



HAL
open science

Contribution à l'étude d'antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d'éléments actifs

Sarah Sufyar El Kadri

► **To cite this version:**

Sarah Sufyar El Kadri. Contribution à l'étude d'antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d'éléments actifs. Autre. Université de Grenoble, 2011. Français. NNT : 2011GRENT094 . tel-00767173

HAL Id: tel-00767173

<https://theses.hal.science/tel-00767173>

Submitted on 19 Dec 2012

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

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

UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Sarah SUFYAR

Thèse dirigée par « **Robert STARAJ** » et
codirigée par « **Christophe DELEVEAUD** »

préparée au sein du **Laboratoire SAP du CEA/LETI**
dans l'**École Doctorale EEATS**

Contribution à l'étude d'Antennes Miniatures Reconfigurables en Fréquence par Association d'éléments actifs

Thèse soutenue publiquement le « **14 Décembre 2011** »,
devant le jury composé de :

M. Smaïl TEDJINI

Professeur à Grenoble INP-LCIS Valence, Président

M. Christian PERSON

Professeur à l'Institut Télécom de Bretagne, Rapporteur

M. Raphaël GILLARD

Professeur à l'INSA/IETR Rennes, Rapporteur

M. Ali LOUZIR

Ingénieur à Technicolor Cesson-Sévigné, Examineur



A toutes les personnes qui m'ont soutenue et cru en moi

Remerciements

Je tiens à remercier en premier lieu mon encadrant CEA, M. Christophe DELAVEAUD, pour sa supervision, sa présence et ses conseils précieux tout le long de ma thèse. Je tiens à souligner la qualité de ses observations pertinentes, sa grande rigueur scientifique et son investissement dans cette étude.

Je remercie également mon directeur de thèse, M. Robert STARAJ, pour avoir accepté de diriger mes recherches et pour son soutien durant ces trois années. L'intérêt qu'il a porté envers mon projet de thèse et la confiance qu'il m'a accordée ont été importantes.

Cette thèse a été réalisée au CEA-LETI (Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information) au sein de l'équipe DSIS/LCS/SAP (Système Antennaire et Propagation). Je remercie Roland BLANPAIN, chef du département DSIS (Département Systèmes et Intégrations Système) et Laurent HERAULT chef du laboratoire LCS pour m'avoir accueillie durant ces trois années de thèse, de m'avoir permis de travailler dans de très bonnes conditions et enfin de m'avoir soutenue en mettant à ma disposition tous les moyens nécessaires au bon déroulement de ma thèse.

En acceptant d'être les rapporteurs de mon travail, les professeurs Christian PERSON et Raphaël GILLARD m'ont fait un grand honneur. Qu'ils trouvent ici toute ma gratitude.

Je remercie également le professeur Smaïl TEDJINI d'avoir accepté de présider le jury. Il témoigne ainsi de la confiance qu'il place en mes travaux et m'honore par sa disponibilité. Je remercie également le docteur Ali LOUZIR pour avoir accepté de siéger en qualité d'examineur.

Je remercie très chaleureusement toute l'équipe du SAP pour l'ambiance sympathique et joviale. En particulier : Laurent L., Christophe, Julien, Serge, Ludo, Hung, Pat, Lionel, Jean François, Constant, Kawtar, Olivier, Laurent D., Antonio, Raffaella et Ramona.

J'exprime toute ma gratitude à mes proches que ce soit ma famille ou mes amis pour le soutien permanent et leur patience pendant ces trois années.

Table des matières

Introduction Générale	5
Contexte et motivation.....	5
Organisation du manuscrit.....	5
Chapitre I. Etat de l'art.....	7
I.1 Antennes miniatures	8
I.2 Agilité fréquentielle.....	27
I.3 Conclusion.....	45
I.4 Références	46
Chapitre II. Miniaturisation de l'antenne fil-plaque.....	51
II.1 Antenne fil-plaque classique	52
II.2 Antenne fil-plaque à fente	62
II.3 Validations expérimentales	73
II.4 Conclusion.....	82
II.5 Références	83
Chapitre III. Agilité fréquentielle de l'antenne fil-plaque	84
III.1 Introduction	86
III.2 Ajout d'une charge capacitive variable	86
III.3 Ajout d'une inductance variable	108
III.4 Combinaison diode varicap et inductance variable.....	120
III.5 Conclusion.....	129
III.6 Références	131
Chapitre IV. Application de l'antenne fil plaque agile ultra miniature	132
IV.1 Introduction	133
IV.2 État de l'art des antennes ultra compactes.....	133
IV.3 Antennes pour implants auditifs (In The Ear) – Application WiserBAN	136
IV.4 Conclusion.....	156
IV.5 Références	157
Conclusion générale.....	158
Annexe 1 – Calcul des différents éléments du circuit équivalent.....	166
Annexe 2 – Calcul de l'impédance de la fente	169
Annexe 3 – Calcul du facteur de qualité avec HFSS	171
Annexe 4 – Datasheet diode bb857	173
Annexe 5 – Inductance variable	175
Liste des travaux	178
Résumé	179

Introduction Générale

Contexte et motivation

De nos jours, les antennes sont amenées à équiper des objets usuels de toutes sortes. La diversité des applications s'étend des télécommunications (cellulaire, connectivité) aux moyens de transport en passant par la médecine (implants). L'intégration des antennes dans les systèmes consiste à disposer des aériens sur/dans des dispositifs dont les dimensions peuvent être variables.

Dans un contexte de généralisation des systèmes de communication sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes pour permettre leur intégration sur de petits objets aux fréquences UHF est croissant. A ces fréquences, l'antenne est le composant le plus volumineux et sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants. En effet, aux fréquences UHF allant de 300MHz ($\lambda=1\text{m}$) à 3GHz ($\lambda=100\text{cm}$), les dimensions des antennes communément employées (dipôle, monopole...) sont relativement grandes ce qui rend leur intégration difficile. Concrètement, un monopole classique de taille $\lambda/4$, présente une taille d'environ 25cm aux fréquences UHF. En outre, la multiplication des standards de communication renforce ces besoins d'intégration et de miniaturisation puisque qu'aujourd'hui plusieurs antennes peuvent être amenées à cohabiter sur un même terminal mobile.

Les antennes électriquement petites, c'est-à-dire de petites tailles comparées aux longueurs d'ondes de fonctionnement, font depuis de nombreuses années l'objet de nombreux travaux de développement. De multiples techniques de miniaturisation d'antennes existent, chacune soumise à des limitations physiques bien identifiées. En effet, la miniaturisation des antennes n'est pas sans poser de problèmes sur leurs performances. La diminution de la taille des antennes s'accompagne généralement d'une dégradation de son efficacité et de sa bande passante. Par conséquent, les structures miniatures généralement conçues résultent d'un compromis entre bande passante, efficacité et taille électrique.

Les travaux de ce mémoire s'inscrivent dans la continuité des recherches sur les antennes à la fois miniatures et performantes. Le premier objectif de cette thèse est d'étudier et de développer une antenne miniature originale susceptible de répondre aux besoins des systèmes sans fils actuels. Le deuxième axe de recherche s'intéresse à la reconfigurabilité fréquentielle de l'antenne miniature initialement développée. La reconfigurabilité ou l'agilité fréquentielle constitue une solution intéressante pour pallier le problème de la bande passante réduite liée à la miniaturisation.

Organisation du manuscrit

Les différentes techniques de miniaturisation et de reconfigurabilité fréquentielle existantes sont présentées dans le premier chapitre de ce manuscrit afin d'en dégager les solutions intéressantes pour notre étude. Avant de présenter ces techniques, nous étudierons la définition d'une antenne miniature ainsi que les paramètres clefs qui permettent d'évaluer les performances de l'antenne. Ces paramètres clefs sont le facteur de qualité ainsi que l'efficacité de l'antenne.

Parmi les diverses techniques de miniaturisation, l'insertion de fente dans l'élément rayonnant constitue une solution intéressante pour la réduction de taille des antennes. Le deuxième chapitre traite en détail de la miniaturisation de l'antenne fil-plaque par ajout d'une fente sur le toit de la structure. L'introduction de la fente est modélisée grâce à un circuit électrique équivalent afin de comprendre le phénomène physique mis en jeu, les résultats sont comparés aux résultats obtenus grâce à un simulateur électromagnétique. La présentation des résultats expérimentaux obtenus sur plusieurs prototypes ainsi qu'une analyse des performances de l'antenne miniaturisée closent le chapitre. Les performances obtenues sont conformes aux limites fondamentales des antennes avec notamment une réduction de la bande passante de l'antenne liée à la miniaturisation.

Afin de pallier le problème de la bande passante réduite, nous étudions dans le troisième chapitre, différentes structures utilisant des éléments actifs introduits dans l'antenne fil-plaque à fente. L'ajout de composants variables sur la structure antennaire est une technique permettant de rendre l'antenne agile ou reconfigurable en fréquence et ainsi recouvrir une bande passante plus importante que la bande passante instantanée. La première structure étudiée est l'antenne fil plaque à fente avec l'ajout d'une diode varicap. Le comportement ainsi que les performances de l'antenne sont analysés et les résultats de modélisation et simulation sont validés expérimentalement. Une inductance variable conçue au sein du laboratoire du CEA LETI est introduite sur la seconde structure antennaire. Une analyse du comportement et des performances de l'antenne est également détaillée, ainsi qu'une comparaison des performances avec la première structure. Cette comparaison permet de mettre en valeur la structure la plus performante en termes de bande passante et d'efficacité.

Une dernière structure combinant à la fois diode varicap et inductance variable est présentée à la fin du chapitre. Cette association de deux éléments variables constitue une solution très prometteuse en termes de bande passante. En contrôlant le lieu d'impédance de l'antenne, en jouant à la fois sur l'aspect inductif ou capacitif, une agilité large bande peut être obtenue. Un modèle s'appuyant sur le circuit électrique équivalent de l'antenne est présenté et comparé aux résultats de simulation. Un prototype a été fabriqué et testé pour valider les résultats théoriques et une analyse des performances est finalement réalisée.

L'enjeu du chapitre IV, plus applicatif, s'inscrit au sein du projet WiserBAN dont l'un des objectifs est de développer un implant auditif. Intégrer une antenne très compacte à l'intérieur de l'oreille constitue la problématique de l'étude. L'antenne fil-plaque agile en fréquence avec un plan de masse réduit constitue une structure intéressante pour cette application. L'étude de cette antenne et son comportement à l'intérieur de l'oreille est présentée dans ce chapitre. Les concepts présentés précédemment sont repris pour démontrer la faisabilité d'une telle antenne. L'influence du contexte applicatif spécifique sur l'antenne est également proposée afin d'anticiper son comportement et concevoir au mieux la structure qui sera intégrée dans l'implant auditif.

Chapitre I. Etat de l'art

Sommaire

I.1	Antennes miniatures	8
I.1.1	Définition	8
I.1.2	Limites fondamentales des antennes miniatures	9
I.1.2.a	Facteur de Qualité.....	9
I.1.2.b	Efficacité rayonnée	12
I.1.3	Techniques de miniaturisation	13
I.1.3.a	Modification de la géométrie	13
I.1.3.a.i	Ajout de fentes	13
I.1.3.a.ii	Ajout de courts-circuits.....	13
I.1.3.a.iii	Repléments	14
I.1.3.a.iv	Charges localisées	15
I.1.3.b	Antenne volumétrique.....	17
I.1.3.c	Antennes fractales	18
I.1.3.d	Miniaturisation à l'aide de matériaux	20
I.1.3.d.i	Matériaux diélectriques.....	20
I.1.3.d.ii	Matériaux magnétiques.....	21
I.1.3.d.iii	Matériaux magnéto-diélectriques	22
I.1.4	Conclusion	26
I.2	Agilité fréquentielle	27
I.2.1	Introduction.....	27
I.2.2	Techniques de reconfigurabilité fréquentielle	29
I.2.2.a	Introduction d'éléments actifs sur la structure	29
I.2.2.a.i	Antenne microruban	29
I.2.2.a.ii	Antenne fente	33
I.2.2.a.iii	Antenne monopole	35
I.2.2.a.iv	Antenne PIFA	38
I.2.2.b	Circuit d'adaptation d'impédance.....	40
I.2.2.c	Matériaux.....	42
I.2.2.d	Récapitulatif	44
I.3	Conclusion	45
I.4	Références	46

I.1 Antennes miniatures

De nos jours, les antennes peuvent être retrouvées dans des objets usuels de toutes sortes. Maintes applications qui s'étendent des télécommunications (terminaux mobiles) aux moyens de transport (capteur de pression pour les pneus d'une voiture) en passant par la médecine (implant auditif par exemple) ont vu ou voient le jour. Dans un contexte de généralisation des systèmes de communication sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes va en augmentant afin de permettre leur intégration sur de petits objets aux fréquences UHF. A ces fréquences, l'antenne est le composant le plus volumineux et sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants. La multiplication des standards de communication renforce également ces besoins d'intégration et de miniaturisation puisqu'aujourd'hui près d'une dizaine d'antennes peuvent être amenées à cohabiter sur un même terminal mobile. Nous allons définir en premier lieu ce qu'est une antenne miniature et présenterons ses caractéristiques, et en second lieu nous détaillerons les techniques de miniaturisation qui existent dans la littérature.

I.1.1 Définition

Selon les travaux de Wheeler [I.1], une antenne est dite électriquement petite (AEP) si sa dimension maximale est inférieure à λ/π (λ étant la longueur d'onde), cette valeur est communément nommée la 'radiansphère' [I.2]. Cette définition est équivalente au fait de dire qu'une antenne est électriquement petite si elle satisfait la condition suivante [I.3]:

$$ka < 1 \quad (\text{I-1})$$

Où k est le nombre d'onde $2\pi/\lambda$, et a le rayon de la sphère minimale qui englobe l'antenne (Figure I-1). Cette sphère minimum englobant l'antenne sera nommée dans la suite, la sphère de Chu.

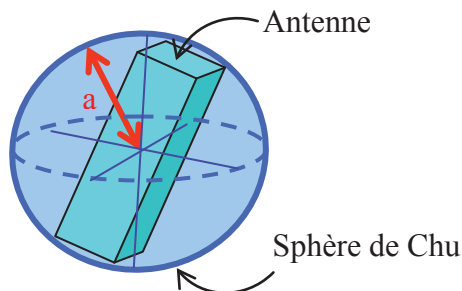


Figure I-1 - Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de Chu

La radiansphère correspond à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne et le champ lointain où celle-ci est propagée. Cette réduction de taille des antennes par rapport à la longueur d'onde électrique limite les performances radioélectriques des antennes.

Les performances d'une AEP sont caractérisées par la taille électrique ka , le facteur de qualité Q (ou bande passante), et l'efficacité. Une attention plus particulière est portée au facteur de qualité et son lien avec la taille électrique. En effet, plusieurs études ont été menées pour

déterminer la valeur minimale du facteur de qualité (et donc maximum de bande passante) pour une taille d'antenne donnée.

I.1.2 Limites fondamentales des antennes miniatures

I.1.2.a Facteur de Qualité

Miniaturiser un aérien consiste à trouver un compromis entre les dimensions minimales souhaitées et les performances acceptées en termes de diagramme de rayonnement, d'efficacité et de bande passante. Les dimensions de la structure doivent au minimum demeurer proches de la demi-longueur d'onde pour obtenir une efficacité de rayonnement optimale. Les limites théoriques à la miniaturisation des antennes font actuellement l'objet de nombreuses discussions mais les travaux initiaux menés par Wheeler, Chu, McLean et Harrington [I.1]-[I.5]-[I.6]-[I.7] restent des références. Ces études consistent à évaluer le facteur de qualité Q de l'antenne et conduisent à établir les limites en termes de performances des antennes électriquement petites. Le facteur de qualité Q est défini comme étant le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée. L'expression du facteur Q définie dans la littérature [I.7], est donnée sous la forme suivante:

$$Q_r = \frac{2\omega \cdot \max(W_e, W_m)}{P_{rad}} \quad (\text{I-2})$$

Avec W_e et W_m respectivement les énergies électriques et magnétiques moyennes stockées et P_{rad} la puissance rayonnée par l'antenne.

Il s'agit d'étudier le comportement des champs électromagnétiques à l'extérieur de la sphère de Wheeler (Figure I-1). Chu limite son étude aux antennes omnidirectionnelles et polarisées verticalement et considère qu'il n'y a pas d'énergie stockée à l'intérieur de la sphère de Chu. Il modélise l'énergie rayonnante de l'antenne comme une somme de modes sphériques se trouvant à l'extérieur de la sphère de Chu. Chaque mode est ensuite modélisé par un circuit équivalent RLC. Le facteur de qualité est alors calculé grâce à une analyse de circuit. Plus tard, McLean [I.5] calcule le Q_{min} pour un mode TM_{01} en calculant l'énergie stockée à partir de circuits RLC parallèles équivalents modélisant l'énergie non propagée autour de la sphère. Il évalue ensuite la puissance rayonnée en champ lointain, ceci conduisant à établir une formulation de la valeur du facteur de qualité pour le mode TM_{01} d'une antenne électriquement petite à polarisation linéaire comme ci-dessous :

$$Q_{min,Chu} = \eta \left(\frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \right) \quad (\text{I-3})$$

a étant le rayon minimum de la sphère de Chu, k le nombre d'onde et η l'efficacité rayonnée. Plus généralisée, et prenant en compte le mode TM_{01} et TE_{01} (et non pas uniquement TM_{01}), la formule (I-3) s'écrit d'après Mc Lean [I.5]:

$$Q_{min,McLean} = \frac{1}{2} \eta \left(\frac{1}{k^3 a^3} + \frac{2}{ka} \right) \quad (\text{I-4})$$

Diverses études ont été menées de manière plus détaillée et poussée afin de déterminer le facteur de qualité minimum d'une antenne électriquement petite, lequel est toujours sujet d'actualité. Récemment, D. Pozar [I.8] a revisité les limites fondamentales du facteur de qualité minimum d'une antenne arbitraire électriquement petite. Il s'est notamment intéressé à l'impact de la polarisation et de la présence de modes TM, TE ou TEM sur les valeurs de Q . Thal [I.9] a présenté des limites pratiques de Q pour des dipôles électriques et magnétiques et pour cela, il considère une distribution du courant à la surface de la sphère de Chu, et modélise par un circuit équivalent, l'énergie stockée à l'intérieur de la sphère de Chu. Les travaux de Gustafsson et al. [I.10] permettent de calculer Q et le gain pour des antennes électriquement petites et ceci pour n'importe quelles formes d'antennes, plutôt que les formes sphériques habituellement étudiées. Son approche est radicalement différente, car il utilise les propriétés de diffusion des particules. Il démontre que le minimum de Q augmente pour une antenne de forme arbitraire. Yaghjian et Stuart [I.11] présentent des calculs de minimum de facteur de qualité pour n'importe quelle forme d'antenne également en s'appuyant sur les travaux de Gustafsson. Ce travail valide l'expression générale donnée par (I-3). Le Tableau I-1 [I.4] nous donne une liste non exhaustive des différentes expressions du minimum de facteur de qualité selon les considérations faites par les chercheurs.

Tableau I-1 - Différentes expressions du minimum de facteur de qualité Q , avec a le rayon de la sphère de Chu [I.4]

Q minimum ($\eta=1$)	Référence	Commentaires
$\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3}$	Chu, Mc Lean [I.5]-[I.6]	Mode Te ou TM
$\frac{1}{2} \left(\frac{2}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right)$	Mc Lean [I.5]	Modes TE et TM
$\frac{1.5}{(ka)^3}$	Thal [I.9]	Distribution du courant sur la surface de la sphère de Chu, mode TM
$\frac{3}{(ka)^3}$	Thal [I.9]	Distribution du courant sur la surface de la sphère de Chu, mode TE
$\frac{1}{(ka)^3}$	Thal [I.9]	Distribution du courant sur la surface de la sphère de Chu, modes TE et TM
$\frac{G}{\tilde{\eta}} \frac{1}{2(ka)^3}$	Gustafsson et al. [I.10]	G= gain de l'antenne $\tilde{\eta}$ = efficacité d'absorption de l'antenne Hypothèse : antenne faite de PEC

Nous souhaitons maintenant faire le lien entre le facteur de qualité et la bande passante de manière assez simple. Généralement, on écrit :

$$BP = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} \quad (I-5)$$

Cette formule n'est pas une forme généralisée car en réalité il faut prendre en compte l'adaptation d'impédance à l'entrée de l'antenne. Nous avons donc une formule (I-6) prenant en compte le taux d'onde stationnaire s et qui s'écrit [I.12]:

$$BP = \frac{s-1}{Q\sqrt{s}} \quad (I-6)$$

Pour $ka \ll 1$, $(ka)^3 \ll ka$ donc $1/(ka)^3 \gg 1/ka$, le facteur de qualité minimal donné par Chu (I-3) se simplifie alors :

$$Q_{min,Chu} \approx \frac{\eta}{(ka)^3} \quad (I-7)$$

Ainsi, d'après (I-6) et (I-7), et pour $ka \ll 1$, nous avons :

$$BP \cdot \eta \approx \frac{s-1}{\sqrt{s}} \cdot (ka)^3 \quad (I-8)$$

Les courbes de la Figure I-2 représentent les limites fondamentales du facteur de qualité $Q_{min,Chu}$ en fonction de la taille d'antenne pour différentes valeurs d'efficacités (10%, 30%, 50%, 70%, 90% et 100%). Comme nous l'avons vu, la diminution de la taille électrique de l'antenne réduit la bande passante de manière hyperbolique. Elle est également associée à une réduction de l'efficacité qui modère la perte en bande de fonctionnement. La problématique de miniaturisation des antennes impose donc de trouver un compromis entre taille électrique, bande passante et efficacité.

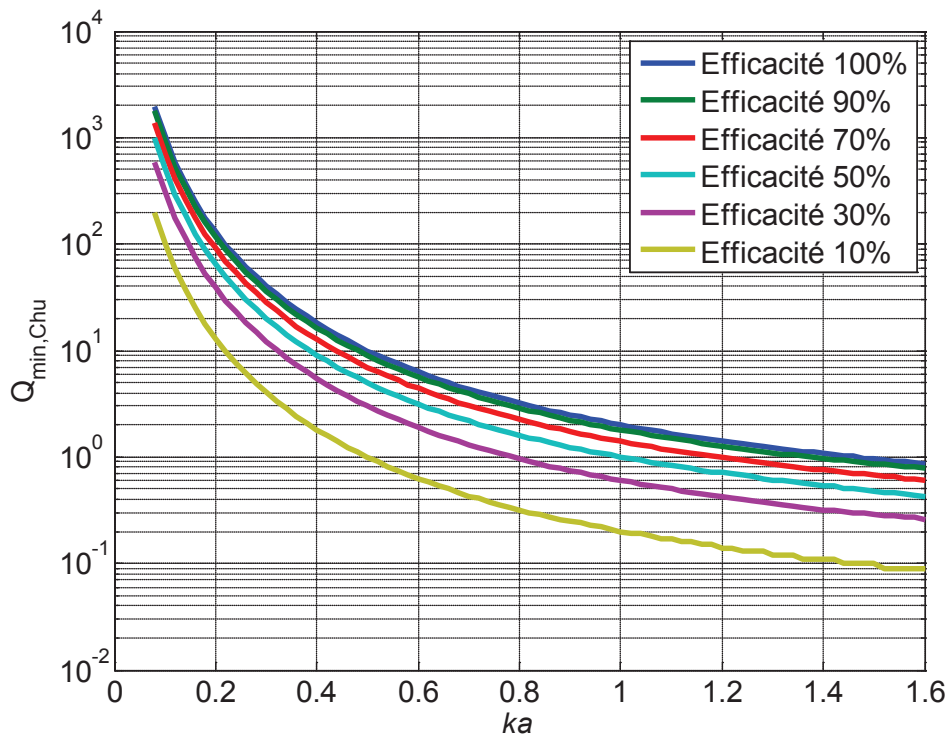


Figure I-2 - Facteur de qualité minimal calculé selon Chu en fonction de la taille électrique (ka) pour différentes efficacités de rayonnement

Le produit bande passante par efficacité apparaît donc directement lié au volume équivalent de l'antenne (taille électrique à la puissance 3). Best et Yaghjian [I.13]-[I.14] ont

calculé le facteur de qualité de manière exacte en termes de champs et d'impédance et ont fait le lien entre le facteur de qualité et la bande passante. Il en ressort l'expression du facteur de qualité suivante :

$$Q = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z'_0(\omega_0)| \quad (\text{I-9})$$

Avec R_0 la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne, Z'_0 la dérivée de l'impédance d'entrée et ω_0 la pulsation de résonance de l'antenne. Ainsi, grâce à cette formule, nous pouvons calculer le facteur de qualité d'une antenne directement à partir de son impédance d'entrée.

I.1.2.b Efficacité rayonnée

Au même titre que le facteur de qualité, l'efficacité rayonnée η est un paramètre critique pour les AEP. On la définit par le rapport entre la puissance rayonnée et celle acceptée par l'antenne. Les pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance série de pertes R_{loss} . Nous pouvons écrire l'efficacité rayonnée de la manière suivante, en sachant que R_{rad} est la résistance de rayonnement :

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} = \frac{R_{rad}}{R_A} \quad (\text{I-10})$$

R_A correspond à la résistance totale d'entrée $R_{rad} + R_{loss}$. En pratique, on s'aperçoit que lorsque la taille électrique ka de l'antenne diminue, R_{rad} diminue et R_{loss} devient le terme dominant dans l'équation (I-10). L'origine de la diminution de l'efficacité pour de faibles tailles d'antennes est due principalement aux pertes par conduction et aux pertes diélectriques [I.15].

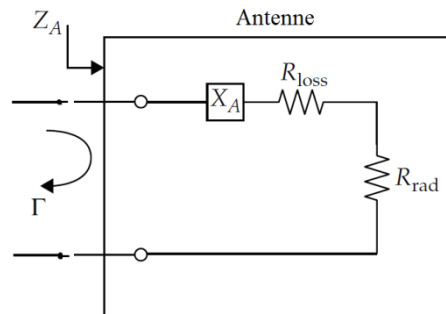


Figure I-3 – Représentation des pertes dans l'antenne [I.4]

A titre de précision, on note qu'à la différence de l'efficacité rayonnée, l'efficacité totale prend en compte la désadaptation de l'antenne dans sa définition.

Ainsi, nous avons décrit les paramètres importants des antennes miniatures, et notamment le facteur de qualité. Nous avons montré que la miniaturisation d'une antenne passe par un compromis sur la taille, la bande passante et l'efficacité. Nous allons maintenant aborder les différentes techniques de miniaturisation des antennes.

I.1.3 Techniques de miniaturisation

Dans ce paragraphe, nous exposons diverses techniques de miniaturisation d'antennes. Il existe plusieurs concepts de miniaturisation qui ont pour but d'allonger artificiellement les dimensions du dispositif résonant. Parmi ces techniques, on trouve l'allongement électrique du chemin du courant par modification de la structure de l'antenne, le rajout d'éléments parasites ou l'utilisation de matériaux particuliers. Nous abordons dans la suite le détail des différentes techniques existant dans la littérature.

I.1.3.a Modification de la géométrie

Cette technique de miniaturisation est la plus répandue actuellement et concerne un panel de formes antennaires. Nous énumérons dans ce paragraphe, différentes structures d'antennes miniatures reposant sur la modification de la géométrie.

I.1.3.a.i. Ajout de fentes

L'une des techniques mises en œuvre pour allonger le chemin électrique des courants est l'introduction de fentes dans la structure rayonnante. Le principe utilisé est non seulement de forcer les courants à contourner les fentes inscrites et donc allonger leur trajet, mais aussi d'induire des effets capacitifs et inductifs modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne [I.16]. La Figure I-4 correspond à la structure étudiée par Nguyen et al. [I.17]. En changeant les caractéristiques de la fente, la fréquence de résonance est modifiée. En effet, plus la fente est longue et plus la fréquence de résonance diminue. On retrouve les mêmes résultats concernant la largeur de la fente. Il existe aussi des fentes repliées en U, en H, en papillon mais aussi de forme curviligne [I.17]-[I.20].

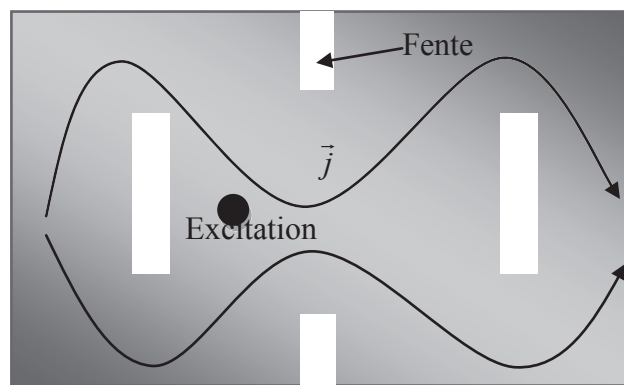


Figure I-4 – Allongement du trajet des courants par ajout de fentes [I.17]

I.1.3.a.ii. Ajout de courts-circuits

Une des méthodes les plus utilisées dans le domaine des antennes imprimées consiste à introduire un ou plusieurs courts-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse. En observant la distribution du champ électrique du premier mode résonant ou mode fondamental TM_{100} , dans la cavité virtuellement délimitée par des murs électriques et magnétiques (Figure I-5), on constate que le champ électrique s'annule au milieu de la longueur résonante.

Cela signifie qu'en positionnant un mur électrique parfait dans ce plan vertical, la distribution des lignes équipotentielles n'est nullement affectée. Ainsi, les dimensions de la structure peuvent être réduites de moitié tout en conservant la même fréquence de résonance.

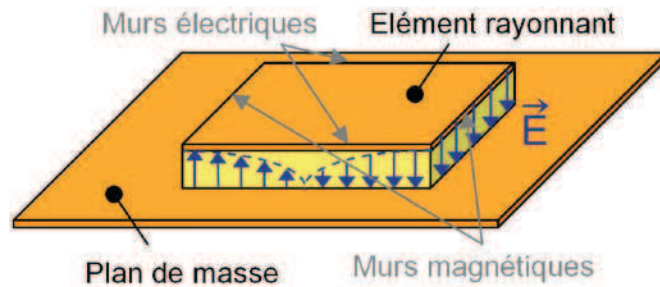


Figure I-5 - Cartographie du champ \vec{E} dans la cavité d'une antenne microruban (mode TM_{100})

En pratique, il est possible de court-circuiter l'antenne en son centre avec un mur métallique vertical qui le relie au plan de masse [I.22]. Il en résulte une antenne ayant une longueur physique de $\lambda_g/4$ dite antenne quart d'onde (réduction de dimension de 50 %). Elle porte le nom de Planar Inverted-F Antenna ou PIFA (Figure I-6). Cette antenne a déjà fait l'objet de nombreuses études [I.23], [I.24], [I.25].

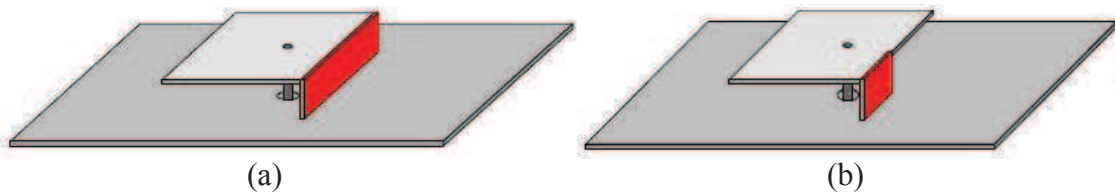


Figure I-6 – PIFA avec court circuit (a) plan, (b) languette

I.1.3.a.iii. Replievements

Par cette technique, on modifie la forme de l'élément rayonnant ou bien on le replie sur lui-même [I.28][I.29] (Figure I-7 (a)). Cette opération conduit naturellement à un élément qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée.

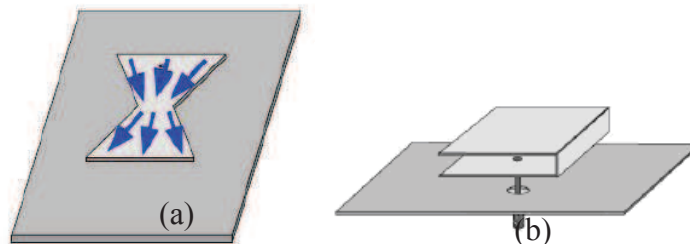


Figure I-7 – (a) Illustration d'une antenne repliée (b) repliement vertical [I.30]

La Figure I-7 (b) montre un exemple de repliement vertical. Il arrive que certaines réalisations conduisent à la concentration des courants électriques dans des zones où l'élément rayonnant comporte des métallisations de faible largeur. La principale contrepartie de ce type d'opération réside dans l'augmentation des pertes ohmiques qui engendre alors une diminution de l'efficacité et du gain.

Les antennes PIFA repliées (Figure I-7 (b)) intéressent particulièrement les concepteurs qui les utilisent pour les systèmes sans fil [I.30],[I.31]. Holub et Polivka [I.32] ont généralisé ce type d'antenne en la repliant sur plusieurs niveaux. Cette technique permet de réduire la

longueur électrique de la PIFA initialement de $\lambda_g/4$ d'un facteur $1/N$, avec N le nombre de plaques métalliques montées verticalement (Figure I-8 (a)) au détriment cependant de la hauteur. Afin d'illustrer cette technique, une antenne a été montée et testée à 869MHz [I.32]. Elle présente une taille électrique de $\lambda_0/11,7$ et une bande passante de 1,15% (Figure I-8 (b)).

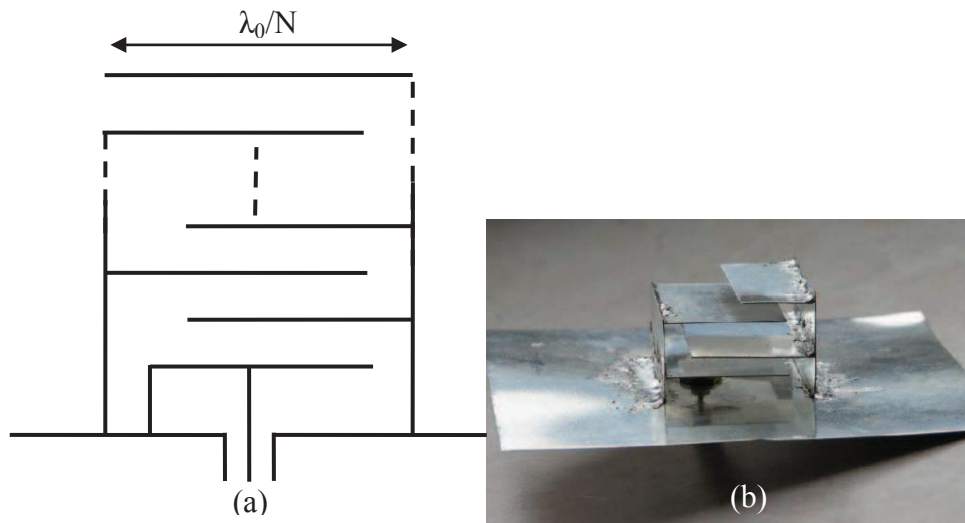


Figure I-8 – Illustration de la PIFA repliée sur plusieurs niveaux (a) et exemple de l'antenne à 869MHz (b) [I.32]

Les antennes méandres sont largement utilisées dans des domaines divers et variés. La configuration générale d'une antenne méandre est présentée sur la Figure I-9 (a) pour le cas d'antennes dipôles repliés de manière périodique. Comme on peut le constater, si un dipôle droit et un dipôle replié ont la même hauteur, ce dernier aura une résonance plus basse en fréquence. En effet, le chemin parcouru par le courant sera beaucoup plus long. Un dipôle classique d'une hauteur de 300mm résonnera à 500MHz. Les structures M1, M2 et M4 ont respectivement une fréquence de résonance de 320, 300 et 260MHz [I.4] (Figure I-9 (b)). Ce type de géométrie a cependant un impact sur les performances de l'antenne. Endo et al. [I.33] ont d'ailleurs démontré que l'efficacité rayonnée du dipôle replié est fortement liée au nombre de repliements N , à la longueur et à la largeur des brins ainsi qu'à la distance entre deux brins.

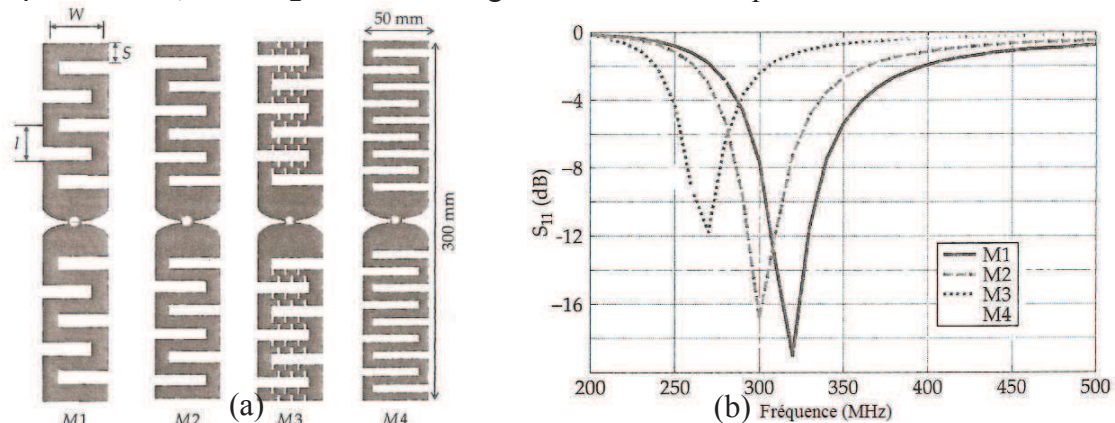


Figure I-9 – Dipôles repliés (a) et coefficients de réflexion associés (b) [I.4]

I.1.3.a.iv. Charges localisées

Les techniques citées précédemment concernant la modification de la géométrie de l'antenne sont équivalentes à un ajout de charge localisée qui va de l'élément discret au tronçon de ligne conductrice. En effet, un monopole replié est équivalent à un monopole

chargé par une inductance comme on peut le voir sur la Figure I-10 (a). De la même manière, un monopole chargé par un toit métallique peut être vu comme un monopole chargé par une capacité (Figure I-10 (b)). Les antennes microruban dans lesquelles on a pratiqué des fentes peuvent aussi être représentées par des circuits LC équivalents.

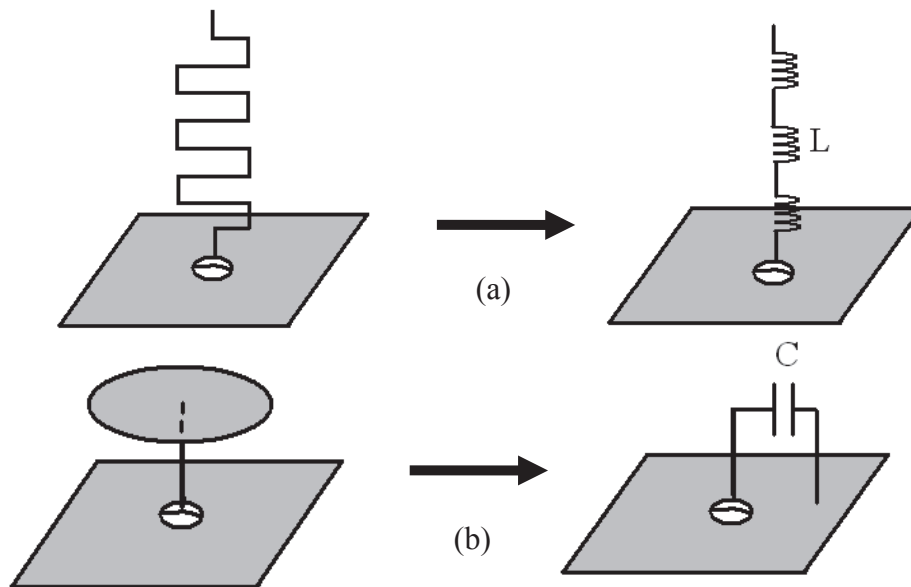


Figure I-10 - Monopole (a) et monopole chargé (b) et leur circuit équivalent

Concernant les composants discrets, trois types peuvent être utilisés, les charges résistives, capacitives ou encore inductives. En pratique, un composant discret de type résistif (Faible résistance de 1 à 2 Ohms) peut remplacer le court-circuit languette d'une PIFA. L'inconvénient de cette technique est l'introduction de pertes ohmiques, d'où une baisse de l'efficacité due à la concentration des courants dans la résistance qui, bien que faible, demeure plus résistive qu'un court-circuit [I.35].

Concernant l'utilisation de tronçons capacitifs ou inductifs, ces techniques ont également pour objectif l'augmentation artificielle de la longueur électrique de l'antenne et donc une diminution de sa fréquence de résonance [I.36].

Nous illustrons un exemple d'antenne fente alimentée par une ligne coplanaire et chargée par des capacités placées aux extrémités repliés de la fente (Figure I-11). Ces charges capacitatives ont permis une réduction de 22% de la fréquence de résonance initiale [I.37].

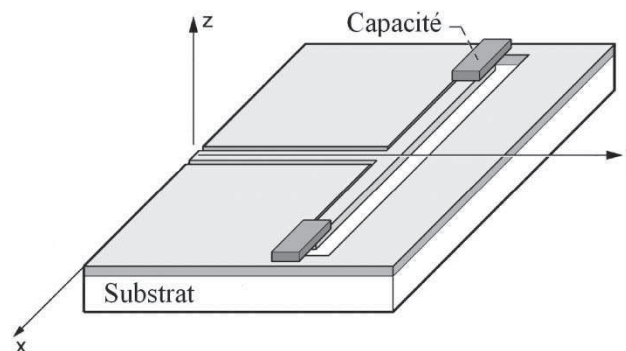


Figure I-11 - Antenne à fente avec charge capacitive [I.37]

I.1.3.b Antenne volumétrique

D'après les diverses études menées sur les antennes miniatures [I.3]-[I.14], ce sont celles qui occupent de manière ingénieuse leur zone réactive (à l'intérieur de la sphère de Wheeler ou de Chu) qui auront les meilleures performances en termes de bande passante et d'efficacité. Ayant pour but d'atteindre la limite optimale du facteur de qualité, Best [I.39] a étudié une structure antennaire particulière correspondant à l'antenne sphérique hélicoïdale à 4 brins (Figure I-12). Cette structure a été pensée pour qu'elle occupe pratiquement tout le volume de la zone réactive. L'antenne est placée sur un plan de masse considéré comme infini, elle est alimentée par une seule excitation placée en bout d'un brin. L'antenne sphérique hélicoïdale à 4 brins est une évolution de l'antenne sphérique hélicoïdale à 2 brins, elle-même issue de l'antenne hélicoïde simple brin. Cette évolution a pour but d'améliorer la résistance d'entrée de l'antenne, son efficacité, et son facteur de qualité. Le Tableau I-2 présente les performances de ces trois antennes en fonction du nombre de brins et du nombre d'enroulements hélicoïdaux des brins. Pour le cas de l'antenne sphérique à 4 brins, avec un seul enroulement, nous avons un facteur de qualité $Q=32$ pour une résistance d'entrée de $R_A=43\Omega$, avec une efficacité de 98,6% et une taille électrique $ka=0,36$. On situe le facteur de qualité par rapport à la limite de Chu sur la Figure I-13 où sont tracés les facteurs de qualité en fonction de la taille électrique ka des antennes. On s'aperçoit que la structure sphérique hélicoïdale à 4 brins est plus proche des limites fondamentales de Chu que les autres structures. En effet, pour un seul enroulement, le facteur de qualité de cette structure est 1,5 fois plus grand que le facteur de qualité minimum. En outre, on remarque que le facteur de qualité augmente avec le nombre de tours car la miniaturisation est plus grande.

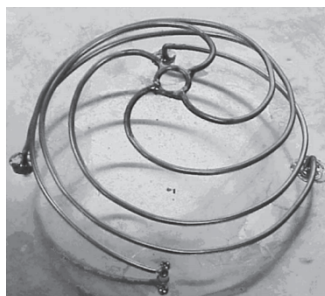


Figure I-12 – Illustration de l'antenne sphérique hélicoïdale à 4 brins [I.39]

Tableau I-2 - Performances de différents types d'antennes hélicoïdales [I.39]

Type d'antenne	Nb de tours	Longueur du brin (cm)	f_r (MHz)	R_A (Ω)	Efficacité (%)	Q
Antenne hélicoïde simple	$\frac{1}{2}$	17	468,9	4,5	98,9	28
	1	30,9	274,25	1,8	95,3	92
	$1^{1/2}$	45,07	194,35	0,98	89,0	184
Antenne sphérique hélicoïdale à 2 brins	$\frac{1}{2}$	17	469,3	16,6	99,3	15,6
	1	30,9	284,95	8,4	97,6	50
	$1^{1/2}$	45,07	203,8	4,7	94,5	114
Antenne sphérique hélicoïdale à 4 brins	$\frac{1}{2}$	17	515,8	87,6	99,6	5,6
	1	30,9	300,3	43,1	98,6	32
	$1^{1/2}$	45,07	210	23,62	97,6	88

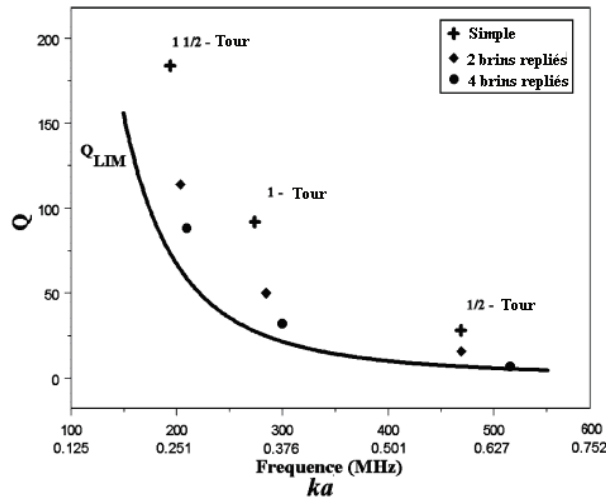


Figure I-13 – Évolution des facteurs de qualité des différentes antennes et situation par rapport à la limite de Chu en fonction de la fréquence et de la taille électrique ka des antennes [I.39]

I.1.3.c Antennes fractales

Les géométries fractales sont obtenues par l'itération d'un motif de base. Un exemple très connu des géométries fractales sont les courbes de Hilbert présentées sur la Figure I-14. Nous remarquons que cette géométrie fractale est obtenue par la répétition à différentes échelles d'une forme unique à l'intérieur d'un espace donné.

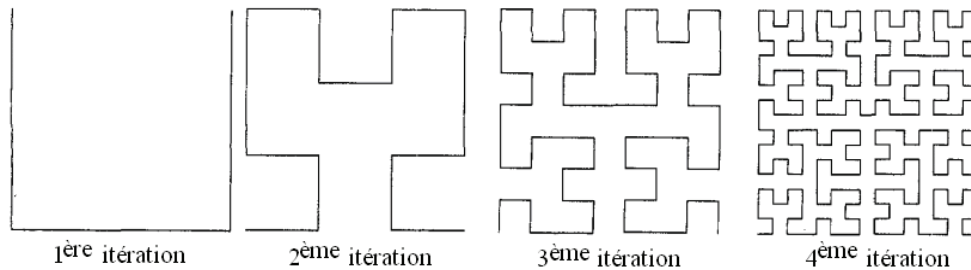


Figure I-14 – Courbes de Hilbert à différents niveaux d'itération

Diverses formes de géométries fractales (Koch, Hilbert, Penao...) peuvent être utilisées pour la conception d'une antenne multibande. Nous nous intéressons tout d'abord à la géométrie fractale de Koch. Nous obtenons cette géométrie en divisant une droite en trois segments de longueurs égales, puis en construisant un triangle équilatéral ayant pour base le segment médian de la première étape, et enfin en supprimant le segment de droite qui était la base du triangle de la deuxième étape. A la n -ième itération, la longueur de la droite obtenue est de $(4/3)^n$. Baliarda et al. [I.40] ont mesuré 6 monopoles à géométrie de Koch (K0-K5), de 0 à 5 itérations. La Figure I-15 présente le monopole de Koch après 5 itérations (K5). Le monopole K5 a une hauteur $h=6\text{cm}$ et une longueur totale de $l = h \cdot (4/3)^5 = 25,3 \text{ cm}$. Ces monopoles ont été placés sur un plan de masse de $80 \times 80 \text{ cm}^2$ et mesurés. La fréquence de résonance est passée de 1,61GHz pour K0 à 0,9GHz pour K5.

Gonzalez-Arbesu et al. [I.41] ont étudié plusieurs types d'antennes fractales et de diverses tailles. Plus précisément, ils ont étudié des antennes à géométrie de Hilbert, de Peano et des antennes méandres. On présente ces différentes antennes sur la Figure I-16.

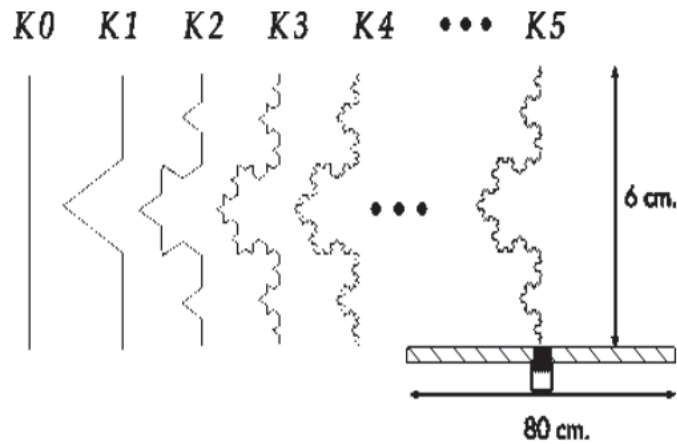


Figure I-15 – Monopoles à géométrie fractale de Koch [I.40]

Les paramètres géométriques ainsi que les performances des différentes antennes sont présentés dans le Tableau I-3. On remarque que la plus petite antenne est l'antenne méandre MLM-8 dont la longueur correspond à 14% de la longueur du monopole $\lambda / 4$ et dont la taille électrique est faible ($ka=0,2$). Cependant, le facteur de qualité est important ($Q=160,5$) et la résistance d'entrée est faible (1,1 Ohms). Cette remarque est d'ailleurs valable pour les autres structures fractales fortement miniaturisées : Hilbert-4 et Peano3-2. En outre, comparées aux antennes méandres, nous nous apercevons que les antennes fractales n'apportent ici pas de réel avantage en termes de performances (Figure I-17).

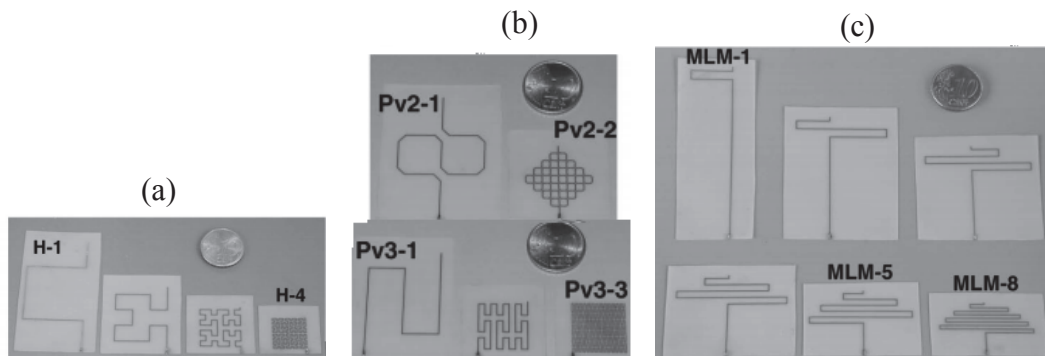


Figure I-16 – Antennes fractales : Géométrie de Hilbert (a), géométrie de Peano (b) et antennes méandres (c) [I.41]

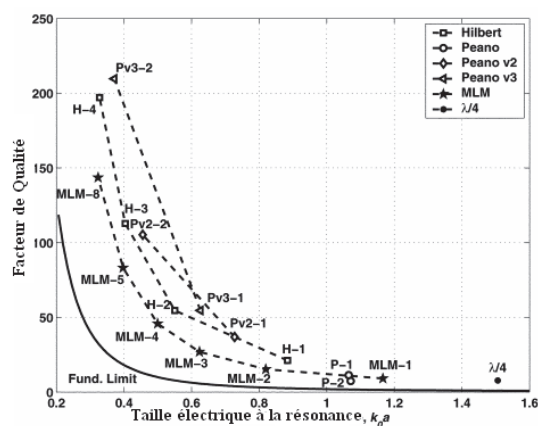


Figure I-17 – Facteur de qualité en fonction de la taille électrique à la résonance des différentes antennes fractales et méandres [I.41]

Tableau I-3 – Paramètres géométriques et performances des différentes antennes [I.41]

Antenne	Hauteur antenne (mm)	Taille électrique à la résonance	Longueur totale (m)	Fréquence de résonance (MHz)	Radiation resistance (Ohms)	Facteur de Qualité
$\lambda/4$ Monopole	90,60	1,506	0,091	793,1	35,8	7,8
Hilbert-1	53,50	0,8838	0,105	788,2	12,5	21,2
Hilbert-2	32,77	0,5503	0,125	786,4	4,7	54,6
Hilbert-3	23,30	0,4037	0,172	784,9	2,5	112,8
Hilbert-4	18,50	0,3277	0,266	788,6	1,7	197,2
Peano-1	65,60	1,0647	0,193	774,4	14,0	11,2
Peano-2	69,00	1,0711	0,605	740,7	13,8	7,4
Peano v2-1	44,00	0,7274	0,117	788,8	7,7	36,9
Peano v2-2	27,50	0,4555	0,209	790,3	3,3	105,3
Peano v3-1	37,70	0,6262	0,109	789,6	4,7	54,6
Peano v3-2	21,14	0,3714	0,174	791,8	1,4	209,7
MLM-1	66,80	1,1149	0,097	796,4	40,4	9,7
MLM-2	44,00	0,7325	0,105	794,3	17,0	17,5
MLM-3	32,80	0,5439	0,119	791,2	8,9	31,3
MLM-4	28,60	0,4754	0,146	793,1	6,2	45,0
MLM-5	20,20	0,3337	0,139	788,2	2,7	89,3
MLM-8	12,50	0,2033	0,141	775,9	1,1	160,5

I.1.3.d Miniaturisation à l'aide de matériaux

Les antennes imprimées sont des antennes largement utilisées du fait de leur facilité de conception, d'intégration et de leur faible coût. Cependant, compte tenu du contexte de miniaturisation et de leurs tailles initiales relativement grandes, ces antennes font souvent l'objet de réduction de taille électrique par l'utilisation de matériaux. Nous allons détailler plusieurs types de matériaux employés jusqu'à présent afin de miniaturiser les antennes.

I.1.3.d.i. Matériaux diélectriques

De nombreux travaux ont montré la possibilité de miniaturiser les antennes imprimées par l'utilisation d'un substrat diélectrique à forte permittivité [I.42][I.43] qui va concentrer les lignes de champ sous l'élément rayonnant. Ce phénomène peut s'expliquer par le fait qu'un champ électrique appliqué dans un milieu à forte permittivité influence l'organisation des charges électriques, notamment leur déplacement et la réorientation des dipôles électriques. Il est en effet bien connu que les matériaux à fort contraste permettent de réduire la taille physique d'une antenne en raison d'une longueur d'onde plus courte dans le matériau [I.44]. En utilisant un diélectrique avec une permittivité relative ϵ_r élevée, typiquement de l'ordre de 10 à 20, la longueur d'onde guidée λ_g diminue, comme le montre l'équation (I-11).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (\text{I-11})$$

Cependant, on constate une diminution de la bande passante du fait de l'augmentation de l'énergie stockée avec l'emploi du diélectrique, et par conséquent du facteur de qualité. Ce résultat a été vérifié par C. Niamien [I.45] pour le cas d'une antenne microruban carrée imprimée sur un substrat diélectrique ($\epsilon_r=16$, $\mu_r=1$) sans pertes et d'indice de réfraction $n=4$. L'antenne de comparaison est une antenne microruban dans l'air, résonant à la même

fréquence 2GHz. Les résultats de simulation sont présentés par la Figure I-19 et récapitulés dans le Tableau I-4. L et W sont respectivement la longueur et largeur du pavé métallique.

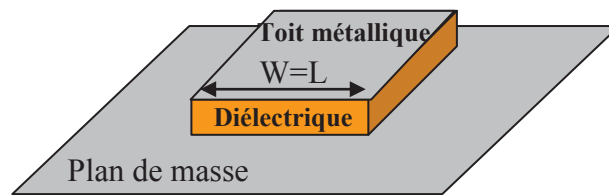


Figure I-18 – Antenne microruban avec substrat diélectrique

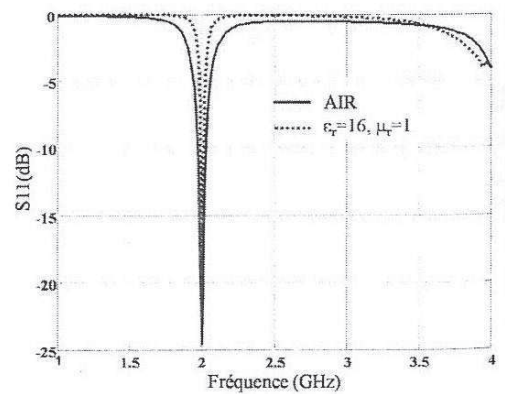


Figure I-19 – Coefficient de réflexion de l'antenne patch à forte permittivité [I.45]

Nous constatons qu'avec l'air, la bande passante est de 6% ce qui est nettement supérieur à celle obtenue avec le diélectrique (1,25%) qui conduit cependant à une réduction de taille d'environ 71%.

Tableau I-4 – Comparaison de la taille électrique et de la bande passante de l'antenne microruban sur air et sur substrat diélectrique

Antenne	Substrat	Dimensions W=L (mm)	Position de la sonde (mm)	Bande passante à -10dB (%)
1	$\epsilon_r=1, \mu_r=1$	$68,5=\lambda_0/2$	-13	6
2	$\epsilon_r=16, \mu_r=1$	$20,4=\lambda_0/7$	-1,5	1,25

Afin de limiter cette augmentation de l'énergie stockée pour des substrats à forte permittivité, divers travaux ont présenté une solution basée sur la distribution du champ électrique à l'intérieur du substrat diélectrique situé sous l'antenne microruban. Cela consiste à employer un substrat de faible permittivité dans les régions à fort champ électrique et un substrat à forte permittivité dans les régions de faible champ électrique [I.46]-[I.47]. Le champ présente ainsi une distribution quasi-uniforme sous l'antenne microruban, ce qui permet simultanément de réduire la taille de l'antenne et de gagner en bande passante.

I.1.3.d.ii. Matériaux magnétiques

On ne rencontre quasiment pas de matériaux magnétiques à l'état naturel dans la littérature car leurs valeurs de perméabilité relative restent faibles et leurs pertes magnétiques significatives. Le seul avantage repose sur les épaisseurs importantes qui favorisent grandement l'efficacité de l'interaction onde - matière. En effet, ils peuvent être utilisés sur des surfaces ou des volumes, de l'ordre de quelques cm^3 , ou sous forme de cavité par exemple.

I.1.3.d.iii. Matériaux magnéto-diélectriques

▪ Matériaux magnéto-diélectriques naturels

Il existe deux types de matériaux magnéto-diélectriques : les magnéto-diélectriques dits naturels et ceux réalisés artificiellement que l'on nomme métamatériaux. Nous nous intéressons en premier lieu aux matériaux magnéto-diélectriques naturels.

L'utilisation de matériaux magnéto-diélectriques dont la permittivité et la perméabilité sont toutes deux supérieures à 1, permet de miniaturiser une antenne sans dégrader ses performances en termes de bande passante. D'après les travaux de Hansen et Burke [I.49], la bande passante d'une antenne microruban de forme carrée peut en effet être obtenue par l'expression analytique suivante:

$$BP = \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \frac{d}{\lambda_0}}{\sqrt{2(4 + 17\sqrt{\epsilon_r \mu_r})}} \quad (I-12)$$

Où d désigne la hauteur du substrat et λ_0 la longueur d'onde dans le vide.

Une étude approfondie a été réalisée par P. Ikonen et al. [I.48] sur l'impact des magnéto-diélectriques sur les performances d'une antenne microruban. Il compare pour cela l'effet d'un substrat diélectrique avec $\epsilon_{ref} = 2,85(1-j0,01)$ et d'un matériau magnéto-diélectrique ayant $\epsilon_{ref} = 2(1-j0,01)$ et $\mu_{ref} = 1,461(1-j0,0284)$ à la fréquence f_0 de 580MHz. Les coefficients de réflexion pour ces matériaux diélectrique et composite calculés avec la méthode TLM et simulés avec un outil EM 3D sont présentés sur la Figure I-20 (b). Le tableau donné sur la Figure I-20 (c) recense les différentes grandeurs radioélectriques obtenues.

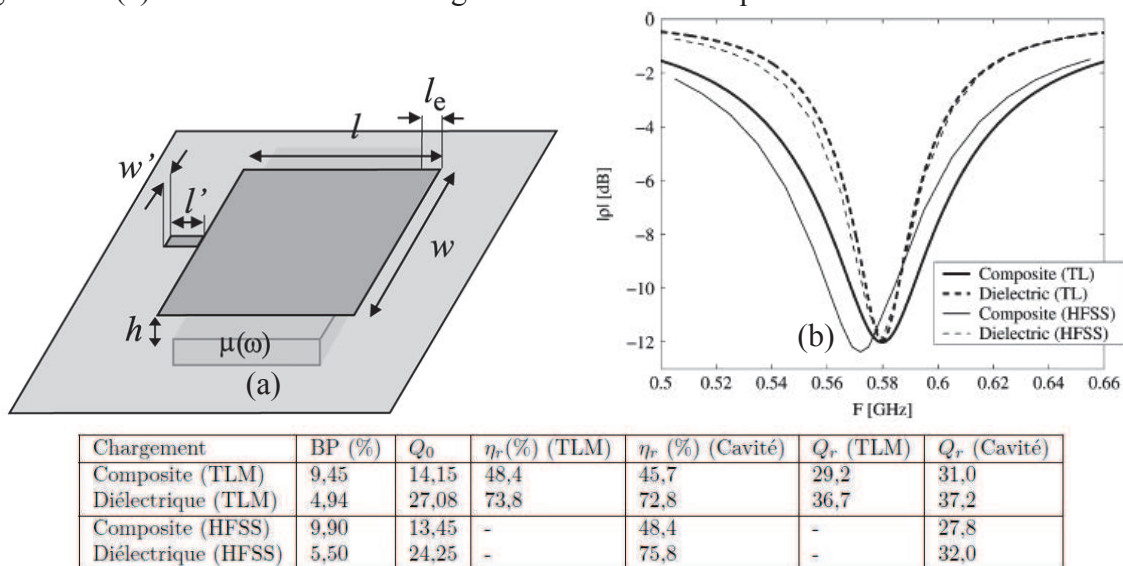


Figure I-20 - Antenne microruban avec matériaux magnéto-diélectriques (a), coefficients de réflexion (b) et résultats de comparaison (c) [I.48]

Comme on peut le constater, la bande passante obtenue avec le matériau composite est deux fois plus grande que celle du matériau diélectrique. En revanche, l'efficacité de rayonnement obtenue avec le composite est environ la moitié de celle obtenue avec le diélectrique. Ainsi, l'emploi du matériau magnéto-diélectrique est source d'augmentation de

bande passante mais elle peut aussi être synonyme de pertes qui peuvent réduire l'efficacité de l'antenne.

▪ Matériaux magnéto-diélectriques à forts potentiels magnétiques

Ces matériaux peuvent être entre autre, utilisés pour réduire la longueur électrique et donc l'encombrement d'une structure antennaire d'après l'équation (I-11). Cette longueur électrique dépend donc directement de la perméabilité relative du milieu équivalent. L'étude d'une PIFA à 2GHz dans laquelle on insère des matériaux magnéto-diélectriques est présentée en [I.50]. Les perméabilité et permittivité relatives de ces matériaux sont typiquement de l'ordre de $\mu_r=2,5$ ($\tan\delta_\mu=0,07$) et $\epsilon_r=13$ à 2GHz, comme le montre [I.50] et [I.51]. Ceci permet une réduction du volume d'une antenne PIFA en positionnant judicieusement le matériau magnéto-diélectrique sur et/ou autour des points de forte concentration des courants comme le montre la Figure I-21.

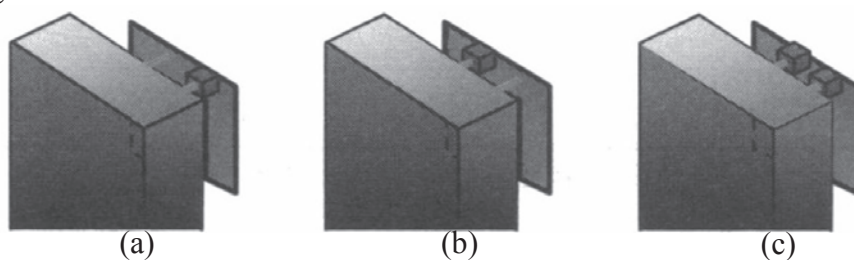


Figure I-21 - Placement d'un fragment de matériau magnéto-diélectrique selon trois configurations : insertion autour de l'alimentation (a), insertion autour du court-circuit (b), insertion autour de l'alimentation et du court-circuit (c) [I.50]

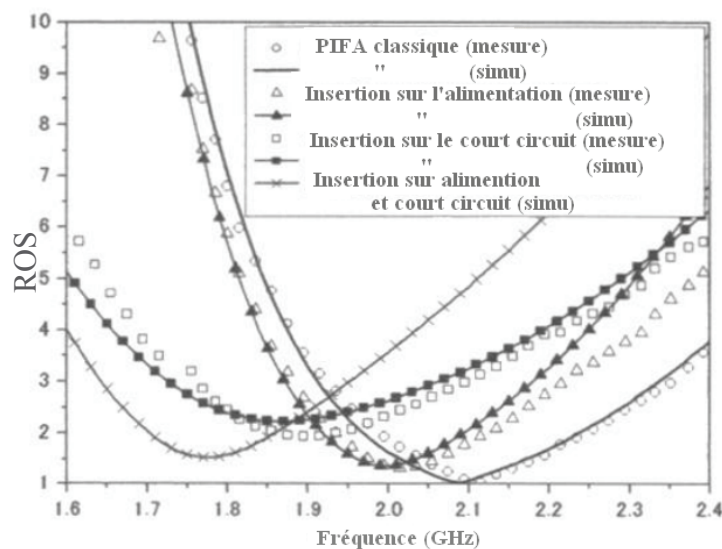


Figure I-22 – Rapport d'Onde Stationnaire en fonction de la fréquence [I.50]

La Figure I-22 nous illustre le ROS pour différentes insertions du matériau au sein de la PIFA. Lorsque le matériau magnéto-diélectrique est inséré au niveau de l'alimentation, on remarque que la fréquence de résonance diminue et que la bande passante est de 100MHz (4,9%) en simulation et mesure. Lorsque le matériau est inséré au niveau du court-circuit, la fréquence de résonance diminue aussi, et la bande passante est de 113MHz (11,6%). Enfin, lorsqu'il est inséré à la fois au niveau de l'alimentation et du court-circuit, la bande passante est de 320MHz (16,5%). En outre, différentes configurations de matériaux ont été étudiées afin d'illustrer l'impact de ces configurations sur la miniaturisation de l'antenne. Sur la Figure I-23, on présente les différentes configurations étudiées :

- (a) Fragment de matériau placé autour du court-circuit,
- (b) Matériau (plan) inséré à l'arrière de la PIFA,
- (c) Combinaison de (a) et (b),
- (d) Matériau en boucle placé à l'arrière de la PIFA,
- (e) Combinaison de (a) et (d).

Le Tableau I-5 nous donne les caractéristiques de miniaturisation de la PIFA et le volume magnétique utilisé. Le taux de miniaturisation est calculé à partir d'une PIFA sans matériau magnéto-diélectrique. La bande passante a tendance à diminuer avec la miniaturisation. Cependant, en utilisant une configuration particulière du matériau, une réduction de taille de 50% de la PIFA peut être obtenue.

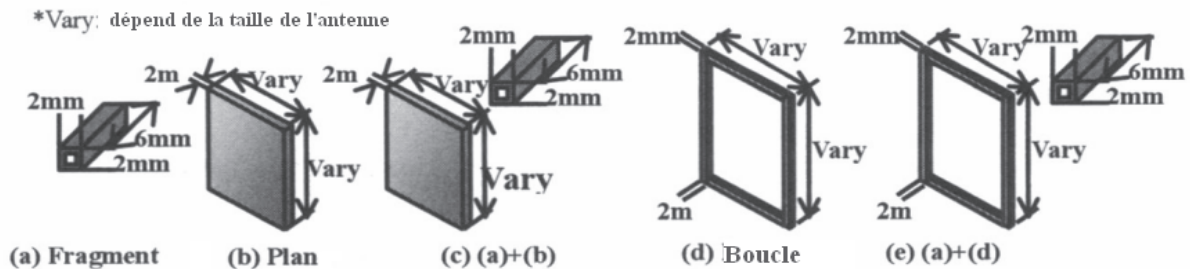


Figure I-23 – Différentes configurations du matériau étudiées [I.50]

Tableau I-5 – Caractéristiques de l'antenne en miniaturisation pour différentes configurations de la Figure I-23 [I.50]

Configuration	Volume PIFA (mm ³)	miniaturisation (%)	Bande Passante(%) (TOS<2)	Volume magnétique (mm ³)
Normal PIFA	2646	100	12.4	-----
Configuration (a)	1878	71.0	12.3	18
Configuration (b)	1350	54.5	9.9	450
Configuration (c)	1176	44.4	10.4	396
Configuration (d)	1633	61.7	11.8	232
Configuration (e)	1372	51.9	11.4	210

Enfin, Zhong [I.52] présente une réduction de taille d'une antenne microruban de 40 % en maintenant une largeur de bande de 12 % contre 3,5 % avec un simple diélectrique. Ces résultats sont obtenus théoriquement et expérimentalement avec l'utilisation d'un substrat biologique opérationnel sur la bande 100-300 MHz.

L'utilisation de ce type de matériaux présente donc un point remarquable avec les antennes de type microruban : celui de décaler la bande d'adaptation vers les plus basses fréquences sans trop diminuer la largeur de cette bande [I.53].

▪ Métamatériaux

Afin de pallier les problèmes de disponibilité de matériaux magnétiques naturels fonctionnant en régime de faibles pertes aux fréquences SHF, les matériaux magnétiques

artificiels sont apparus comme étant une solution prometteuse. Une première technique vise à concevoir des matériaux magnétiques artificiels à base de structures périodiques métalliques électriquement petites intégrées dans des substrats diélectriques (SRR : Split Ring Resonator, CSRR : Cellule complémentaire du SRR, Solénoïde, cellule Omega). Ces techniques souffrent de faibles valeurs de perméabilité (2 à 15 typiquement) et d'un fonctionnement très faible bande [I.54].

Dans l'antenne microruban proposée par Hao et al. [I.55], le plan de masse uniforme est remplacé par un plan de masse périodiquement gravé de motifs métalliques CSRR, comme le montre la Figure I-24 (a). Cette antenne a été fabriquée en utilisant deux substrats diélectriques différents de $\epsilon_r = 3$ et $\epsilon_r = 4,7$. Les résultats de mesure confirment que la fréquence de résonance de l'antenne chargée par CSRR est significativement inférieure à celle sur substrat conventionnel et que la bande passante est améliorée. Cependant, ces performances se dégradent avec l'emploi d'un diélectrique de permittivité supérieure. Cela est d'autant plus visible sur les valeurs de gain maximum. En effet, il passe de 6 dBi à 2 dBi puis de 1,3 dBi à -0,5 dBi avec et sans CSRR respectivement pour des valeurs de permittivité relative de 3 et 4,7.

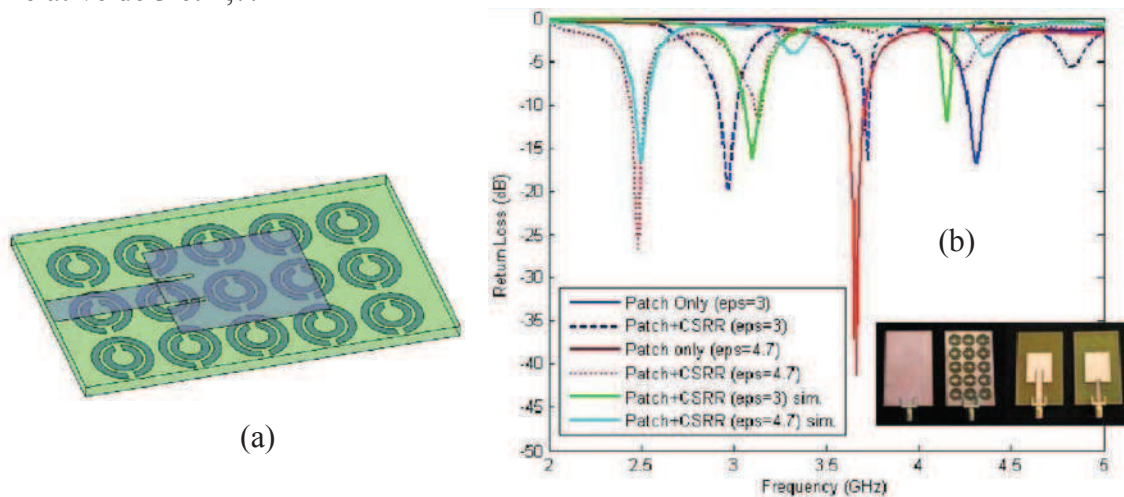


Figure I-24 - Géométrie de l'antenne microruban chargée par CSRR (a), Coefficient de réflexion (b)

Maslovski et Ikonen ont récemment développé un motif appelé métal-solénoïd créant un comportement magnétique de façon artificielle avec un agencement particulier. Karkkainen et Ikonen ont utilisé un réseau dense et compact de SRR comme substrat magnétique artificiel pour réduire la fréquence de résonance d'une antenne microruban [I.56]-[I.57]. L'antenne carrée étudiée numériquement a pour dimensions $60 \times 60 \text{ mm}^2$ et est alimentée par un câble coaxial placé à 1 mm du bord (Figure I-25). La distance entre l'élément rayonnant et le plan de masse est $H=10$ mm. En l'absence de SRR, la simulation par la méthode FDTD donne une fréquence de résonance à 2,18 GHz. Différentes configurations idéales ont été étudiées, toutes en absence d'une matrice diélectrique qui joue habituellement le rôle de support mécanique. La première configuration concerne l'orientation des SRR et la seconde la hauteur à laquelle ils sont placés ainsi que le nombre de couches empilées entre le plan de masse et l'élément rayonnant.

Il résulte d'une telle étude un effet avéré de l'orientation des empilements de SRR sur la fréquence de résonance. En effet, l'examen de l'orientation des inclusions selon l'axe x ou y indique, comme le montre la Figure I-25, que la direction selon l'axe x semble plus intéressante car le déplacement de la fréquence de résonance est plus important dans ce cas. Comme nous pouvons le constater, une miniaturisation de 20% est obtenue grâce à cette technique.

Une autre technique largement décrite dans la littérature s'intéresse aux matériaux présentant une impédance de surface complexe. Ces matériaux permettent généralement de réduire la hauteur des antennes disposées sur un plan réflecteur en contrôlant la phase des ondes réfléchies sur le plan de masse réflecteur ou en simulant un conducteur magnétique parfait (surface haute impédance).

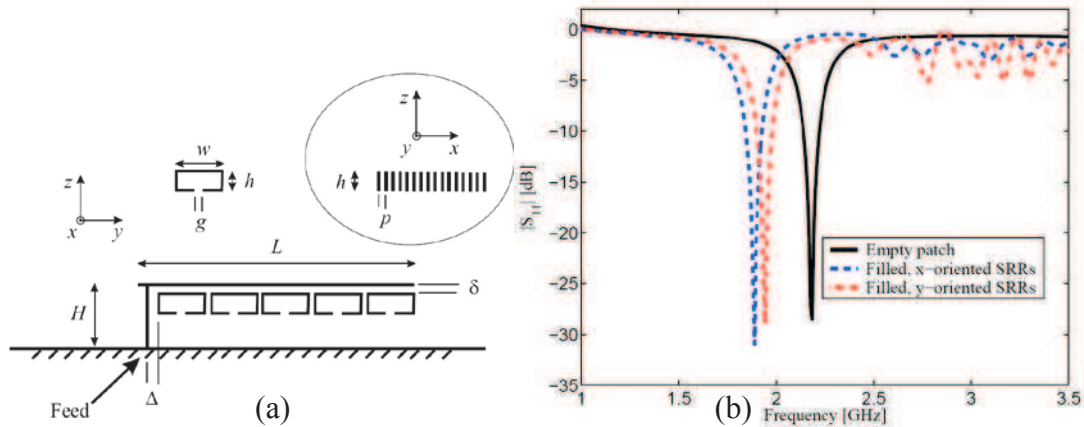


Figure I-25 - Vue en coupe schématique de l'antenne patch modélisée (a), Coefficient de réflexion de l'antenne sur différents substrats (b)

Ces méta-matériaux ou métasurfaces sont à nouveau basés sur le principe de répétition de motifs élémentaires de taille réduite (mushroom, anneaux). Ainsi, la frontière entre matériaux magnétiques artificiels et surfaces haute impédance devient de plus en plus floue. De telles surfaces constituent une alternative à une couche de matériau magnétique pour obtenir une impédance élevée. L'article suivant illustre parfaitement la convergence de ces nouvelles méthodes de conception de métamatériaux. Un nouveau type de surface haute impédance (SHI) a été récemment introduit par C.R. Simovski [I.59]. Les auteurs de [I.60] ont quant à eux proposé d'utiliser ces surfaces comme matériau magnétique artificiel pour la conception d'antennes imprimées. La nouvelle SHI est simulée et une antenne micro-ruban, dont la cavité a été partiellement remplie par ce composite, est mesurée afin de déterminer dans quelle mesure les dimensions de l'antenne peuvent être réduites (Figure I-26).

Un pourcentage de miniaturisation atteignant 40% est annoncé tout en conservant les caractéristiques de la bande passante d'une antenne micro-ruban $\lambda/2$ sur substrat air.

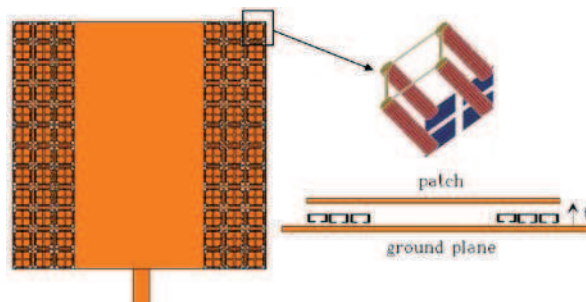


Figure I-26 - Géométrie de l'antenne micro-ruban réalisée sur un substrat partiellement rempli d'une couche et de trois colonnes de matériau magnétique artificiel [I.60]

I.1.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté une définition des antennes miniatures et les limites fondamentales physiques de ce type d'antenne. Un des paramètres clés des antennes miniatures est le facteur de qualité dont la valeur minimale est liée au maximum de bande

passante a été et est toujours l'un des centres d'intérêt des antennistes. L'efficacité est l'autre paramètre important susceptible de différencier les performances des antennes miniatures. De plus, nous avons présenté les différentes techniques de miniaturisation des antennes. Nous avons passé en revue les techniques classiques (ajout de fente, repliement...) ainsi que les techniques plus innovantes avec notamment les nouveaux matériaux de type magnéto-diélectriques et métamatériaux. En règle générale, la miniaturisation des antennes entraîne une diminution de la bande passante et de l'efficacité du rayonnant. Nous nous intéresserons dans la prochaine partie aux différentes solutions permettant de contourner le problème de l'étroitesse de la bande passante. Nous illustrerons ainsi les différentes techniques d'agilité fréquentielle des antennes compactes.

I.2 Agilité fréquentielle

I.2.1 Introduction

Dans un contexte de généralisation des systèmes de communication sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes va en augmentant afin de permettre leur intégration sur de petits objets aux fréquences UHF. Cependant, comme nous l'avons détaillé dans le paragraphe précédent, lorsque l'on réduit la taille électrique d'une antenne, on diminue son efficacité et sa bande passante. Pour pallier le problème de l'étroitesse de la bande passante, une solution consiste à rendre une antenne miniature reconfigurable en fréquence lorsque le standard de communication l'autorise (bande instantanée étroite possible).

Nous illustrons l'agilité fréquentielle obtenue grâce à des techniques de reconfigurabilité sur la Figure I-27. Sur cette figure, à gauche, l'antenne miniaturisée possède une faible bande-passante, définie par un coefficient de réflexion inférieur à -10dB. A droite, en utilisant différentes techniques décrites par la suite, on déplace le coefficient de réflexion de l'antenne de manière à recouvrir des bandes de fréquences voisines. Si la bande-passante instantanée de l'antenne reste assez étroite, la bande passante globale obtenue par commutation est bien plus importante, et peut permettre de couvrir le spectre voulu.

Afin de comprendre le contexte de notre étude, nous prenons l'exemple du WIFI à 2,4GHz (Norme 802.11g). Ce service comprend plusieurs canaux de fréquences ISM donnés par le Tableau I-6 et représentés graphiquement sur la Figure I-28.

Une antenne miniature reconfigurable en fréquence pour l'application WIFI, doit être conçue pour recouvrir tous les canaux précédents par commutation. La bande passante instantanée doit être suffisamment grande pour couvrir chaque canal et l'agilité fréquentielle permet de se déplacer d'un canal à un autre.

Les antennes reconfigurables constituent des solutions d'intégration qui suscitent un intérêt particulier dans les systèmes actuels. Il existe tout de même le problème du circuit de polarisation des éléments actifs qui peuvent être contraignants ainsi que leur consommation et les pertes qu'ils introduisent. On retrouve aussi des problèmes liés à la linéarité des composants mais aussi du coût de ces composants, comme par exemple les MEMS (MicroElectroMechanical Systems) qui peuvent être relativement chers.

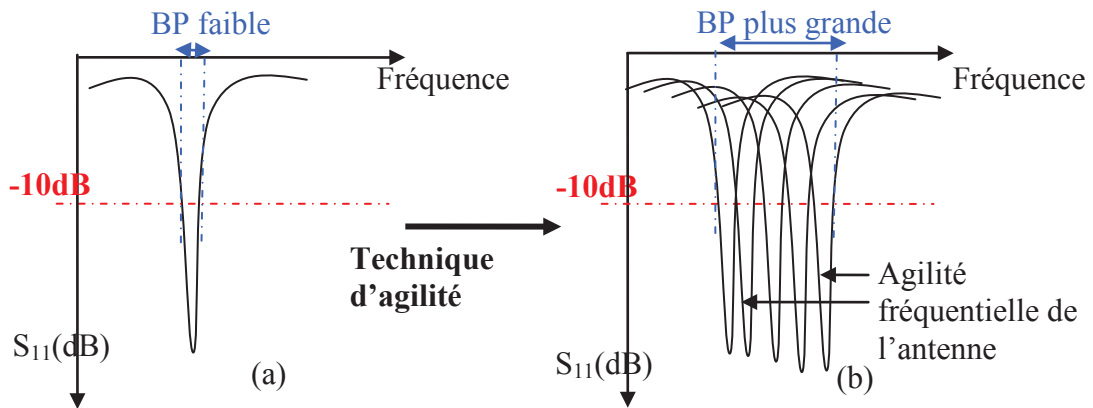


Figure I-27 – Illustration de l'agilité fréquentielle : Antenne avec faible bande passante (a), recouvrement fréquentiel plus important grâce à une technique d'agilité (b)

Tableau I-6 – Différents canaux attribués au WIFI

Canal	Fréquence (MHz)
1	2,412
2	2,417
3	2,422
4	2,427
5	2,432
6	2,437
7	2,442
8	2,447
9	2,452
10	2,457
11	2,462
12	2,467
13	2,472
14	2,477

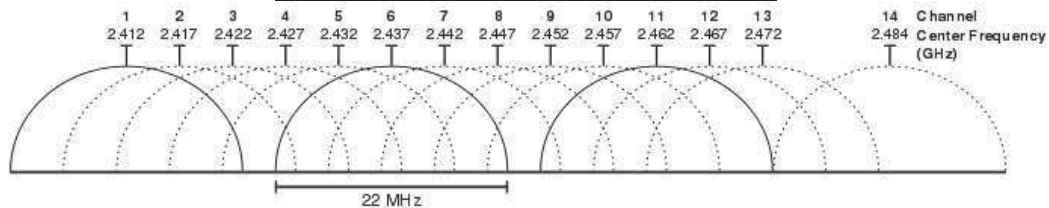


Figure I-28 – Représentation graphique des canaux WIFI dans la bande 2,4GHz

Critères de performances

Il existe plusieurs critères pour caractériser les antennes agiles en fréquence. Le premier critère est l'excursion en fréquence (Tuning Range = TR) défini par :

$$TR = 2 \cdot \frac{f_{sup} - f_{inf}}{f_{sup} + f_{inf}} \times 100 \% \tag{I-13}$$

Avec f_{sup} et f_{inf} respectivement les fréquences de résonance maximale et minimale de l'antenne reconfigurable en fréquence. En outre, il faut distinguer deux catégories d'agilité fréquentielle : discrète et continue. L'agilité fréquentielle discrète autorise l'antenne à opérer sur un ensemble de valeurs discrètes, tandis que l'agilité fréquentielle continue permet de balayer les fréquences de travail de manière ininterrompue au sein de la bande d'excursion.

Le deuxième critère des antennes reconfigurables est l'efficacité rayonnée. Ce paramètre joue un rôle clef dans la conception de l'antenne reconfigurable, car les composants actifs insérés (qui induisent aussi une miniaturisation) réduisent généralement l'efficacité rayonnée de l'antenne. Un autre critère important est la consommation de puissance ou le maximum de tension requis pour obtenir l'agilité fréquentielle du système. Ce paramètre est d'autant plus important pour les systèmes portables qui possèdent des batteries dont la tension et la durée de vie sont limitées. D'autres paramètres tels que la taille électrique de l'antenne, la complexité du mécanisme de polarisation et le coût généré font partis des critères des antennes reconfigurables en fréquence.

Il existe plusieurs techniques permettant d'obtenir une reconfigurabilité en fréquence. Nous exposons dans la suite les techniques les plus répandues permettant de rendre une antenne compacte agile en fréquence.

I.2.2 Techniques de reconfigurabilité fréquentielle

I.2.2.a Introduction d'éléments actifs sur la structure

L'agilité fréquentielle est obtenue en modifiant la longueur de résonance du résonateur. Pour cela, on charge l'antenne par des éléments actifs dont la réactance peut être contrôlée électroniquement (diode varicap), ou par des composants jouant le rôle d'interrupteur (diodes PIN, FET ou MEMS). Il ressort de l'état de l'art plutôt quatre types de structures d'antennes reconfigurables en fréquence les plus utilisées dans les plateformes sans fils : les antennes microruban, les antennes fentes, les antennes filaires et les antennes PIFAs. Concernant les antennes microruban, on introduit généralement des fentes afin d'allonger le trajet du courant et changer la fréquence de résonance. L'agilité fréquentielle est obtenue en contrôlant la longueur de ces fentes à l'aide de diodes. Concernant les antennes monopoles, la fréquence de résonance est déterminée par la longueur du brin. Afin de rendre l'antenne reconfigurable en fréquence, la longueur de ce brin peut être modifiée par l'ajout d'un élément actif. Sur les structures PIFA, on joue plutôt sur l'alimentation ou le court circuit et leur position pour contrôler l'impédance de l'antenne. Toutefois, il existe maintes autres configurations dans la littérature [I.62] [I.63], mais nous focalisons notre étude sur ces quatre types d'antennes.

I.2.2.a.i. Antenne microruban

Les antennes microrubans présentent de nombreux avantages en termes de coût et de possibilité d'intégration. Cependant, étant donné leur hauteur réduite, elles présentent classiquement une faible bande passante. Afin de les rendre agiles en fréquence, la technique consiste à ajouter un élément actif sur la structure afin d'augmenter la plage de fréquence de fonctionnement.

Diode varicap

Une diode varicap polarisée en inverse est équivalente à une capacité (Figure I-29). Lorsque l'on change sa tension de polarisation, on change la valeur de cette capacité.

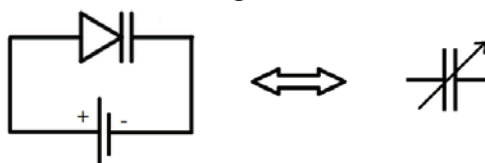


Figure I-29 - Diode varicap polarisée en inverse

En 1982, Barthia et Bal [I.64] introduisent pour la première fois une diode varicap sur le bord rayonnant, entre le toit et le plan de masse, d'une antenne microruban (Figure I-30) ce qui a pour conséquence de modifier la longueur électrique du résonateur et de modifier ainsi la fréquence de résonance de l'antenne. Comme la capacitance de la diode peut être modifiée de manière électronique en changeant la tension inverse à ses bornes, on peut alors faire varier la fréquence de résonance de l'antenne. Grâce à l'agilité fréquentielle, la bande passante totale obtenue est de 22% avec des bandes instantanées à l'intérieur de 1 à 2% (Figure I-31). La tension maximale utilisée est de 30V. Les dimensions du toit rectangulaire sont 46,5x30mm², soit une taille électrique de $\lambda_0/7 \times \lambda_0/4,6$ à 1,4GHz. (Il n'y a pas d'indication sur le plan de masse utilisé). Avec cette structure, il n'y aurait pas de réelles altérations du gain mesuré avec une valeur obtenue de $5 \pm 0,5$ dBi.

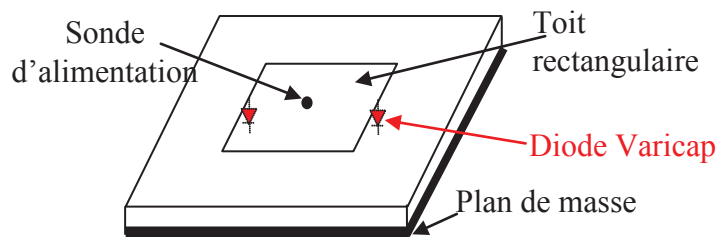


Figure I-30 - Antenne microruban avec diodes varicap [I.64]

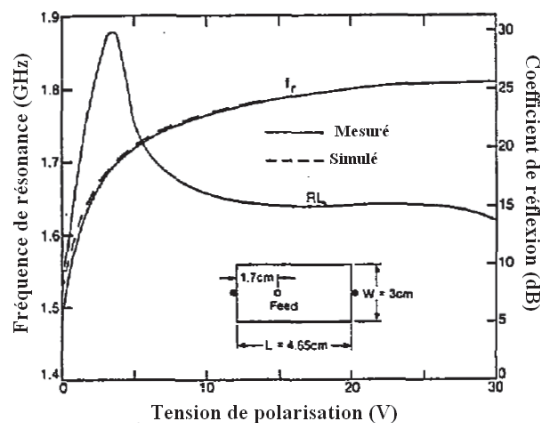


Figure I-31 - Coefficient de réflexion et fréquence de résonance de l'antenne microruban chargée par une diode varicap [I.64]

Sur l'exemple précédent et dans d'autres exemples de la littérature [I.65], les éléments actifs sont placés sur les bords rayonnants de l'antenne microruban.

Diode PIN

Une diode PIN joue le rôle d'un interrupteur. Lorsqu'elle est polarisée en inverse elle est non passante (état OFF), mais une polarisation dans le sens direct la rend passante (état ON). Yang et Rahmat Samii présentent dans [I.66], une antenne microruban sur laquelle est taillée une fente verticale et sur laquelle une diode PIN est ajoutée (Figure I-32 (a)). Les dimensions de l'élément rayonnant sont $L \times W = 18 \times 18 \text{ mm}^2$ (Longueur x Largeur), le substrat a une épaisseur de 3mm, et le plan de masse a des dimensions de 50x50mm². La taille électrique du toit rayonnant est de $\lambda_0/3,8 \times \lambda_0/3,8$ et la hauteur de $\lambda_0/22,7$ à 4,4GHz. (Le plan de masse possède une taille électrique de $\lambda_0/1,36 \times \lambda_0/1,36$). Lorsque la diode est à l'état ON, le courant horizontal principal ne change pas beaucoup comparé au cas sans la fente. L'antenne résonne ainsi à 4,75GHz. Par contre, lorsque la diode est OFF, le courant horizontal est forcé

de faire un détour autour de la fente et de parcourir ainsi un trajet plus long. L'antenne voit ainsi sa fréquence de résonance se décaler vers les basses fréquences (Figure I-32(b)) à 4,40GHz. Les dimensions de l'élément rayonnant sont $L \times W = 18 \times 18 \text{ mm}^2$ (Longueur x Largeur), le substrat a une épaisseur de 3mm, et le plan de masse a des dimensions de $50 \times 50 \text{ mm}^2$. La taille électrique du toit rayonnant est de $\lambda_0 / 3,8 \times \lambda_0 / 3,8$ et la hauteur de $\lambda_0 / 22,7$ à 4,4GHz.. Lorsque la diode est à l'état ON, l'antenne perd cependant 1 dB de gain. Cela est dû aux pertes introduites par la diode.

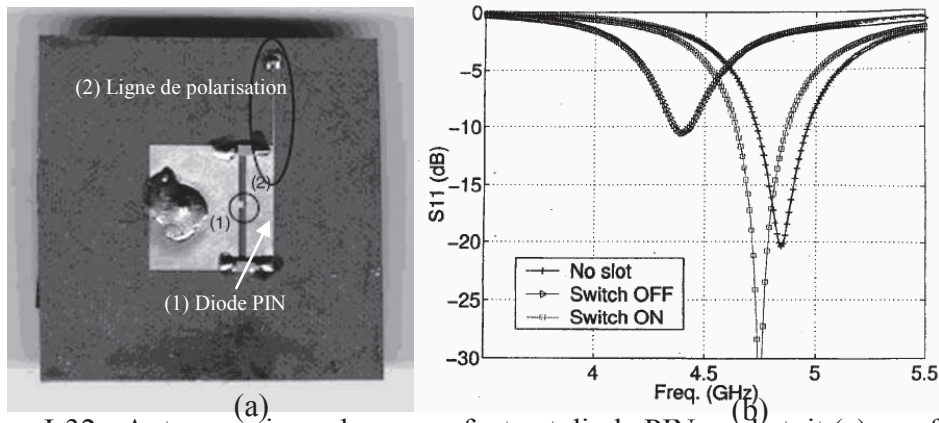


Figure I-32 - Antenne microruban avec fente et diode PIN sur le toit (a), coefficient de réflexion (b) [I.66]

On peut aussi tailler plusieurs fentes sur l'antenne, et réaliser des antennes bi-bandes. Récemment [I.67], trois fentes ont aussi été réalisées sur le plan de masse comme on peut le voir sur la Figure I-33, et à travers lesquelles on dispose des diodes PIN. Lorsque les diodes sont à l'état ON, l'antenne résonne à 2,3-2,4 GHz, pour le WIFI. Quand elles sont à l'état OFF, l'antenne recouvre la bande K-PCS (1,75-1,87GHz). L'antenne subit une réduction de taille de 53% à la bande de fréquence basse. Les dimensions de l'élément rayonnant sont $L \times W = 26 \times 26 \text{ mm}^2$ (Longueur x Largeur) et la taille du plan de masse est $50 \times 57 \text{ mm}^2$. La taille électrique du toit rayonnant est de $\lambda_0 / 6,6 \times \lambda_0 / 6,6$ à 1,75GHz.

Les gains mesurés pour les bandes K-PCS et WiFi sont de 2dBi et -3dBi respectivement. A cause des pertes par insertion des diodes, le gain maximal du WiFi est inférieur au K-PCS. Les pertes peuvent être réduites si la diode actuelle est remplacée par une diode ayant une résistance série parasite plus faible.

Il est important de souligner que les diodes PIN nécessitent une tension de polarisation faible, qu'elles sont fiables et peu chères. Elles demandent tout de même des courants à l'état ON assez importants, ce qui les rend gourmandes en puissance.

MEMS (Système Micro électromécanique)

Un MEMS est un microsystème comprenant un ou plusieurs éléments mécaniques, utilisant l'électricité comme source d'énergie, en vue de réaliser une fonction de capteur et/ou d'actionneur; en partie assurée par la forme même de la structure. Selon leur conception, les MEMS peuvent servir pour diverses fonctions (Figure I-34).

Typiquement, ils peuvent remplacer dans les structures antennaires des capacités ou des interrupteurs au même titre que les diodes varicap ou PIN. Ils ont cependant besoin d'une très haute tension d'activation, mais comme ils ne consomment quasiment pas de courant, les pertes sont très faibles. Leurs inconvénients restent en premier lieu la tension élevée qu'ils nécessitent (parfois jusqu'à 60V) et en second lieu, le coût relativement élevé de leur fabrication.

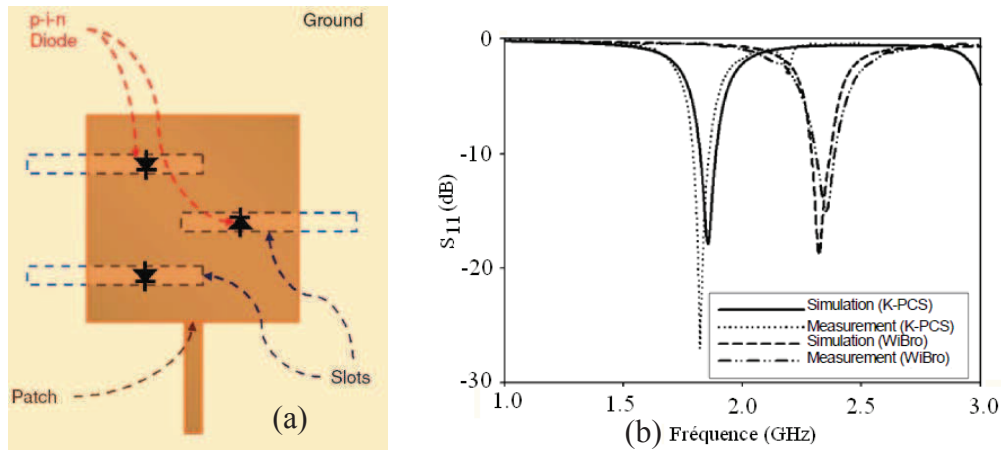


Figure I-33 - Antenne microruban avec fente et diode PIN sur le plan de masse (a), et résultat du coefficient de réflexion (b) [I.67]

Cependant, les performances des MEMS ne cessent de s'améliorer. En effet, des interrupteurs MEMS avec des tensions d'actuation de 6V ont par exemple vu le jour [I.68].

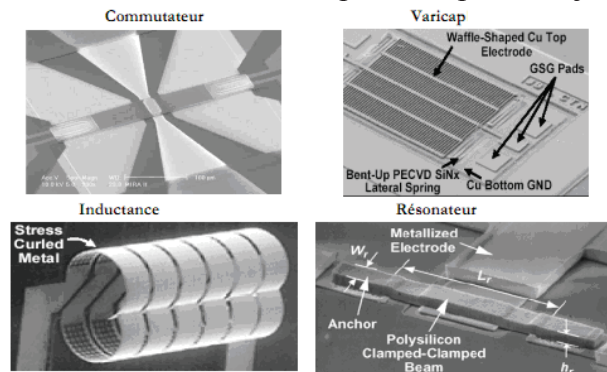


Figure I-34 – Exemples de composants MEMS

Nous présentons un exemple d'antenne imprimée utilisant des MEMS conçue par Erdil et al. [I.69]. La Figure I-35 présente l'antenne alimentée par une ligne microruban. La particularité de cette structure est la présence d'un stub coplanaire sur lequel est montée une série de MEMS. Ces MEMS sont ici équivalents à des capacités dont la valeur est modifiée grâce aux tensions qui leur sont appliquées et jouent donc ici le même rôle que des diodes varicap. La fréquence de résonance passe de 16,05 GHz à 15,75 GHz pour une polarisation de tension de 0 à 11,9V (Figure I-36). On peut imaginer ce type d'antenne pour des applications UHF.

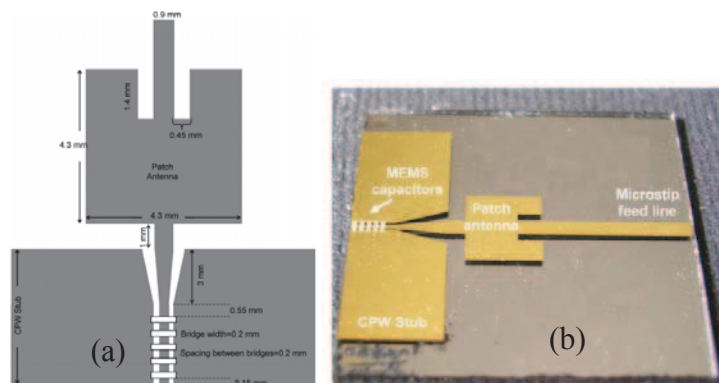


Figure I-35 - Antenne imprimée chargée par un stub coplanaire à base de MEMS [I.69] (a), photographie de l'antenne (b)

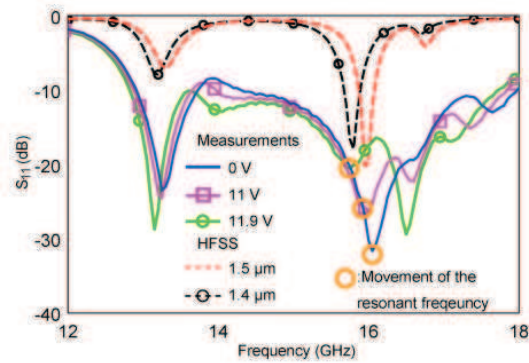


Figure I-36 – Coefficient de réflexion de l'antenne imprimée chargée par un stub coplanaire à base de MEMS [I.69]

Ainsi, nous avons présenté plusieurs structures d'antennes microruban utilisant des éléments actifs afin de recouvrir une bande passante plus grande que la bande passante de l'antenne microruban seule. Nous allons nous intéresser maintenant aux antennes fentes.

I.2.2.a.ii. Antenne fente

Dans plusieurs études, une fente qui va modifier le trajet du courant est réalisée sur l'antenne. Ensuite, des diodes sont disposées sur cette fente dans le but de modifier sa longueur et de ce fait sa fréquence de résonance.

Un exemple illustratif est donné par [I.70], où une fente simple est taillée sur un plan de masse et au bout de laquelle on place une diode varicap (Figure I-37). Le substrat utilisé est du substrat FR4 d'épaisseur 0,8mm et l'antenne est alimentée par une ligne microruban. Un circuit de polarisation complet est présenté sur la Figure I-37. Les dimensions du plan de masse sont de $80 \times 30 \text{ mm}^2$ ($L_g \times W_g$), et la fente a une longueur totale de $L=20 \text{ mm}$. En faisant varier la valeur de la tension aux bornes de la diode varicap de 0 à 20V, la bande de fréquence varie de 0,78 GHz à 2,09 GHz. Le coefficient de réflexion issu de la mesure est présenté sur la Figure I-38. Si l'on considère les dimensions du plan de masse, la taille électrique de l'antenne est de $\lambda_0/4,8 \times \lambda_0/12,8$ à 0,78GHz, la longueur électrique de la fente est de $\lambda_0/19,2$. L'excursion en fréquence obtenue TR est alors de 91%. Le gain mesuré a subi une dégradation à cause de la présence de la résistance série de la diode varicap. En effet, le gain maximal en simulation est de 2,6dBi (pour une diode parfaite introduite) et de 1,2dBi en mesure.

Sarabandi et Behdad [I.71] ont développé une antenne bi-bande, avec une fente sur le toit, et sur laquelle des capacités variables ont été ajoutées (Figure I-39). Les dimensions du plan de masse sont $L_g \times W_g=15 \times 11 \text{ cm}^2$ (Longueur x Largeur) et la fente possède une longueur de 62mm.

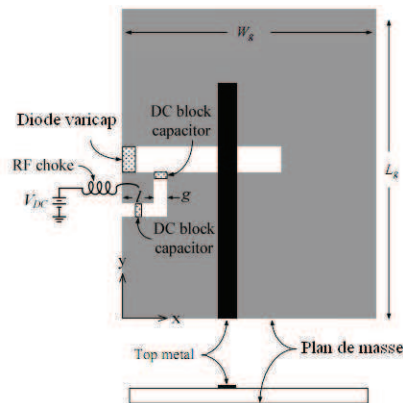


Figure I-37 – Antenne avec fente et diode varicap, alimentée par ligne microruban [I.70]

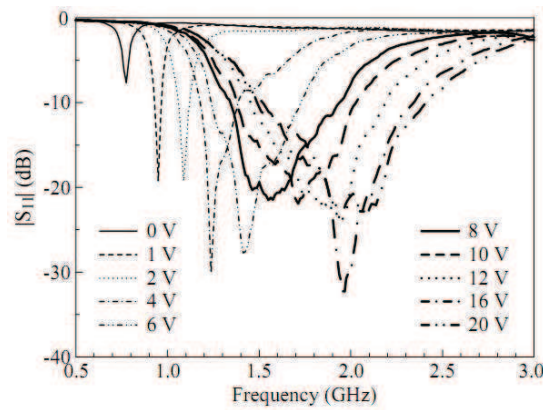


Figure I-38 – Résultats de mesure du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de tension de polarisation [I.70]

Le choix de la diode et de sa position sur la fente doit se faire de manière judicieuse. Les diodes D_1 et D_2 sont alimentées respectivement par les tensions V_1 et V_2 . En fixant la tension de la diode D_2 et en faisant varier la tension aux bornes de la diode varicap D_1 , on recouvre une première bande de fréquence, de la même manière en fixant D_1 et en faisant varier la tension aux bornes de D_2 , on recouvre l'autre bande. Les tensions mises en jeu V_1 et V_2 varient entre 0 et 30V. Au total, ces opérations vont permettre d'obtenir une antenne dont la bande passante définie pour un $ROS < 2$ se trouve entre 1,3 et 2,67GHz (Figure I-40). L'excursion en fréquence est de $TR=69\%$, et la taille électrique de la fente à 1,3GHz est de $\lambda_0/3,7$. (Le plan de masse possède une taille électrique de $\lambda_0/1,5 \times \lambda_0/2,1$). Les gains simulé et mesuré à 1,575GHz sont de 2,6dBi et 1,2dBi respectivement. Le gain mesuré est plus faible car la résistance série parasite de la diode varicap n'a pas été prise en compte en simulation et est source de pertes ohmiques.

Le gain mesuré de l'antenne est présenté sur le Tableau I-7. On remarque qu'en augmentant la valeur des capacités (i.e. en diminuant la tension), le gain de l'antenne chute. Augmenter la valeur de la capacité réduit la fréquence de résonance des deux bandes de fréquences et par conséquent, pour une longueur physique fixée, la taille électrique est diminuée. Cette réduction de taille ou miniaturisation, réduit cependant le gain de l'antenne [I.6]. Pour $V_1=0V$ et $V_2=1V$, l'efficacité rayonnée est respectivement de 58% et 59% pour la première et deuxième bande de fréquence. En augmentant la valeur de la tension, l'efficacité rayonnée augmente. En effet pour $V_1=V_2=30V$, l'efficacité rayonnée est de 87% et 92% pour la première bande et deuxième bande respectivement.

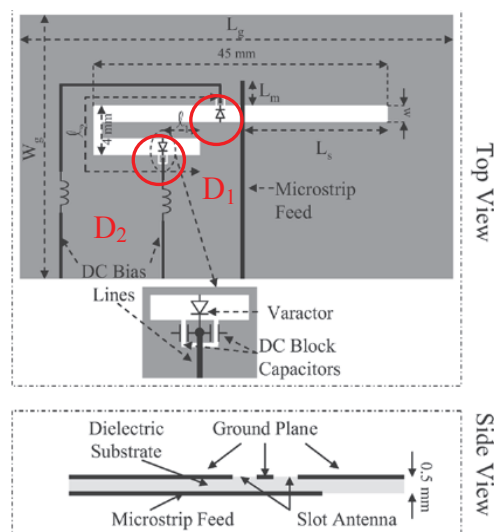


Figure I-39 - Structure de l'antenne bi-bande avec diodes varicap [I.71]

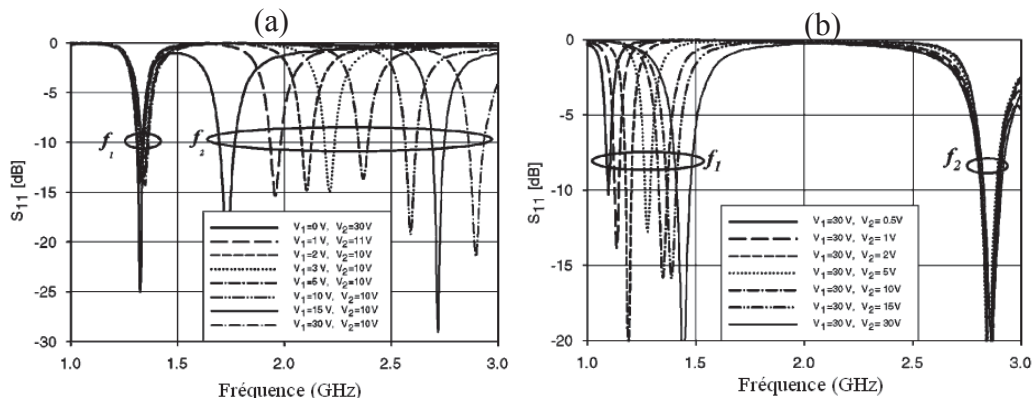


Figure I-40 - Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne bi-bande avec deux configurations de diodes : D_2 fixée et tension aux bornes de D_1 variable (a), D_1 fixée et tension aux bornes de D_2 variable (b) [I.71]

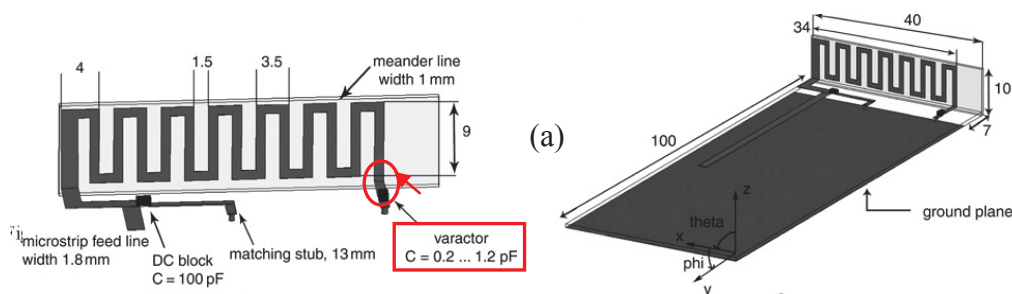
Tableau I-7 – Gain mesuré en dBi de l'antenne à la première et (deuxième) fréquence d'opération en fonction des tensions inverses des diodes [I.71]

$V_1(\downarrow), V_2(\rightarrow)$	1 V	5 V	10 V	20 V	30 V
0 V	-0.6 (-0.4)	0.2 (0.1)	0.3 (0.2)	0.3 (0.2)	0.3 (0.2)
5 V	0.0 (1.5)	0.7 (1.6)	0.8 (1.7)	0.9 (1.8)	0.9 (1.8)
10 V	0.2 (1.7)	0.8 (1.8)	0.9 (1.8)	1.1 (1.8)	1.1 (1.8)
20 V	0.2 (1.7)	1.0 (1.8)	1.1 (1.8)	1.2 (1.8)	1.2 (1.8)
30 V	0.2 (1.7)	1.0 (1.8)	1.1 (1.8)	1.2 (1.8)	1.2 (1.8)

I.2.2.a.iii. Antenne monopole

Diode varicap

L'antenne monopole constitue une structure intéressante concernant l'ajout d'éléments actifs. On joue sur la longueur du brin afin de modifier l'impédance de l'antenne. Dans [I.73], une antenne monopole a été conçue pour la réception du DVB-H (de 470 à 830MHz) grâce à l'utilisation d'une diode varicap placée sur le résonateur de l'antenne (Figure I-41). L'excursion en fréquence obtenue est de 55%, et la longueur électrique du résonateur à 470MHz est de $\lambda_0/16$. La tension mise en jeu est comprise entre 2,5V et 17,5V. Le plan de masse ayant des dimensions de 100x40mm², sa taille électrique à 470MHz est donc équivalente à $\lambda_0/6,4 \times \lambda_0/16$. Les résultats de la Figure I-42 montrent que le gain maximum obtenu est de -8,5dBi et de 0,5dBi à 470 et 702 MHz respectivement. Ces valeurs sont de 1,5 et 7,5 dB plus élevées que le gain standard requis pour le DVB-H [I.74].



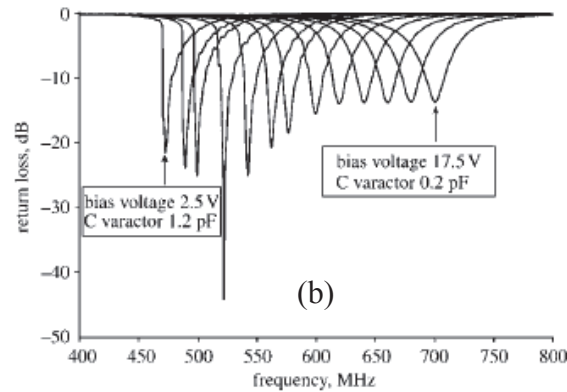


Figure I-41 - Antenne monopole pour DVB-H (a) et coefficient de réflexion (b) [I.73]

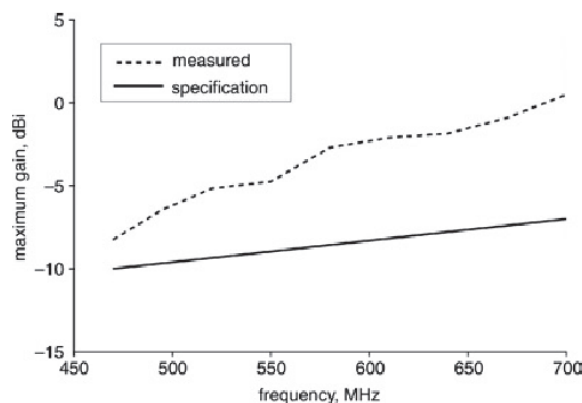


Figure I-42 – Gain mesuré et gain standard requis pour le DVB-H [I.73]

Diode PIN

D'autres méthodes introduisant des diodes PIN jouant le rôle d'interrupteur dans la structure de l'antenne planaire permet dans [I.75] de passer de la bande de fréquence DCS (1710-1880MHz) à la bande WLAN (2400-2484 MHz). La longueur du trajet électrique de la ligne microruban (c'est-à-dire du résonateur) change selon que l'on polarise la diode par une tension inverse ou directe (Figure I-43). Les dimensions de l'antenne sont $14 \times 15 \text{ mm}^2$, ce qui fait une taille électrique à 1710MHz de $\lambda_0 / 12,5 \times \lambda_0 / 11,7$. Le plan de masse ayant des dimensions de $80 \times 40 \text{ mm}^2$, sa taille électrique à 1710MHz vaut donc $\lambda_0 / 2,2 \times \lambda_0 / 4,4$. La réduction en fréquence obtenue au final est de 31%.

La Figure I-44 montre les valeurs maximales de l'efficacité totale relevées en mesure. Elle est de 63% avec la diode à l'état ON et 68% à l'état OFF. Deux antennes de référence ont été fabriquées afin de comparer leurs performances avec l'antenne agile en fréquence. La première antenne (antenne 1) possède un court-circuit à la place de la diode à l'état ON et la deuxième antenne possède une ouverture à la place de la diode (pour simuler l'état OFF). Les valeurs maximales mesurées de l'efficacité pour la première et deuxième antenne sont de 80% et 85% respectivement. L'efficacité totale est pratiquement équivalente à l'efficacité rayonnée étant donné que les antennes sont correctement adaptées ce qui signifie que l'efficacité est réduite d'environ 20% avec l'élément actif (la diode) et le circuit de polarisation associé.

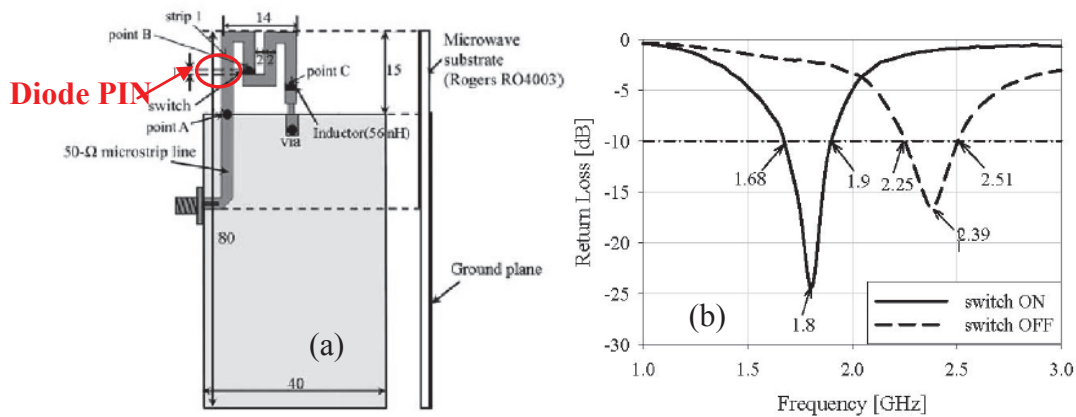


Figure I-43 – Antenne planaire avec diode PIN (a) et coefficient de réflexion obtenu (b) [I.75]

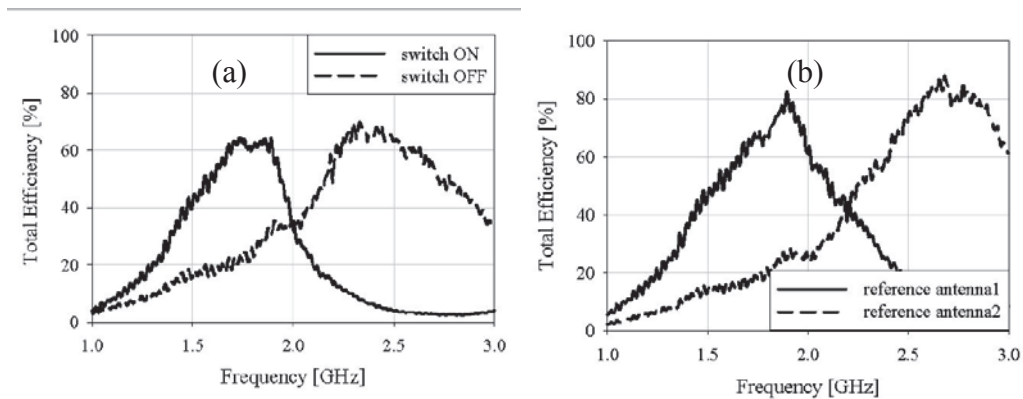


Figure I-44 – Efficacité totale de l'antenne agile en fréquence (a) et des antennes de référence (b) [I.75]

Une structure plus complexe est celle qui combine antenne ultra large bande et reconfigurabilité. Cette technique permet de recouvrir une bande passante encore plus large car on reconfigure en fréquence une antenne déjà initialement large bande. Dans [I.61], les auteurs ont conçu un monopole méandre avec des brins de longueurs différentes et avec uniquement deux diodes. Cette structure permet de recouvrir les standards : GSM850, GSM900, DCS, PCS et WLAN (Figure I-45).

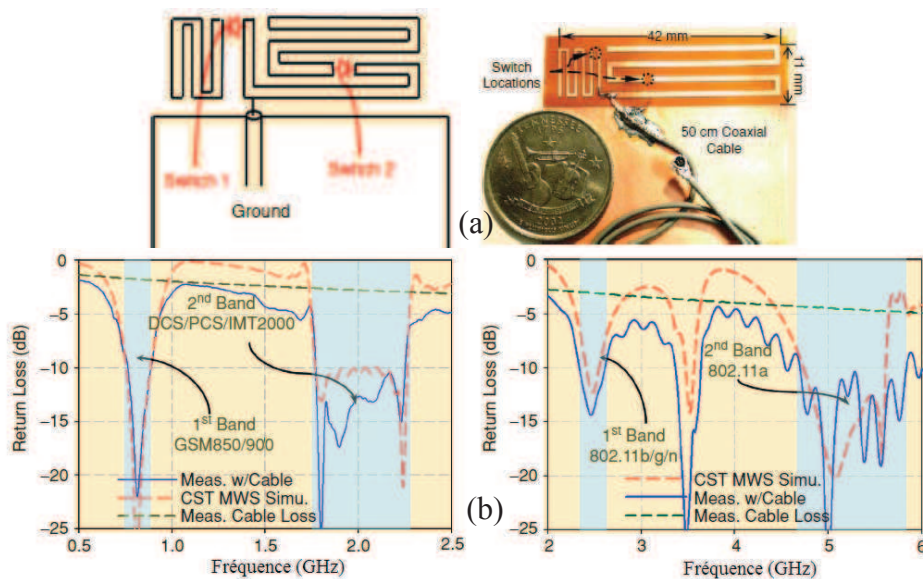


Figure I-45 - Antenne monopole méandre reconfigurable en fréquence (a) et résultats du coefficient de réflexion en simulation et mesure (b) [I.76]

I.2.2.a.iv. Antenne PIFA

Diode PIN

L'antenne PIFA présente des caractéristiques intéressantes car la position du court-circuit et/ou de l'alimentation peut être changée et par conséquent on peut faire varier l'impédance de l'antenne. Une antenne PIFA « multi-branches » a été conçue en [I.77] où des diodes PIN sont placées entre différentes branches de l'élément rayonnant et le plan de masse (Figure I-46). Les branches sont excitées différemment selon l'état de la diode, ce qui permet de faire fonctionner l'antenne sur des gammes de fréquence différentes. En effet, cette antenne dont les dimensions sont $96 \times 9 \times 3 \text{ mm}^3$, peut fonctionner sur six bandes de fréquences différentes : 800 MHz, 900 MHz, 1,7 GHz, 1,9 GHz, 2,4 GHz, et 5,2 GHz. A 800MHz, la taille électrique de cette antenne est de $\lambda_0/4 \times \lambda_0/41,6 \times \lambda_0/125$.

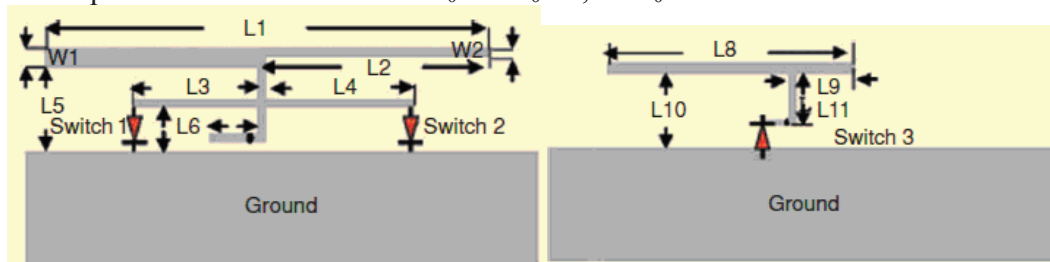


Figure I-46 - Antenne PIFA multi-branches avec plusieurs diodes PIN [I.78]

Afin de comparer les performances de cette antenne agile, une antenne de référence avec un court-circuit à la place de la diode a été fabriquée et mesurée. Celle-ci possède un gain compris entre 2 et 4dBi selon la bande de fréquence d'opération. Il y a une baisse d'environ 0,9dB lorsque l'on mesure l'antenne avec des diodes PIN réelles. Le courant de polarisation est de 100mA à l'état passant.

On peut aussi remplacer les diodes PIN par des diodes varicap [I.78], la réactance de la PIFA sera modifiée ainsi que sa fréquence de travail.

Combinaison diode PIN et varicap

La combinaison de diodes PIN et varicap est une méthode très intéressante pour obtenir un recouvrement fréquentiel important. En [I.79], une antenne PIFA avec une diode PIN et une diode varicap a vu le jour comme illustrée sur la Figure I-47. Sa particularité est de pouvoir recouvrir toute une gamme de fréquence selon la configuration imposée aux diodes. Pour la configuration 1, avec une diode PIN à l'état OFF et en faisant varier la valeur de la diode, l'antenne fonctionne aux fréquences suivantes : USPCS (1,85–1,99 GHz), WCDMA (1,92–2,18 GHz), et WLAN (5,15–5,825 GHz). Pour la configuration 2, la diode PIN est à l'état ON et la diode varicap se voit imposer une tension fixe à 0V, l'antenne opère alors aux fréquences USPCS et m-WiMAX (3,4–3,6 GHz). Les performances de l'antenne PIFA sont présentées dans le Tableau I-8. On remarque que quand la diode PIN est OFF, l'efficacité rayonnée est aux alentours de 90%. Mais lorsqu'elle est ON, l'efficacité passe à 63% pour le m-WiMAX du fait de la résistance parasite de la diode mais reste à 93% pour l'USPCS car il n'y pas de courant qui traverse la diode à cette fréquence comme on peut le constater sur la Figure I-48 (qui donne la distribution du courant sur l'antenne aux différentes fréquences de fonctionnement). La Figure I-49 présente l'efficacité de l'antenne pour différentes valeurs de résistance série de la diode. On peut constater l'impact de cette résistance sur les performances de l'antenne.

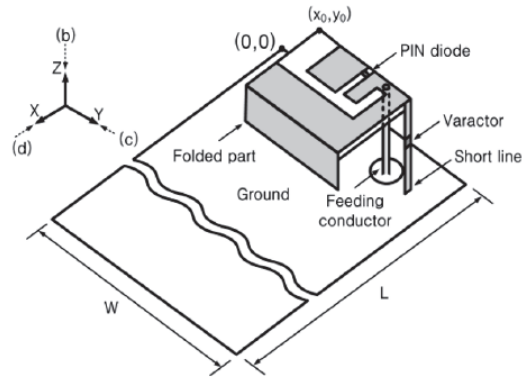


Figure I-47 - Antenne PIFA combinant diode PIN et diode varicap [I.79]

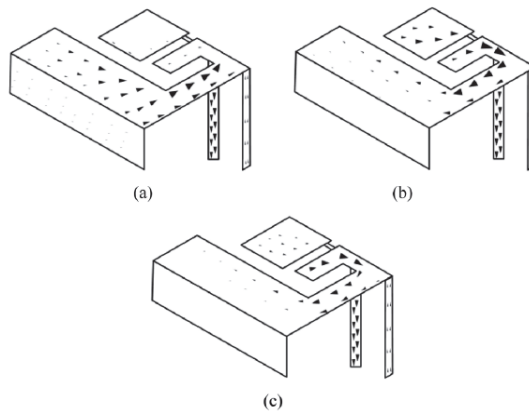


Figure I-48 - Distribution du courant sur la PIFA, a) 1,9GHz (USPCS) et 2 GHz (WCDMA), b) 3,5GHz (m-WiMAX), et c) 5,5 GHz (WLAN) [I.79]

Tableau I-8 -Performances de l'antenne PIFA [I.79]

Mode	PIN Diode [V]	Varactor [V]	Service Bands	- 6 dB Bandwidth [GHZ]	Efficiency [%]	Peak Gain [dBi]
I	0 (Off)	0	USPCS	1.85 – 1.99 (7.29%)	93	2.84
			WLAN	5.15 – 5.83 (12.3%)	91	1.49
		4	WCDMA	1.92 – 2.18 (12.68%)	89	2.81
			WLAN	5.15 – 5.83 (12.3%)	91	1.49
II	1 (On)	0	USPCS	1.85 – 1.99 (7.29%)	93	2.84
			m-WiMAX	3.35 – 3.69 (9.66%)	63	1.25

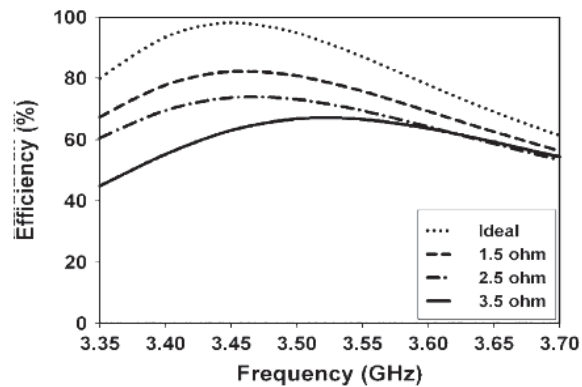


Figure I-49 – Efficacité de l'antenne en simulation pour différents cas de résistance parasite de la diode PIN [I.79]

Nous avons vu les techniques d'agilité fréquentielle utilisant des éléments actifs insérés sur différents types d'antennes. Nous allons maintenant aborder la technique utilisant un circuit d'adaptation d'impédance.

I.2.2.b Circuit d'adaptation d'impédance

Afin d'optimiser la transmission de puissance entre la sortie de l'émetteur ou l'entrée du récepteur et l'antenne, un circuit d'adaptation d'impédance peut être avantageusement interposé entre les deux. Grâce à lui, il est possible d'apporter une reconfigurabilité de l'impédance du bloc antenne-circuit d'adaptation à l'aide de composants variables ou commutateurs placés dans le circuit d'adaptation [I.80]. Un schéma typique de l'émetteur en sortie duquel on intègre un circuit d'adaptation d'impédance est présenté sur la Figure I-50 [I.81].

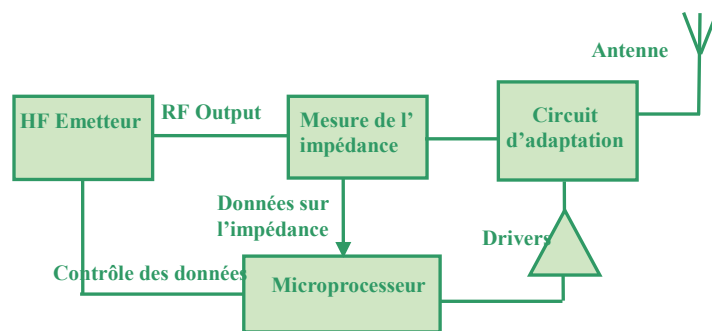


Figure I-50 - Système de reconfiguration de l'antenne entre l'émetteur et l'antenne [I.81]

Dans [I.82], une antenne travaillant dans la bande GSM et la bande utilisée par les téléphones cellulaires aux États-Unis est présentée. Elle est associée à un circuit d'adaptation permettant de faire basculer le système d'une bande de fréquence à une autre. L'antenne est reliée au circuit par une ligne de longueur l_1 . Cette ligne est soit reliée à une autre ligne $l_{2,1}$ pour la bande GSM soit sur la ligne $l_{2,2}$ pour l'autre bande et ceci par le biais d'un interrupteur 'FET Switch'. Les longueurs de ligne étant différentes, l'antenne sera chargée différemment (impédance différente) et aura donc une réponse fréquentielle différente. On peut voir sur la Figure I-51 (d), que selon que l'antenne est connectée à $l_{2,2}$, $l_{2,1}$ ou est non connectée, on sera adapté sur une bande de fréquence différente. L'efficacité rayonnée mesurée est supérieure à 79% pour la bande cellulaire des EU et au dessus de 72% pour le GSM900 contre 85% et 78% pour les valeurs simulées. L'efficacité rayonnée en simulation sans le circuit d'adaptation est supérieure à 88% à la fréquence de résonance initiale. Ce résultat indique que les pertes dues au circuit d'adaptation sont très faibles. La Figure I-52 présente les résultats de l'efficacité rayonnée en simulation et mesure.

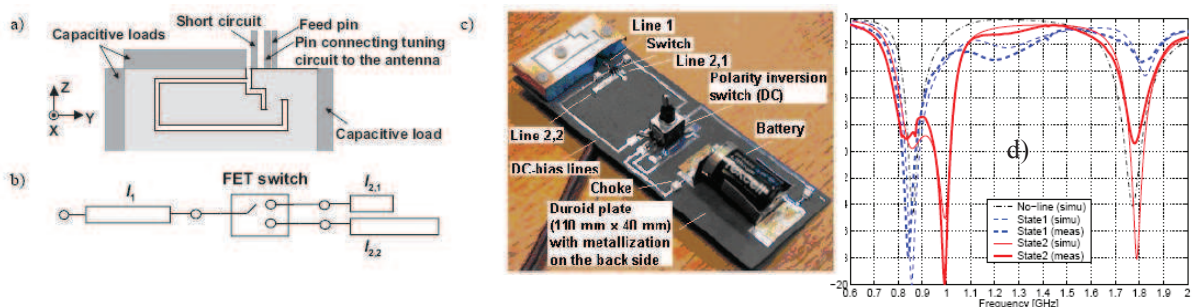


Figure I-51 - Structure de l'antenne (a), Utilisation de l'interrupteur FET (b), Photo du prototype (c) et coefficient de réflexion (d) [I.82]

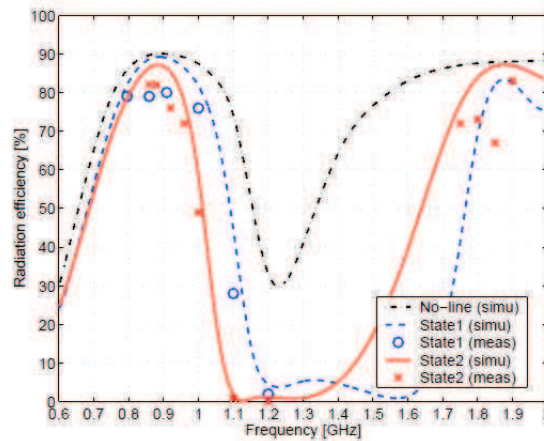


Figure I-52 – Efficacité rayonnée en simulation et mesure [I.82]

Plus récemment, une antenne PIFA [I.83] (Figure I-53(a)) a été associée à un circuit d'adaptation composé de 3 diodes varicap A, B et C (Figure I-53(b)). Ces diodes vont modifier l'impédance de l'antenne et permettre sa reconfiguration fréquentielle. Sans le circuit d'adaptation d'impédance, l'antenne opère à 2,4GHz. Selon la configuration du circuit d'adaptation (i.e. selon la valeur des diodes varicap), l'antenne opérera (par commutation) à des fréquences différentes, le tableau de la Figure I-53(c) recense ces différentes configurations et les fréquences de travail associées. L'antenne fonctionne par commutation à 900MHz, 1176MHz, 1227MHz, 1575MHz, 1,8GHz et 2,4GHz. La Figure I-54 montre le coefficient de réflexion de l'antenne (en entrée du circuit d'adaptation) pour ces différentes configurations. Les dimensions de l'élément rayonnant sont données (Hauteur x Largeur x Longueur) : 4,96mm x 9,93mm x 23,57mm. A 900MHz, l'antenne a une taille électrique de $\lambda_0/67,2 \times \lambda_0/33,5 \times \lambda_0/14,1$. Les dimensions du plan de masse n'ont pas été prises en considération dans cette étude. Grâce à cette technique, il en résulte une miniaturisation de 62,5% par rapport à la fréquence initiale.

L'efficacité rayonnée mesurée de la PIFA sans circuit d'adaptation est de 91%, ce qui correspond tout à fait aux valeurs classiques des PIFAs. L'antenne a ensuite été intégrée au système d'adaptation et a été adaptée à 2,45GHz. L'efficacité rayonnée a été mesurée à 75%, soit une valeur plus faible que l'antenne seule. Les auteurs avancent que cette valeur peut être améliorée par une fabrication de meilleure qualité du système.

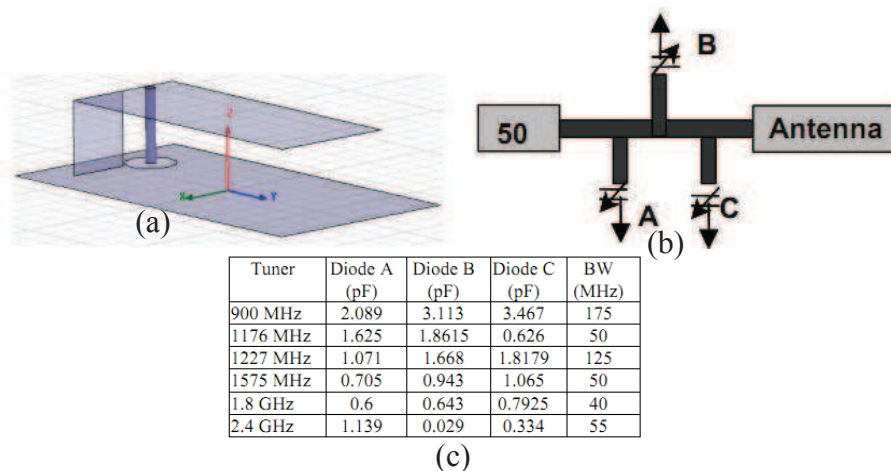


Figure I-53 – Antenne PIFA opérant à 2.4GHz (a) et circuit d'adaptation d'impédance (b) et différentes configurations des diodes et fréquences de travail associées (c) [I.83]

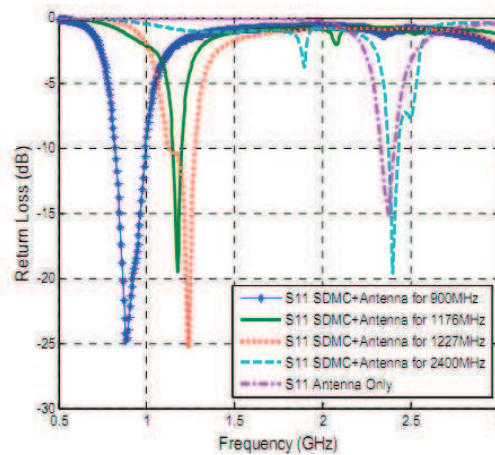


Figure I-54 – Coefficient de réflexion pour différentes configurations de l'antenne [I.83]

I.2.2.c Matériaux

L'idée est ici d'utiliser le substrat comme paramètre variable assurant l'agilité des antennes. La plupart des antennes sont imprimées sur des substrats diélectriques, il s'est avéré alors très intéressant d'utiliser des substrats différents et voir leur influence sur les propriétés des antennes. Quelques études ont été réalisées utilisant des propriétés de matériaux différents notamment un substrat ferroélectrique. L'exemple de la Figure I-55 est tiré d'un brevet déposé sur la possibilité d'ajouter un substrat ferroélectrique sur une antenne microruban pour permettre son agilité [I.89]. On observe l'effet de la tension appliquée au matériau sur la Figure I-56. Le coefficient de réflexion est modifié avec l'application de la tension et nous observons un comportement bi-bande de l'antenne. Nous n'avons cependant pas les informations concernant la taille électrique de l'antenne, la bande passante totale pouvant être atteinte ou l'efficacité rayonnée.

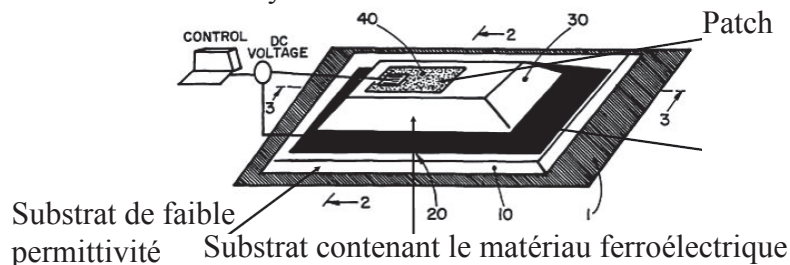


Figure I-55 – Antenne avec substrat ferroélectrique [I.89]

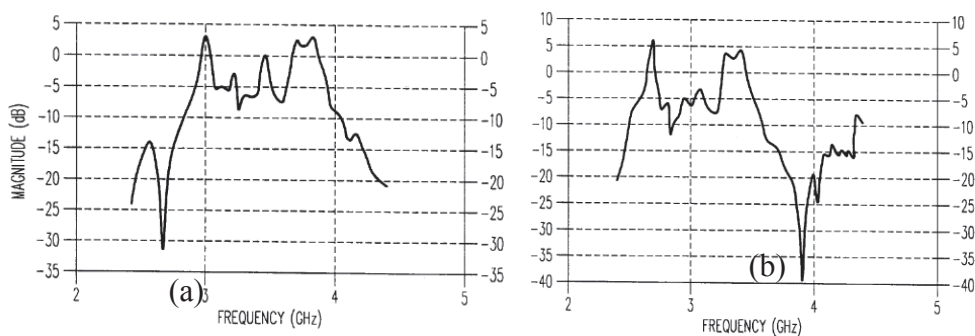


Figure I-56 – Coefficient de réflexion pour l'antenne à vide (a) et soumise à une tension (b)

Plusieurs exemples publiés d'antennes microruban sur un substrat ferrite ont permis d'avoir une excursion en fréquence parfois importantes ([I.84]-[I.88]). Les efficacités

rayonnées ne sont pas explicitement données mais d'après les gains, des valeurs élevées peuvent être obtenues avec des ferrites à faibles pertes. Par l'exemple, l'antenne microruban donnée en [I.84] possède comme substrat une ferrite d'épaisseur $d=1.27\text{mm}$, de permittivité $\epsilon_r=15$ et de saturation magnétique de $4\pi M_s=1720\text{ G}$. Les dimensions de l'antenne sont $1,4 \times 1,8\text{ cm}^2$ et elle est alimentée par une sonde coaxiale (Figure I-57).

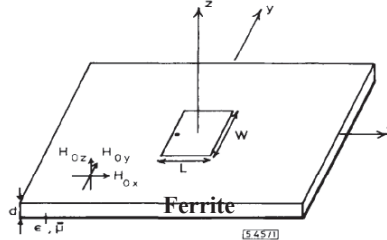


Figure I-57 – Géométrie de l'antenne avec une ferrite

Afin de polariser la ferrite, un aimant est placé à une certaine distance du substrat (selon la force que l'on veut appliquer). L'aimant est déplacé selon les axes x , y et z et le Tableau I-9 donne l'excursion en fréquence en fonction de la direction de polarisation de l'aimant. On remarque qu'une excursion en fréquence importante allant jusqu'à 40 % peut être obtenue si l'aimant se déplace selon l'axe y . Le gain de l'antenne et la forme du diagramme de rayonnement restent proches d'une antenne microruban classique, même si une polarisation croisée plus importante est observée.

Tableau I-9 – Excursion en fréquence selon le l'axe de polarisation de l'aimant

Axe de polarisation	Excursion en fréquence (GHz)	Pourcentage (%)
X	4,6-5,5	16
Y	4,6-2,8	39
Z	4,6-5,5	16

Plus récemment, avec l'émergence des méta-matériaux, des études sont menées pour utiliser ces méta-matériaux dans les antennes et permettre leur agilité [I.90] [I.91]. Les méta-matériaux sont des composites artificiels structurés, hétérogènes à base d'inclusion diélectrique et métallique, qui présentent des permittivités et des perméabilités artificielles. L'étude menée dans [I.90] se concentre sur les composites à perméabilité artificielle à base de boucles ou d'hélices métalliques chargées par des composants électroniques et notamment par une diode varicap (Figure I-58). La perméabilité artificielle est alors ajustable par une tension électrique. Il est alors possible de fabriquer un méta-matériau actif à bande passante reconfigurable instantanément.

Cependant, il n'existe que très peu d'études qui utilisent des matériaux de la sorte dans le but d'obtenir une reconfigurabilité fréquentielle. Les niveaux faibles de permittivité et perméabilité artificielles impliquent une faible variabilité des propriétés de l'antenne. Les tensions importantes pouvant être mises en jeu ainsi que la complexité de l'alimentation constituent des inconvénients propres à cette technique d'agilité.

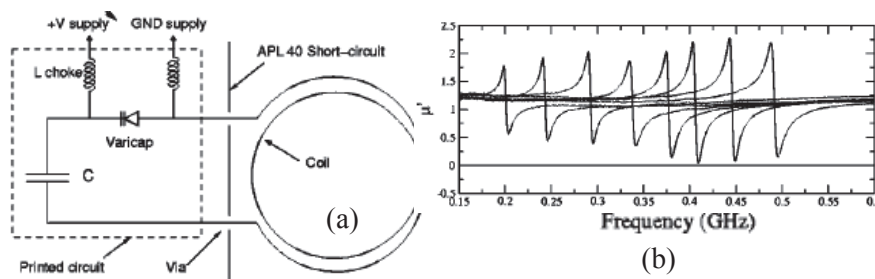


Figure I-58 - Boucle et circuit électronique (a) et agilité fréquentielle du métamatériau [I.90]

I.2.2.d Récapitulatif

Nous avons étudié dans cette partie les différentes façons de rendre une antenne agile en fréquence selon que l'on utilise des composants actifs, des systèmes de reconfiguration associés à l'antenne ou bien des matériaux commandables. Nous présentons un récapitulatif dans le Tableau I-10 qui montre les avantages et inconvénients de chaque méthode.

Tableau I-10 - Récapitulatif des méthodes d'agilité

Méthode d'agilité	Avantages	Inconvénients
Diode varicap	<ul style="list-style-type: none"> - Facilité d'intégration dans les structures antennaires - Excursion en fréquence jusqu'à 60% pour la diode varicap 	<ul style="list-style-type: none"> - Pertes introduites par le composant électronique - Tension de polarisation jusqu'à 30V pour les diodes varicap - Commande électronique parfois complexe
Diode PIN et MEMS	<ul style="list-style-type: none"> - Facilité d'intégration dans les structures antennaires - Tension de polarisation basse pour les diodes PIN (<10V) mais variable pour les MEMS. - Excursion en fréquence > 100% - Possibilité d'avoir de faibles pertes 	<ul style="list-style-type: none"> - Commande électronique parfois complexe - Tension parfois élevée pour les MEMS
Circuit d'adaptation d'impédance	<ul style="list-style-type: none"> - Minimisation des pertes car meilleure adaptation, transfert d'énergie entre l'antenne et l'émetteur ou récepteur optimisé - Transfert d'énergie entre l'antenne et l'émetteur ou le récepteur optimisé - Excursion en fréquence >60% 	<ul style="list-style-type: none"> - Surface occupée plus grande (intégration plus délicate) - Pertes dues au circuit électronique - Complexité du circuit - Consommation d'énergie
Matériaux	<ul style="list-style-type: none"> - Faible encombrement - Excursion en fréquence >40% 	<ul style="list-style-type: none"> - Difficulté à rendre le substrat agile - Grandes tensions à appliquer sur les matériaux - Dispositifs complexes pour l'alimentation

I.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une définition des antennes miniatures et les limites fondamentales physiques de ce type d'antenne. Un des paramètres clefs des antennes miniatures est le facteur de qualité dont la valeur minimale liée au maximum de bande passante a été et est toujours le centre d'intérêt des antennistes. L'efficacité est l'autre paramètre important susceptible de différencier les performances des antennes miniatures.

En outre, nous avons présenté les différentes techniques de miniaturisation des antennes. Nous avons passé en revue les techniques classiques (ajout de fente, repliement...) ainsi que les techniques plus innovantes avec notamment les nouveaux matériaux (magnéto-diélectrique et métamatériaux). En règle générale, la miniaturisation des antennes entraîne une diminution de la bande passante et de l'efficacité du rayonnant. Nous nous sommes finalement intéressés aux différentes solutions permettant de contourner le problème de l'étranglement de la bande passante en présentant les différentes techniques d'agilité fréquentielle des antennes compactes. L'ajout d'éléments variables sur la structure rayonnante, l'introduction d'un circuit d'adaptation d'impédance ou de matériaux commandables constituent actuellement les techniques les plus courantes de reconfigurabilité fréquentielle.

I.4 Références

- [I.1]. H.A Wheeler, "Fundamental limitations of small antenna", Proc. IRE, pp. 1479-1488, December 1947.
- [I.2]. H.A Wheeler, "The radiansphere around a small antenna", proceedings IRE, pp.1325-1331, August 1959.
- [I.3]. R. C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas", Proceedings of the IEEE, vol. 69, n°2, February 1981, pp. 170-182.
- [I.4]. J. L. Volakis, C. C. Chen, K. Fujimoto, *Small Antennas: Miniaturisation Techniques and Applications*, Ed. Mc. Graw Hill.
- [I.5]. J.S McLean, "A re-examination of the fundamental Limits on the radiation Q of Electrically Small Antennas", IEEE Trans on antennas and propogation, Vol 44, N°5, May 1996, pp. 672-676
- [I.6]. L. J.Chu, "Physical limitations on omni-directional antennas," J. Appl. Phys., vol. 19, pp. 1163-1175, Dec. 1948.
- [I.7]. R. F. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth and efficiency", Journal of Research of the National Bureau of Standards, vol. 64D, January-February 1960, pp.1-12.
- [I.8]. D. Pozar, "New results for minimum Q, maximum gain, and polarization properties of electrically small arbitrary antennas," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, March 2009, pp. 1993–1996.
- [I.9]. Thal, H.L.; , "New Radiation Q Limits for Spherical Wire Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.10, pp.2757-2763, Oct. 2006.
- [I.10]. M. Gustafsson, C. Sohl, and G. Kirstensson, "Physical limitations on antennas of arbitrary shape", Proceedings of the Royal Society A : Mathematical, Physical and Engineering Sciences, vol. 463, issue 2086, 2007, pp. 2589-2607.
- [I.11]. Yaghjian, A.D.; Stuart, H.R.; , "Lower Bounds on the Q of Electrically Small Dipole Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.58, no.10, pp.3114-3121, Oct. 2010.
- [I.12]. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, January 1981.
- [I.13]. A. D. Yaghjian and S. R. Best, "Impedance, bandwidth, and Q of antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-53, April 2005, pp. 1298-1324.
- [I.14]. S. R. Best, "Bandwidth and the lower bound on Q for small wideband antennas", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2006, pp. 647-650.
- [I.15]. C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*, 2ed ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [I.16]. S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, et C. Salvador, "Dual-band slot-loaded patch antenna," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 142, no. 3, pp. 225–232, Jun 1995.
- [I.17]. H.T Nguyen, S. Noghianian, et L. Shafai, "Microstrip patch antenna miniaturization by slots loading", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005, pp. 215-218.
- [I.18]. K. Luk, X. Guo, K. Lee, et Y. Chow, "L-probe proximity fed u-slot patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 19, pp. 1806–1807, Sep 1998.
- [I.19]. R. Azadegan et K. Sarabandi, "A novel approach for miniaturization of slot antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 3, pp. 421–429, March 2003.

- [I.20]. K. Sarabandi et R. Azadegan, "Design of an efficient miniaturized UHF planar antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 6, pp. 1270–1276, June 2003.
- [I.21]. Y. Zhou, C. C. Chen et J. L. Volakis, "A compact 4-element dual-band GPS array", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1-5, 2009, pp. 1-4.
- [I.22]. K. Hirasawa et M. Haneishi, *Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas*, A. House, Ed. Artech House, 1992.
- [I.23]. R. Chair, K. F. Lee, et L. K. M., "Bandwidth and cross-polarization characteristics of quarter-wave shorted patch antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 22, pp. 101–103, 1999.
- [I.24]. M.-C. Huynh et W. Stutzman, "Ground plane effects on planar inverted-f antenna (pifa) performance," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 150, no. 4, pp. 209–213, Aug. 2003.
- [I.25]. R. Waterhouse, S. Targonski, et D. Kokotoff, "Design and performance of small printed antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 11, pp. 1629–1633, Nov 1998.
- [I.26]. R. Garg, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 2001.
- [I.27]. K. Carver et J. Mink, "Microstrip antenna technology," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 2 – 24, jan 1981.
- [I.28]. J. George, M. Deepukumar, C. Aanandan, P. Mohanan, et K. Nair, "New compact microstrip antenna," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 6, pp. 508–509, Mar 1996.
- [I.29]. J. George, C. Aanandan, P. Mohanan, et K. Nair, "Analysis of a new compact microstrip antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 11, pp. 1712–1717, Nov 1998.
- [I.30]. K. Luk, R. Chair, and K. Lee, "Small rectangular patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 25, pp. 2366–2367, Dec 1998.
- [I.31]. K. L. Wong, "Planar Antenna for Wireless Communications", Wiley-InterScience, Hoboken, New Jersey, 2003
- [I.32]. A. Holub et M. Polivka, "A novel microstrip patch antenna miniaturization technique: a meanderly folded shorted-patch antenna", *COMITE*, vol. 23-24, 2008, pp. 1-4.
- [I.33]. Endo, T., Sunahara, Y., Satoh, S. and Katagi, T. (2000), Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas. *Electronics and Communications in Japan*.
- [I.34]. Y. Wang, W. Koh, J. Tan, P. Teo, P. Yeo, and C. Lee, "A compact and broadband microstrip patch antenna," in *Radio and Wireless Conference, 2001. RAWCON 2001. IEEE*, 2001, pp. 219–222.
- [I.35]. K.-L. Wong and K.-P. Yang, "Modified planar inverted f antenna," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 1, pp. 7–8, Jan 1998.
- [I.36]. C. Rowell and R. Murch, "A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 837–842, May 1997.
- [I.37]. Scardelletti, M.C.; Ponchak, G.E.; Merritt, S.; Minor, J.S.; Zorman, C.A.; , "Electrically small folded slot antenna utilizing capacitive loaded slot lines," *Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE* , vol., no., pp.731-734, 22-24 Jan. 2008.
- [I.38]. C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*, 2ed ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [I.39]. S. R. Best, "The radiation properties of electrically small folded spherical helix antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, April 2004, pp. 953-960.

- [I.40]. Baliarda, C.P.; Romeu, J.; Cardama, A.; , "The Koch monopole: a small fractal antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.48, no.11, pp.1773-1781, Nov 2000.
- [I.41]. Gonzalez-Arbesu, J.M.; Blanch, S.; Romeu, J.; , "Are space-filling curves efficient small antennas?," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.2, no.1, pp.147-150, 2003
- [I.42]. R. K. Mongia, R.K.; Ittibipoon, A.; Cuhaci, M.; , "Low profile dielectric resonator antennas using a very high permittivity material," *Electronics Letters* , vol.30, no.17, pp.1362-1363, 18 Aug 1994.
- [I.43]. Hwang, Y.; Zhang, Y.P.; Zheng, G.X.; Lo, T.K.C.; , "Planar inverted F antenna loaded with high permittivity material ," *Electronics Letters* , vol.31, no.20, pp.1710-1712, 28 Sep 1995.
- [I.44]. B. Kramer, M. Lee, C.-C. Chen, and J. Volakis, "Design and performance of an ultrawideband ceramic-loaded slot spiral," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 7, pp. 2193 – 2199, July 2005.
- [I.45]. C. Niamien, "Antennes miniatures VHF/UHF à base de matériaux magnéto-diélectriques : théorie, conception et expérimentation", thèse soutenue à l'université de Rennes 1, novembre 2010.
- [I.46]. Byungje Lee; Harackiewicz, F.J.; , "Miniature microstrip antenna with a partially filled high-permittivity substrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.50, no.8, pp. 1160- 1162, Aug 2002.
- [I.47]. Chen, C.-C. and Volakis, J. L. (2005), Bandwidth broadening of patch antennas using nonuniform substrates. *Microwave and Optical Technology Letters*, 47: 421–423.
- [I.48]. Ikonen, P.M.T.; Rozanov, K.N.; Osipov, A.V.; Alitalo, P.; Tretyakov, S.A.; , "Magneto-dielectric Substrates in Antenna Miniaturization: Potential and Limitations," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.11, pp.3391-3399, Nov. 2006.
- [I.49]. Hansen, R. C. and Burke, M. (2000), Antennas with magneto-dielectrics. *Microwave and Optical Technology Letters*, 26: 75–78.
- [I.50]. Y. Kawano, S. Hayashida, S. Bae, Y. Koyanagi, and H. Morishita, "A study on miniaturization of 900 MHz and 2 GHz band antennas utilizing magnetic material," vol. 3B, July 2005, pp. 347–350 vol. 3B.
- [I.51]. Y. Kawano, S. Bae, Y. Koyanagi, and H. Morishita, "A study on miniaturization of a handset antenna utilizing magnetic materials," March 2005, pp. 129–132.
- [I.52]. S.-S. Zhong and J.-H. Cui, "Compact circularly polarized microstrip antenna with magnetic substrate," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, vol. 1, pp. 793–796 vol.1, 2002.
- [I.53]. Y. Liu, Y. Wang, and R. Yang, "Research on rectangular patch antenna with magnetic substrate," *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, vol. 5, pp. 4 pp.–, Dec. 2005.
- [I.54]. S. Rytov, "Electromagnetic properties of a finely stratified medium," *Soviet Physics JETP*, vol. 2, no. 3, p. 466, May 1956.
- [I.55]. Yoonjae Lee; Tse, S.; Yang Hao; Parini, C.G. "A compact microstrip antenna with improved bandwidth using Complementary Split-Ring Resonator (CSRR) loading", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, June 2007, pp.5431 - 5434
- [I.56]. M. Karkkainen and P. Ikonen, "Patch antenna with stacked split-ring resonators as artificial magneto-dielectric substrate," *Microwave Opt. Technol. Lett*, vol. 46, no. 6, pp. 554–556, 2005. [Online]. Available : <http://www3.interscience.wiley.com/cgi-bin/fulltext/110575022/pdsstart>

- [I.57]. M. Karkkainen, M. Ermutlu, S. Maslovski, P. Ikonen, and S. Tretyakov, "Numerical simulations of patch antennas with stacked split-ring resonators as artificial magnetic substrates," in *Antenna Technology : Small Antennas and Novel Metamaterials*, 2005. IWAT 2005. IEEE International Workshop on, March 2005, pp. 395–398.
- [I.58]. P. Ikonen, S. Maslovski, and S. Tretyakov, "On artificial magneto-dielectric substrates with microstrip antennas: The role of frequency dispersion," *Re*, vol. 5, p.10. [Online]. Available: [http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/BCDP.6\(0052\).pdf](http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/BCDP.6(0052).pdf)
- [I.59]. C. Simovski, A. Sochava, and S. Tretyakov, "New compact and wide-band high impedance surface," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2004. IEEE, vol. 1, June 2004, pp. 297–300 Vol.1.
- [I.60]. M. Ermutlu, C. Simovski, M. Karkkainen, P. Ikonen, A. Sochava, and S. Tretyakov, "Patch antennas with new artificial magnetic layers," Arxiv preprint physics/0504075, 2005.
- [I.61]. Songnan Yang, Chunna Zhang, Helen K. Pan, Aly E. Fathy, and Vijay K. Nair, "Frequency-Reconfigurable Antennas for Multiradio Wireless Platforms" , IEEE Microwave Magazine, February 2009.
- [I.62]. Hui Li; Jiang Xiong; Yufeng Yu; Sailing He; , "A Simple Compact Reconfigurable Slot Antenna With a Very Wide Tuning Range," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.58, no.11, pp.3725-3728, Nov. 2010.
- [I.63]. White, C.R.; Rebeiz, G.M.; , "Single- and Dual-Polarized Tunable Slot-Ring Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.57, no.1, pp.19-26, Jan. 2009
- [I.64]. P.Bhartia, I.J Bahl, "A Frequency Agile Microstrip Antenna", *Microwave J.*, Vol. 25, Oct. 1982, pp. 67-70.
- [I.65]. Nishiyama, E.; Itoh, T.; , "Dual polarized widely tunable stacked microstrip antenna using varactor diodes," *Antenna Technology, 2009. iWAT 2009. IEEE International Workshop on* , vol., no., pp.1-4, 2-4 March 2009.
- [I.66]. F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Patch antennas with switchable slots (PASS) in wireless communications: Concepts, designs, and applications," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 47, pp. 13–29, Feb. 2005.
- [I.67]. S.-B. Byun, J.-A. Lee, J.-H. Lim, and T.-Y. Yun, "Reconfigurable ground-slotted patch antenna using PIN diode switching," *ETRI J.*, vol. 29, pp. 832–834, Dec. 2007.
- [I.68]. Yuan, Y. Damgaci, H. Mopidevi and B.A. Cetiner, "RF-NIMEMS Integrated Reconfigurable Antenna for Public Safety Applications", *EUCAP 2011*.
- [I.69]. Erdil, E.; Topalli, K.; Unlu, M.; Civi, O.A.; Akin, T.; "Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Technology," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.4, pp.1193-1196, April 2007.
- [I.70]. Shih-Yuan Chen; Chun-Wei Tseng; Shih-Chia Chiu; Powen Hsu; , "Frequency-agile, miniaturized slot antenna for hand-held devices," *Electromagnetic Theory (EMTS), 2010 URSI International Symposium on* , vol., no., pp.377-380, 16-19 Aug. 2010
- [I.71]. Behdad, N.; Sarabandi, K.; , "Dual-band reconfigurable antenna with a very wide tunability range," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.2, pp. 409- 416, Feb. 2006
- [I.72]. C. Jung, Y. Kim, Y. Kim, and F. De Flaviis, "Macro-micro frequency tuning antenna for reconfigurable wireless communication systems," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 4, pp. 201–202, 15, 2007.
- [I.73]. P.M. Haskins, J.S. Dahele, "Polarization, phase and frequency agility in varactor diode loaded patches" *Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific*, Publication Date: 2000, pp747-750
- [I.74]. ETSI, <http://www.etsi.org/WebSite/Standards/Standard.aspx>

- [I.75]. V. K. Palukuru , M. Komulainen , M. Berg t, H. Jantunen and E. Salont, "Frequency-tunable planar monopole antenna for mobile terminals", *IEEE Antennas and propagation*, June 2007, pp3289 – 3292.
- [I.76]. P.L. Teng and K.L. Wong, "Planar monopole folded into a compact structure for very-low-profile multi-band mobile phone antenna," *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. 33, pp. 22–25, Apr. 2002.
- [I.77]. Chunna Zhang; Songnan Yang; El-Ghazaly, S.; Fathy, A.E.; Nair, V.K.; , "A Low-Profile Branched Monopole Laptop Reconfigurable Multiband Antenna for Wireless Applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.8, no., pp.216-219, 2009
- [I.78]. I. Elfergani, A. S. Hussaini ; Raed A Abd-Alhameed, C. See, H. Hraga ; P. Excell, J. Rodriguez, "A Dual-Band Frequency Tunable Planar Inverted F Antenna", *Eucap* 2011, pp. 235-239.
- [I.79]. Jong-Hyuk Lim; Gyu-Tae Back; Young-Il Ko; Chang-Wook Song; Tae-Yeoul Yun; , "A Reconfigurable PIFA Using a Switchable PIN-Diode and a Fine-Tuning Varactor for USPCS/WCDMA/m-WiMAX/WLAN," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.58, no.7, pp.2404-2411, July 2010.
- [I.80]. Zhen Zhou and Kathleen L. Melde, "Frequency Agility of Broadband Antennas Integrated With a Reconfigurable RF Impedance Tuner", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, VOL. 6, 2007, pp.56-60.
- [I.81]. J.R. Moritz and Y. Sun, "Frequency Agile Antenna Tuning and matching", *HF Radio Systems and Techniques*, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 474), 2000, pp. 169-174
- [I.82]. O. Kivekäs , J. Ollikainen and P. Vainikainen "Frequency-tunable internal antenna for mobile phones", *COST 284 JINA* , 2002.
- [I.83]. Fankem, B.K.; Melde, K.L.; Zhen Zhou; , "Frequency reconfigurable planar inverted F antenna (PIFA) with software-defined match control," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE* , vol., no., pp.81-84, 9-15 June 2007.
- [I.84]. D. M. Pozar, V. Sanchez, "Magnetic Tuning of a Microstrip Antenna on a Ferrite Substrate," *Electronics Letters*, Vol. 24, June, 1988, pp.729-731.
- [I.85]. H. How, P. Rainville, F. Harackiewicz, and C. Vittoria, "Radiation Frequencies of Ferrite Patch Antennas," *IEE Electronics Letters*, Vol.28, No. 15, July 1992, pp. 1405-1406.
- [I.86]. R.K. Mishra, S.S. Pattnaik, N. Das, "Tuning of Microstrip Antenna on Ferrite Substrate," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 41 No. 2, Feb. 1993, 230-233.
- [I.87]. K.K. Tsang and R.J. Langley, "Annular Ring Microstrip Antennas on Biased Ferrite Substrates," *IEE Electronics Letters*, Vol. 30, No. 16, Aug. 1994, pp. 1257 - 1258.
- [I.88]. G. Leon, R.R. Boix, M.J. Freire, and F. Medina, "Characteristics of Aperture Coupled Microstrip Antennas on Magnetized Ferrite Substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 6, June 2005, pp. 1975-1966.
- [I.89]. Vijay K. Varadan; Peng Thian Teo, "Tunable Dual-band Ferroelectric Antenna" - Patent 6329959
- [I.90]. V K Varadan, K A Jose and V V Varadan, "Design and development of electronically tunable microstrip antennas", *Smart Materials and Structures*, 1999, vol. 8, n°2, pp. 238-242.
- [I.91]. O. Reynet and O. Acher, "Voltage controlled metamaterial", *Applied Physics Letters* Volume 84, Number 7, February 2004

Chapitre II. Miniaturisation de l'antenne fil-plaque

Sommaire

II.1	Antenne fil-plaque classique.....	52
II.1.1	Présentation	52
II.1.2	Effet du fil de masse	53
II.1.3	Rayonnement	54
II.1.4	Modélisation par un circuit électrique équivalent	55
II.1.4.a	Introduction d'un substrat	56
II.1.4.a.i.	Variation de l'épaisseur du substrat b	57
II.1.4.a.ii.	Permittivité diélectrique	59
II.1.4.b	Surface du toit	60
II.1.5	Conclusion	62
II.2	Antenne fil-plaque à fente.....	62
II.2.1	Présentation de l'antenne fil-plaque à fente	62
II.2.2	Étude de l'effet de la fente	63
II.2.2.a	Orientation de la fente	63
II.2.2.b	Position de la fente.....	64
II.2.2.b.i.	Variation de la position x_1	64
II.2.2.b.ii.	Variation de la position x_3	65
II.2.2.b.iii.	Variation de la position y_4	65
II.2.2.b.iv.	Interprétation	66
II.2.2.c	Longueur de la fente.....	66
II.2.2.c.i.	Modélisation de l'effet de la longueur de la fente	66
II.2.2.c.ii.	Évolution de B_f et G_f	68
II.2.2.c.iii.	Circuit équivalent	70
II.2.2.c.iv.	Comparaison simulation et modélisation	70
II.2.2.d	Largeur de la fente	71
II.2.2.e	Fréquence de résonance de la fente	72
II.3	Validations expérimentales.....	73
II.3.1	Antenne conçue.....	73
II.3.1.a	Impédance d'entrée	73
II.3.1.b	Diagrammes de gain	75
II.3.2	Performances de l'antenne	77
II.3.2.a	Facteur de Qualité	77
II.3.2.b	Efficacité de rayonnement	80
II.3.2.c	Efficacité bande passante et volume de l'antenne.....	81
II.3.2.d	Réduction de taille obtenue	82
II.4	Conclusion.....	82
II.5	Références	83

II.1 Antenne fil-plaque classique

Nous cherchons dans ce chapitre à miniaturiser une structure antennaire connue afin de répondre aux besoins d'intégration des systèmes sans fils actuels. Le choix de l'antenne s'est porté sur une antenne miniature de faible épaisseur appelée antenne fil-plaque [II.1]. L'antenne fil-plaque monopolaire présente une structure à la géométrie et aux performances originales particulièrement intéressantes pour une intégration dans les systèmes de télécommunications mobiles actuels. Combinant à la fois un rayonnement de type monopole et un profil d'antenne imprimée, elle a l'avantage d'être miniature permettant ainsi un encombrement réduit. L'antenne fil-plaque a tout d'abord fait l'objet d'une première étude pour une application DCS (1900 MHz) sur téléphone mobile [II.2] et d'une seconde pour la réception du GSM dans le domaine de l'automobile. Il a aussi été démontré des propriétés larges bandes [II.3][II.4] et ultra larges bandes [II.5] de cette antenne. En outre, un comportement multibande [II.6] et multifonction [II.7] ont également été mis en avant. Une tentative de miniaturisation de l'antenne a vu le jour notamment grâce à l'ajout d'un substrat à forte permittivité [II.8]. Cette nouvelle approche a pour objectif de la miniaturiser davantage afin de convenir aux applications en bande basses UHF.

II.1.1 Présentation

La structure de l'antenne fil-plaque monopolaire est identique à celle d'une antenne imprimée classique. Elle est constituée d'une pastille métallique de forme quelconque placée à une certaine hauteur du plan de masse (Figure II-1). L'antenne est alimentée par un câble coaxial 50Ω connecté à une sonde dont le rayon de l'âme centrale est r_a . A la distance e de la sonde coaxiale, on insère entre le toit métallique et le plan de masse un fil métallique de rayon r_m . Les principaux avantages de nature structurelle de cette antenne sont en grande partie identiques à ceux des antennes imprimées et peuvent se résumer à :

- Un faible poids
- Un faible encombrement volumique
- Une faible épaisseur
- Une possibilité de conformation
- Un faible coût de fabrication

Ainsi, la structure géométrique de l'antenne lui confère les propriétés avantageuses d'aérien discret particulièrement adapté aux systèmes de communications mobiles de petites tailles qui nécessitent d'éléments rayonnants peu encombrants. A titre d'information, les dimensions typiques de l'antenne sont de l'ordre de $\lambda_0/6$ en largeur et de $\lambda_0/20$ en hauteur.

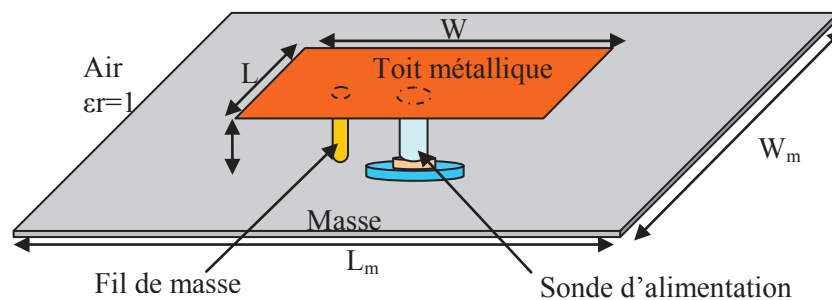


Figure II-1 – Géométrie de l'antenne fil-plaque

II.1.2 Effet du fil de masse

L'introduction d'un fil de retour à la masse d'une antenne imprimée a fait l'objet de nombreuses études. Il a plusieurs intérêts : il permet d'éliminer certains modes de cavité parasites en contrôlant l'impédance d'entrée et de modifier la fréquence d'adaptation de l'aérien ou la polarisation du champ rayonné [II.1][II.8][II.9].

Cependant, un comportement particulier de l'aérien à une fréquence beaucoup plus basse que le mode fondamental du toit a été découvert lors de l'étude de susceptibilité des antennes imprimées sur une large bande de fréquence. Ce phénomène est dû à l'introduction du fil de retour à la masse. Pour montrer l'effet d'un fil de masse, nous allons comparer l'impédance d'entrée d'une antenne microruban classique avec celle de la même antenne possédant un fil de masse. Les courbes de la Figure II-2 illustrent l'impédance d'entrée de l'antenne avec et sans fil de masse.

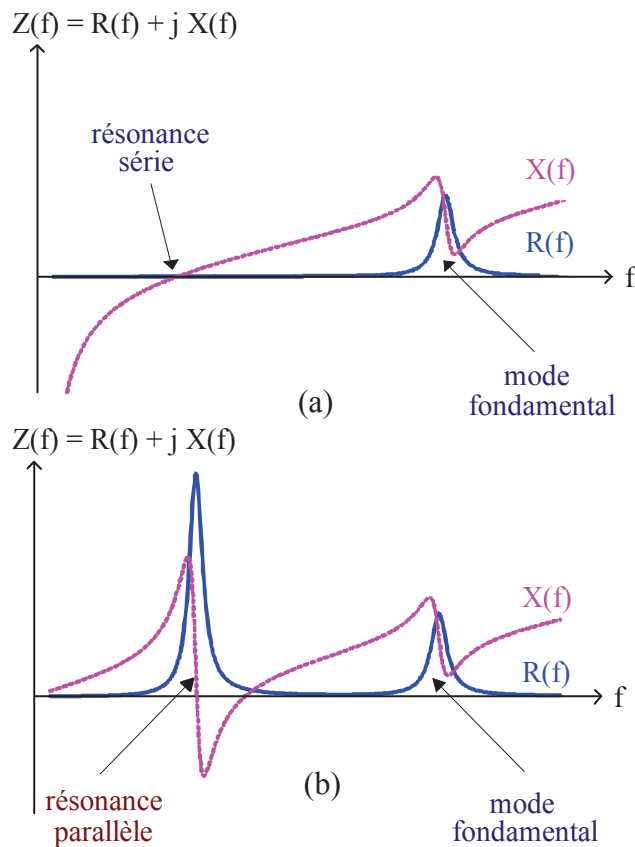


Figure II-2 - Influence du fil de masse sur l'impédance de l'antenne sans fil (a), avec fil (b)

Sans le fil de retour, l'antenne se comporte en basse fréquence comme un circuit résonnant série dû à l'inductance propre de la sonde d'alimentation et à la capacité formée par le toit supérieur. L'ajout du fil de retour induit une nouvelle self inductance qui vient se mettre en parallèle avec la capacité déjà existante (Figure II-3), créant ainsi un nouveau point potentiel de fonctionnement, de fréquence inférieure à celle du mode fondamental.

Les fréquences de résonance parallèle et série sont données par :

$$f_{série} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{alim}C_{toit}}} \quad (II-1)$$

$$f_{\text{parallèle}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{masse}}C_{\text{toit}}}} \quad (\text{II-2})$$

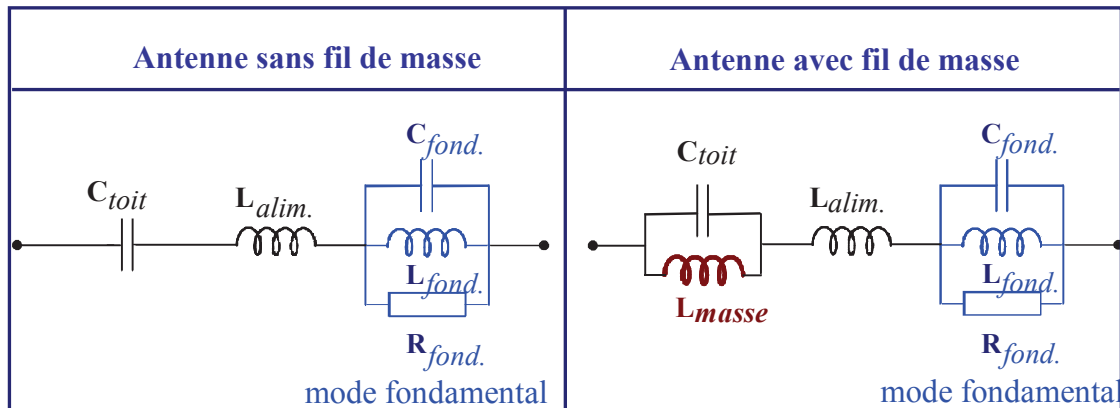


Figure II-3 – Modélisation électrique de l'introduction du fil de masse

Avec L_{masse} l'inductance du fil de masse, L_{alim} celle du fil d'alimentation, et C_{toit} la capacité du formée par le toit supérieur. Si la sonde d'alimentation et le fil de masse sont de même diamètre, les résonances associées se situent en première approximation à la même fréquence.

II.1.3 Rayonnement

L'analyse du comportement du champ magnétique dans l'antenne montre une forte concentration des charges autour du fil de masse. Le champ magnétique est donc localement imposé par le courant qui circule sur le fil de masse expliquant le rayonnement de type dipolaire de l'antenne fil-plaque. Afin de caractériser ce rayonnement, deux plans de coupe serviront de plans de tracés des diagrammes de rayonnement (Figure II-4). Les paramètres de l'antenne simulée sont donnés dans le Tableau II-1. La fréquence de résonance de l'antenne se situe à 1,741GHz.

L'onde rayonnée par l'antenne à l'infini est constituée par ses composantes des champs E_{θ} et H_{ϕ} lesquels sont maxima à l'horizon et nuls dans les axes de l'antenne. Le rayonnement est donc identique à celui d'un dipôle à polarisation rectiligne (monopôle sur un plan de masse fini).

La Figure II-5 nous donne le gain de la composante E_{θ} et E_{ϕ} suivant les plans (xOz) et (xOy) à la fréquence de résonance de cette antenne c'est-à-dire à 1,741GHz.

Tableau II-1 - Paramètres de l'antenne sans substrat

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur et largeur du toit	$L = W$	28
Hauteur totale du toit	h	4
Rayon du fil de masse	r_m	0,6
Rayon sonde d'excitation	r_a	1,2
Distance entre les fils	d	4,3
Longueur et largeur du plan de masse	$L_g = W_g$	100

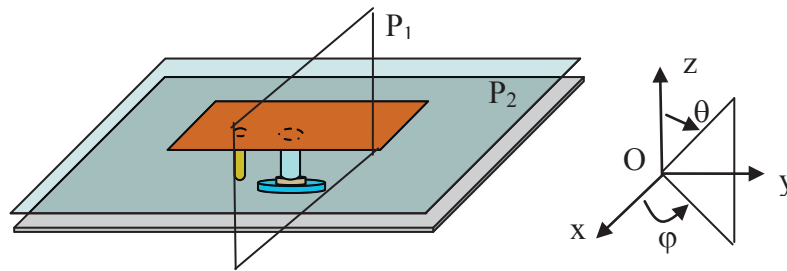


Figure II-4 - Définition des plans de coupe

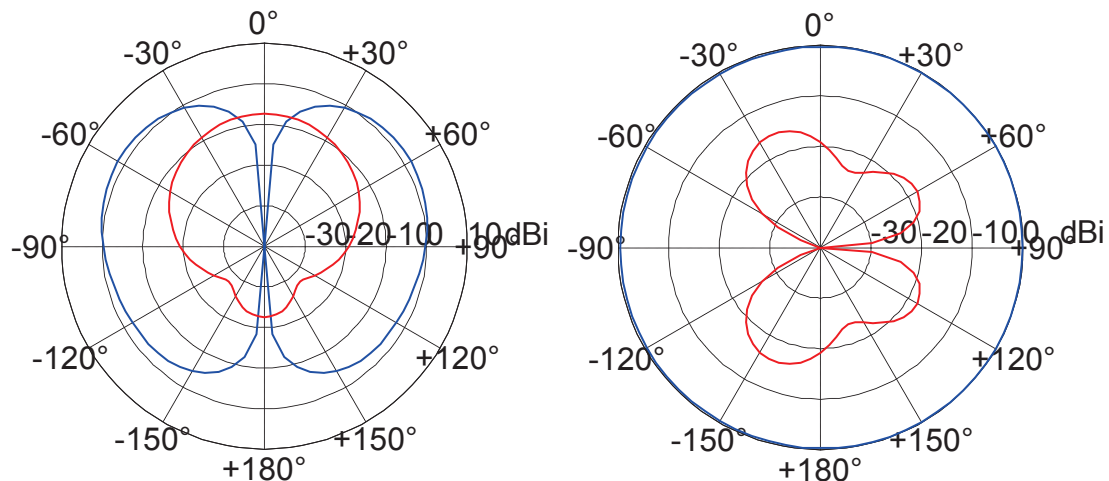


Figure II-5 – Gain intrinsèque dans les plans P1 et P2 respectivement à la fréquence $f_r=1.741\text{GHz}$. Co-polarisation et cross-polarisation

Le gain maximum intrinsèque de la composante E_θ sur un plan de masse fini est d'environ 1,5dBi. Cette valeur est inférieure à celle d'un monopole classique sur un plan de masse de même taille. En effet, en simulation, on obtient un gain maximal intrinsèque de 3,5dBi pour le monopole faisant $l=\lambda_0/4$. Cette différence entre l'antenne fil-plaque et le monopole est due à la miniaturisation de l'antenne.

II.1.4 Modélisation par un circuit électrique équivalent

La modélisation de l'antenne fil-plaque a été réalisée en [II.1]. En effet, la fréquence de résonance basse de l'antenne a été modélisée à l'aide du circuit électrique équivalent décrit sur la Figure II-6.

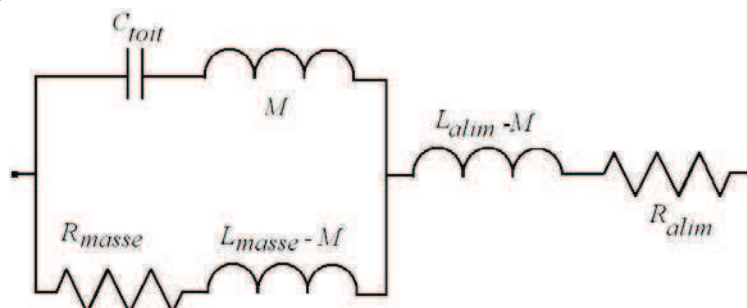


Figure II-6 - Circuit équivalent à la fréquence de résonance basse de l'antenne fil-plaque

Avec :

- C_{toit} : la capacité équivalente du toit de l'antenne
- L_{masse} : l'inductance liée au fil de masse

- L_{alim} : l'inductance lié à la sonde d'alimentation

Pour être rigoureux dans le calcul des fréquences de résonance, il faut prendre en compte R_{alim} et R_{masse} qui sont respectivement les résistances de la sonde d'alimentation et du fil de masse. Ces résistances modélisent les pertes de rayonnement dues aux fils. En outre, la proximité des deux fils suggère l'introduction d'un terme de mutuelle inductance M , traduisant l'interaction des fils l'un sur l'autre. Le calcul de ces différents éléments est donné dans l'**Annexe 1**. Cependant, ce circuit ne prend pas en compte la présence d'un substrat sous le toit de l'antenne. Dans la suite, nous allons présenter le travail de modélisation de l'antenne avec la présence d'un substrat.

II.1.4.a Introduction d'un substrat

L'antenne fil-plaque est souvent chargée par un substrat situé sous le toit comme illustré sur la Figure II-7. L'introduction de ce substrat modifie principalement la capacité du toit C_{toit} qui augmente avec la valeur de la permittivité relative ϵ_r ce qui miniaturise l'antenne et donc diminue sa fréquence de résonance.

Nous ajoutons au modèle précédent le substrat sous le toit comme illustré sur la Figure II-7.

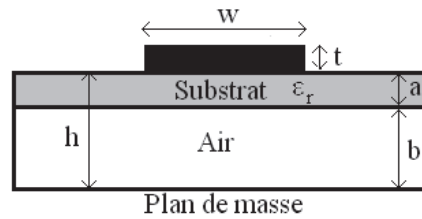


Figure II-7 - Illustration de la ligne suspendue

Pour cela, nous calculons l'impédance caractéristique équivalente de la ligne suspendue ainsi que la permittivité diélectrique effective obtenue entre le substrat et l'air [II.11].

Pour $\frac{t}{h} \ll 1$, nous avons :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{f(u)}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2}\right) \quad (\text{II-3})$$

Avec $f(u)$ dans laquelle $u = \frac{w}{a+b}$, la fonction donnée par :

$$f(u) = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp\left(-\left(\frac{30.666}{u}\right)^{0.7528}\right) \quad (\text{II-4})$$

La permittivité effective s'écrit :

$$\epsilon_e = \left[1 + \frac{a}{b} \cdot (a_1 - b_1 \cdot \ln \frac{w}{b}) \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} - 1\right)\right]^{-1} \quad (\text{II-5})$$

Avec :

$$a_1 = (0.8621 - 0.1251 \cdot \ln(\frac{a}{b}))^4 \quad (\text{II-6})$$

Et

$$b_1 = (0.4986 - 0.1397 \cdot \ln(\frac{a}{b}))^4 \quad (\text{II-7})$$

Nous utilisons les expressions ci-dessus d'impédance caractéristique de la ligne microruban et de la permittivité effective pour calculer les éléments du circuit. Nous traçons sur la Figure II-8, l'impédance d'entrée obtenue pour une antenne qui a les mêmes propriétés que le paragraphe précédent mais chargée par un substrat FR4 de permittivité relative $\epsilon_r=4,4$ et d'épaisseur 0,8mm. La hauteur totale est toujours de 4mm. On observe une bonne concordance entre simulation et modélisation, avec une erreur de 1,6%. La fréquence de résonance se trouve à 1,61GHz, soit une diminution de la fréquence de résonance de 8% par rapport à l'antenne sans substrat.

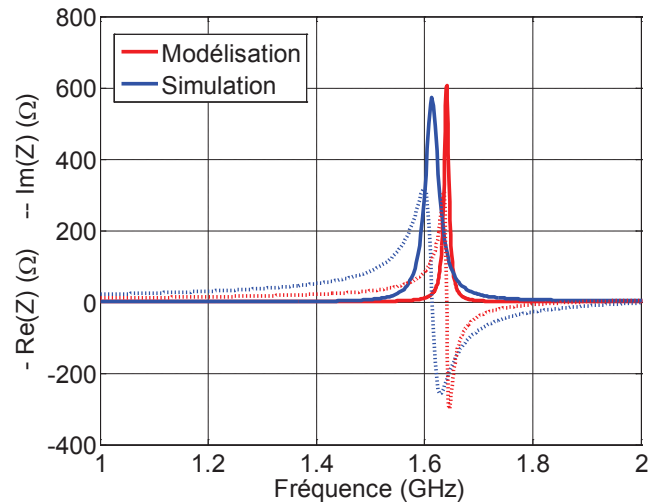
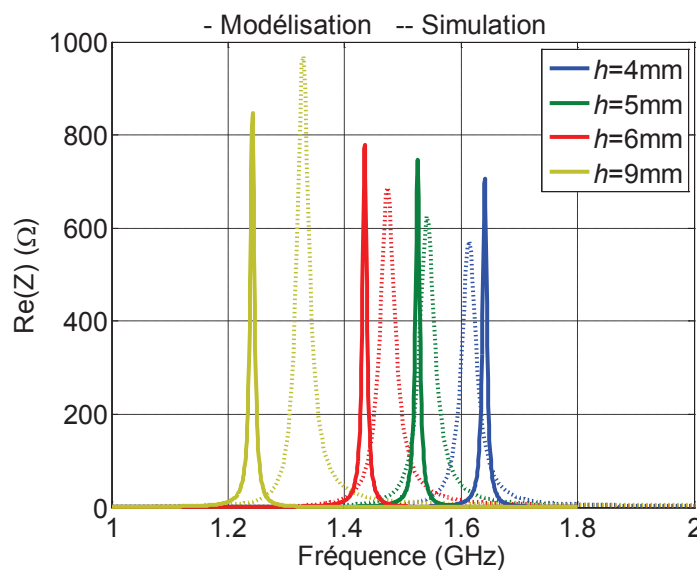


Figure II-8 - Impédance d'entrée de l'antenne en simulation et modélisation avec l'ajout d'un substrat

II.1.4.a.i. Variation de l'épaisseur du substrat b

Afin de vérifier la validité du modèle, nous faisons varier la hauteur de l'antenne, et comparons les résultats avec la simulation. Les dimensions de l'antenne sont données par le Tableau II-1. Pour $a=0,8\text{mm}$, nous faisons varier b , et montrons l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de b sur la Figure II-9 avec $h=b+a$. On remarque que les résultats entre modélisation et simulation s'accordent pour des hauteurs d'antenne inférieures à 9mm. L'écart relatif entre simulation et modélisation s'accroît pour des épaisseurs devenant plus grandes.



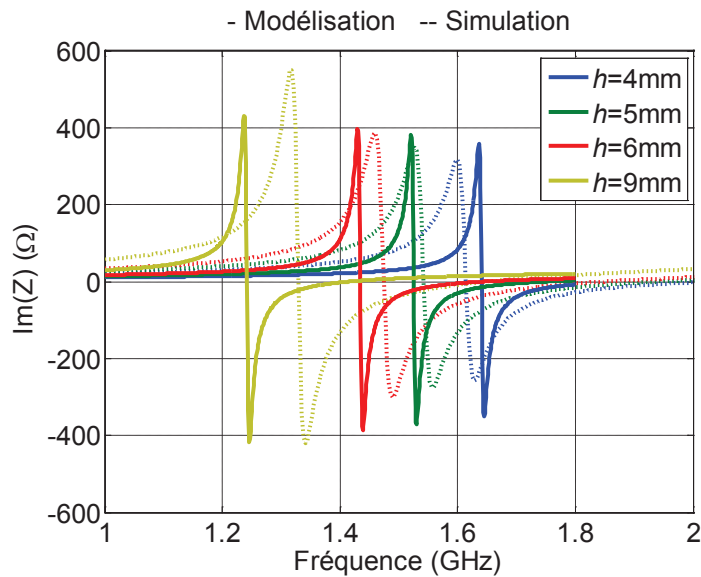


Figure II-9 – Comparaison entre simulation et modélisation de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes hauteurs h d'antenne avec $a=0,8$ mm

Nous traçons l'évolution de la fréquence de résonance de l'antenne pour différentes hauteurs en simulation et modélisation sur la Figure II-10. La fréquence de résonance diminue à mesure que la hauteur augmente. Les tendances observées sont les mêmes en simulation et modélisation mais on remarque cependant que le décalage devient plus important lorsque l'on augmente la hauteur de l'antenne. Cela s'explique par l'imprécision du modèle et des formules utilisées à partir d'un seuil de valeurs.

L'efficacité rayonnée, comme nous l'avons évoqué précédemment, constitue un paramètre clef dans la miniaturisation des antennes. A titre indicatif, la Figure II-11 présente l'efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la hauteur. Les conséquences de la miniaturisation de l'antenne impliquent une diminution de l'efficacité lorsque la hauteur diminue.

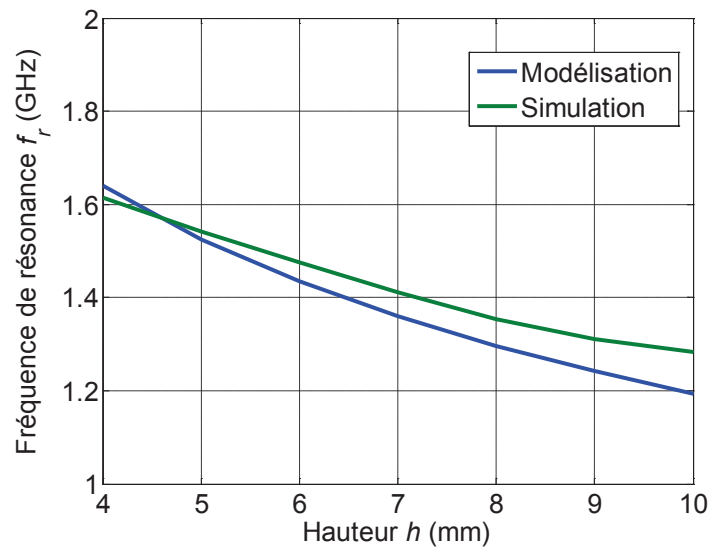


Figure II-10 – Fréquence de résonance en fonction de la hauteur de l'antenne pour $a=0,8$ mm

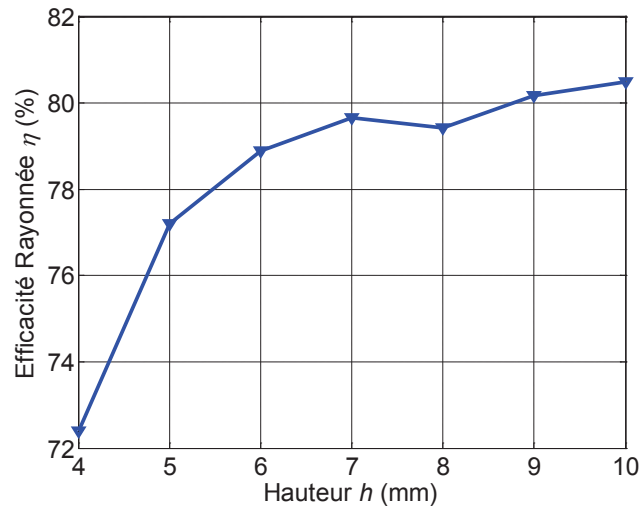
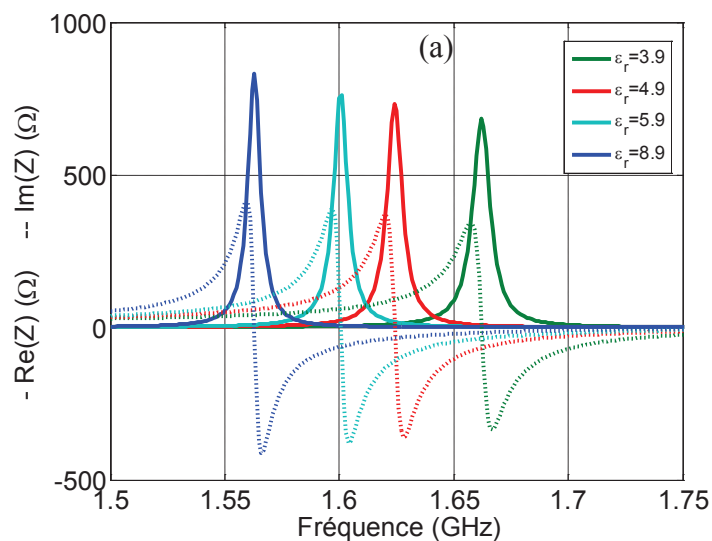


Figure II-11 – Efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la hauteur h

II.1.4.a.ii. Permittivité diélectrique

Diverses valeurs de constante diélectrique ont été simulées afin d'observer l'influence de la permittivité du substrat sur la résonance de l'antenne. Les dimensions de l'antenne sont celles données dans le Tableau I-1 avec un substrat d'épaisseur 0.8mm sous le toit de l'antenne, la hauteur totale de l'antenne étant de 4mm. Tous les paramètres de l'antenne sont fixés, seule la permittivité ϵ_r varie. Les résultats sont comparés avec ceux obtenus en modélisation. La Figure II-12 montre l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de permittivité diélectrique ϵ_r en modélisation et simulation. L'augmentation de la constante diélectrique du substrat diminue la fréquence de résonance.

L'introduction d'un substrat à permittivité différente de 1 modifie principalement la capacité de l'antenne qui augmente avec la permittivité, expliquant la diminution de la fréquence de résonance. Afin de comparer la simulation et la modélisation, la courbe donnant la fréquence de résonance en fonction de ϵ_r est tracée dans les deux cas sur la Figure II-13. Nous constatons la précision du modèle pour des constantes diélectriques proches de 5 ou 6. Le modèle montre ses limites mais constitue toutefois une bonne approximation.



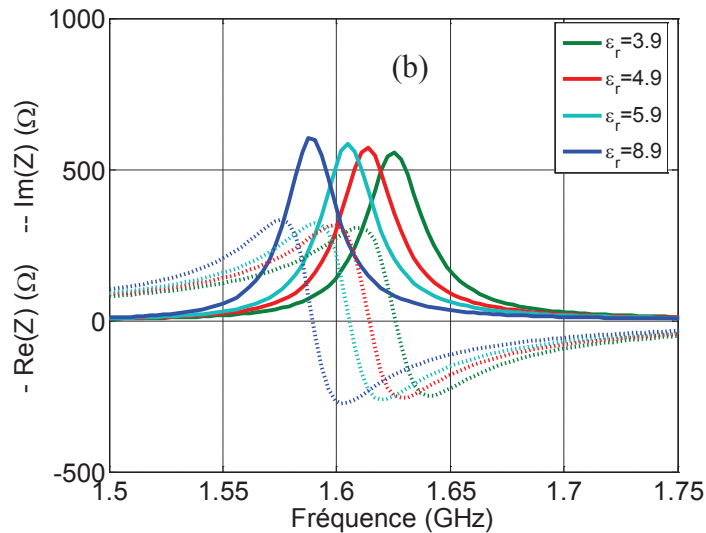


Figure II-12 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de permittivité diélectrique ϵ_r en modélisation (a) et simulation (b)

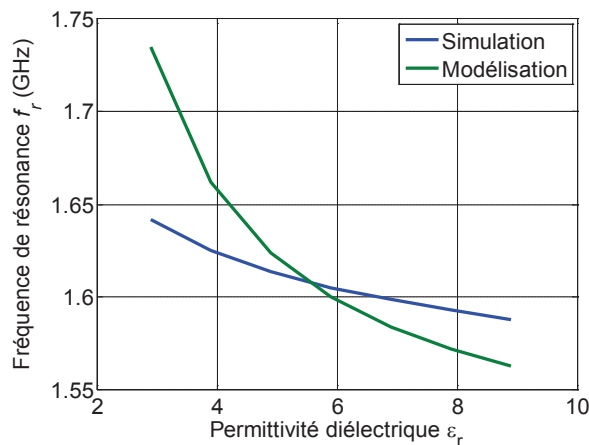


Figure II-13 – Fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la permittivité diélectrique ϵ_r en simulation et modélisation

II.1.4.b Surface du toit

La Figure II-14 présente l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de surface de la métallisation supérieure, en simulation et modélisation. Les dimensions de l'antenne sont les mêmes que précédemment. Tous les paramètres de l'antenne sont fixés, la hauteur étant toujours à 4mm, $\epsilon_r=4,4$ et l'épaisseur du substrat est de 0.8mm, seule la surface donnée par W et L varie. On remarque une bonne concordance entre le modèle et la simulation. La fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la surface du toit en simulation et modélisation est présentée sur la Figure II-15. Nous pouvons confirmer la validité du modèle pour plusieurs tailles d'antenne.

L'augmentation de la surface du toit modifie donc la capacité qui augmente avec cette surface, expliquant la diminution la fréquence de résonance.

A titre indicatif, on présente l'efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la surface sur la Figure II-16 et on remarque que celle ci diminue aussi avec la miniaturisation.

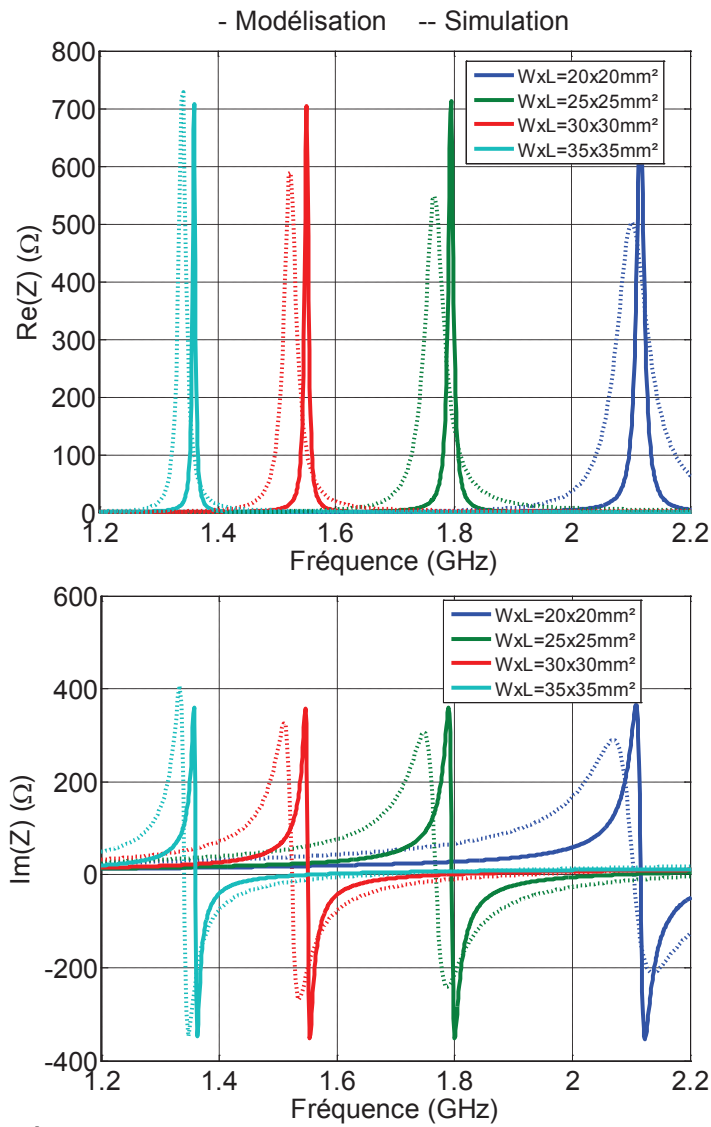


Figure II-14 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes surface du toit

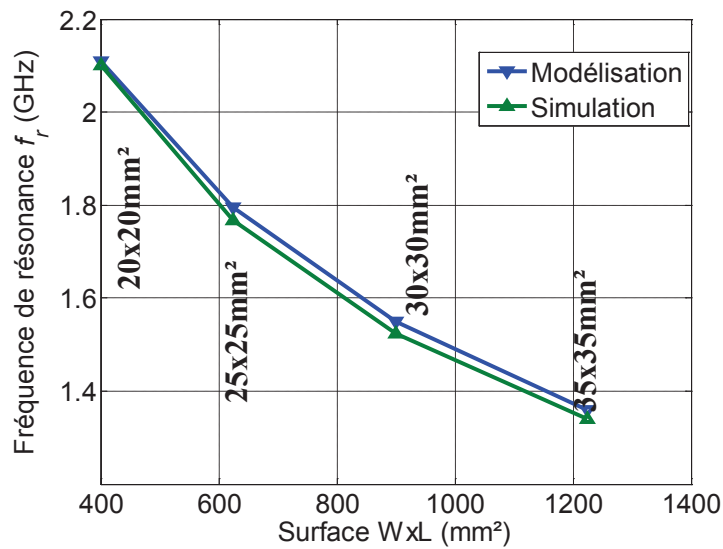


Figure II-15 – Fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la surface en modélisation et simulation

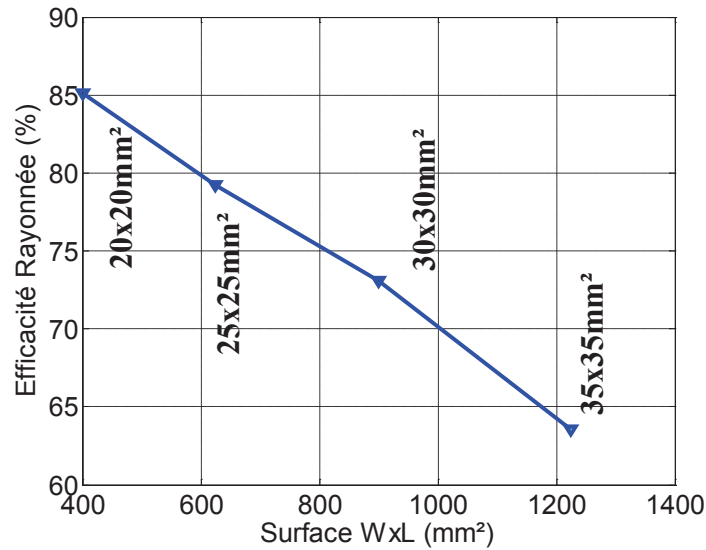


Figure II-16 – Efficacité rayonnée en fonction de la surface du toit

II.1.5 Conclusion

Ainsi, grâce aux résultats précédents, nous avons montré que le modèle constitue une bonne première approximation mais qu'il présente toutefois des limites. Ces imprécisions proviennent des approximations dans les calculs. En outre, le modèle ne peut être aussi précis que la simulation.

Nous avons aussi étudié l'efficacité rayonnée qui constitue l'un des paramètres clés des antennes miniatures. Nous avons montré que celle-ci diminuait avec la miniaturisation. Nous allons maintenant étudier l'antenne fil-plaque miniaturisée à l'aide d'une fente placée sur le toit. Pour cela, nous analyserons l'effet de cette fente sur le comportement de l'antenne ainsi que sur ses performances.

II.2 Antenne fil-plaque à fente

II.2.1 Présentation de l'antenne fil-plaque à fente

Dans cette partie, nous présentons une technique de miniaturisation de l'antenne fil-plaque. Elle consiste à introduire une fente sur le toit de celle-ci. La structure est présentée sur la Figure II-17.

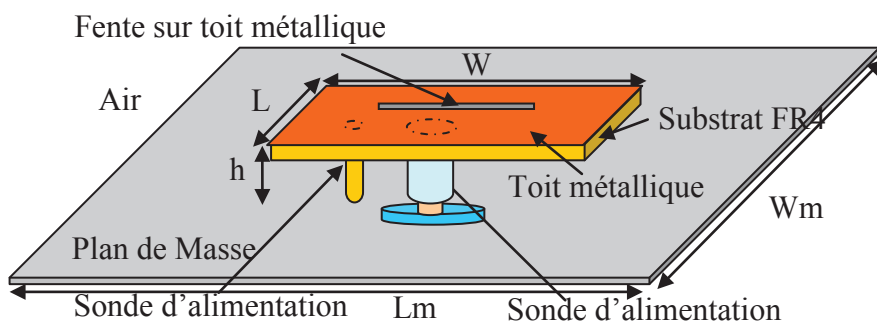


Figure II-17 - Géométrie de l'antenne fil-plaque à fente

L'introduction de la fente ajoute une charge capacitive sur le toit de l'antenne ce qui modifie son comportement. Dans la suite, nous étudierons les différents paramètres de l'antenne et présenterons l'effet de la fente sur les performances de l'antenne.

Les paramètres de l'antenne étudiée sont donnés dans le Tableau II-2.

Tableau II-2 - Paramètre de l'antenne étudiée

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur du toit	L	28
Largeur du toit	W	28
Hauteur totale du toit	h	4
Rayon du fil de masse	r_m	0,6
Rayon sonde d'excitation	r_a	1,2
Distance entre les fils	d	4,3
Épaisseur du substrat sous le toit	h_{sub}	0,8
Permittivité du substrat	ϵ_r	4,4

II.2.2 Étude de l'effet de la fente

II.2.2.a Orientation de la fente

Différentes orientations de la fente sur le toit de l'antenne sont étudiées afin de choisir la configuration la plus intéressante pour miniaturiser l'antenne. La fente mesure 19mm de long et 1mm de large. La sonde se trouve au centre du toit et constitue l'origine de notre repère, et le fil de masse se trouve à $x=4,3\text{mm}$ de la sonde.

La Figure II-18 montre les différentes orientations de la fente sur le toit, avec quatre cas de figure:

- 1) Fente horizontale au dessus du fil de masse, à la distance $x_1=6\text{mm}$ de la sonde (ou de l'origine du repère).
- 2) Fente horizontale entre le fil de masse et la sonde d'alimentation à $x_2=2\text{mm}$.
- 3) Fente horizontale sous la sonde d'alimentation, à $x_3=6\text{mm}$.
- 4) Fente verticale placée à $y_4=6\text{mm}$.

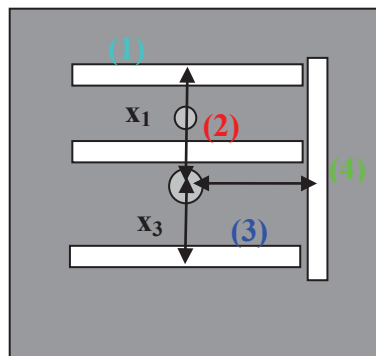


Figure II-18 – Différentes orientations de la fente

La Figure II-19 (a) présente les résultats de simulation de l'impédance d'entrée de l'antenne pour les quatre configurations de la Figure II-18. En premier abord, la configuration 1 présente une fréquence de résonance plus basse que les autres configurations, elle serait a priori la configuration la plus intéressante pour la miniaturisation. En outre, l'orientation de la fente n'a pas un impact très important sur la fréquence de résonance. Le tableau de la

Figure II-19(b) montre les écarts de la fréquence de résonance entre l'antenne sans fente et les quatre configurations précédentes. Cependant, la distance choisie pour ces différentes configurations est fixée à $x_1=x_3=y_4=6\text{mm}$, il est nécessaire d'étudier la position de ces fentes afin d'en extraire la plus intéressante. La fente (2) n'a cependant pas de degré de liberté.

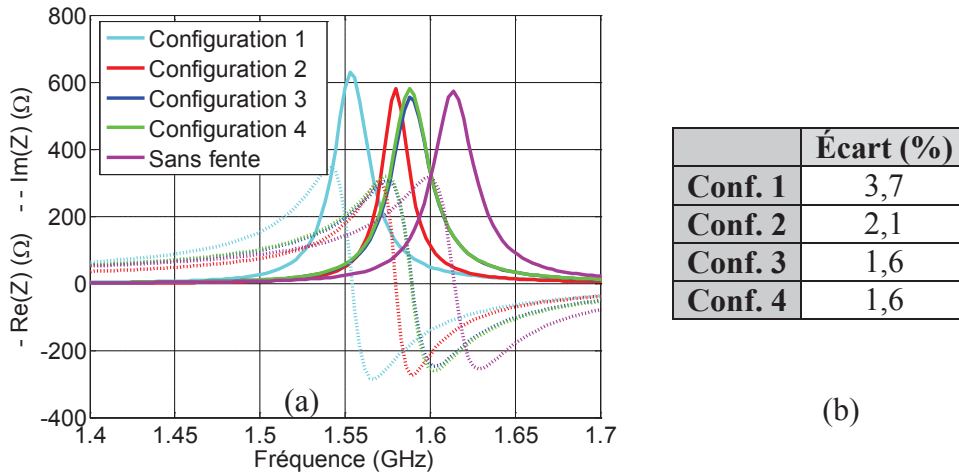


Figure II-19 – Impédance d'entrée de l'antenne pour différentes orientations de la fente (a) et écart au niveau de la fréquence de résonance entre l'antenne sans fente et les quatre configurations (b)

II.2.2.b Position de la fente

II.2.2.b.i. Variation de la position x_1

La fente 1 se trouve près du fil de masse (à 3mm) pour $x_1=6\text{mm}$, et d'après la Figure II-20, pour une valeur de x_1 plus grande, la fréquence de résonance est plus élevée. La fente se trouvant près du fil de masse permet d'avoir une fréquence de résonance plus basse. Nous constaterons ce phénomène pour les cas suivants. La fréquence minimale relevée est $f_r=1,553\text{GHz}$.

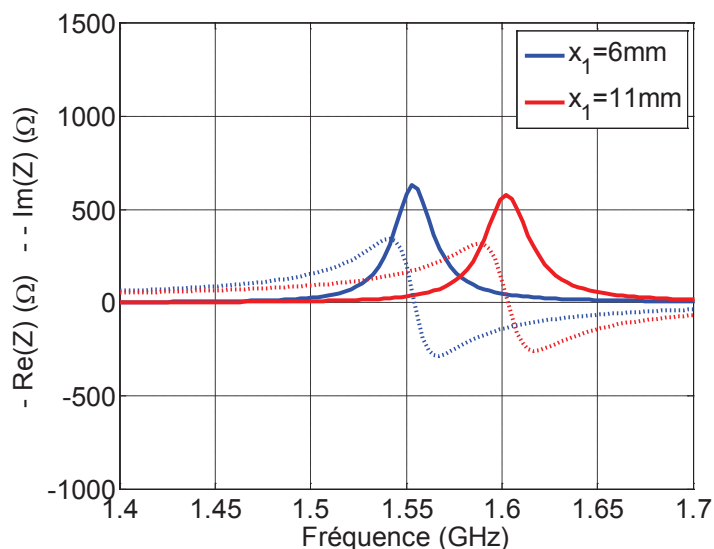


Figure II-20 – Impédance d'entrée de l'antenne pour deux valeurs de x_1

II.2.2.b.ii. Variation de la position x_3

Différentes valeurs de x_3 ont été simulées afin d'évaluer l'influence de ce paramètre sur la miniaturisation de l'antenne. Lorsque la fente 3 est placée près de la sonde d'excitation ($x_3=2\text{mm}$), la fréquence de résonance est au plus bas. La fréquence minimale relevée est $f_i=1,556\text{GHz}$.

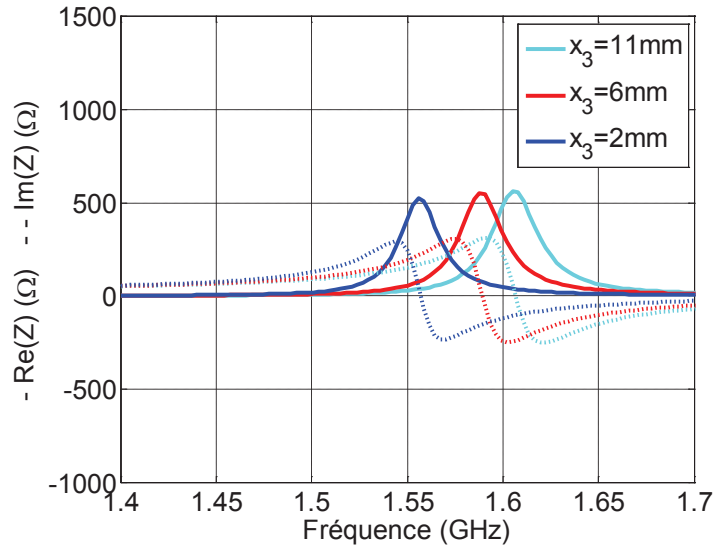


Figure II-21 -- Impédance d'entrée de l'antenne pour différentes distances x_3

II.2.2.b.iii. Variation de la position y_4

Pour différentes positions de fente notées y_4 (Figure II-22), nous traçons l'impédance d'entrée obtenue sur la Figure II-22. Nous remarquons que la fréquence de résonance de l'antenne est d'autant plus petite que la fente est proche de la sonde d'excitation et du fil de court circuit ($y_4=2\text{mm}$, Figure II-18). La fréquence de résonance en fonction de la position de la fente est montrée sur la Figure II-23. La fréquence minimale relevée est $f_i=1,547\text{GHz}$, c'est donc la configuration (4) et avec la distance la plus proche des fils qui conduit au maximum de miniaturisation de l'antenne fil-plaque à fente.

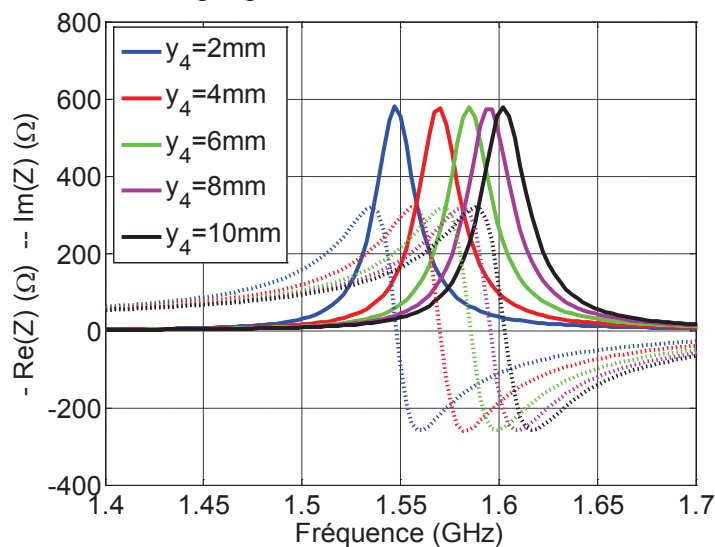


Figure II-22 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la position de la fente y_4

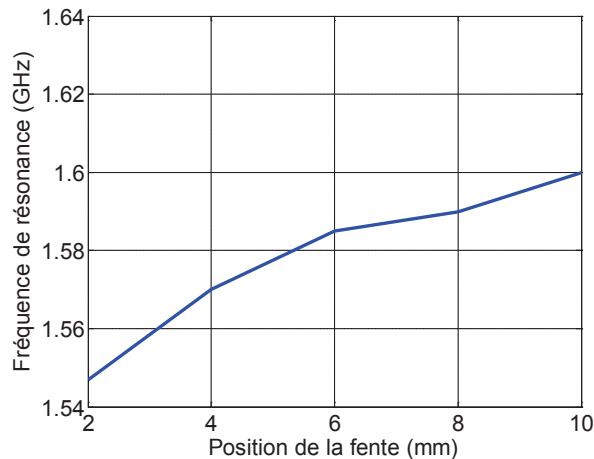


Figure II-23 – Évolution de la fréquence de résonance en fonction de la position de la fente y_4

II.2.2.b.iv. Interprétation

La position de la fente joue donc un rôle important dans la miniaturisation. L'effet capacitif est plus faible lorsque nous nous éloignons de la sonde et du court circuit. Le chargement par la fente semble plus effectif lorsqu'elle est proche des fils car elle modifie alors la capacité du toit de l'antenne de manière plus significative.

II.2.2.c Longueur de la fente

La longueur de la fente joue un rôle très important dans la miniaturisation de l'antenne fil-plaque. En effet, en augmentant cette longueur, on augmente la valeur de la capacité équivalente du toit. Par conséquent, la fréquence de résonance de l'antenne diminue. Nous présentons l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la longueur de la fente sur la Figure II-24.

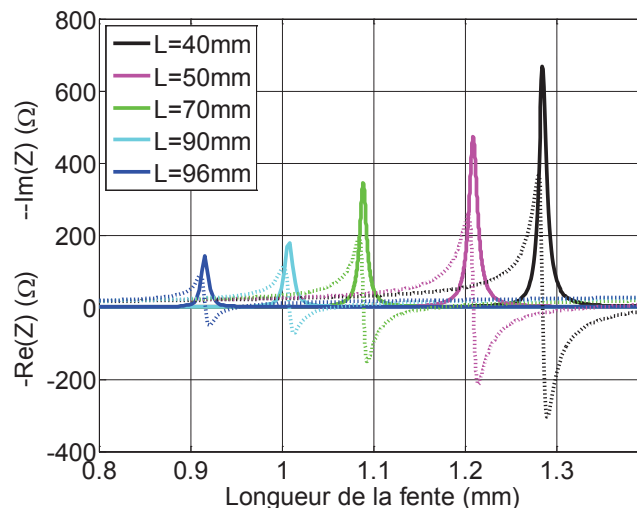


Figure II-24 - Évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la longueur de la fente

II.2.2.c.i. Modélisation de l'effet de la longueur de la fente

Nous avons présenté précédemment un circuit électrique équivalent modélisant l'impédance d'entrée de l'antenne fil-plaque classique à la fréquence de résonance parallèle.

Nous allons maintenant détailler l'élaboration d'un modèle incluant la fente sur le toit. Nous allons notamment nous intéresser à l'analyse de l'effet de la longueur de la fente en modélisation et simulation.

L'approche électrique de notre modèle nous pousse à quantifier l'effet de la fente et à déterminer son impédance équivalente Z_f . Dans la littérature, l'admittance d'une fente taillée dans un plan de masse est donnée par des formules assez complexes. Nous choisissons l'approche donnée par [II.12], qui simplifie le calcul en faisant l'hypothèse que la fente est excitée par un champ électrique à polarisation uniforme. La fente peut alors être modélisée par un courant surfacique de type magnétique dirigé selon l'axe Oz (Figure II-25) :

$$\vec{I}_S^m (V / m) = -\vec{n} \wedge \vec{E} = -\vec{y} \wedge E \vec{x}$$

$$\vec{I}_S^m (V / m) = E \vec{z} \quad (\text{II-8})$$

On suppose que la largeur w_f de la fente est très faible devant la longueur d'onde, et que \vec{E} est constant selon cette largeur. Nous pouvons alors assimiler le rayonnement de la fente à celui d'un courant magnétique linéique dont l'intensité est :

$$\vec{I}_S^m (V / m) = \vec{I}_S^m h = Eh \vec{z} = V_0 \vec{z} \quad (\text{II-9})$$

V_0 représente la tension entre les deux côtés de la fente.

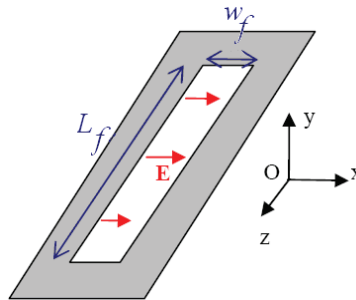


Figure II-25 – Modélisation d'une fente courte excitée par un champ électrique à polarisation uniforme

L'équivalence établie dans la relation (II-9) est importante car le champ rayonné par un doublet électrique de longueur dz est connu. Il est alors possible de déterminer, grâce au principe de dualité, le champ rayonné par un doublet magnétique de longueur dz . Le champ rayonné par le courant magnétique pourra alors être déduit et par conséquent, l'impédance de la fente également. Tous les calculs permettant d'obtenir cette impédance sont donnés dans l'**Annexe 2**. En outre, il est nécessaire de prendre en compte le plan de masse de l'antenne qui va modifier le champ rayonné et ainsi le comportement de la fente. Le rayonnement de la fente est équivalent au rayonnement d'une source magnétique. Une source magnétique près d'un PEC (conducteur parfait) a pour image à travers ce dernier une source identique qui vient s'ajouter à la source initiale de manière constructive. Nous pouvons visualiser le phénomène sur la Figure II-26 (b).

L'**Annexe 2** présente toutes les étapes de calcul pour obtenir Z_f ou Y_f en admittance qui s'écrit :

$$Y_f = G_f + jB_f \quad (\text{II-10})$$

G_f et B_f étant respectivement la conductance et la susceptance de la fente.

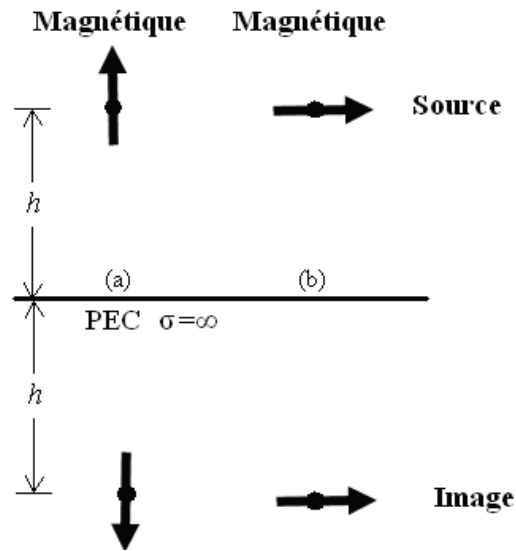


Figure II-26 – Sources magnétiques et leur image à travers un PEC, source perpendiculaire au plan (a), et source parallèle au plan (b)

II.2.2.c.ii. Évolution de B_f et G_f

La conductance ainsi que la susceptance de la fente pour différentes longueurs de fente sont étudiées dans cette partie afin de jauger les valeurs mises en jeu en regard des dimensions des structures étudiées.

Comme on peut le constater sur la Figure II-27, la susceptance reste toujours positive quelle que soit la longueur de la fente considérée, cela signifie que la fente sera toujours équivalente à une capacité. Nous traçons la valeur de la capacité obtenue en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de fente sur la Figure II-28.

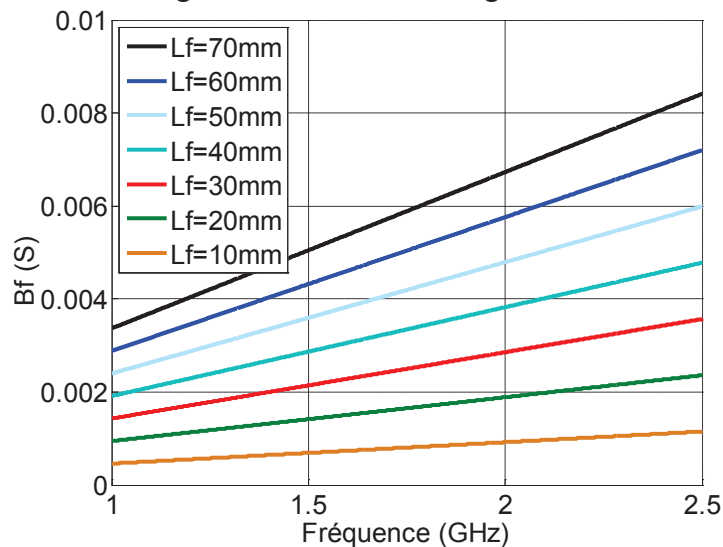


Figure II-27 – Évolution de la susceptance en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de fente de largeur 1 mm

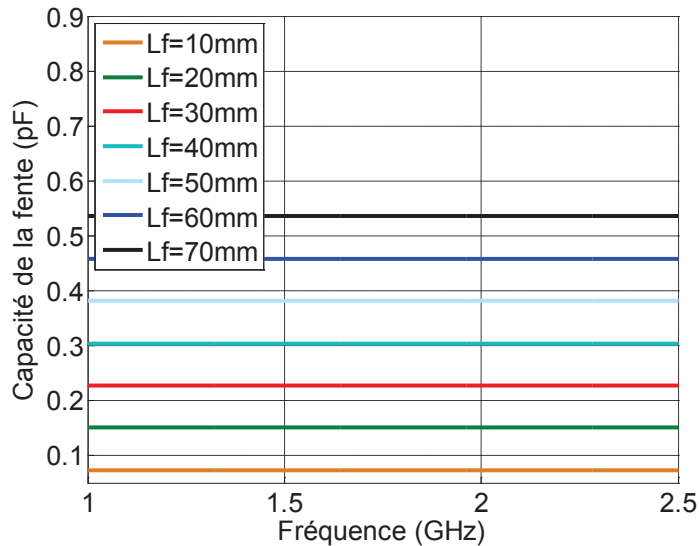


Figure II-28 – Capacité de la fente obtenue pour différentes longueurs de fente de largeur 1 mm

La conductance de la fente apparaît comme assez faible, ce qui implique une valeur de résistance assez élevée (Figure II-30), d'environ 300Ω à 2,5GHz. Cela se traduit sur le modèle par une chute de l'amplitude de l'impédance d'entrée de l'antenne.

Ainsi l'impédance de la fente peut être modélisée par une capacité C_{fente} en série avec une résistance R_{fente} (Figure II-29). Cette approche électrique nous permet d'introduire la fente sur le circuit équivalent de l'antenne.

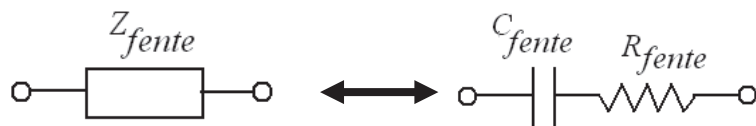


Figure II-29 – Schéma électrique équivalent de la fente

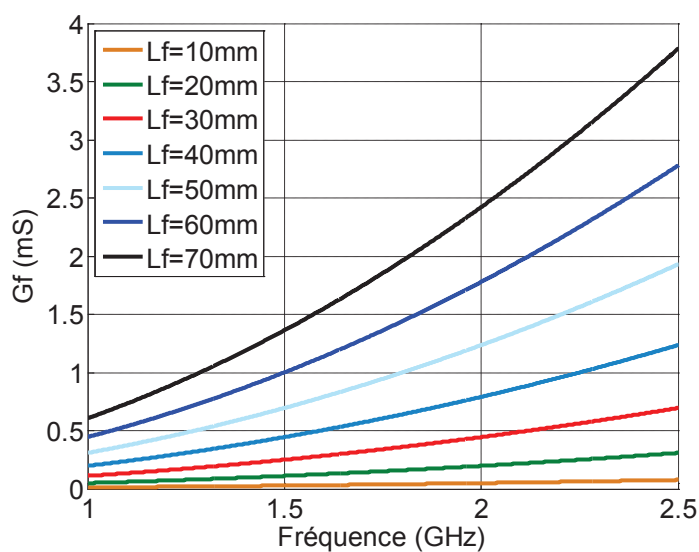


Figure II-30 – Conductance de la fente en fonction de la fréquence pour plusieurs longueurs de fente de largeur 1 mm

II.2.2.c.iii. Circuit équivalent

Le circuit équivalent de l'antenne à la fréquence de résonance basse est décrit sur la Figure II-31. La fente est placée en parallèle avec la capacité du toit de l'antenne.

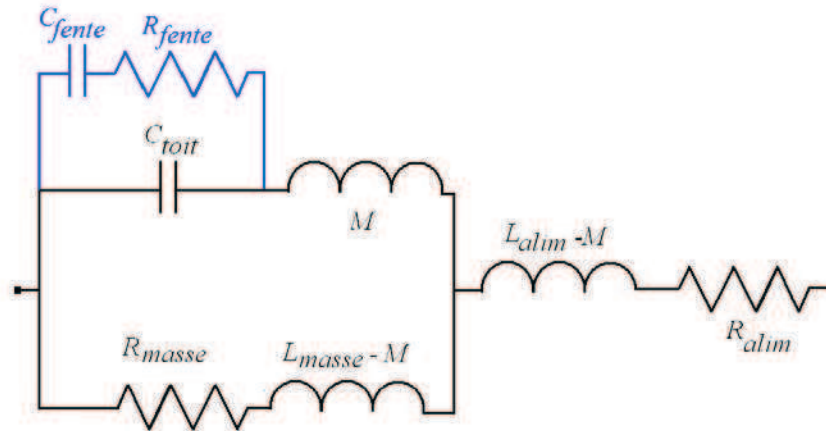


Figure II-31 – Circuit équivalent avec introduction du modèle de la fente (C_{fente} et R_{fente})

II.2.2.c.iv. Comparaison simulation et modélisation

Les dimensions du toit étant limitées, la fente droite aura une longueur maximale de 27mm en simulation. Afin de compléter l'étude pour des longueurs de fente plus importantes, la fente est repliée comme sur la Figure II-32. Cela nous permet d'étudier une longueur de fente allant jusqu'à 70mm en simulation et pouvoir comparer les résultats avec ceux du modèle.

La Figure II-33 présente la fréquence de résonance en fonction de la longueur de la fente en simulation et modélisation. La fréquence de résonance de l'antenne diminue avec l'augmentation de la longueur de la fente. Cette tendance est correctement retrouvée avec le modèle. Cependant, l'écart entre simulation et modélisation devient plus important à mesure que la longueur augmente (Figure II-34). Les formules utilisées précédemment sont valables pour des longueurs de fente particulières, et restent donc des formules approchées.

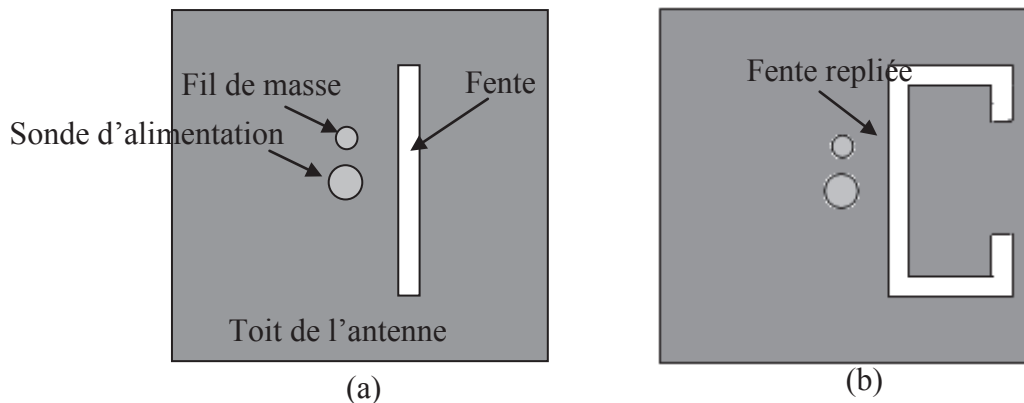


Figure II-32 - Configuration de la fente sur le toit de l'antenne : droite (a) et repliée (b)

L'effet du repliement n'est naturellement pas visible sur le modèle mais il apparaît en simulation. Sur la Figure II-33, la courbe de simulation paraît légèrement discontinue au niveau des repliements, et la pente est légèrement changée. Cependant, la fréquence de résonance continue à diminuer et cet effet reste minime.

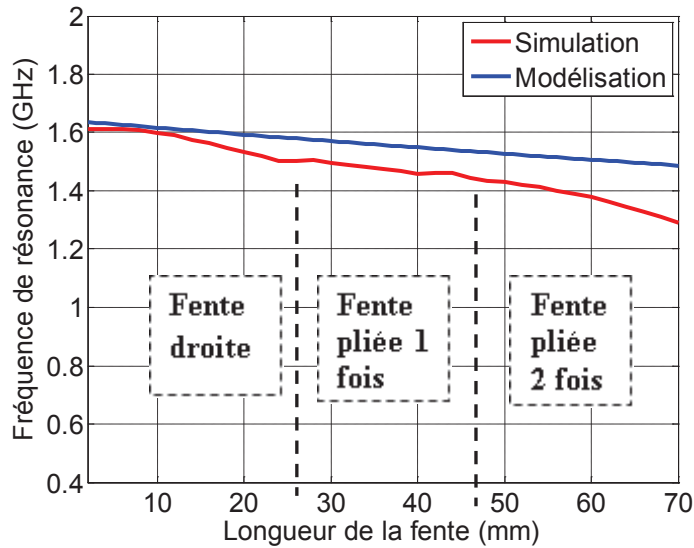


Figure II-33 – Évolution de la fréquence de résonance en fonction de la longueur de la fente

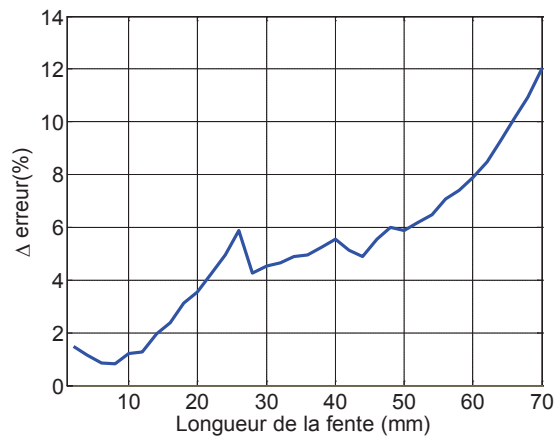


Figure II-34 – Erreur entre modélisation et simulation

II.2.2.d Largeur de la fente

La Figure II-35 présente l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes largeurs de la fente (de longueur 19mm).

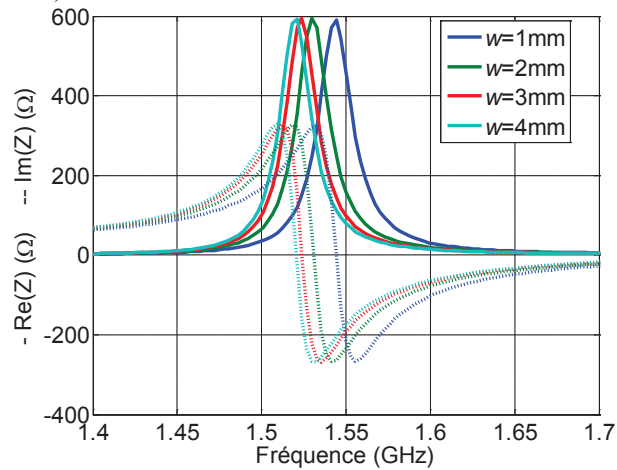


Figure II-35 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes largeurs de fente de longueur 19mm

La fréquence de résonance diminue avec la largeur de la fente. Ainsi, l'effet est le même que pour l'augmentation de la longueur de la fente. La capacité équivalente du toit est modifiée en changeant la largeur de la fente.

II.2.2.e Fréquence de résonance de la fente

Afin de prouver que la résonance de l'antenne n'est pas liée à une résonance de la fente, nous étudions la fente seule (Figure II-36).

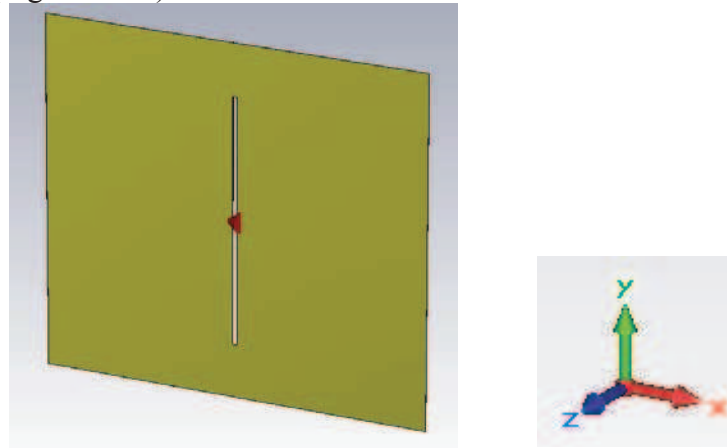


Figure II-36 – Fente seule taillée dans un plan de masse

L'impédance d'entrée de la fente est présentée sur la Figure II-37. Les fréquences de résonance de la fente opèrent à des valeurs comprises entre 2GHz et plus de 7GHz, ce qui est au dessus de notre fréquence de travail. Par conséquent, la fente joue bien le rôle d'élément capacitif qui modifie le comportement du toit de l'antenne. Elle n'est pas responsable de la fréquence de résonance électrique de notre dispositif.

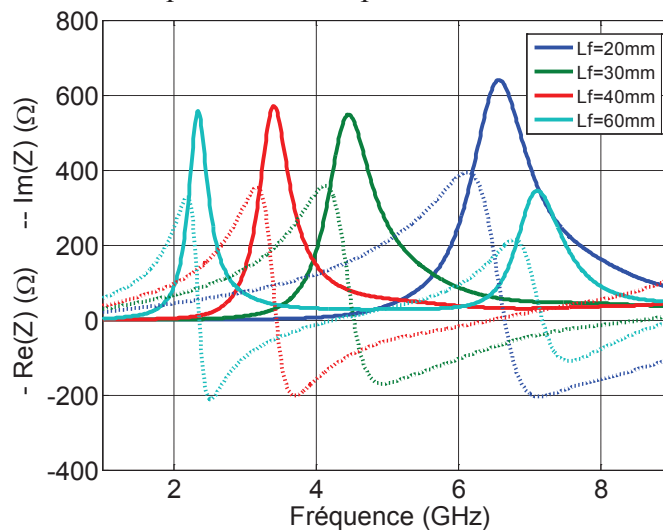


Figure II-37 – Fréquence de résonance de la fente dans un plan de masse pour différentes longueurs (la largeur de la fente étant de 1mm)

II.3 Validations expérimentales

II.3.1 Antenne conçue

L'antenne étudiée est présentée sur la Figure II-38. Nous avons correctement dimensionné les différents paramètres de réglage de l'antenne afin d'obtenir la fréquence de résonance voulue et le bon profil d'impédance. Ces paramètres sont donnés dans le Tableau II-3.

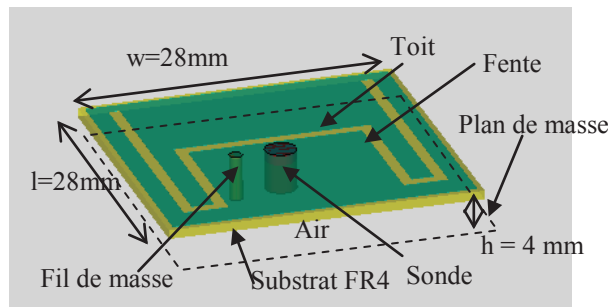


Figure II-38 - Toit de l'antenne fil plaque à fente

Tableau II-3 – Paramètres de l'antenne étudiée

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur du toit	L	28
Largeur du toit	W	28
Hauteur du toit	h	4
Rayon du fil de masse	r_m	0,6
Rayon sonde d'excitation	r_a	1,2
Distance entre les fils	d	4,3
Permittivité du substrat	ϵ_r	1
Épaisseur du substrat	h_{sub}	0,8
Longueur de fente	L_f	Variable

Plusieurs prototypes avec différentes longueurs de fente ont été fabriqués et testés afin de valider l'étude complète concernant l'effet de la longueur de la fente sur l'antenne. Un des prototypes fabriqué est montré sur la Figure II-39.

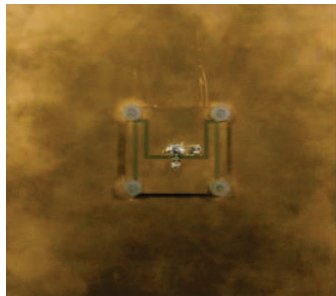


Figure II-39 - Photo du prototype réalisé

II.3.1.a Impédance d'entrée

Nous présentons dans ce paragraphe l'impédance d'entrée de l'antenne en simulation et mesure pour différentes longueurs de fente. La Figure II-40 montre l'évolution de

l'impédance de l'antenne en fonction de la longueur de la fente. Comme il a été expliqué précédemment, la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation de la longueur de fente (Figure II-41). L'effet du repliement est visible sur la courbe de mesure.

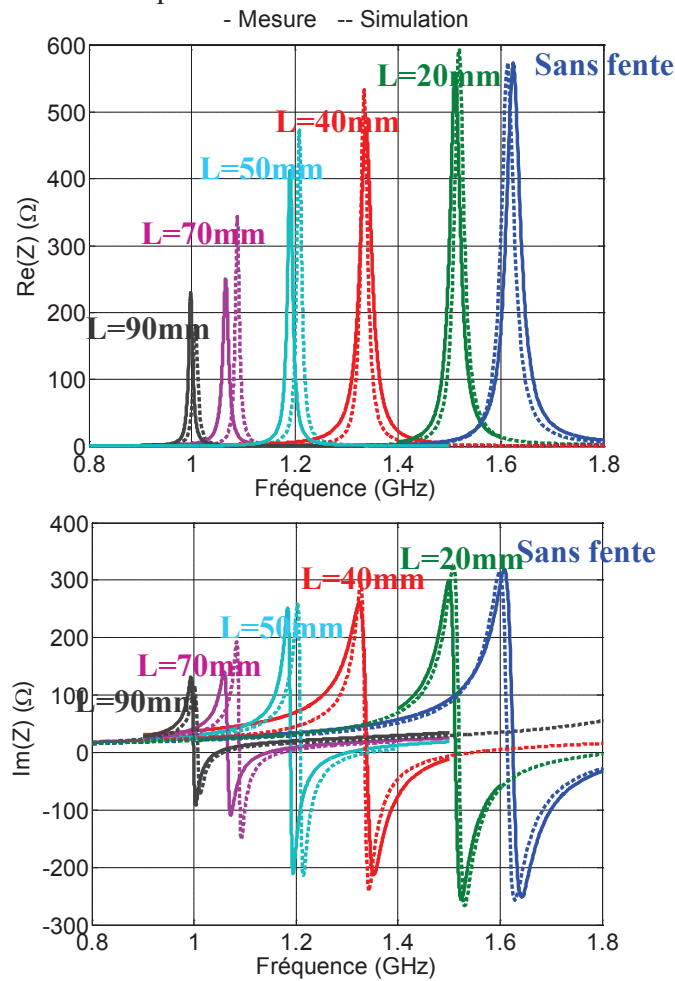


Figure II-40 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes longueurs de fente (Partie réelle et partie imaginaire)

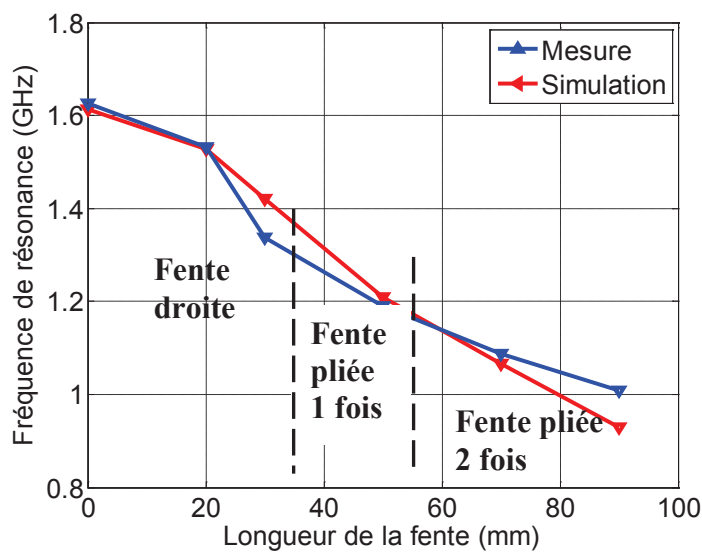


Figure II-41 – Fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la longueur de la fente en simulation et mesure

II.3.1.b Diagrammes de gain

Les diagrammes de gain en simulation et mesure pour différentes longueurs de fente sont présentés dans ce paragraphe. Le repère associé à l'antenne est illustré sur la Figure II-42. Les diagrammes de gain sont relevés aux fréquences de résonance de 5 cas à savoir :

- $f_r=1,61\text{GHz}$ pour le cas sans fente
- $f_r=1,54\text{GHz}$ pour une longueur de fente de $L_f=20\text{mm}$
- $f_r=1,2\text{GHz}$ pour $L_f=50\text{mm}$
- $f_r=1,1\text{GHz}$ pour $L_f=70\text{mm}$
- $f_r=1\text{GHz}$ pour $L_f=90\text{mm}$.

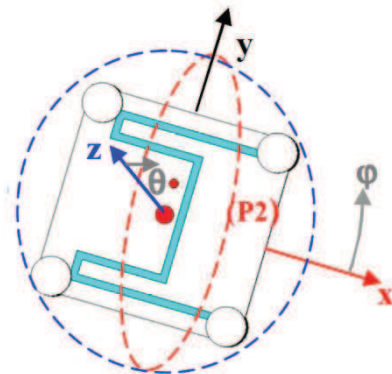
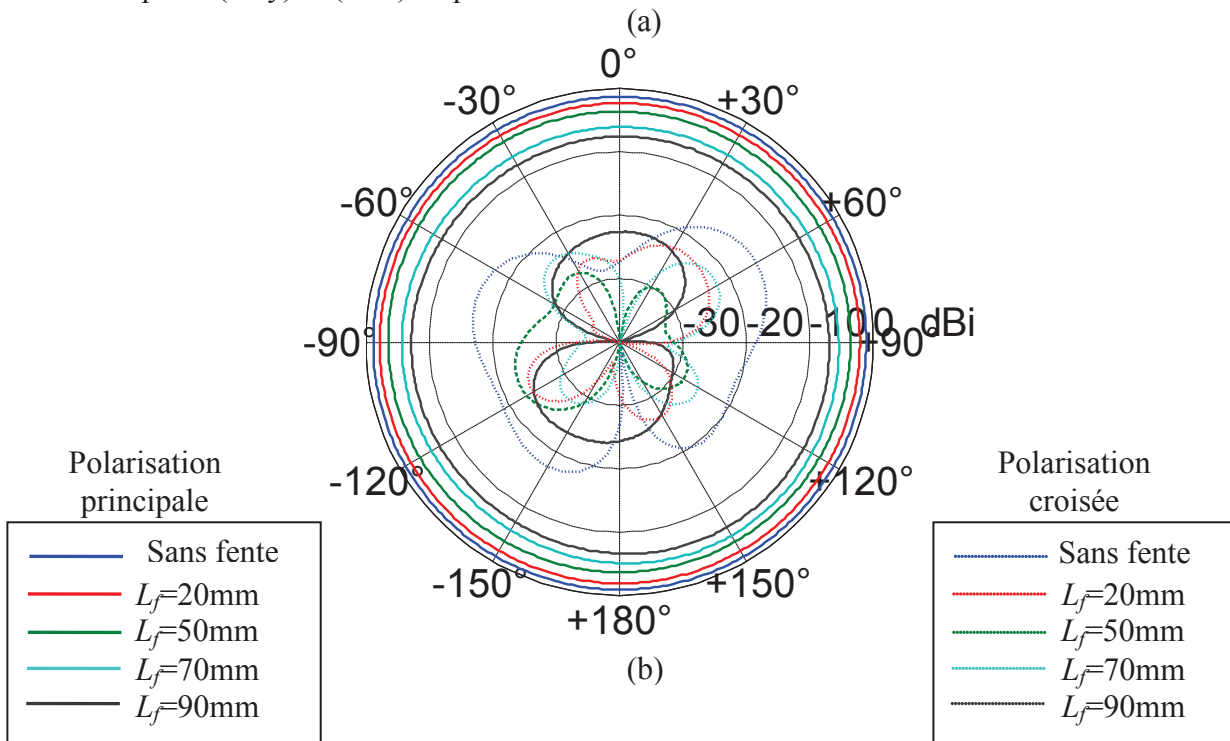


Figure II-42 – Repère cartésien et sphérique associé à l'antenne

Les Figure I-43 et Figure I-44 présentent les diagrammes de gain en simulation et mesure dans les plans (xOy) et (xOz) respectivement.



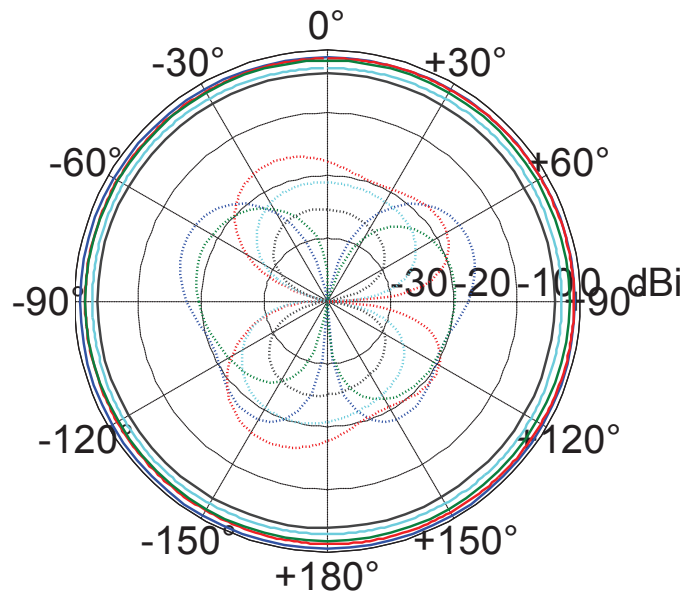
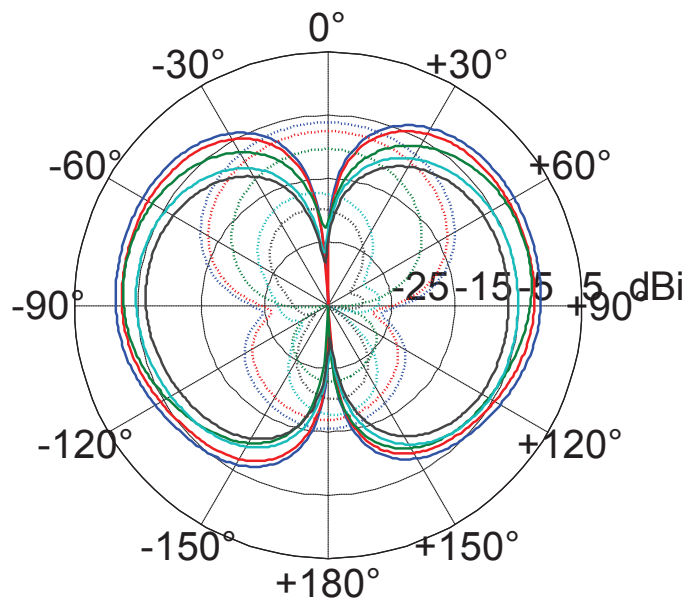


Figure II-43 - Évolution du diagramme de rayonnement (gain intrinsèque en dBi) de l'antenne en fonction de la longueur de la fente en mesure (a) et simulation (b) dans le plan (xOy)

On remarque que le gain diminue à mesure que la fente s'allonge, ce qui veut dire que le gain diminue à mesure que l'antenne est miniaturisée. En effet, le gain maximum intrinsèque est d'environ 0dBi pour l'antenne sans fente, -4dBi pour $L_f=50\text{mm}$ et -8dBi pour $L_f=90\text{mm}$. Cette remarque est conforme aux lois fondamentales des antennes miniatures qui voient leur efficacité chuter à mesure que leur taille électrique diminue. Le diagramme de rayonnement sans fente est quasiment identique en simulation et mesure.

Cependant, il existe quelques différences dans les autres diagrammes entre la simulation et la mesure qui peuvent être expliquées par les problèmes de mesure qu'impliquent la miniaturisation des antennes. En effet, le plan de masse paraît plus petit électriquement aux basses fréquences, et le câble d'alimentation peut alors perturber les mesures.



(a)

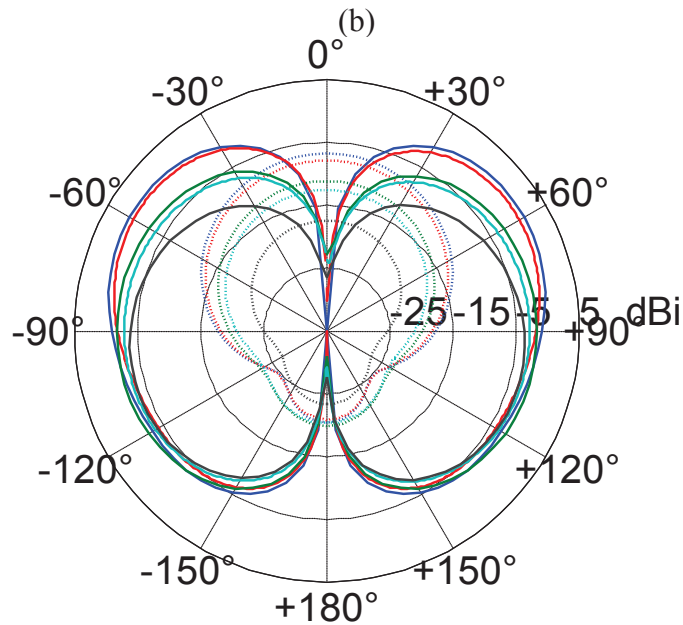


Figure II-44 - Évolution du diagramme de rayonnement (gain intrinsèque en dBi) de l'antenne en fonction de la longueur de la fente en mesure (a) et simulation (b) dans le plan (xOz)

En outre, la forme des diagrammes n'est pas affectée, on retrouve un rayonnement dipolaire classique de l'antenne fil-plaque. Les propriétés omnidirectionnelles avec une polarisation principale verticale sont aussi correctement préservées avec la présence de la fente sur le toit de l'antenne. La fente perturbe donc peu les propriétés de rayonnement de l'antenne. Seule l'efficacité chute avec la miniaturisation.

II.3.2 Performances de l'antenne

Comme nous l'avons présenté au Chapitre 1, la miniaturisation de l'antenne a un impact sur ses performances. Nous détaillons ici les conséquences de la miniaturisation sur les performances de l'antenne en fonction de la longueur de la fente en simulation et mesure. Nous nous intéresserons aux paramètres clefs que sont le facteur de qualité et l'efficacité de rayonnement de l'antenne.

II.3.2.a Facteur de Qualité

Le facteur de qualité Q est un paramètre important des antennes miniatures, car il est directement relié à la bande passante. Plusieurs méthodes permettent de calculer Q . Celui donné par Yaghjian noté Q_z s'écrit [II.14]:

$$Q_z = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z'_0(\omega_0)| \quad (\text{II-11})$$

R_0 étant la partie réelle de l'impédance complexe, Z'_0 est la dérivée de l'impédance complexe et ω_0 la pulsation.

Nous calculons cette expression pour différentes longueurs de fente. Nous présentons dans le Tableau II-4, les valeurs obtenues à la fréquence de résonance parallèle f_r . On fait figurer également dans ce tableau, la bande passante fractionnelle (FBW) définie pour un ROS (rapport d'onde stationnaire s) de 2 et décrit selon la formule suivante [II.14]:

$$FBW|_{s=2} = \frac{2\sqrt{\beta}}{Q} \quad (\text{II-12})$$

avec $\sqrt{\beta} = \frac{s-1}{2\sqrt{s}} \leq 1$

Tableau II-4 - Évolution du facteur de qualité et de la bande passante pour différentes longueurs de fente en simulation et mesure

L_f (mm)	f_r (GHz)		Q_z		FBW (%)	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
0	1,614	1,625	54	49	1,3	1,44
20	1,527	1,531	66	61	1,07	1,16
30	1,4	1,34	86	80	0,82	0,88
50	1,2	1,19	107	108	0,66	0,65
70	1,06	1,08	121,3	111	0,58	0,64
90	0,93	1	188	112	0,37	0,63

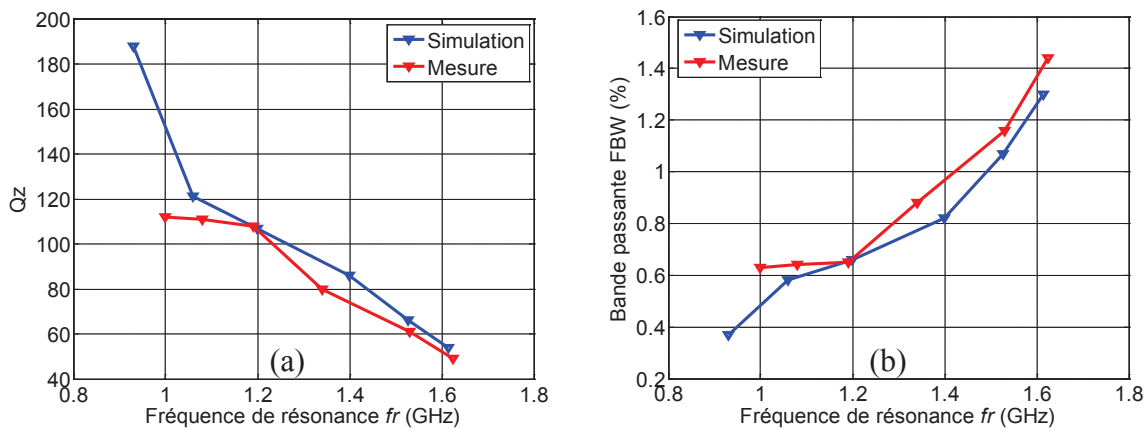


Figure II-45 – Évolution du facteur de qualité (a) et de la bande passante fractionnelle (b) en fonction de la fréquence de résonance

Comme nous pouvons le constater sur la Figure II-45, lorsque la longueur de la fente augmente (et donc la fréquence de résonance diminue), le facteur de qualité Q_z augmente et par conséquent la bande passante diminue. Ce résultat n'est pas surprenant, il est tout à fait en accord avec les limites fondamentales des antennes miniatures.

Nous rappelons que le minimum de facteur de qualité donné par Chu [II.15] s'écrit:

$$Q_{min} = \eta \left(\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right) \quad (\text{II-13})$$

k étant le nombre d'onde, a la taille électrique de l'antenne et η l'efficacité.

Une problématique se pose lorsque l'on veut situer l'antenne par rapport aux limites fondamentales des antennes miniatures. Quelle est véritablement la taille électrique de l'antenne et le volume rayonnant équivalent à considérer?

Les travaux de Gustafsson ont montré que le facteur de qualité devait être calculé selon la forme de l'antenne étudiée. Afin d'illustrer cette problématique, nous choisissons de considérer deux volumes rayonnants équivalents de l'antenne.

• Le premier volume considéré est une sphère que l'on prénomme sp_1 , dont le rayon englobe l'élément rayonnant. On considère ce volume comme la sphère de Chu, c'est-à-dire la sphère minimale englobant l'antenne (Figure II-46). Le rayon r_{max1} de cette sphère s'écrit d'après la Figure II-46:

$$r_{max1} = \sqrt{\left(\frac{h}{2}\right)^2 + \left(L \frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2} \quad (\text{II-14})$$

Nous faisons ici l'hypothèse que le plan de masse est suffisamment grand pour ne pas perturber le comportement de l'antenne en basses fréquences.

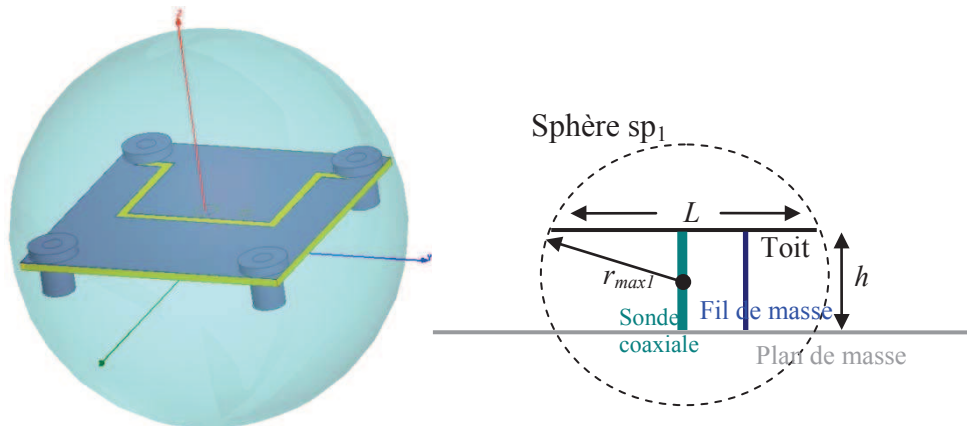


Figure II-46 – Sphère sp_1 ou sphère de Chu englobant le toit de l'antenne

• L'antenne fil-plaque est équivalente à une antenne monopole, elle présente une polarisation principale verticale. Pour tenir compte de cette propriété de rayonnement, nous faisons l'hypothèse que la taille électrique de l'antenne correspond à la hauteur de l'antenne multipliée par deux (présence du plan de masse). De ce fait, nous considérons une deuxième sphère équivalente sp_2 , dont le rayon correspond à la hauteur de l'antenne. Le rayon de la sphère s'écrit d'après la Figure II-47 : $r_{max2}=h$.

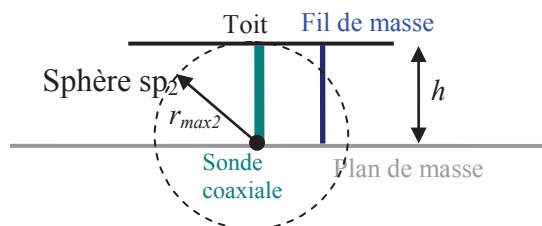


Figure II-47 – Sphère sp_2

Pour calculer le facteur de qualité lié à ces volumes équivalents, nous calculons l'énergie stockée à l'intérieur des sphères ainsi que la puissance rayonnée pour différentes longueurs de fente. Ce calcul se fait à l'aide du logiciel HFSS [II.16] et est basé sur la définition communément admise du facteur de qualité (rayonné) suivante [II.17]:

$$Q = \frac{2\omega \cdot \max(W_e, W_m)}{P_{rad}} \quad (\text{II-15})$$

Avec W_e et W_m respectivement les énergies électriques et magnétiques moyennes stockées et P_{rad} la puissance rayonnée par l'antenne.

L'Annexe 3 présente la manière dont on peut calculer le facteur de qualité sur HFSS sur l'exemple d'un dipôle. Ce calcul nous permet de comparer les deux méthodes : celle de Yaghjian qui utilise l'impédance de l'antenne Q_z , et celle qui se base sur le calcul des champs que nous nommerons Q_{HFSS} . Nous présentons sur la Figure II-48, une comparaison des deux calculs pour les deux sphères délimitant l'antenne (r_{max1} et r_{max2}), ainsi que la limite de Chu pour une efficacité de 20% et de 100%.

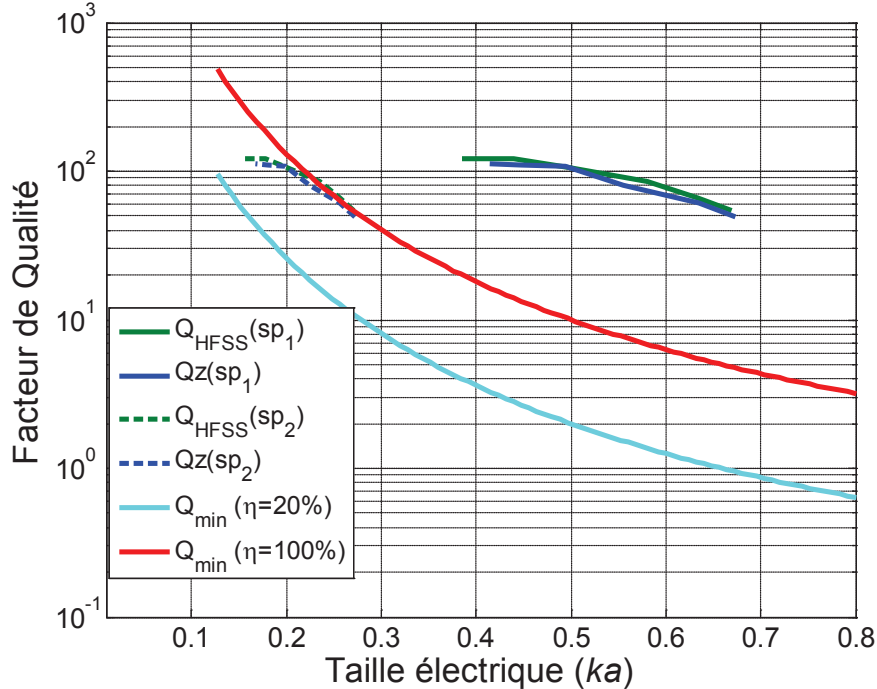


Figure II-48 – Évolution des facteurs de qualité Q_z (simulé) et Q_{HFSS} en fonction de la taille électrique de l'antenne (ka), et comparaison avec la limite de Chu donnée par Q_{min} pour deux valeurs d'efficacité ($\eta=100\%$ et $\eta=20\%$)

Nous remarquons que selon le volume équivalent considéré (i.e. selon la taille électrique de l'antenne), nous nous rapprochons plus ou moins des limites fondamentales. Si l'on considère que l'antenne a une taille électrique équivalente à deux fois sa hauteur, nous nous rapprochons des limites fondamentales de Chu pour une efficacité rayonnée de 20%. On note également que Q_z et Q_{HFSS} concordent bien.

Cette étude sur le facteur de qualité nous a permis de démontrer que la définition de la taille électrique équivalente d'une antenne miniature ainsi que son volume rayonné équivalent est important pour confronter ces performances aux limites fondamentales.

II.3.2.b Efficacité de rayonnement

L'autre paramètre important des antennes miniatures est l'efficacité rayonnée de l'antenne. Pour la mesure, nous utilisons la méthode de calcul de Huynh [II.18]. L'efficacité rayonnée est calculée à l'aide de l'expression suivante:

$$\eta_{ray} = \sqrt{(|S_{I1WC}|^2 - |S_{I1FS}|^2)(1 - 2|S_{I1FS}|^2 + |S_{I1WC}|^2)|S_{I1FS}|^2} \quad (II-16)$$

Avec S_{I1FS} le coefficient de réflexion mesuré dans l'air libre et S_{I1WC} celui mesuré à l'intérieur de la sphère de Wheeler.

On compare l'efficacité rayonnée en simulation et mesure sur la Figure II-49. Et on note que l'efficacité rayonnée diminue avec la miniaturisation, ce qui est tout à fait conforme aux limites fondamentales des antennes.

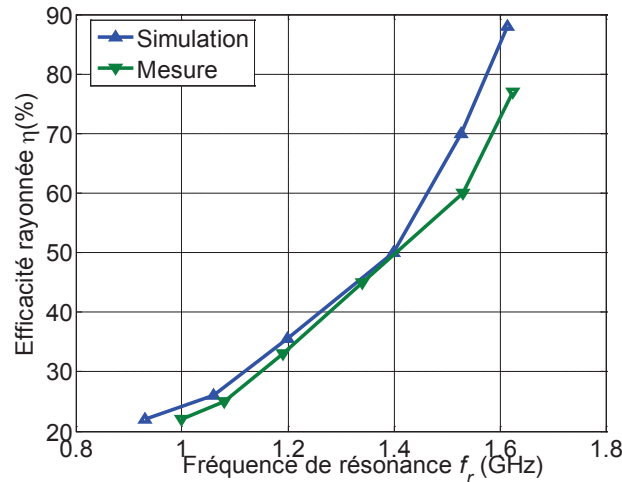


Figure II-49 – Efficacité rayonnée η en simulation et mesure en fonction de la fréquence de résonance f_r

II.3.2.c Efficacité bande passante et volume de l'antenne

Pour des antennes de très petites tailles, on écrit communément pour $a \ll \frac{\lambda_0}{2\pi}$:

$$\eta \cdot \frac{1}{Q} \approx (ka)^3 \quad (\text{II-17})$$

Cette formule indique que le produit bande passante par efficacité est proportionnel au volume de l'antenne. Nous allons vérifier cette relation sur notre structure en traçant $\eta / ((ka)^3 \cdot Q)$ en fonction de la longueur de la fente sur la Figure II-50. Nous remarquons que le produit est à peu près constant. L'hypothèse $a \ll \lambda_0 / 2\pi$ devient davantage valable pour des valeurs de fréquences devenant basses. A 1,6GHz, nous avons déjà $a < \lambda_0 / 2\pi$, un rapport de 2 existe entre a et $\lambda_0 / 2\pi$ pour une fréquence de 1.2Ghz soit pour un $ka=0,5$. L'hypothèse est d'autant plus vérifiée que les valeurs de ka deviennent faibles. Le produit devient constant pour des fréquences inférieures à 1 GHz soit pour un ka inférieur à 0,45.

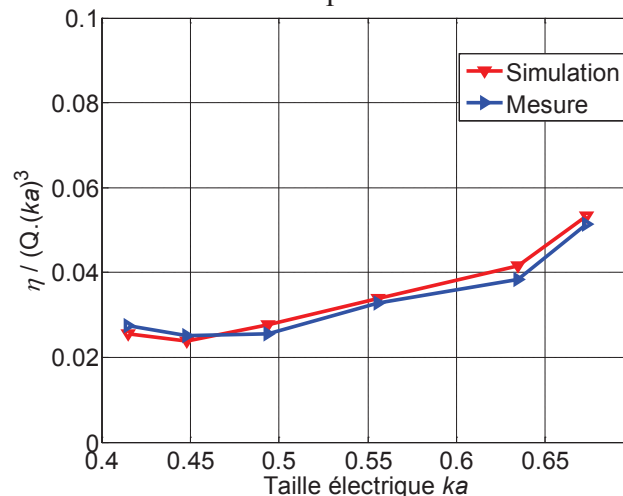


Figure II-50 – Évolution du produit $\eta / ((ka)^3 \cdot Q)$ en fonction de la taille électrique de l'antenne

II.3.2.d Réduction de taille obtenue

La réduction de taille obtenue grâce à cette technique de miniaturisation (Tableau II-5), nous permet d'obtenir une antenne de dimensions $\lambda_0/11,5 \times \lambda_0/11,5 \times \lambda_0/80,6$ à la plus basse fréquence, ce qui correspond à une antenne très compacte.

Tableau II-5 – Taille électrique de l'antenne en fonction de la fréquence de résonance

f_r (GHz)	Taille électrique (Longueur x Largeur x Hauteur)
1,614	$\frac{\lambda_0}{6,6} \times \frac{\lambda_0}{6,6} \times \frac{\lambda_0}{46,5}$
1,4	$\frac{\lambda_0}{7,6} \times \frac{\lambda_0}{7,6} \times \frac{\lambda_0}{53,6}$
1,2	$\frac{\lambda_0}{8,9} \times \frac{\lambda_0}{8,9} \times \frac{\lambda_0}{62,5}$
0,93	$\frac{\lambda_0}{11,5} \times \frac{\lambda_0}{11,5} \times \frac{\lambda_0}{80,6}$

II.4 Conclusion

Une étude approfondie sur la miniaturisation de l'antenne fil-plaque par l'ajout d'une fente a été effectuée dans ce chapitre. En agissant sur la position et sur la longueur de la fente introduite sur le toit de l'antenne, la capacité du toit de l'antenne est modifiée. L'effet de la fente a été modélisé par un circuit équivalent électrique simulant l'impédance d'entrée de l'antenne. L'analyse présentée a été complétée et validée par les simulations électromagnétiques.

La construction de plusieurs prototypes confirme par l'expérimentation les résultats et les performances attendues des antennes. L'ajout d'une fente sur le toit capacitif a permis de miniaturiser l'antenne jusqu'à $\lambda_0/11,5 \times \lambda_0/11,5 \times \lambda_0/80,6$. Une réduction de fréquence importante peut être obtenue grâce à cette technique (en l'occurrence ici 42%).

L'analyse des performances de l'antenne miniaturisée s'est appuyée sur deux paramètres clés : le facteur de qualité (ou bande passante) et l'efficacité. Le facteur de qualité augmente avec la miniaturisation, ce qui signifie que la bande passante diminue. L'efficacité de l'antenne diminue également avec la réduction de taille. Ces résultats sont en accord avec les limites fondamentales physiques des antennes miniatures.

II.5 Références

- [II.1]. C. Delaveaud, "Étude d'une Nouvelle Classe d'Antenne imprimée à rayonnement Monopolaire. Application aux téléphones mobiles". Thèse de doctorat, UFR des sciences, Université de Limoge, octobre 1994.
- [II.2]. K. Buell, H. Mosallaei, and K. Sarabandi, "A Substrate for Small Patch Antennas Providing Tunable Miniaturization Factors", *IEEE Microwave*, Vol. 54, N°1, Jan. 2006, pp.135-146.
- [II.3]. K. L., Lau, P., Li, K., Luk, "A monopolar patch antenna with very wide impedance bandwidth", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume: 53, Issue: 3, pp 1004- 1010, March 2005.
- [II.4]. J. S., Row, S. H., Yeh, And K. L., Wong, "A wide-band monopolar plate-patch antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.*, vol. 50, no. 9, pp. 1328-1330, Sep. 2002.
- [II.5]. R., Bourtoutian, C., Delaveaud, S., Toutain, "Low profile UWB monopole antenna having a sharp band notch function", *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2006)*, Nice, France, 2006.
- [II.6]. Zaid, L., Staraj, R., "Miniature circular GSM wire-patch antenna on small ground plane", *Electronics Letters*, 14 Feb 2002 Volume: 38, Issue: 4, pp 153-154.
- [II.7]. Jecko, B., Decroze, C., The 'Monopolar Wire Patch Antenna' concept, *Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007*, 11-16 Nov. 2007, pp 1-5.
- [II.8]. F., Pasquet, B., Jecko, "New Developments of the Wire-Patch Antenna for Ceramic Technology and Multifunction Applications", *I.E.E.E. Antennas and Propagation Society International Symposium*, 8-13 July 2001, Vol. 4, pp 62 – 65.
- [II.9]. A. Ali-Khan, W.F Richards, S.A Long, "Impedance control of microstrip using reactive loading", *IEEE, Trans. On Antennas and Propagation*, Vol. 37, n°2, February 1989.
- [II.10]. Microwave Studio, Computer Simulation Technology, <http://www.cst.de>.
- [II.11]. K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House Publishers, 2nd Edition.
- [II.12]. P.F., Combes, *Micro-ondes, circuits passifs, propagation, antennes*, DUNOD, Tome 2, 1997.
- [II.13]. C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis And Design*, Wiley, 3rd Edition.
- [II.14]. A. D. Yaghjian, R. Best, "Impedance, Bandwidth, and Q of Antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 53, n°4, April 2005, pp.1298-1324.
- [II.15]. L. J.Chu, "Physical limitations on omni-directional antennas," *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 1163-1175, Dec. 1948.
- [II.16]. HFSS, 3D Full-wave Electromagnetic Field Simulation <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>
- [II.17]. R. F. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth and efficiency", *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, vol. 64D, January-February 1960, pp.1-12.
- [II.18]. M.-C. Huynh, *Wideband compact antenna for wireless communications applications*, Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004. Available at: <http://scholar.lib.vt.edu>.

Chapitre III. Agilité fréquentielle de l'antenne fil-plaque

Sommaire

III.1	Introduction	86
III.2	Ajout d'une charge capacitive variable.....	86
III.2.1	Description physique	86
III.2.2	Position de la charge capacitive.....	87
III.2.3	Circuit électrique équivalent.....	88
III.2.4	Résultats de simulation.....	89
III.2.4.a	Charge capacitive idéale.....	89
III.2.4.a.i.	Caractéristiques en impédance	89
III.2.4.a.ii.	Efficacité rayonnée	90
III.2.4.a.iii.	Facteur de qualité	91
III.2.4.a.iv.	Diagrammes de gain	91
III.2.4.b	Charge capacitive non idéale	93
III.2.4.c	Étude des pertes.....	94
III.2.4.d	Conclusion	95
III.2.5	Validation expérimentale	95
III.2.5.a	Diode varicap.....	96
III.2.5.a.i.	Mesure sous pointe de la diode varicap	97
III.2.5.a.ii.	Polarisation de la diode	99
III.2.5.a.iii.	Capacité de découplage.....	100
III.2.5.b	Résultats obtenus.....	101
III.2.5.b.i.	Impédance d'entrée	101
III.2.5.b.ii.	Rayonnement	103
III.2.5.b.iii.	Performances de l'antenne	105
III.2.5.b.iv.	Taille électrique	107
III.2.6	Conclusion	108
III.3	Ajout d'une inductance variable.....	108
III.3.1	Inductance variable	108
III.3.2	Structure antennaire	108
III.3.2.a	Position de l'inductance	108
III.3.3	Modélisation.....	109
III.3.4	Caractéristiques en simulation	110
III.3.4.a	Impédance d'entrée	110
III.3.4.b	Efficacité rayonnée.....	111
III.3.4.c	Facteur de qualité.....	112
III.3.4.d	Diagramme de rayonnement	112
III.3.5	Validation expérimentale	113
III.3.5.a	Inductance non idéale.....	113
III.3.5.b	Impédance d'entrée	114
III.3.5.c	Diagramme de rayonnement.....	114
III.3.5.d	Étude des pertes.....	116
III.3.5.e	Performances	117
III.3.5.e.i.	Facteur de Qualité	117
III.3.5.e.ii.	Efficacité Rayonnée	117
III.3.6	Comparaison des performances avec la capacité variable.....	118
III.3.7	Conclusion	120
III.4	Combinaison diode varicap et inductance variable	120
III.4.1	Structure antennaire	121

III.4.2	Principe de fonctionnement	121
III.4.2.a	Effet de la diode varicap	122
III.4.2.b	Effet de l'inductance	123
III.4.3	Validation expérimentale	124
III.4.3.a	Prototype réalisé	124
III.4.3.b	Excursion en fréquence	125
III.4.3.c	Diagrammes de rayonnement	126
III.4.4	Performances.....	127
III.4.4.a	Facteur de qualité.....	127
III.4.4.b	Efficacité rayonnée.....	128
III.4.4.c	Pertes dues aux composants	128
III.5	Conclusion.....	129
III.6	Références	131

III.1 Introduction

Nous avons montré précédemment que la miniaturisation de l'antenne fil-plaque induit une réduction de sa bande passante. Le but de ce chapitre est de rendre l'antenne fil-plaque reconfigurable en fréquence afin de palier à ce problème de réduction de la bande passante. Pour cela, nous choisissons d'ajouter des éléments actifs sur la structure antennaire afin d'en contrôler l'impédance.

Dans le cadre des travaux menés dans ce chapitre, les critères de dimensions ou de spécifications dus à un standard de communication particulier n'ont pas un rôle prédominant ; l'effort a principalement porté sur l'apport de fonctionnalités originales plus que la conformité à un cahier des charges précis.

Nous développons ce chapitre en trois parties. Tout d'abord, nous présentons l'effet de l'ajout d'une capacité variable sur l'antenne fil-plaque. Ensuite, nous étudions l'introduction d'une inductance variable en série avec le fil de court circuit. Enfin, nous étudions une combinaison de ces deux éléments afin d'obtenir une large excursion fréquentielle.

III.2 Ajout d'une charge capacitive variable

La structure de l'antenne correspond à celle étudiée dans le chapitre II. L'antenne fil-plaque possède une fente sur le toit la rendant miniature au sens de Wheeler. Comme nous l'avons montré, cette fente peut être modélisée par l'ajout d'une capacité sur le toit de l'antenne qui lui-même est équivalent à une capacité. Par conséquent, introduire une capacité variable sur la fente du toit, implique un changement de la valeur de la capacité totale de l'antenne. Cette modification entraîne alors un changement de comportement de l'antenne, notamment de sa fréquence de travail et de son impédance.

Cette technique permet donc de contrôler l'impédance de la fente, de par la valeur de la capacité introduite. Ainsi, il est possible de recouvrir une bande passante importante grâce à des sous bandes instantanées agiles en fréquence.

III.2.1 Description physique

La structure antennaire est présentée sur la Figure III-1. Ses différentes caractéristiques sont résumées dans le Tableau I-1. La charge capacitive est placée sur la fente au niveau du toit de l'antenne. La présence de cette charge capacitive et les effets sur les propriétés de l'antenne sont présentées dans la suite.

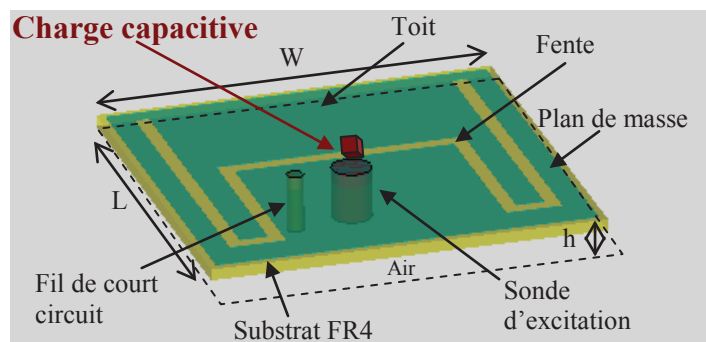


Figure III-1 – Antenne fil-plaque à fente chargée par une capacité variable

Tableau III-1 – Paramètres de l'antenne étudiée

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur du toit	L	28
Largeur du toit	W	28
Hauteur du toit	h	4
Rayon du fil de masse	r_m	0,6
Rayon sonde d'excitation	r_a	1,2
Distance entre les fils	d	4,3
Permittivité du substrat	ϵ_r	1
Épaisseur du substrat	h_{sub}	0,8
Longueur de fente	L_f	90

III.2.2 Position de la charge capacitive

La position de la charge capacitive sur la fente joue un rôle très important dans la miniaturisation. La Figure III-2 montre la configuration du toit de l'antenne et la position de la charge sur la fente notée y_{pos} , prise par rapport au centre du plateau. Le maximum de champ électrique se situe en milieu de fente (à l'arrivée de la sonde d'excitation). Il est donc bénéfique de placer la diode à l'endroit où le champ électrique est le plus important afin de modifier de manière significative la capacité équivalente du toit de l'antenne. La Figure III-3 présente l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la position de la charge capacitive sur la fente y_{pos} . Comme nous pouvons le constater, la fréquence de résonance augmente avec y_{pos} , d'où l'importance de placer la charge capacitive au centre.

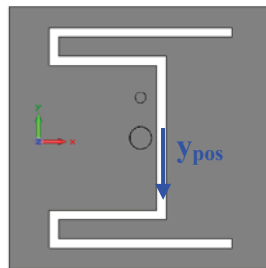


Figure III-2 – Position de la charge capacitive sur la fente de l'antenne

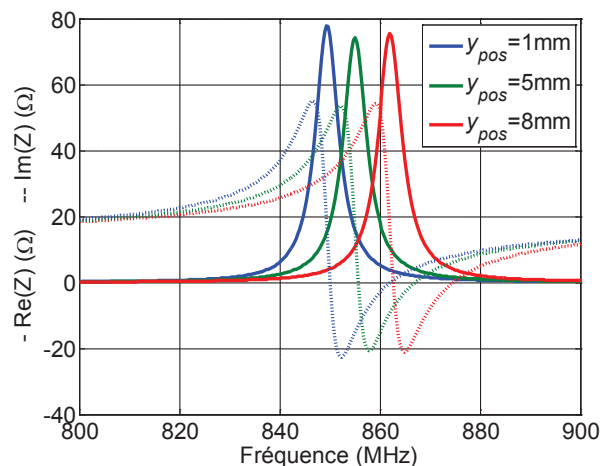


Figure III-3 – Influence de la position de la capacité sur l'impédance d'entrée de l'antenne

III.2.3 Circuit électrique équivalent

Afin de modéliser l'impact de l'ajout d'une capacité sur le toit de l'antenne, nous reprenons le modèle du circuit équivalent détaillé dans le chapitre précédent. La charge capacitive C_v est introduite en parallèle de la fente et du toit (Figure III-4). Ce circuit ne constitue qu'une approximation de l'impédance d'entrée de l'antenne mais rend compte de manière correcte de la tendance réelle.

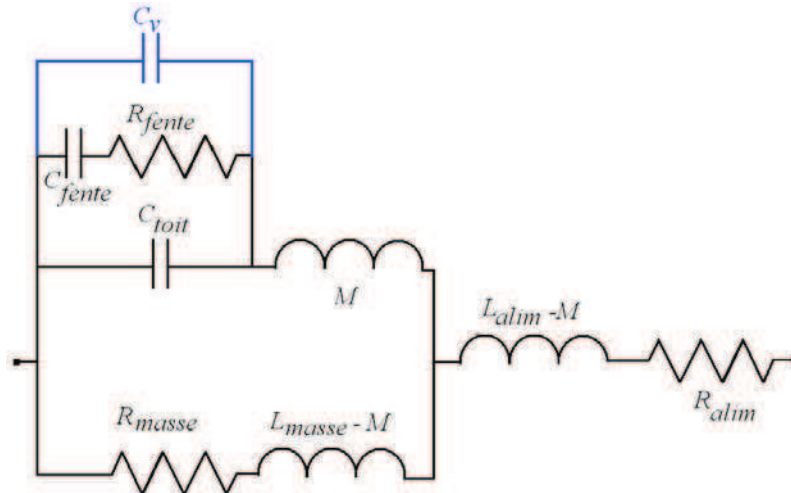


Figure III-4 - Circuit équivalent de l'antenne à la fréquence de résonance basse avec introduction de la capacité variable C_v

L'impédance d'entrée obtenue en fonction de différentes valeurs de capacité est donnée sur la Figure III-5 (a). Nous constatons que l'impédance peut être contrôlée en modifiant la valeur de la capacité. La fréquence de résonance diminue au fur et à mesure que la valeur de la capacité augmente (Figure III-5 (b)).

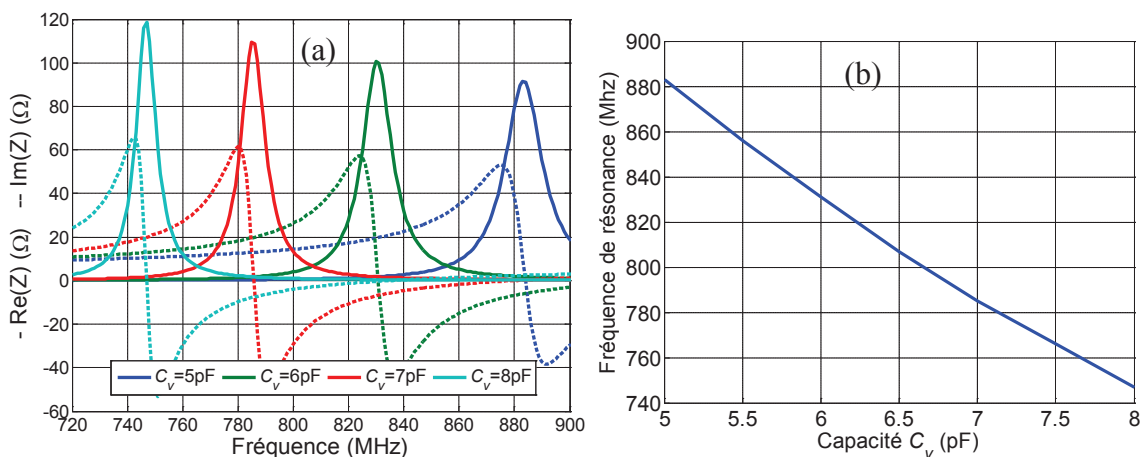


Figure III-5 – Impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la valeur de la capacité C_v (modélisation) (a) et fréquence de résonance en fonction de C_v (b)

Ainsi, nous avons montré grâce au circuit électrique équivalent, que l'on pouvait contrôler l'impédance d'entrée de l'antenne en faisant varier la valeur de la capacité. Par conséquent, grâce à cette configuration, l'antenne fil-plaque constitue une structure intéressante pour la reconfigurabilité en fréquence.

III.2.4 Résultats de simulation

III.2.4.a Charge capacitive idéale

En première approche, nous considérons la charge capacitive comme idéale c'est-à-dire une pure capacité ne présentant aucune perte. Le conducteur utilisé en simulation est le cuivre (conductivité finie) et le substrat FR4 présente une tangente de pertes de 0,02. Nous introduisons le circuit équivalent réel de la charge capacitive par la suite.

III.2.4.a.i. Caractéristiques en impédance

Dans cette partie, nous vérifions tout d'abord la tendance observée avec le modèle grâce au simulateur électromagnétique 3D [II.16]. Comme nous pouvons le constater sur la Figure III-6, l'impédance d'entrée de l'antenne est modifiée avec la valeur de capacité. La comparaison des résultats avec la modélisation nous indique une différence au niveau des valeurs de capacité, mais nous retrouvons tout de même une tendance équivalente. En effet, nous constatons que la fréquence de résonance diminue avec la valeur de la capacité (Figure III-7 (a) et (b)).

Il est important de noter que le lieu d'impédance est modifié avec la valeur de la capacité. Nous constatons une baisse de l'amplitude de la partie réelle et imaginaire de l'impédance. Cela a pour conséquence de limiter la bande passante maximale pouvant être obtenue. L'enveloppe du coefficient de réflexion de la Figure III-8 témoigne de cette modification. La bande passante totale balayée successivement grâce à la variation de la charge capacitive est de 156MHz, de 724 à 880 MHz. La bande passante instantanée est d'environ 4MHz (R.O.S inférieur ou égal à 2). Par conséquent, on recouvre de manière successive une bande totale 40 fois supérieure à la bande passante de l'antenne sans charge capacitive.

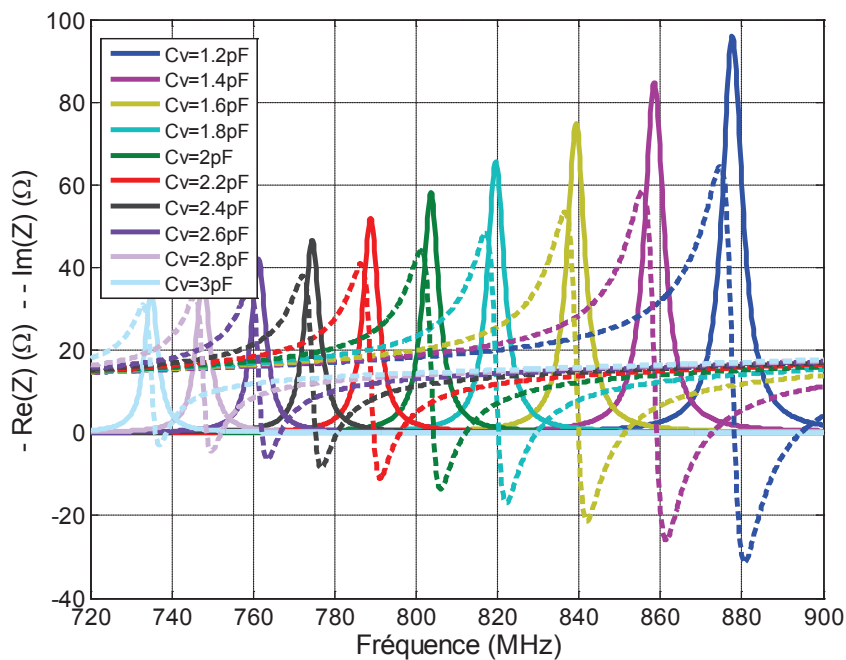


Figure III-6 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de capacité C_v (simulateur électromagnétique 3D)

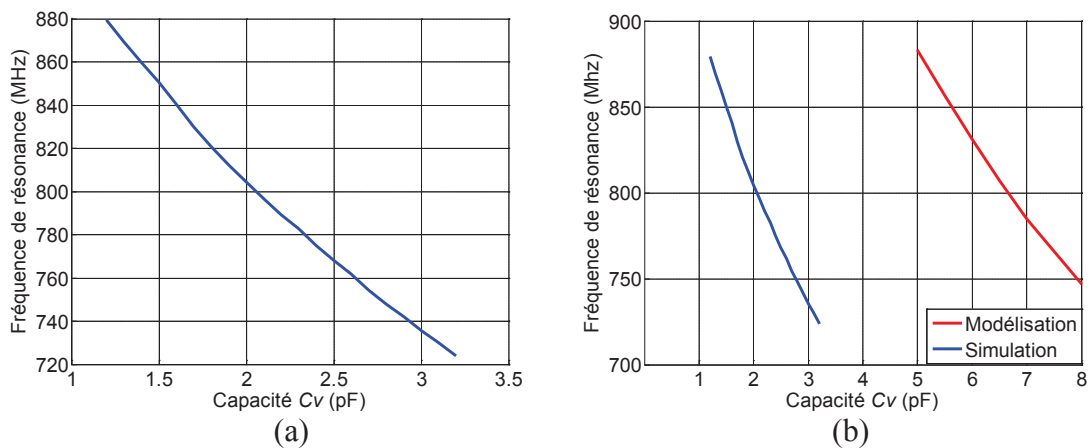


Figure III-7 - Fréquence de résonance en fonction de la valeur de la capacité C_v en simulation (a) et comparaison simulation-modèle (b)

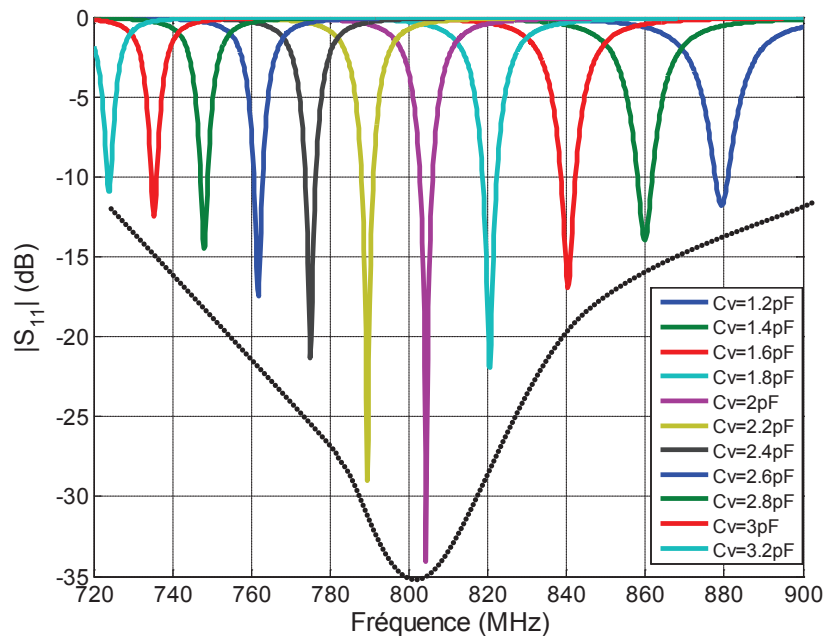


Figure III-8 – Évolution du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de capacité C_v

III.2.4.a.ii. Efficacité rayonnée

On trace l'efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la valeur de la capacité sur la Figure III-9. On remarque que plus la capacité augmente et plus l'efficacité rayonnée diminue, ce qui veut dire que plus on miniaturise l'antenne (i.e. fréquence de résonance plus faible pour un même volume d'antenne) et plus l'efficacité diminue (Figure III-9 (b)). En miniaturisant l'antenne, on concentre davantage les courants, entraînant ainsi des pertes ohmiques plus importantes.

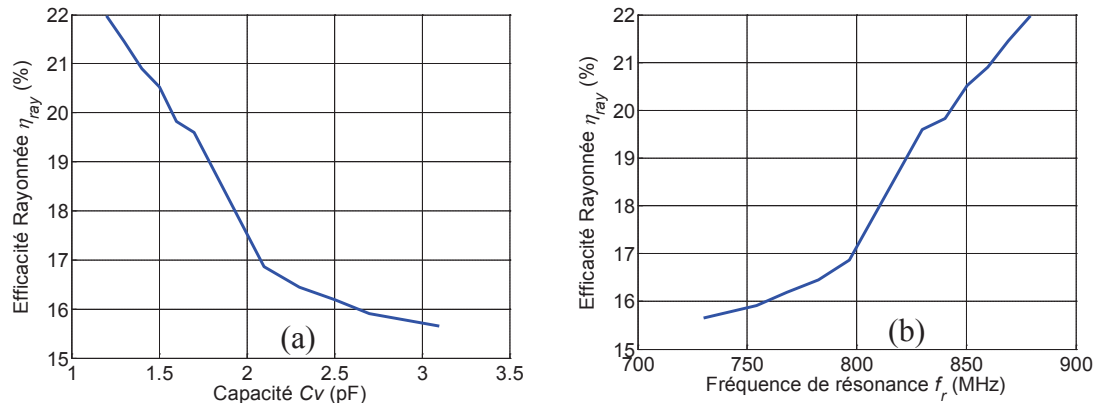


Figure III-9 – Efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la valeur de la capacité C_v (a) et en fonction de la fréquence de résonance (b)

III.2.4.a.iii. Facteur de qualité

On présente le facteur de qualité calculé selon Yaghjian [II.14] en fonction de la capacité et de la fréquence de résonance. On remarque que plus l'antenne est miniaturisée et plus le facteur de qualité augmente, ce qui signifie que la bande passante diminue. Cette remarque est conforme aux limites fondamentales des antennes miniatures détaillées dans le premier chapitre.

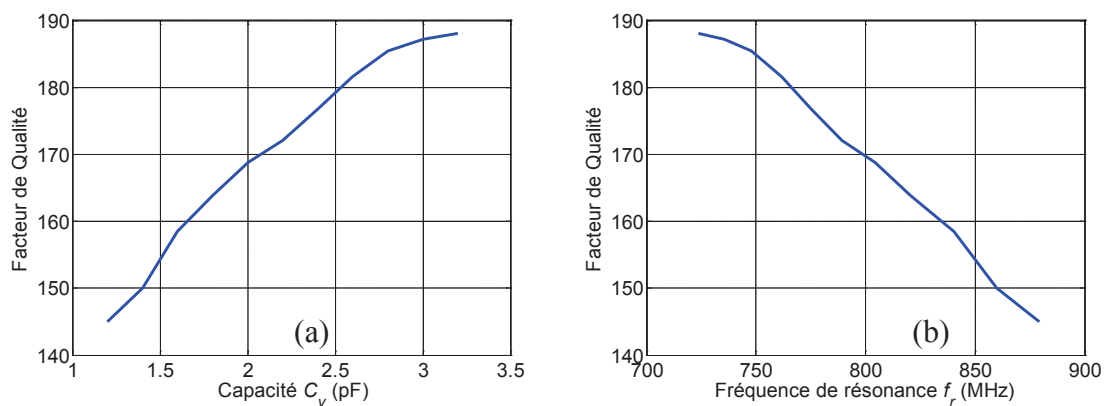


Figure III-10 – Facteur de Qualité en fonction de la valeur de la capacité C_v (a) et en fonction de la fréquence de résonance (b)

III.2.4.a.iv. Diagrammes de gain

Nous présentons dans ce paragraphe les diagrammes de gain (intrinsèque) de l'antenne pour différentes valeurs de capacité. Les plans de coupe sont présentés sur la Figure III-11.

Ces diagrammes sont tracés aux fréquences suivantes :

- $f_r=879\text{MHz}$ avec $C_v=1,2\text{pF}$
- $f_r=804\text{MHz}$ avec $C_v=2\text{pF}$
- $f_r=730\text{MHz}$ avec $C_v=3,1\text{pF}$

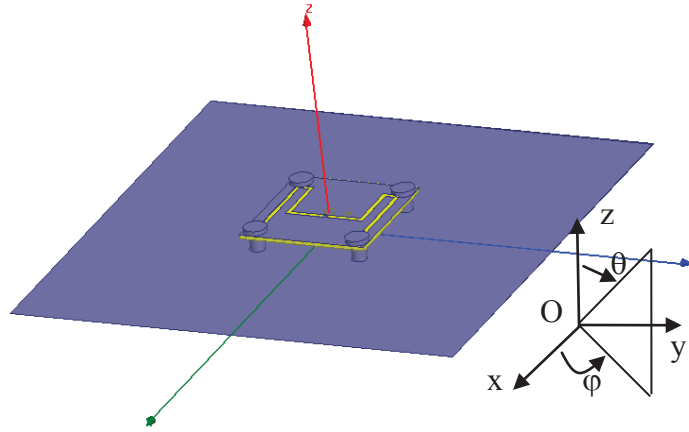


Figure III-11 – Antenne et plans de coupe

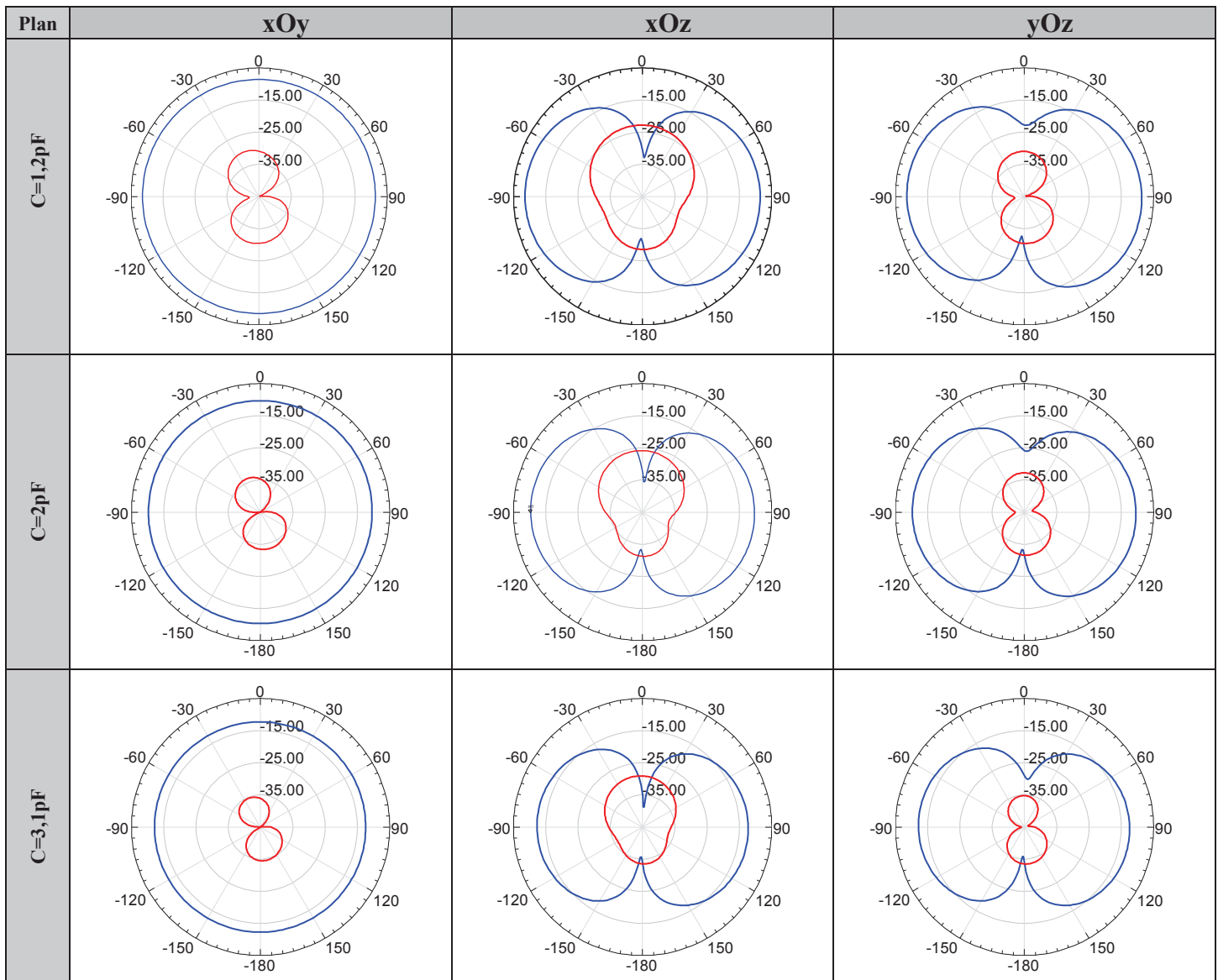


Figure III-12 – Diagrammes de gain de l'antenne pour différentes valeurs de capacité (en bleu la polarisation principale et en rouge la polarisation croisée)

Comme nous pouvons le constater sur la Figure III-12, le gain diminue avec la miniaturisation de l'antenne i.e. avec l'augmentation de la valeur de la capacité. En effet, le gain maximum intrinsèque est d'environ -8dBi pour $C_v=1,2\text{pF}$, -10dBi pour $C_v=2\text{pF}$ et -14dBi pour $C_v=3,1\text{pF}$. Cette remarque est conforme aux lois fondamentales des antennes miniatures qui voient leur efficacité chuter à mesure que leur taille électrique diminue.

En outre, la forme des diagrammes n'est pas affectée, on retrouve un rayonnement dipolaire classique de l'antenne fil-plaque. Les propriétés omnidirectionnelles avec une polarisation principale verticale sont aussi correctement préservées avec la présence de la capacité sur le toit de l'antenne.

III.2.4.b Charge capacitive non idéale

Dans la pratique, la charge capacitive C_v n'est pas parfaite, elle est associée à une résistance série parasite R_s susceptible de modifier les propriétés de l'élément rayonnant. En particulier, cette résistance série peut contribuer à réduire l'efficacité de l'antenne car elle provoque des pertes ohmiques supplémentaires. Cependant, sa présence n'affecte pas la fréquence de résonance de l'antenne, même si l'amplitude de l'impédance d'entrée est modifiée. Cette influence est montrée sur la Figure III-14 qui présente l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de R_s .

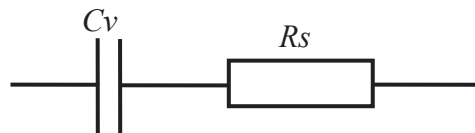


Figure III-13 – Schéma équivalent de la charge capacitive non idéale

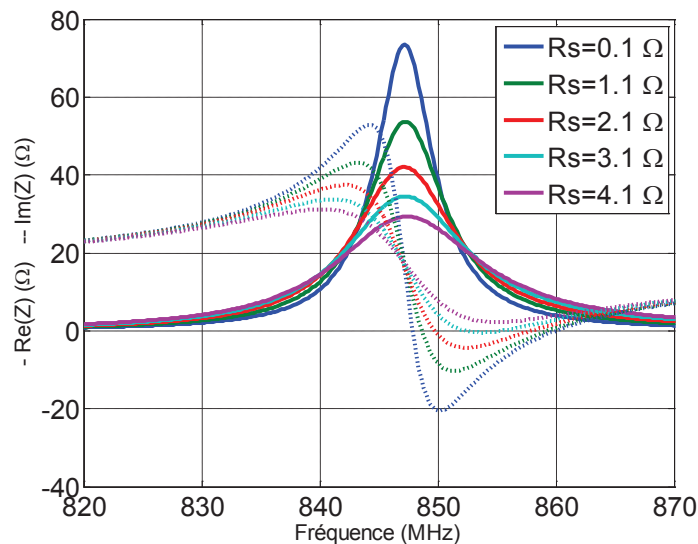


Figure III-14 – Effet de la résistance série de la diode sur l'impédance de l'antenne

Comme nous pouvons le constater sur la Figure III-15, l'efficacité rayonnée diminue au fur et à mesure que la résistance série augmente. Cela se traduit par une augmentation des pertes ohmiques sur l'antenne, entraînant une réduction de ses performances.

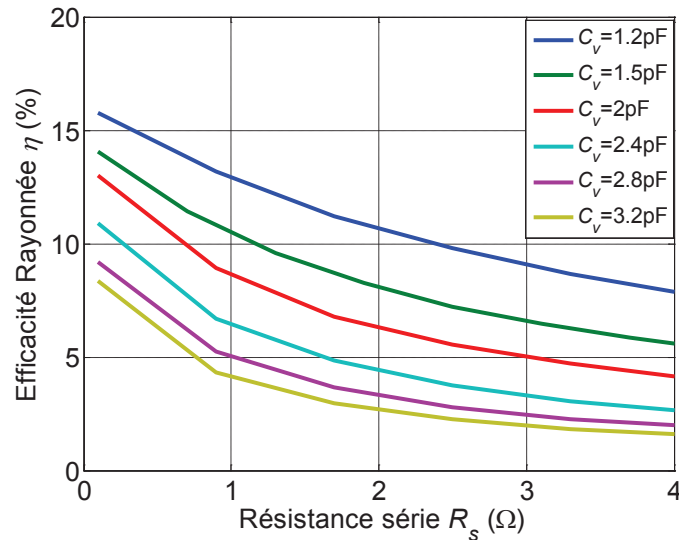


Figure III-15 – Efficacité rayonnée en fonction de la résistance série de la capacité

III.2.4.c Étude des pertes

Nous évaluons les différentes pertes de l'antenne à savoir les pertes par conductivité et les pertes diélectriques. Nous rappelons que l'étude a été réalisée en utilisant du cuivre pour conducteur et un substrat FR4 dont la tangente de pertes est de 0,02. On évalue les performances des antennes miniatures notamment grâce à un paramètre clef : l'efficacité de l'antenne. Il est important d'identifier les différents facteurs qui conduisent à une dégradation attendue des performances. Pour isoler et quantifier ces pertes, nous étudions les différents cas suivants :

- 1) Métallisation cuivre, capacité parfaite, substrat parfait (mise en avant des pertes par conductivité finie du cuivre)
- 2) Métallisation PEC (conducteur parfait), capacité parfaite, substrat à pertes (mise en avant des pertes diélectriques du substrat)
- 3) Métallisation cuivre, capacité parfaite, substrats à pertes (pertes diélectriques et pertes par conductivité)
- 4) Capacité non parfaite avec une résistance série $R_s=0,5, 1, 1,5, 2$ et 3Ω . (métallisation cuivre, substrat à pertes) (mise en avant des pertes dues à la résistance série).

L'efficacité rayonnée en fonction de la capacité est donnée sur la Figure III-16 pour les différents cas précédents. Nous remarquons que les pertes diélectriques sont plus importantes que les pertes par conductivité. En effet, l'efficacité rayonnée pour une capacité de 1,2pF, est de 44% pour le cas (1), elle chute à 28% pour le cas (2). Par contre, nous notons que les pertes par conductivité augmentent plus rapidement que les pertes diélectriques avec la miniaturisation (i.e. avec l'augmentation de la valeur de la capacité). Nous expliquons ce phénomène par le fait qu'en miniaturisant l'antenne, il y a une concentration des charges plus importante et par conséquent des pertes par conductivité plus importantes. Les pertes dues à une capacité non parfaite sont assez importantes pour de fortes valeurs de résistance série. Ainsi, pour limiter les pertes en introduisant une charge capacitive sur l'antenne et pour que l'efficacité rayonnée reste correcte, il est important de choisir une capacité variable dont le coefficient de qualité est très grand.

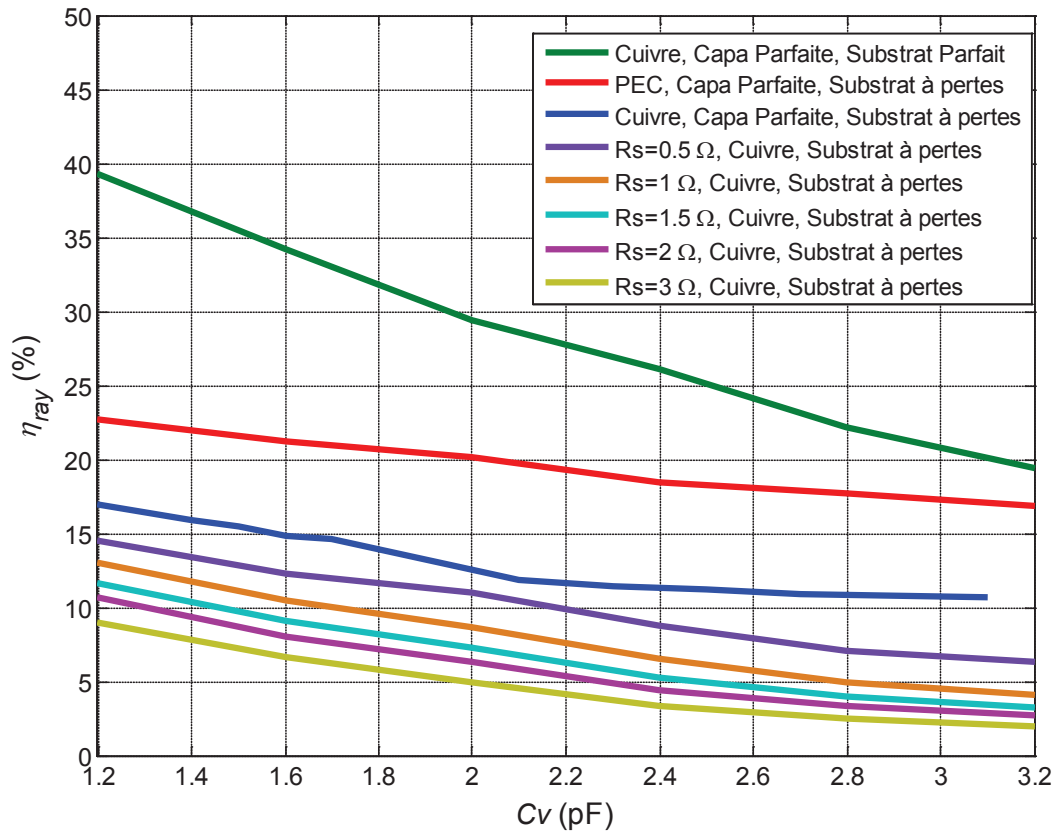


Figure III-16 – Étude des différentes pertes introduites - Évolution de l'efficacité rayonnée en fonction de la capacité pour différents cas

III.2.4.d Conclusion

La reconfigurabilité fréquentielle de l'antenne fil-plaque peut être envisagée grâce à l'ajout d'une charge capacitive. Le concept a été validé grâce au modèle électrique et la simulation. Une bande passante de 156MHz peut être obtenue, de 724MHz ($C_v=3\text{pF}$) à 880MHz ($C_v=1,2\text{pF}$) avec une bande passante instantanée de 4MHz environ. L'efficacité diminue avec la miniaturisation et le facteur de qualité augmente, ce qui est conforme aux limites fondamentales des antennes miniatures. En outre, le gain intrinsèque maximal est de -8dBi à 879MHz et chute à -14dBi à 730MHz. Cependant, cette étude a été réalisée avec une charge capacitive parfaite. Nous avons montré que l'introduction d'une charge capacitive présentant des pertes sur la structure antennaire implique une diminution de l'efficacité rayonnée de l'antenne. Nous allons maintenant nous intéresser à la validation expérimentale des résultats précédents.

III.2.5 Validation expérimentale

Afin de vérifier les résultats obtenus théoriquement, nous développons une antenne selon les critères exposés dans le paragraphe précédent. Tout d'abord, nous introduisons la notion de diode varicap et la problématique de polarisation. Ensuite, nous présenterons les résultats d'impédance, de rayonnement et d'efficacité de l'antenne mesurée et comparerons ces résultats avec ceux obtenus en simulation. Enfin, nous terminerons notre étude sur les performances de cette antenne et sur une comparaison de ces performances avec les limites fondamentales des antennes miniatures.

III.2.5.a Diode varicap

Lorsqu'elle est polarisée en inverse, la diode varicap est équivalente à une capacité variable en série avec une résistance parasite R_s (Figure III-17).

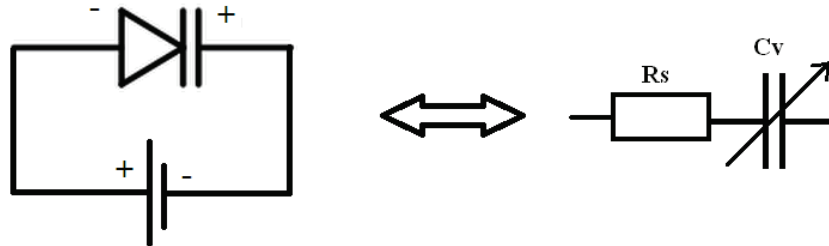


Figure III-17 – Schéma équivalent de la diode varicap polarisée en inverse

On trouve plusieurs types de diodes varicap dans le commerce. Cependant, les tensions mises en jeu sont parfois importantes selon la plage de capacité voulue. Il est important de souligner que le choix de la diode doit se porter sur un composant qui possède la résistance série la plus faible ; ceci afin d'avoir le moins de pertes ohmiques possible.

Notre choix s'est donc porté sur une diode que l'on trouve facilement dans le commerce et qui présente une résistance série faible aux valeurs voulues. Nous n'avons pas de contraintes au niveau de la tension, puisque nous ne présentons ici qu'une preuve de concept. Elle correspond à la diode de référencée BB857 (Infineon Technologies). Les caractéristiques du fabricant sont données dans l'**Annexe 4**. Le graphe donné par le fabricant à 1MHz (Figure III-18) montre l'évolution de la valeur de la capacité en fonction de la tension inverse à ses bornes. La résistance série R_s annoncée est de $1,5\Omega$ à 470MHz.

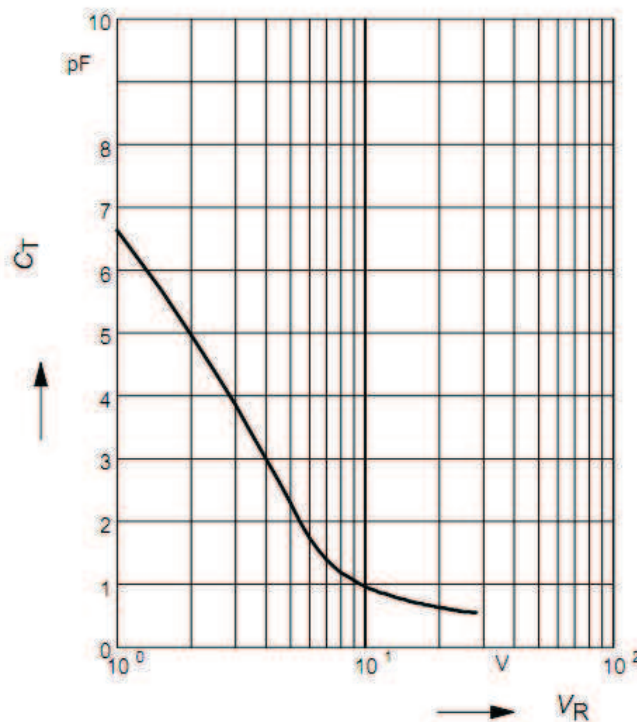


Figure III-18 – Évolution de la capacité en fonction de la tension inverse aux bornes de la diode, donnée à la fréquence de 1MHz (donnée constructeur)

III.2.5.a.i. Mesure sous pointe de la diode varicap

Les caractéristiques de la diode varicap données par le fabricant ne sont pas toujours très précises et sont fournies en général pour une certaine gamme de fréquence voire une seule valeur de fréquence. Par conséquent, nous mesurons la diode varicap grâce à un banc de mesure sous pointe, afin de la caractériser aux fréquences d'utilisation souhaitées. Cette mesure nous permet d'obtenir les paramètres S de la diode varicap et d'en extraire la valeur de la résistance série parasite et de la capacité en fonction de la tension. Afin d'obtenir des données moyennes, plusieurs diodes varicap sont soudées sur une carte de test (Figure III-19). Nous montrons le banc de mesure sous pointe sur la Figure III-20.



Figure III-19 – Circuit de test pour la diode varicap



Figure III-20 – Banc de mesure sous pointe

Les mesures en transmission entre les deux pointes nous donnent accès aux paramètres S des différentes diodes varicap. Les résultats sont comparés à ceux obtenus avec le circuit équivalent électrique de la Figure III-17 simulé à l'aide du logiciel Ansoft Designer [III.3]. Nous comparons les paramètres S en simulation et mesure pour différentes valeurs de tension. Nous obtenons alors la valeur de capacité en fonction de la tension sur la Figure III-21, et les résultats du coefficient de réflexion et de transmission en simulation et mesure sur la Figure III-22. Le Tableau III-2 nous donne les paramètres de la diode pour chaque tension mise en jeu et nous remarquons que la résistance série correspond en moyenne à celle annoncée par le constructeur. En outre, la Figure III-23 nous donne la résistance série en fonction de la fréquence pour trois valeurs de capacité. On remarque que la valeur de la résistance série est en moyenne de $1,5\Omega$.

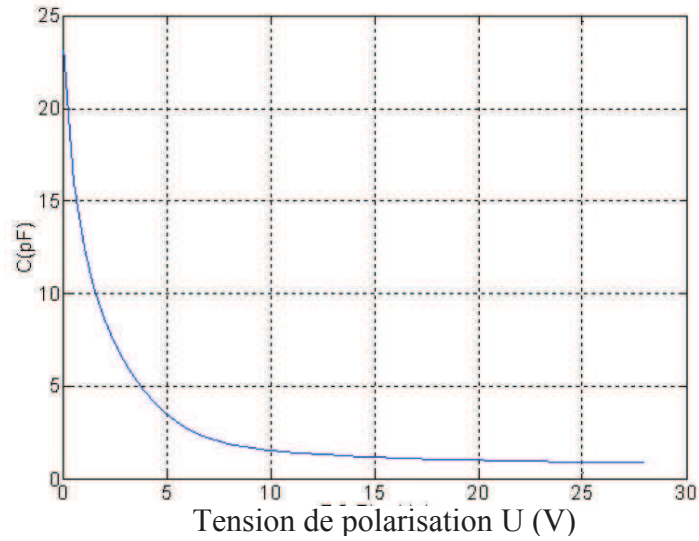


Figure III-21 – Valeur de la capacité en fonction de la tension inverse à ses bornes

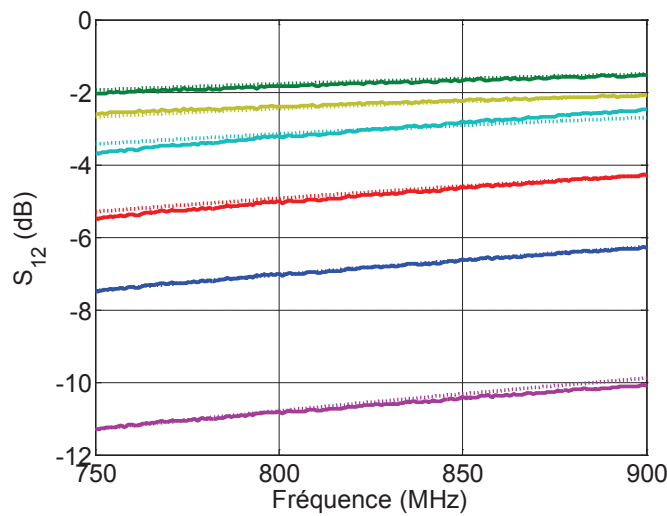
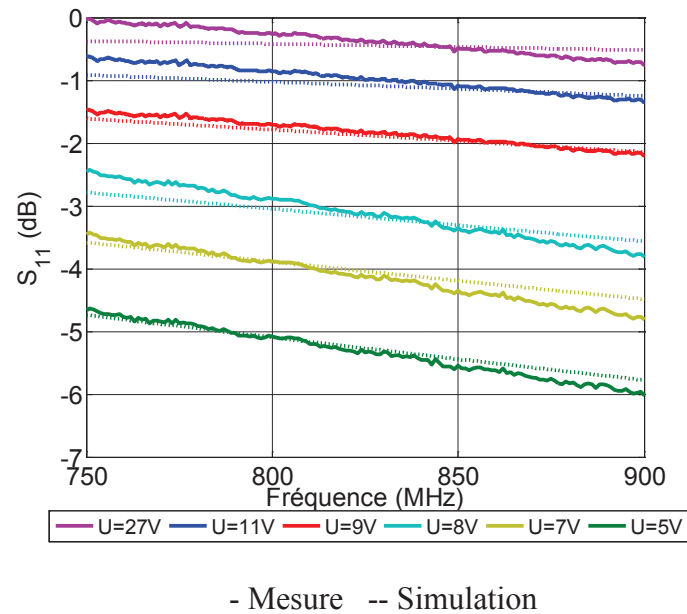


Figure III-22 – Paramètres S de la diode varicap en simulation et mesure pour différentes valeurs de tension

Tableau III-2 – Paramètres obtenues à partir du circuit équivalent de la diode @ 850MHz

Tension U (V)	Capacité C (pF)	Résistance Rs (Ω)
27	0,6	1,4
18	0,8	1,45
11	1,2	1,52
9	1,4	1,55
8	2	1,5
7	2,4	1,55
5	3	1,6

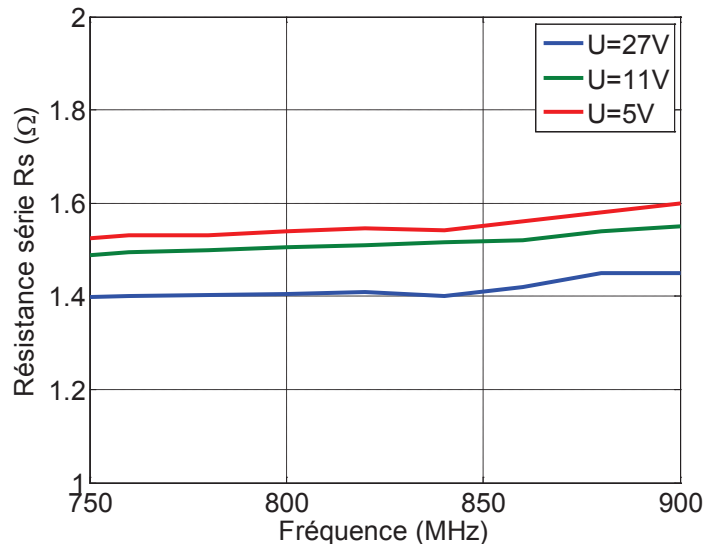


Figure III-23 – Résistance série de la diode varicap en fonction de la fréquence

III.2.5.a.ii. Polarisation de la diode

Nous abordons maintenant la problématique de la polarisation de la diode ainsi que la solution pratique que nous avons envisagée. Un des objectifs principaux est de ne pas complexifier la structure.

La diode devant être polarisée en inverse, il faut donc apporter un signal DC sur l'anode de la diode varicap. Afin de ne pas perturber le fonctionnement de l'antenne, la solution a été d'amener le signal DC sur le toit de l'antenne en même temps que le signal RF. Ensuite, on isole l'arrivée de l'excitation au niveau de l'anode, afin que le signal DC ne soit pas mis à la masse. Pour cela, nous réalisons une entaille autour de la sonde d'excitation. Ensuite, le signal DC est filtré par le biais d'une capacité de découplage que l'on place en série avec la diode varicap. Un filtre passe haut est ainsi créé, qui coupe le signal continu et ne perturbe pas le signal RF. Nous présentons le schéma final de l'antenne sur la Figure III-24.

Pour permettre l'arrivée en même temps des signaux RF et DC, un T de polarisation (référéncé ZFBT-4R2GW chez Mini-Circuits) est placé au niveau du connecteur d'entrée (Figure III-25). Cette solution a le mérite d'être très pratique, notamment d'un point de vue mesure. Nous verrons, par ailleurs, que cette façon de polariser ne perturbe pas le rayonnement de l'antenne.

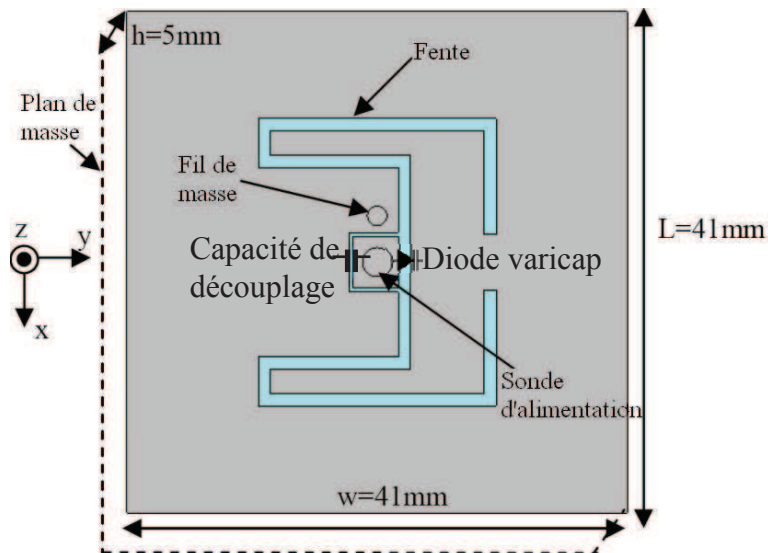


Figure III-24 – Vue de dessus de l'antenne avec capacité de découplage et diode varicap

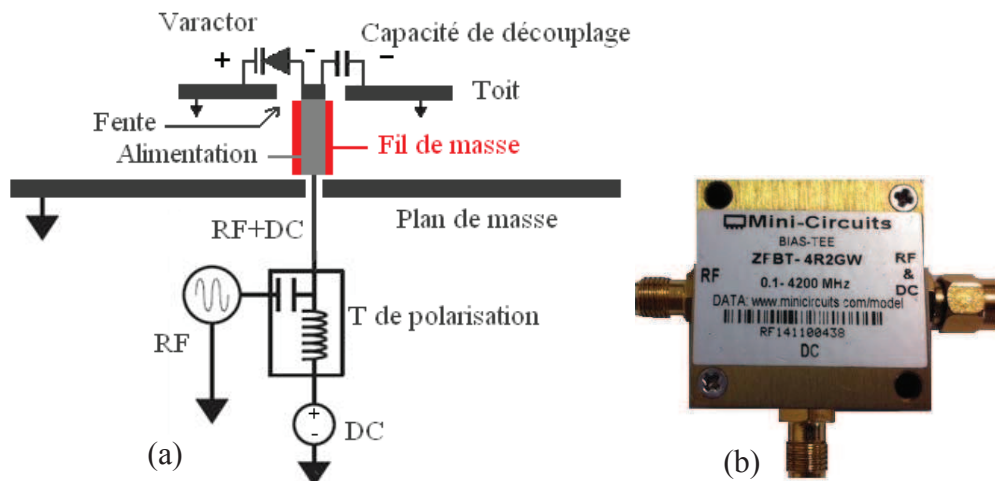


Figure III-25 – Circuit de polarisation de la diode varicap (a) et T de polarisation (b)

III.2.5.a.iii. Capacité de découplage

La capacité de découplage doit être très isolante aux fréquences considérées. Elle doit filtrer le signal DC correctement. Nous avons utilisé une capacité Murata de 56pF, et dont le paramètre S_{21} est donné sur la Figure III-26.

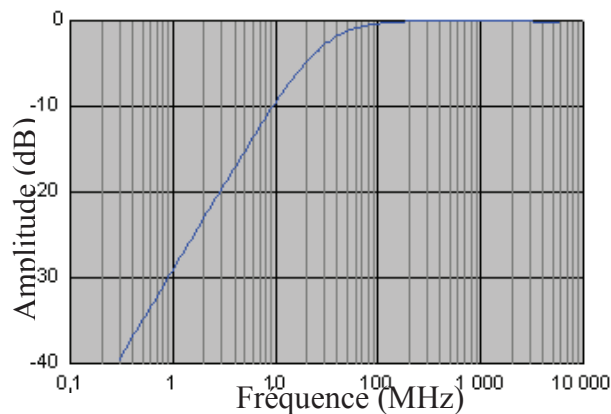


Figure III-26 – Paramètre S_{21} de la capacité de découplage

La capacité de découplage est équivalente à un circuit RC, la valeur de la résistance série parasite R_{dc} doit être faible pour les raisons évoquées précédemment. A 800MHz, la valeur annoncée est inférieure à 0,2 Ohms ce qui est correct. On montre l'effet de la résistance série de la capacité sur l'efficacité de l'antenne sur la Figure III-27.

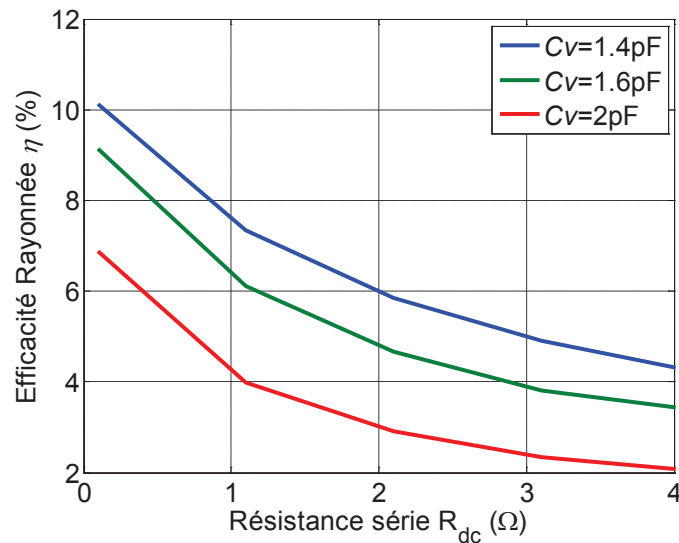


Figure III-27 – Efficacité rayonnée en fonction de la résistance série de la capacité de découplage R_{dc}

En conclusion, la résistance R_{dc} intervient également dans la baisse de l'efficacité de rayonnement de l'antenne si ses valeurs sont élevées.

III.2.5.b Résultats obtenus

Nous présentons dans cette partie les résultats expérimentaux de l'antenne en termes d'impédance, de rayonnement et de facteur de qualité. Nous terminerons par une analyse des performances de l'antenne.

III.2.5.b.i. Impédance d'entrée

Un prototype a été fabriqué et testé selon les caractéristiques définis précédemment (Figure III-28).

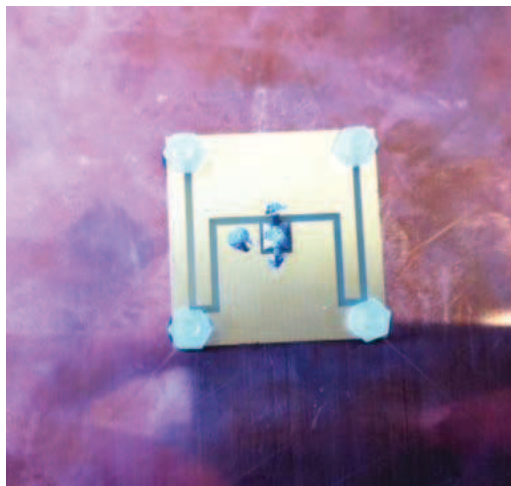


Figure III-28 – Prototype réalisé

Nous appliquons une tension de polarisation aux bornes de la diode varicap et faisons varier la valeur de la capacité de la diode. Nous relevons les courbes d'impédance d'entrée de l'antenne en simulation et en mesure sur la Figure III-29. Nous remarquons qu'en diminuant la tension aux bornes de la diode de 18 à 6V, c'est-à-dire en augmentant les valeurs de capacité de 0,8pF à 2,6pF, la fréquence de résonance diminue.

La Figure III-30 présente le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de tension. La bande passante totale successivement recouverte est de 100MHz, à savoir de 800 à 900MHz à -10dB d'adaptation, avec des bandes instantanées de 1%, ce qui correspond à une environ 7 MHz autour de chaque fréquence centrale sélectionnée.

Nous remarquons que l'amplitude de l'impédance diminue à mesure que l'on se décale vers les basses fréquences. La bande passante adaptée à 50 Ohms se voit limitée du fait de la modification du lieu d'impédance.

Nous avons corrigé les simulations pour prendre en compte plusieurs paramètres perturbants : le packaging de la diode et la soudure. L'écart d'erreur maximal entre les simulations et la mesure est de 10%. Néanmoins on retrouve des résultats de mesure concordants avec ceux de la simulation.

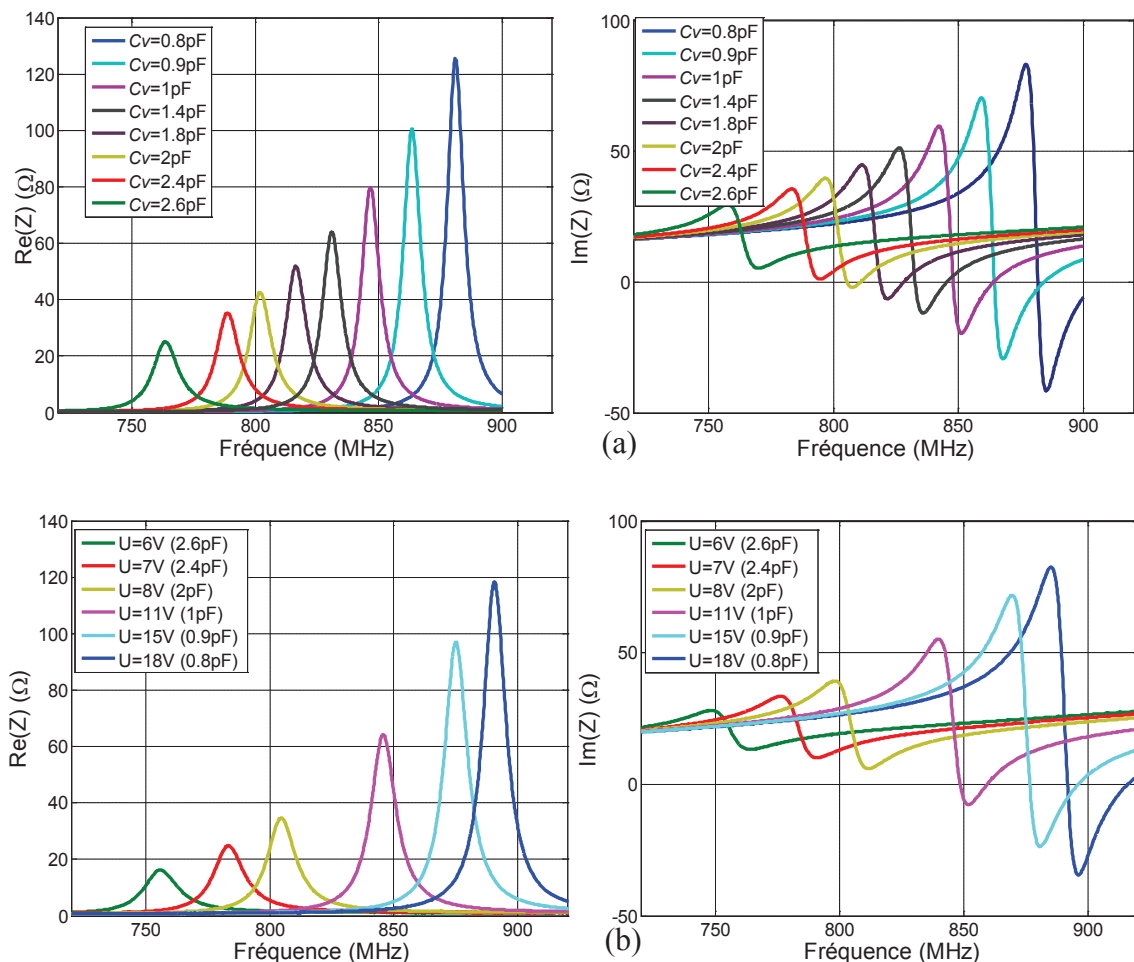


Figure III-29 – Partie réelle et partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de tension en simulation (a) et en mesure (b)

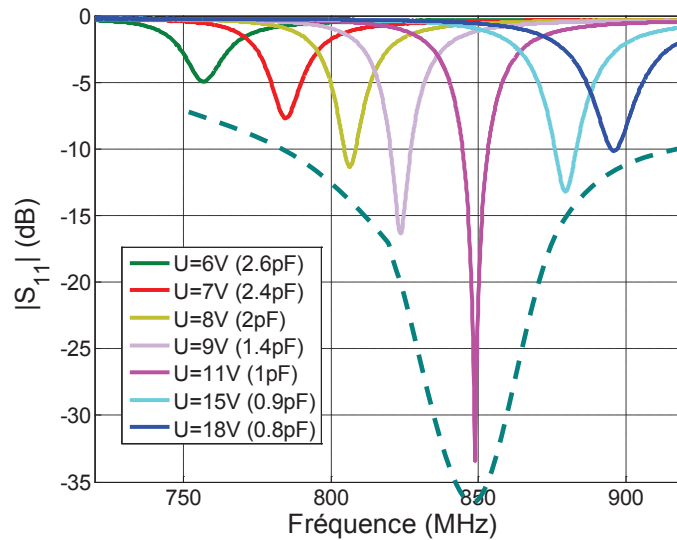


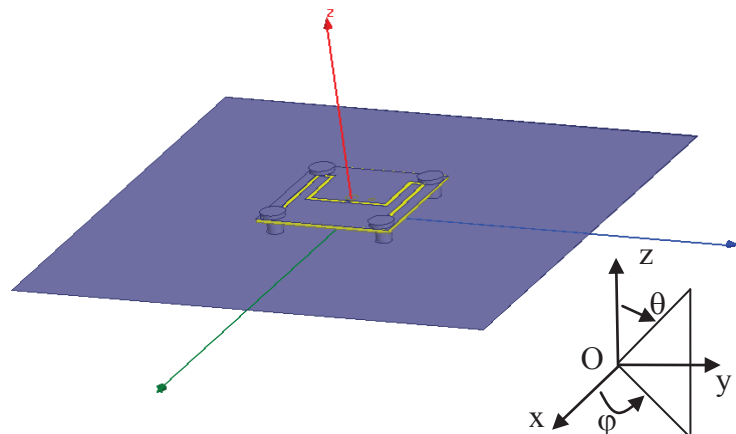
Figure III-30 – Coefficient de réflexion mesuré pour différentes valeurs de tension

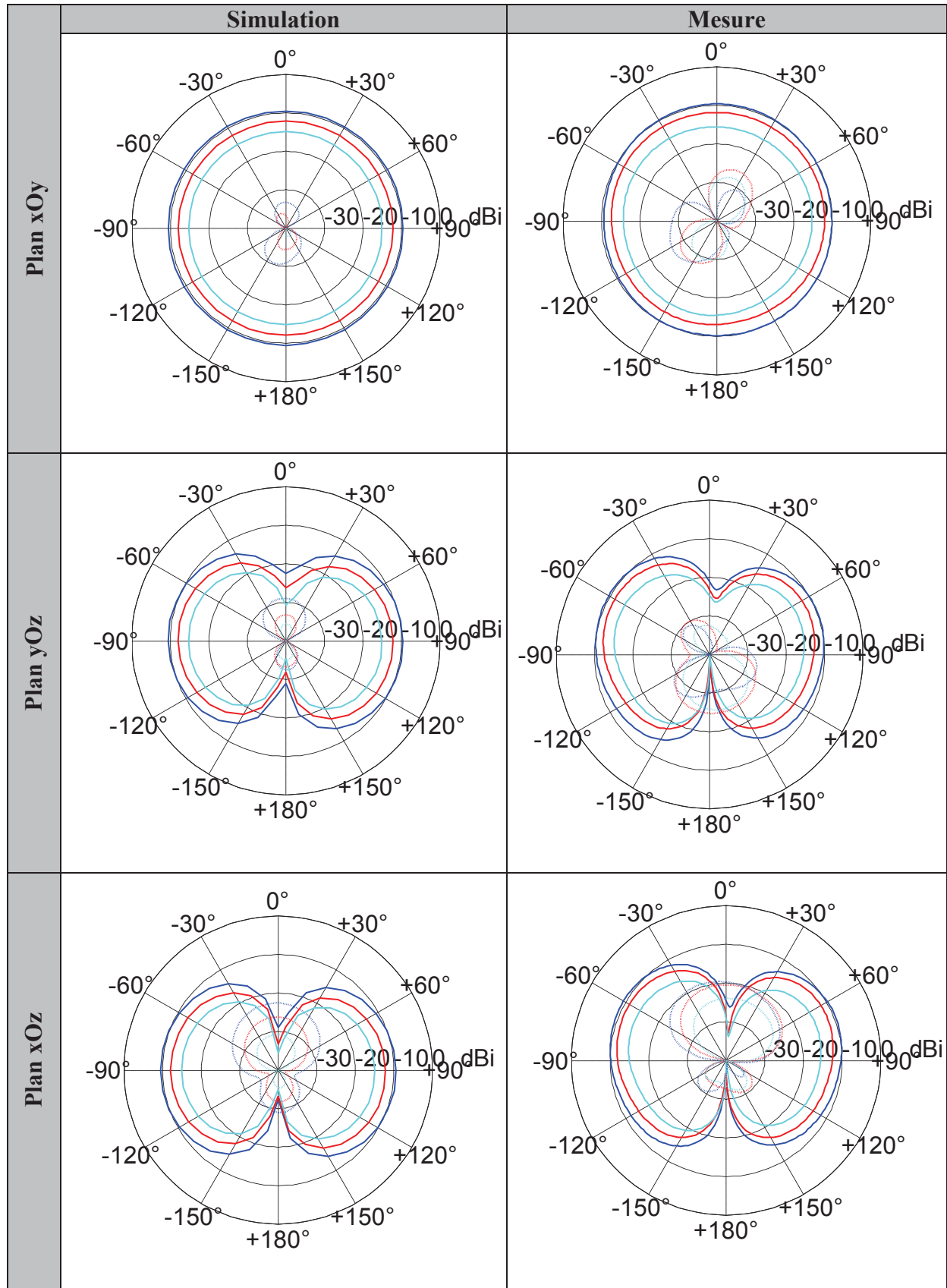
III.2.5.b.ii. Rayonnement

Nous traçons les diagrammes de gain obtenus en mesure dans la chambre anéchoïde du CEA LETI pour différentes valeurs de capacité à savoir : 0,8pF (18V), 1,2pF (11V) et 2pF (8V). Ils sont tracés sur la Figure III-31 à leurs fréquences de résonance respectives : 886MHz, 848MHz et 806MHz. Nous montrons également les résultats de simulation et remarquons que les différences avec la mesure ne sont pas très significatives. Nous notons toutefois des imprécisions en mesure pour les basses fréquences. Cela est dû au fait que plus on descend en fréquence et plus la taille électrique du plan de masse est réduite, par conséquent l'influence du câble de mesure est de plus en plus importante.

On remarque que le gain diminue avec la miniaturisation. Ce résultat est en conformité avec les limites fondamentales des antennes électriquement petites. Nous notons que le gain maximal intrinsèque est de -10dBi pour une capacité de 0,8pF, -12dBi pour 1,2pF et -15dBi pour 2pF. En outre, la forme du diagramme n'est pas affectée par la présence de la diode varicap.

On retrouve une forme de diagramme de type dipolaire et on retrouve également les propriétés omnidirectionnelles de l'antenne avec une polarisation verticale principale. La polarisation croisée reste relativement stable avec la miniaturisation et reste 10dB en dessous de la polarisation principale.





Co polarisation	Polarisation croisée
— $C_v=0,8\text{pF}$ ($f_r=896\text{MHz}$)	⋯ $C_v=0,8\text{pF}$ ($f_r=896\text{MHz}$)
— $C_v=1,2\text{pF}$ ($f_r=848\text{MHz}$)	⋯ $C_v=1,2\text{pF}$ ($f_r=848\text{MHz}$)
— $C_v=2\text{pF}$ ($f_r=806\text{MHz}$)	⋯ $C_v=2\text{pF}$ ($f_r=806\text{MHz}$)

Figure III-31 - Diagrammes de gain mesure pour différentes valeurs de capacité dans les plans : xOy, yOz et xOz

III.2.5.b.iii. Performances de l'antenne

Facteur de Qualité

La miniaturisation de l'antenne n'est pas sans conséquence sur ses performances. Ainsi, nous nous intéressons aux paramètres clefs que sont le facteur de qualité et l'efficacité rayonnée de l'antenne. Nous calculons le facteur de qualité à l'aide de la formule de Yaghjian [II.14] que l'on retrouve dans le chapitre 2 et que l'on rappelle dans l'équation (III-1). Nous comparons les résultats de simulation et de mesure sur la Figure III-32. Comme attendu, le facteur de qualité augmente avec la miniaturisation, en simulation et mesure.

$$Q_z = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z'_0(\omega_0)| \quad (\text{III-1})$$

R_0 étant la partie réelle de l'impédance complexe, Z'_0 est la dérivée de l'impédance complexe et ω_0 la pulsation.

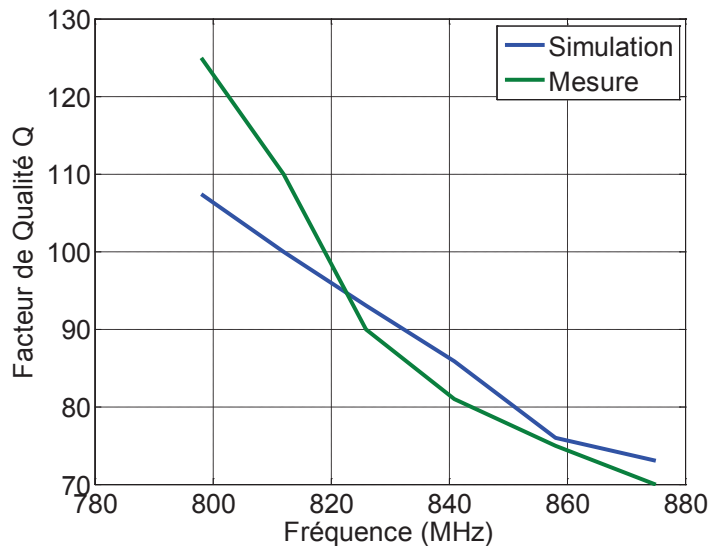


Figure III-32 – Comparaison du facteur de qualité de Yaghjian en simulation et mesure

De la même manière que dans le chapitre 2, nous calculons le facteur de qualité selon deux tailles électriques d'antenne :

- Le premier volume considéré est la sphère sp1, dont le rayon correspond à la demi-diagonale de l'élément rayonnant (i.e. le toit) plus la demi-hauteur de l'antenne. Le rayon r_{max1} de cette sphère s'écrit d'après la Figure II-46 (a):

$$r_{max1} = \sqrt{\left(\frac{h}{2}\right)^2 + \left(L \frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2} \quad (\text{III-2})$$

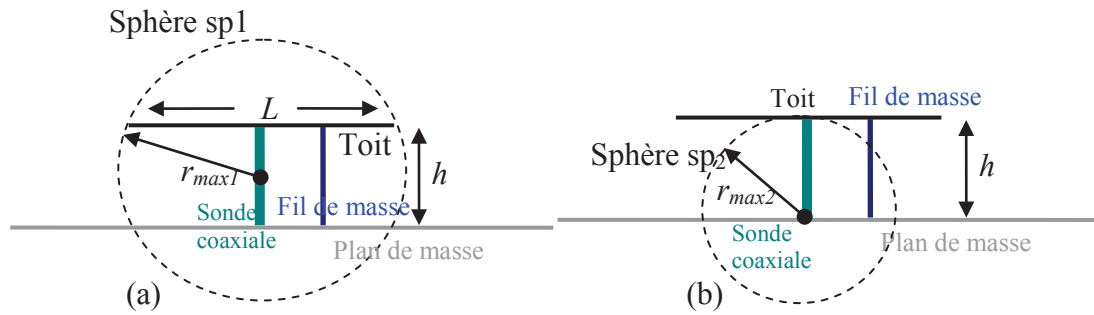


Figure III-33 – Sphère sp_1 ou sphère de Chu englobant le toit de l'antenne (a) et sphère sp_2 (b)

• Nous considérons une deuxième sphère équivalente sp_2 , dont le rayon correspond à la hauteur de l'antenne (hypothèse donnée dans le chapitre 2). Le rayon de la sphère s'écrit d'après la Figure II-46 (b): $r_{max2}=h$. De la même manière que dans le chapitre précédent, nous calculons le facteur de qualité grâce au logiciel HFSS, (cf. **Annexe 3**) d'après la formule suivante :

$$Q = \frac{2\omega \cdot \max(W_e, W_m)}{P_{rad}} \quad (\text{III-3})$$

Avec W_e et W_m respectivement les énergies électriques et magnétiques moyennes stockées et P_{rad} la puissance rayonnée par l'antenne.

Nous présentons les résultats obtenus sur les courbes de la Figure III-34.

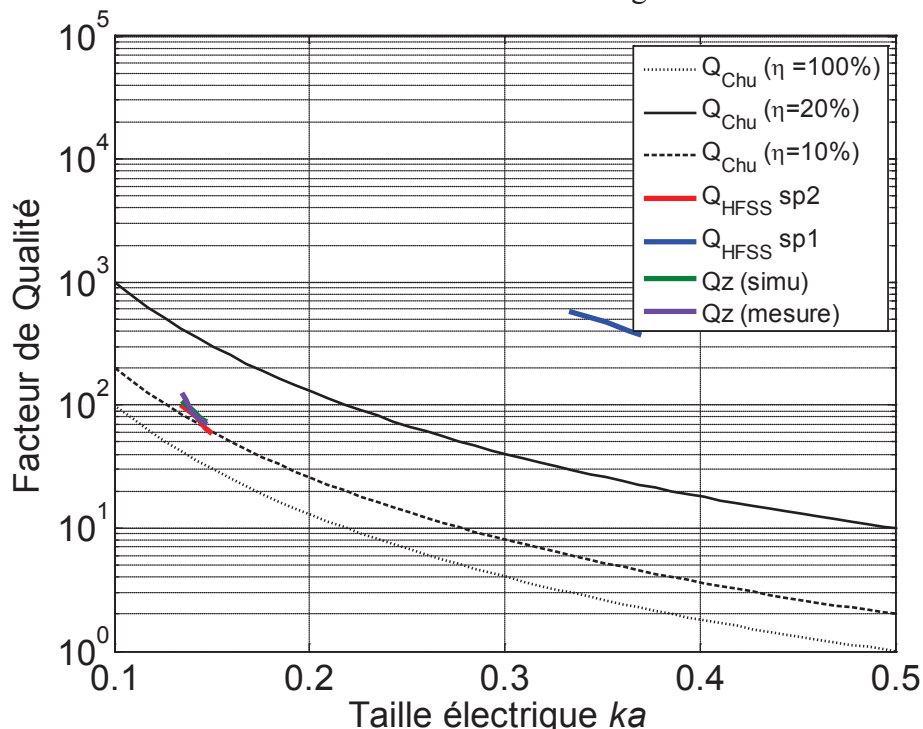


Figure III-34 – Évolution des facteurs de qualité Qz simulé et mesuré et Q_{HFSS} en fonction de la taille électrique de l'antenne ka , et comparaison avec les limites de Chu donnée par Q_{min} pour trois valeurs d'efficacité ($\eta=10\%$; 20% et 100%)

Comme nous pouvons le constater, les résultats concordent très bien entre les deux méthodes pour calculer (Q_{HFSS} et Qz) le facteur de qualité et entre la simulation et la mesure.

Nous remarquons que selon le volume équivalent considéré (i.e. selon la taille électrique de l'antenne), nous nous rapprochons plus ou moins des limites fondamentales. Si l'on considère que l'antenne a une taille électrique équivalente à sa hauteur, nous nous rapprochons des limites fondamentales de Chu pour une efficacité rayonnée de 20%. Le facteur de qualité Q_z est pratiquement identique au facteur de qualité QHFSS calculé à partir de la sphère équivalente $sp2$. La taille électrique de l'antenne peut être par conséquent considérée comme étant liée à la hauteur de l'antenne.

Cette étude sur le facteur de qualité nous suggère que selon la structure de l'antenne et son mode de rayonnement, il est possible de préciser la définition de son volume équivalent et de montrer que l'on peut de rapprocher des limites fondamentales.

Efficacité rayonnée

Nous présentons les résultats de mesure de l'efficacité rayonnée de l'antenne. Nous utilisons la méthode de calcul de Huynh en s'appuyant sur la méthode de cavité. La Figure III-35 montre l'évolution de l'efficacité rayonnée en simulation et mesure en fonction de la tension appliquée à la diode varicap. Comme attendu, l'efficacité rayonnée diminue en baissant la valeur de la tension (en augmentant la valeur de la capacité). Cela est équivalent à dire que l'efficacité diminue avec la miniaturisation.

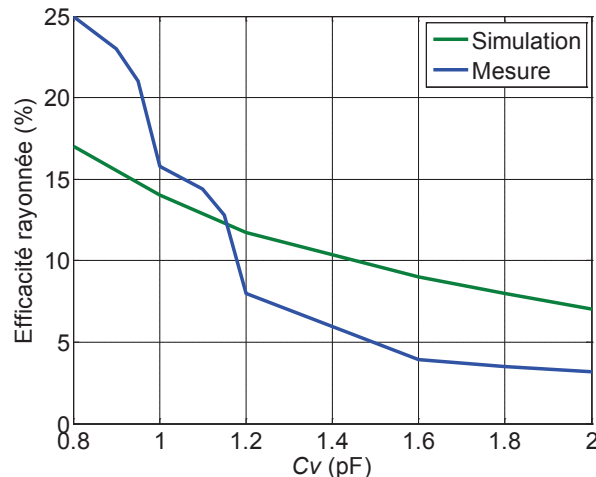


Figure III-35 – Efficacité rayonnée mesurée en fonction de la tension appliquée aux bornes de la diode varicap

III.2.5.b.iv. Taille électrique

Le Tableau III-3 reprend la taille électrique de l'antenne pour différentes valeurs de capacité. A la fréquence de résonance la plus basse, nous obtenons une taille électrique

d'antenne de $\frac{\lambda_0}{13,4} \times \frac{\lambda_0}{13,4} \times \frac{\lambda_0}{93,6}$.

Tableau III-3 - Taille électrique de l'antenne en fonction de la capacité

Capacité (pF)	Fréquence de résonance(MHz)	Taille électrique
0,8 (18V)	890	$\frac{\lambda_0}{12} \times \frac{\lambda_0}{12} \times \frac{\lambda_0}{84,2}$
0,9 (15V)	875	$\frac{\lambda_0}{12,2} \times \frac{\lambda_0}{12,2} \times \frac{\lambda_0}{85,7}$

1 (11V)	846	$\frac{\lambda_0}{12,7} \times \frac{\lambda_0}{12,7} \times \frac{\lambda_0}{88,6}$
2 (8V)	801	$\frac{\lambda_0}{13,4} \times \frac{\lambda_0}{13,4} \times \frac{\lambda_0}{93,6}$

III.2.6 Conclusion

L'ajout d'une diode varicap sur la fente du toit de l'antenne constitue une technique d'agilité fréquentielle efficace. En faisant varier la tension aux bornes de la diode, la bande passante recouvre successivement les fréquences de 800 à 900MHz, soit un total de 100MHz comparé aux 7MHz de la bande passante instantanée. Les résultats de simulation et de mesure concordent bien. Nous obtenons une taille électrique très petite de l'antenne à la fréquence de résonance basse. Cependant, en raison de la forte miniaturisation, l'efficacité rayonnée reste assez faible. Elle passe de 25% à la fréquence la plus haute, à 4% à la plus basse. Le facteur de qualité témoigne de cette miniaturisation en situant l'antenne par rapport aux limites fondamentales connues. Afin d'identifier les différentes pertes sur la structure et l'effet sur l'efficacité rayonnée de l'antenne, une étude mettant en cause les pertes par conductivité des matériaux métalliques, les pertes diélectriques et les pertes dues à la diode varicap et à la capacité de découplage a été réalisée.

Dans la prochaine partie, nous présentons une deuxième méthode de miniaturisation de l'antenne fil-plaque par ajout d'une charge inductive. Nous comparerons les performances obtenues avec la technique précédente.

III.3 Ajout d'une inductance variable

Une autre solution visant à rendre l'antenne fil-plaque agile en fréquence est d'ajouter une inductance variable sur la structure. Ce type d'inductance variable est en cours de développement au sein du CEA LETI. Elle devrait présenter de bonnes caractéristiques en termes d'intégration car la technologie utilisée est très innovante. Nous décrirons ces caractéristiques ainsi que l'étude de concept qui a été menée.

III.3.1 Inductance variable

Les inductances variables conçues au sein du CEA LETI sont basées sur les technologies MEMS [III.4]. La valeur de l'inductance variable peut être changée grâce aux propriétés piézomagnétiques de ces MEMS. L'association d'un matériau piézoélectrique avec un film ferromagnétique très fin permet de réaliser des inductances variables intégrables dans des systèmes miniatures. Le principe de fonctionnement détaillé est décrit dans l'**Annexe 5**.

III.3.2 Structure antennaire

III.3.2.a Position de l'inductance

La structure antennaire choisie correspond à la structure étudiée précédemment, sans la charge capacitive (Figure III-36). Nous nous intéressons à la position de l'inductance sur la

structure antennaire afin que son effet soit le plus significatif possible sur la miniaturisation. D'après la modélisation électrique réalisée précédemment, si l'on modifie l'inductance du fil de masse, la fréquence de résonance va être modifiée. Pour cela, l'inductance variable doit être placée entre le court-circuit et le plan de masse c'est-à-dire en série avec le fil de masse.

Nous abordons la modélisation du comportement de l'antenne avec l'ajout de cette inductance dans le paragraphe suivant.

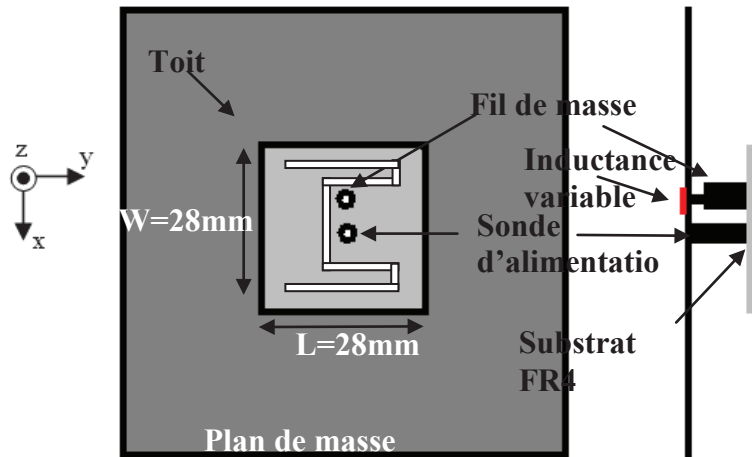


Figure III-36 – Structure antennaire avec introduction de l'inductance

III.3.3 Modélisation

La Figure III-37 présente le schéma électrique équivalent de l'antenne à la fréquence de résonance basse avec l'ajout de l'inductance variable L_v .

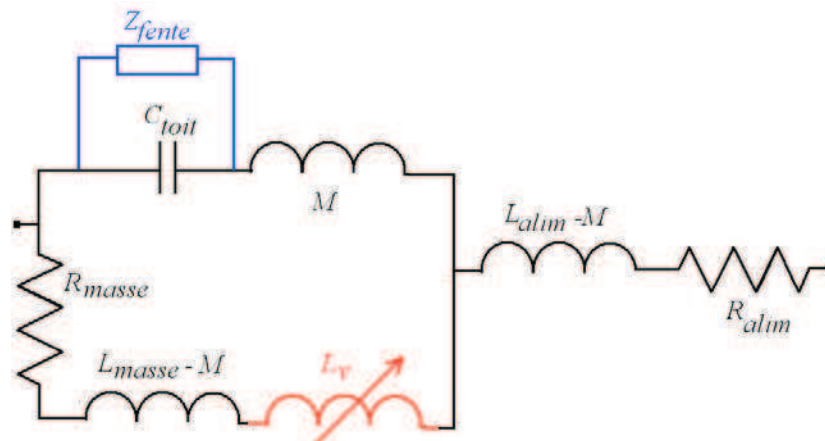


Figure III-37 – Schéma électrique équivalent à la fréquence de résonance basse avec variable ajoutée

Le modèle montre la tendance obtenue avec l'ajout de l'inductance variable. La Figure III-38 présente l'évolution de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de L_v . La fréquence de résonance est modifiée de part la formule suivante :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{III-4})$$

Dans laquelle :

C est la capacité du toit C_{toit} et celle de la fente C_{fente} .

L est l'inductance totale : $L_{masse-M} + L_v$.

Pour des valeurs d'inductance comprises entre 5,4nH et 7,4nH, la fréquence de résonance varie entre 800 et 900MHz. En outre, nous remarquons que l'amplitude de l'impédance augmente avec la miniaturisation ce qui modifie le lieu d'impédance. La Figure III-39 montre l'évolution de la fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la valeur de l'inductance.

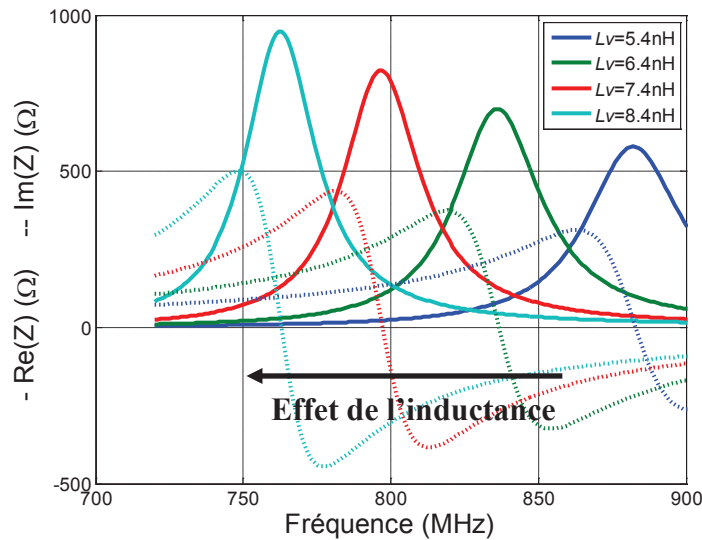


Figure III-38 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de L_v (avec fente) – Modélisation

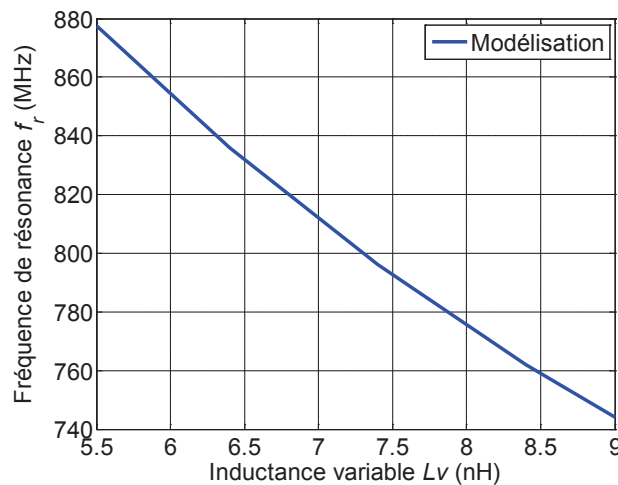


Figure III-39 – Fréquence de résonance de l'antenne en fonction de L_v – Modélisation

III.3.4 Caractéristiques en simulation

III.3.4.a Impédance d'entrée

Nous considérons initialement une charge inductive idéale, c'est-à-dire une pure inductance ne présentant aucune perte. Dans cette partie, nous vérifions tout d'abord la tendance observée avec le modèle grâce au simulateur électromagnétique 3D [III.3]. Comme nous pouvons le constater sur la Figure III-40, l'impédance d'entrée de l'antenne est modifiée selon la valeur de l'inductance. Nous retrouvons la même tendance qu'en modélisation c'est-à-dire que la fréquence de résonance diminue lorsque l'on augmente la valeur de l'inductance.

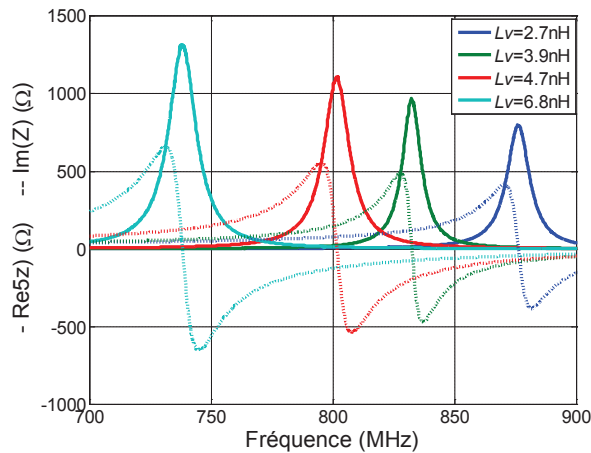


Figure III-40 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la valeur de l'inductance L_v

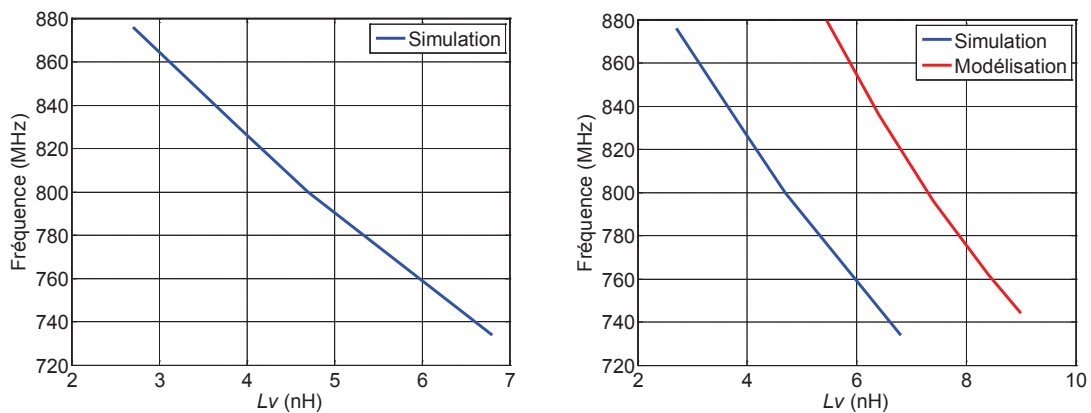


Figure III-41 - Évolution de la fréquence de résonance en fonction de L_v

III.3.4.b Efficacité rayonnée

Les résultats de l'efficacité rayonnée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_v sont présentés sur la Figure III-42. Les résultats paraissent surprenants car l'efficacité rayonnée augmente sensiblement avec la miniaturisation. Ce comportement singulier a été obtenu avec deux simulateurs électromagnétiques différents. Il n'existe pas réellement d'interprétation physique au moment présent. Le comportement de l'antenne est délicat à interpréter avec l'ajout de cette inductance parfaite.

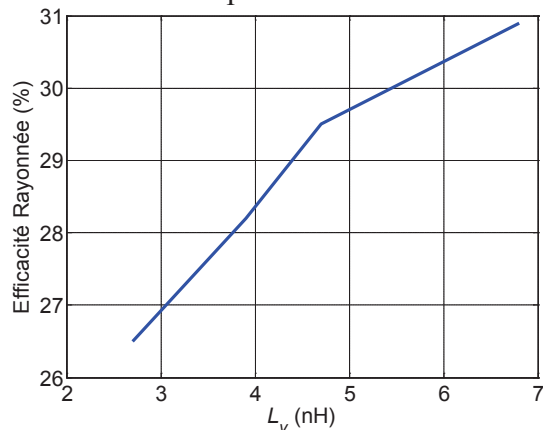


Figure III-42 – Efficacité rayonnée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_v

III.3.4.c Facteur de qualité

Le facteur de qualité augmente avec la miniaturisation, ce qui signifie que la bande passante diminue. La Figure III-43 présente le facteur de qualité en fonction de la fréquence et de l'inductance variable.

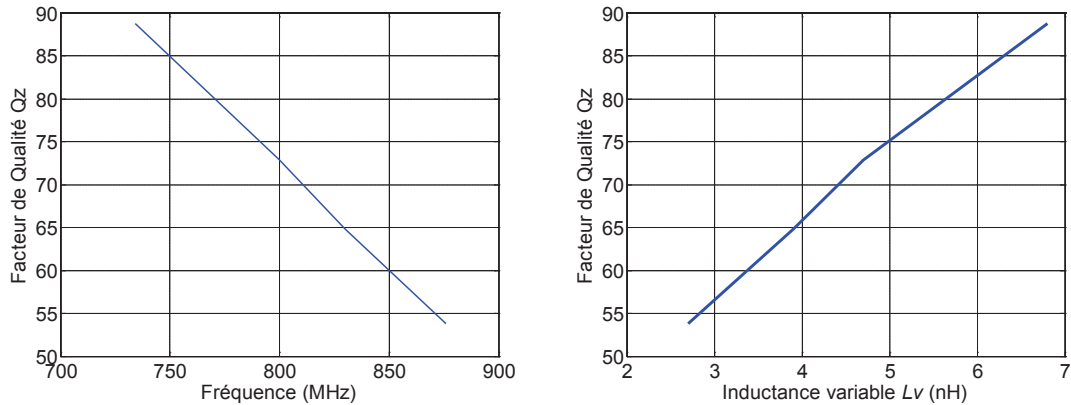


Figure III-43 – Facteur de Qualité en fonction de la fréquence et de l'inductance variable

III.3.4.d Diagramme de rayonnement

On trace le diagramme de rayonnement de l'antenne sur la Figure III-44 selon deux plans de coupe, à 876MHz. La diagramme de rayonnement de l'antenne ne subit pas de changement au niveau de la forme. On retrouve un rayonnement de type dipolaire. Nous n'avons pas présenté le diagramme de rayonnement pour d'autres valeurs de fréquences, car le niveau de gain et la forme du diagramme sont quasiment identiques.

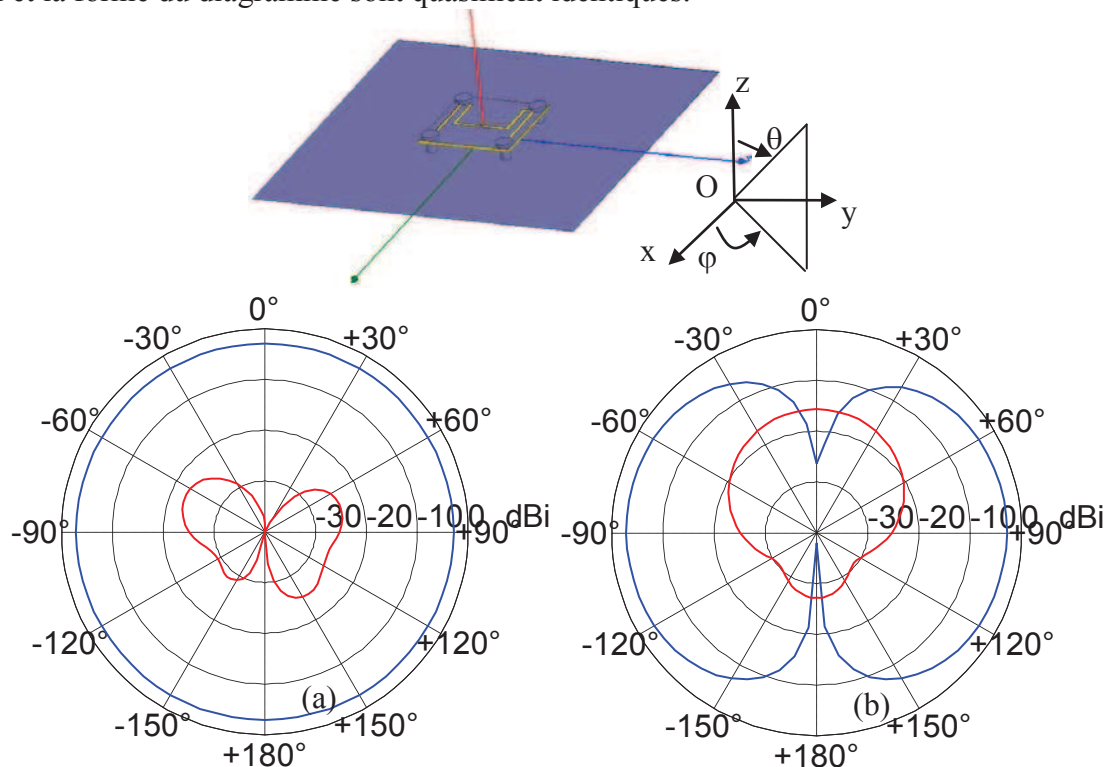


Figure III-44 – Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan (xOy) (a) et (xOz) (b) à la fréquence $f_r=876\text{MHz}$ (en bleu : polarisation principale, en rouge : polarisation croisée)

III.3.5 Validation expérimentale

Une validation expérimentale des résultats est réalisée dans cette partie. Les caractéristiques en impédance, rayonnement et efficacité sont présentées. Les performances de l'antenne miniaturisée sont ensuite comparées à celles de l'antenne avec la diode varicap.

III.3.5.a Inductance non idéale

Tout comme la diode varicap, l'inductance n'est pas idéale. Elle présente des pertes notamment à cause de la résistance série parasite R_s . Le circuit équivalent de l'inductance est présenté sur la Figure III-45.

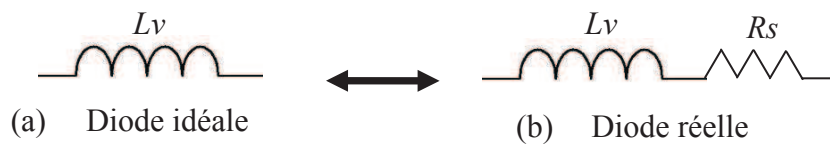


Figure III-45 – Schémas équivalents de la diode

Étant donné que les inductances variables fabriquées au CEA-LETI n'étaient pas encore disponibles, des inductances passives de type Murata ont été utilisées. Les caractéristiques données par le fabricant sont présentées dans le Tableau III-4.

Tableau III-4 – Caractéristiques des inductances Murata utilisées

L_v (nH)	f_r (MHz)	R_s (Ω)
2,7	890	0,2
3,9	850	0,3
4,7	800	0,45
6,8	730	0,7

L'efficacité rayonnée en fonction de la résistance série est présentée sur la Figure III-46. L'efficacité rayonnée diminue lorsque la valeur de la résistance série augmente. Les pertes ohmiques sont plus importantes lorsque la résistance série augmente.

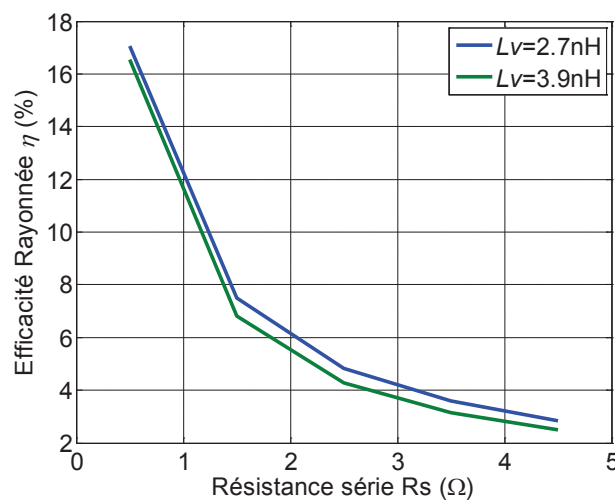


Figure III-46 – Efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la résistance série des inductances

III.3.5.b Impédance d'entrée

La Figure III-47 montre l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en simulation et mesure pour différentes valeurs d'inductance. Nous ne nous intéressons pas ici à l'adaptation de l'antenne à 50 Ohms, mais uniquement à la miniaturisation par l'ajout de l'inductance. Nous remarquons une bonne concordance entre la simulation et la mesure. En outre, il apparaît qu'en augmentant la valeur de l'inductance, la fréquence de résonance diminue (Figure III-48).

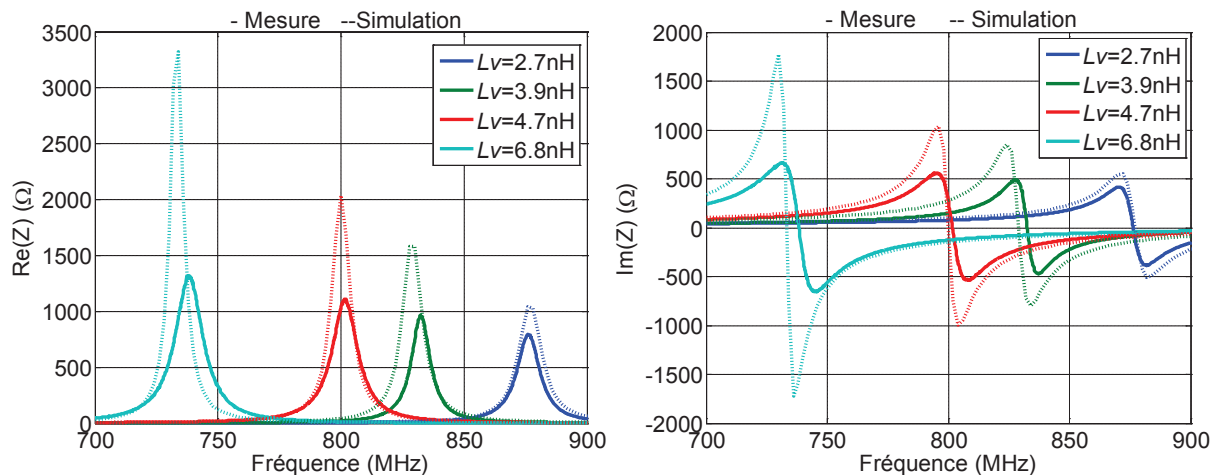


Figure III-47 – Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne en simulation et mesure pour différentes valeurs de L_v

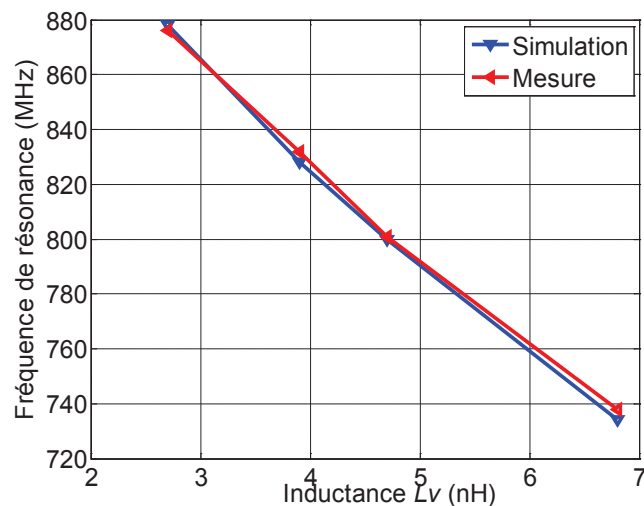


Figure III-48 – Fréquence de résonance en fonction de l'inductance en simulation et mesure

III.3.5.c Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de gain en simulation et mesure pour trois valeurs d'inductance sont présentés dans ce paragraphe. Le repère associé à l'antenne est illustré sur la Figure II-42. Les diagrammes de gain sont relevés aux fréquences de résonance de 4 cas à savoir :

- $f_r=880$ MHz pour $L_v=2,7$ nH
- $f_r=830$ MHz pour $L_v=3,9$ nH
- $f_r=800$ MHz pour $L_v=4,7$ nH
- $f_r=730$ MHz pour $L_v=6,8$ nH

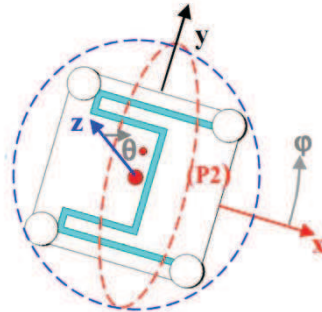
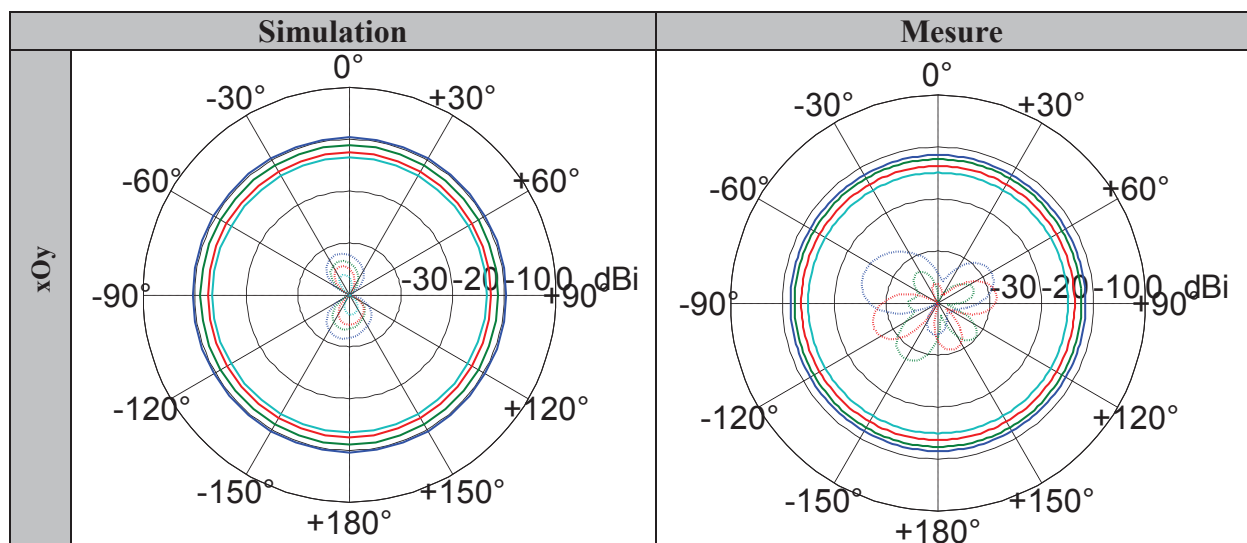
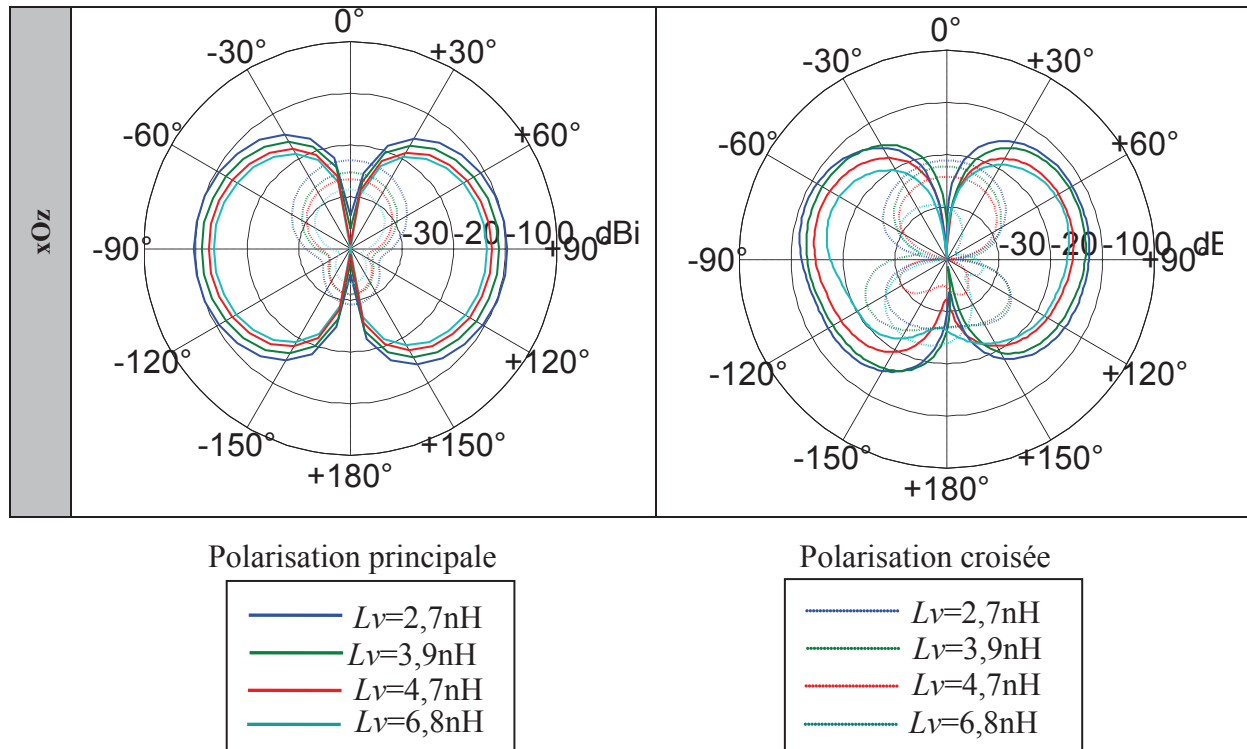


Figure III-49 – Repère cartésien et sphérique associé à l'antenne

Le gain diminue lorsque la valeur de l'inductance augmente, ce qui veut dire que le gain diminue à mesure que l'antenne est miniaturisée. Cependant, le gain maximum intrinsèque est un peu plus faible en mesure qu'en simulation. Il y a davantage de pertes en mesure. En effet, nous avons environ -10dBi en simulation et -11dBi en mesure pour $L_v=2,7$ nH, -12dBi pour $L_v=3,9$ nH (mesure) et -15dBi pour $L_v=6,8$ nH en mesure contre -14dBi en simulation. Pour les deux cas, le gain diminue avec la miniaturisation ce qui est conforme aux lois fondamentales des antennes miniatures qui voient leur efficacité chuter au fur et à mesure que leur taille électrique diminue. Il existe quelques différences entre la simulation et la mesure qui peuvent être expliquées par les problèmes de mesure qu'impliquent la miniaturisation des antennes. En effet, le plan de masse paraît électriquement plus petit aux basses fréquences, et le câble d'alimentation peut alors perturber les mesures.

En outre, la forme des diagrammes n'est pas affectée, on retrouve un rayonnement dipolaire classique de l'antenne fil-plaque. Les propriétés omnidirectionnelles avec une polarisation principale verticale sont aussi correctement préservées avec la présence de l'inductance sur l'antenne. En outre, le niveau de polarisation est stable avec la miniaturisation.





III.3.5.d Étude des pertes

Nous évaluons les différentes pertes de l'antenne à savoir les pertes par conductivité et les pertes diélectriques tout comme nous l'avons fait pour la capacité variable. Nous rappelons les quatre cas d'étude :

- 1) Métallisation cuivre, inductance parfaite, substrat parfait (mise en avant des pertes par conductivité finie du cuivre)
- 2) Métallisation PEC (conducteur parfait), inductance parfaite, substrat à pertes (mise en avant des pertes diélectriques du substrat)
- 3) Métallisation cuivre, inductance parfaite, substrats à pertes
- 4) Inductance non parfaite avec une résistance série $R_s=0,5, 1, 1,5, 2$ et 3Ω . (métallisation cuivre, substrat à pertes) (mise en avant des pertes dues à la résistance série)

L'efficacité rayonnée en fonction de l'inductance est donnée sur la Figure III-50 pour les différents cas précédents. Nous remarquons que les pertes diélectriques sont plus importantes que les pertes par conductivité. En effet, l'efficacité rayonnée pour une inductance de $2,5\text{nH}$, est de 56% pour le cas (1), elle chute à 37% pour le cas (2).

Les pertes dues à une inductance non parfaite sont assez importantes pour de fortes valeurs de résistance série. Ainsi, pour limiter les pertes en introduisant une charge inductive sur l'antenne et pour que l'efficacité rayonnée reste correcte, il est important de choisir une inductance variable dont le coefficient de qualité est très grand. Cette conclusion est identique à celle faite dans le cas de la structure avec une diode varicap.

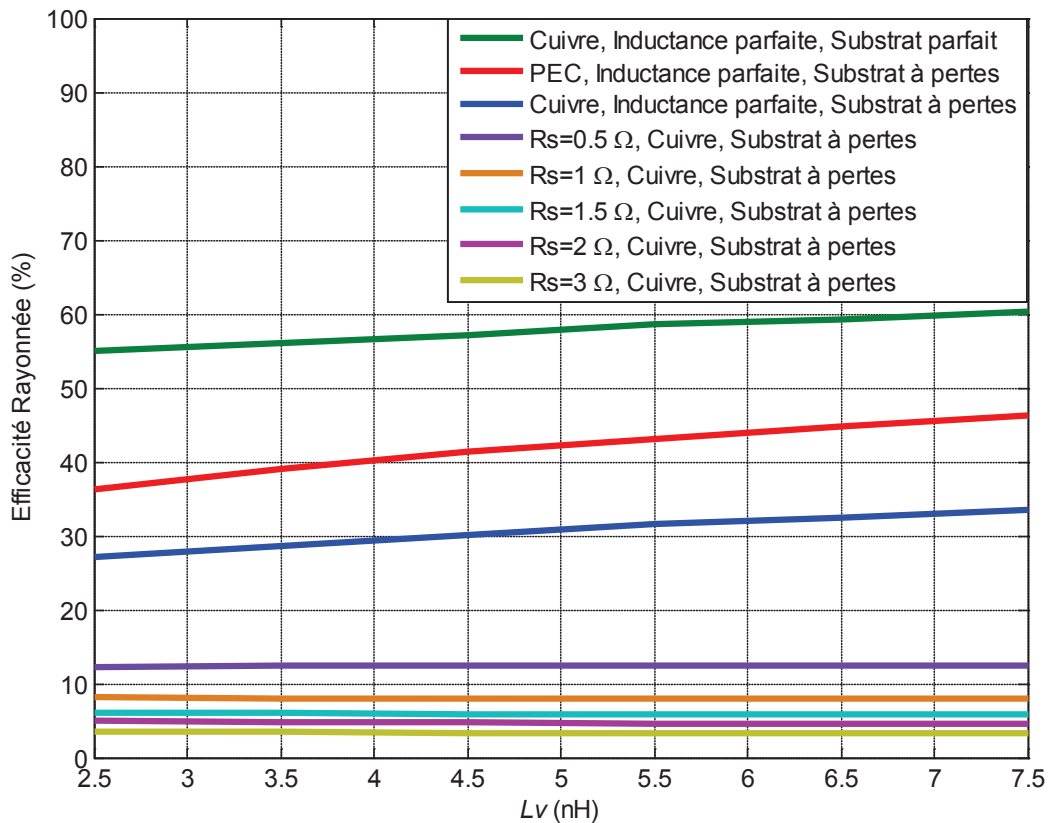


Figure III-50 – Étude des pertes de l'antenne avec inductance variable

III.3.5.e Performances

Nous détaillons ici les conséquences de la miniaturisation sur les performances de l'antenne en fonction de la valeur de l'inductance en simulation et mesure. Nous nous intéresserons aux paramètres clés que sont le facteur de qualité et l'efficacité de rayonnement de l'antenne.

III.3.5.e.i. Facteur de Qualité

De la même manière que pour l'antenne avec la diode varicap, le facteur de qualité est calculé à l'intérieur des deux volumes équivalents : sp_1 et sp_2 . Si le facteur de qualité augmente avec la miniaturisation, il est cependant plus faible que celui calculé à partir de la structure avec la diode varicap, ce qui signifie que la bande passante pourrait être plus importante grâce à cette technique de miniaturisation.

III.3.5.e.ii. Efficacité Rayonnée

L'efficacité rayonnée de l'antenne est mesurée et calculée grâce à la méthode de Huynh [A5.2]. La Figure III-52 présente l'efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de l'inductance. Nous remarquons que l'efficacité rayonnée est plus faible en mesure, ce qui peut s'expliquer par l'existence de pertes plus importantes en réalité. Elle reste inférieure à 7 % en mesure, contre environ 12% en simulation.

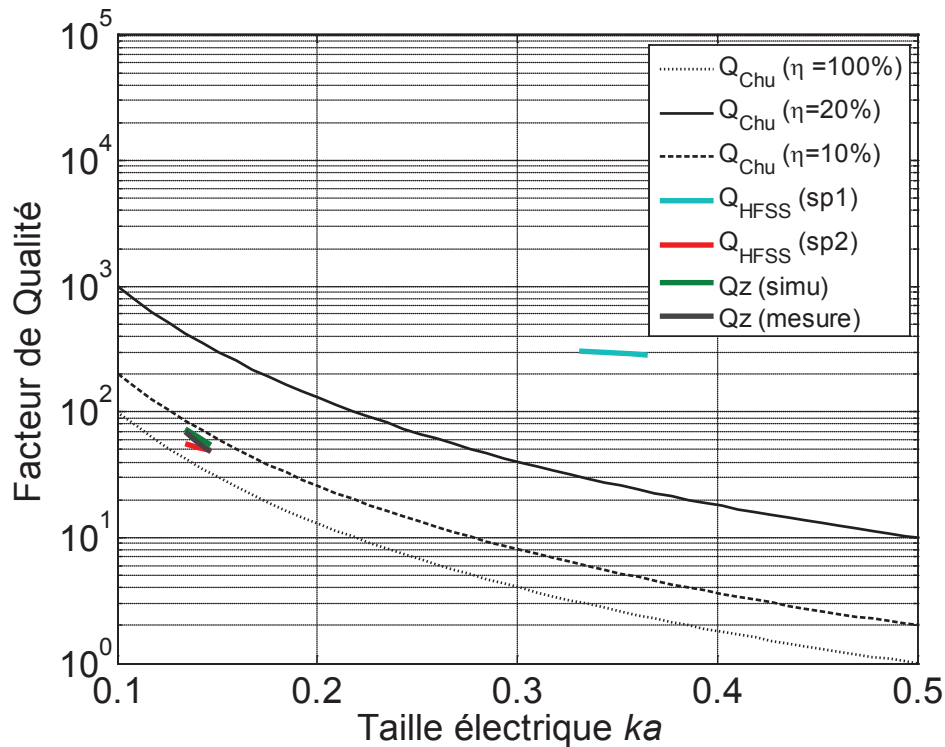


Figure III-51 – Évolution des facteurs de qualité Q_z simulé et mesuré et Q_{HFSS} en fonction de la taille électrique de l'antenne ka , et comparaison avec les limites de Chu donnée par Q_{min} pour trois valeurs d'efficacité ($\eta=10\%$; 20% et 100%)

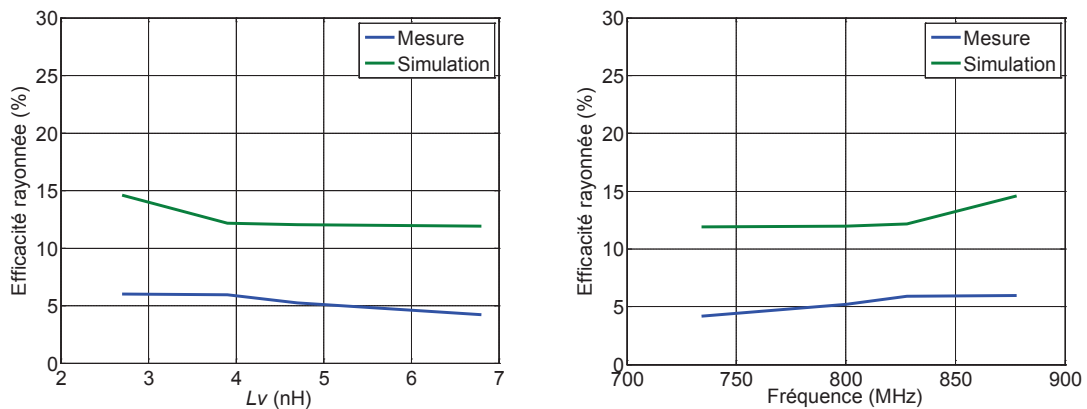


Figure III-52 – Efficacité rayonnée en fonction de l'inductance variable et de la fréquence

III.3.6 Comparaison des performances avec la capacité variable

Une comparaison des performances des deux antennes (avec diode varicap et inductance variable) est réalisée dans ce paragraphe. Le gain intrinsèque mesuré est en moyenne équivalent entre les deux antennes. Par contre, l'efficacité rayonnée est beaucoup plus faible pour l'antenne avec inductance variable (au dessus de 20% pour l'antenne avec diode varicap contre 7% pour l'inductance variable, à la fréquence haute).

Le Tableau III-5 présente un récapitulatif des performances pour les deux structures, en simulation et mesure.

Tableau III-5 - Comparaison des performances en simulation (a) et mesure (b)

(a) Antenne	Fréquence (MHz)	Gain intrinsèque maximal (dBi)	Efficacité rayonnée (%)	Facteur de Qualité Q_z
Avec varicap	896	-10	17	70
Avec Inductance	880	-10	15	54
Avec varicap	806	-15	7	125
Avec Inductance	800	-13	12	89

(b) Antenne	Fréquence (MHz)	Gain intrinsèque maximal (dBi)	Efficacité rayonnée (%)	Facteur de Qualité Q_z
Avec varicap	896	-10	26	68
Avec Inductance	880	-11	7	48
Avec varicap	806	-15	4	108
Avec Inductance	800	-14	4.2	70

La Figure III-53 et le Tableau III-6 montrent l'efficacité rayonnée des deux structures antennaires pour différents cas d'études vus dans le paragraphe III.2.5.d. Les valeurs du tableau sont données à 880MHz. L'antenne avec inductance variable présente moins de pertes que l'antenne avec diode varicap dans le cas où l'inductance est parfaite. Cependant, on remarque que la résistance série de l'inductance a davantage d'impact sur l'efficacité rayonnée que celle de la diode varicap. En effet, avec une résistance série de 1,5Ω, l'efficacité rayonnée à 880MHz est de 12% pour la diode varicap contre 7 % pour l'inductance. Cependant, la miniaturisation de l'antenne et son effet sur l'efficacité rayonnée est moins marquée dans le cas de l'inductance variable. On remarque que l'efficacité reste à peu près constante sur la plage de valeurs d'inductance mais elle diminue avec la miniaturisation pour la diode varicap.

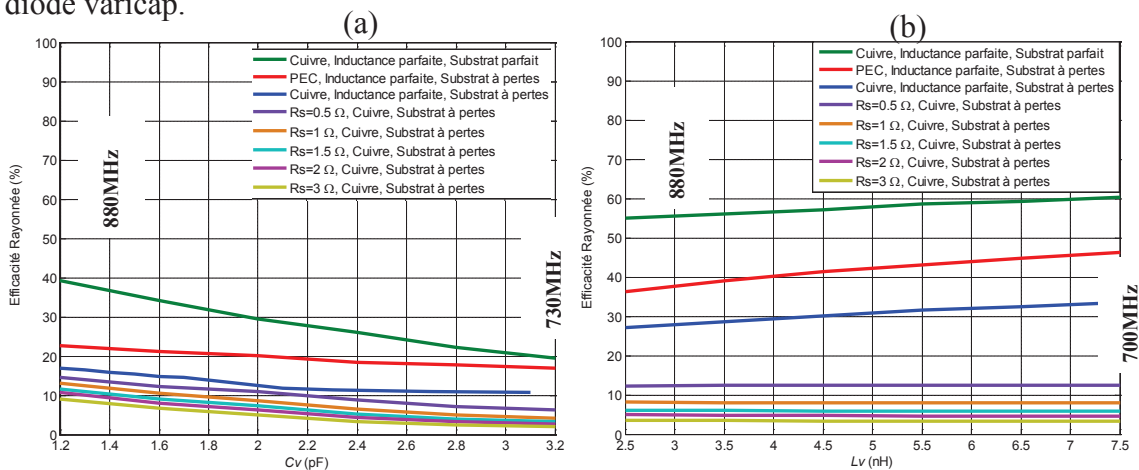


Figure III-53 – Comparaison des pertes pour les deux structures : diode varicap (a) et inductance variable (b)

Tableau III-6 - Efficacité Rayonnée de l'antenne pour différents cas étudiés et comparaison entre les deux structures @ 880MHz

Composant discret parfait	Cas	Capacité	Inductance
	Cuivre + Substrat Parfait	40	57
PEC + substrat à pertes	23	37	

	Cuivre + substrat à pertes	18	28
Composant discret à pertes (résistance R_s)	$R_s=0,5 \Omega$	16	12
	$R_s=1,5 \Omega$	12	7
	$R_s=3 \Omega$	9,5	4

III.3.7 Conclusion

Nous avons étudié dans cette partie l'effet de l'introduction d'une inductance variable sur l'antenne fil-plaque. Ce nouveau type d'inductance variable basée sur la technologie MEMS est en cours de fabrication au sein du CEA LETI. Son principe est fondé sur un mécanisme piézomagnétique : en imposant une tension sur les paires d'électrodes de part et d'autre d'une poutre piézoélectrique, celle-ci se déforme, transmettant cette déformation au film ferromagnétique placé par-dessus. La déformation du matériau magnétique implique un changement de sa perméabilité, d'après le principe de magnétostriction inverse. La valeur de l'inductance peut alors être modifiée.

Un circuit électrique équivalent nous a permis de comprendre théoriquement l'effet de l'inductance variable : la fréquence de résonance varie en fonction de la valeur de l'inductance choisie. Les résultats de simulation vont dans le même sens. Afin de valider expérimentalement le principe, nous réalisons un prototype avec des inductances discrètes de type Murata. En faisant varier l'inductance de 2,7nH à 6,8nH, la fréquence de résonance varie de 880MHz à 730MHz. Une étude des pertes a été réalisée, et nous avons montré que l'inductance devait avoir une résistance parasite la plus faible possible afin de limiter les pertes ohmiques. L'efficacité rayonnée est d'environ 7% à 880MHz, ce qui est plus faible que l'efficacité rayonnée de l'antenne fil-plaque avec une diode varicap. Nous avons comparé les performances des deux structures, nous avons vu que pour des éléments parfaits, l'inductance est davantage prometteuse pour la structure que la varicap. Cependant, dès lors que l'on considère des composants à pertes, la solution avec une diode varicap est plus favorable car l'efficacité rayonnée est plus importante. Le facteur de qualité est par contre plus élevé, ce qui signifie que la bande passante est plus faible. Cependant, on ne peut conclure définitivement sur l'étude de l'antenne fil-plaque avec charge inductive, car l'inductance variable n'a pas encore été testée.

La prochaine partie traite de la combinaison des deux composants capacitif et inductif sur l'antenne fil-plaque. Nous verrons que cette association permet de recouvrir une bande passante très intéressante.

III.4 Combinaison diode varicap et inductance variable

Dans la littérature, les antennes reconfigurables en fréquence ont souvent des excursions en fréquence limitées selon la structure antennaire et les composants utilisés. Ce paragraphe présente l'antenne fil-plaque avec deux éléments actifs. Une association intéressante d'une diode varicap et d'une inductance variable permet d'obtenir une antenne agile sur une grande bande de fréquence. Nous détaillons la structure antennaire ainsi que les résultats de simulation et mesure dans la suite.

III.4.1 Structure antennaire

La structure antennaire étudiée est présentée sur la Figure III-54. Elle présente des caractéristiques quasiment identiques aux structures précédentes. Le Tableau III-7 résume les caractéristiques de l'antenne.

Tableau III-7 – Paramètres de l'antenne combinant diode varicap et inductance

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur du toit	L	28
Largeur du toit	W	28
Hauteur du toit	h	4
Rayon du fil de masse	r_m	1,1
Rayon sonde d'excitation	r_a	1,2
Distance entre les fils	d	7
Permittivité du substrat	ϵ_r	1
Épaisseur du substrat	h_{sub}	0,8
Longueur de fente	L_f	43

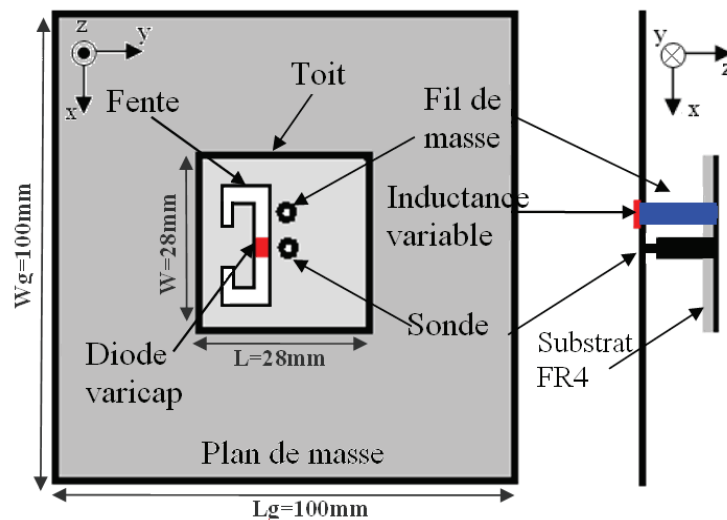


Figure III-54 – Structure antennaire étudiée

La diode varicap est placée sur la fente du toit et l'inductance est placée en série avec le fil de masse.

III.4.2 Principe de fonctionnement

Afin de comprendre le principe de fonctionnement de l'antenne, nous nous intéressons aux effets des deux éléments sur la structure. Le circuit équivalent à la fréquence de résonance basse de l'antenne est présenté sur la Figure III-55. Sur ce circuit, nous avons introduit la diode varicap et l'inductance dont les valeurs sont données respectivement par C_v et L_v (en rouge). Nous allons présenter l'effet de chaque composant sur le comportement de l'antenne et comprendre comment il est possible d'obtenir une large bande de fréquence grâce à cette technique.

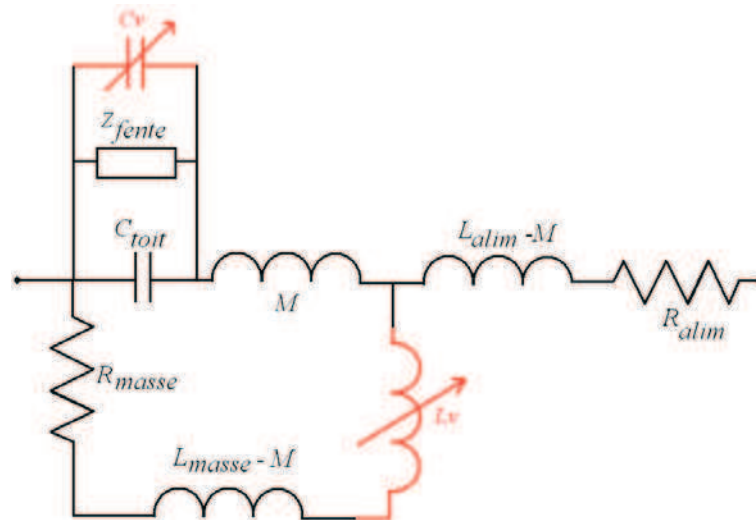


Figure III-55 – Circuit équivalent de l'antenne à la fréquence de résonance basse

III.4.2.a Effet de la diode varicap

L'augmentation de la valeur de la capacité réduit la fréquence de résonance d'après la formule (III-5), et modifie également le lieu d'impédance de l'antenne. En effet, l'amplitude de l'impédance est réduite lorsque l'on augmente la valeur de la capacité.

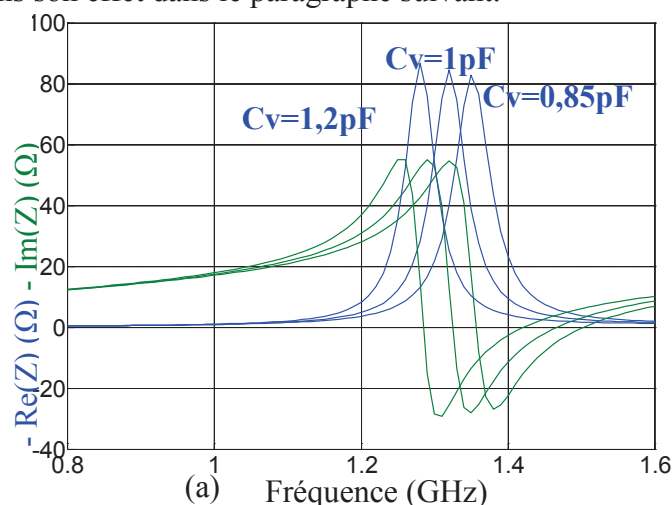
La Figure III-56 montre l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en modélisation et simulation. La modélisation ne permet pas de visualiser la baisse de l'amplitude mais uniquement le décalage fréquentiel subit. Cependant, les résultats de simulation nous permettent de visualiser cette chute d'impédance.

La fréquence de résonance est liée à la valeur de C_v par la formule suivante :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{III-5})$$

Avec : - C la capacité totale: $C_{toit} + C_{fente} + C_v$
 - L l'inductance totale: $L_{masse-M} + L_v$

Le lieu d'impédance étant modifié, l'antenne va être adaptée jusqu'à une certaine valeur de capacité. Afin de compenser cette chute d'impédance, on introduit une inductance sur la structure. Nous étudions son effet dans le paragraphe suivant.



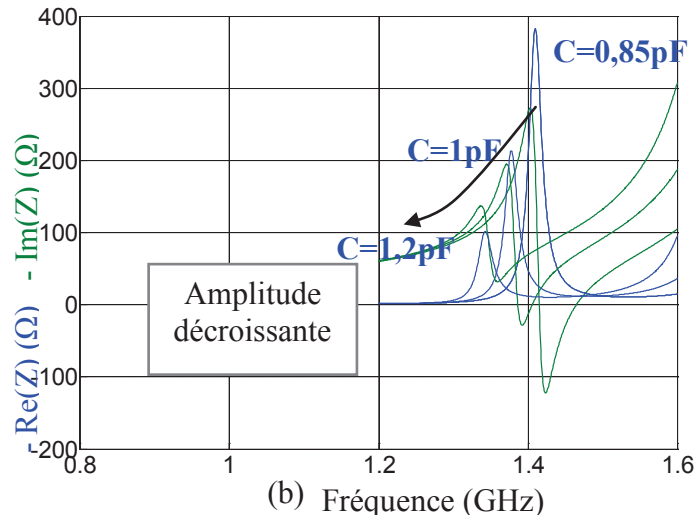
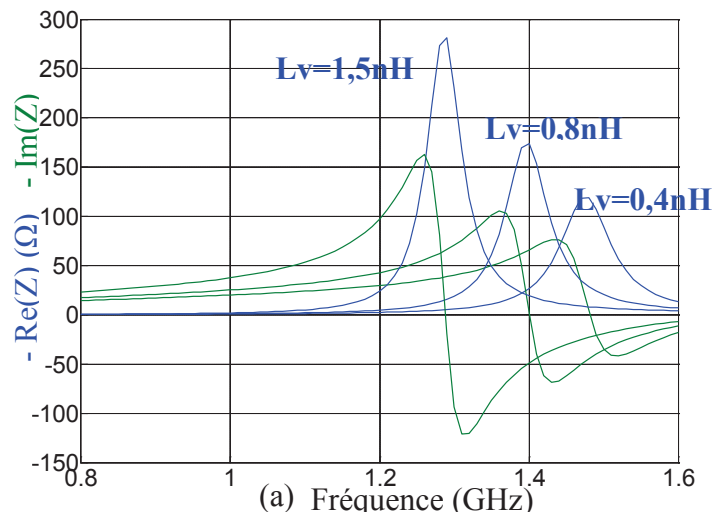


Figure III-56 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne sous l'effet de la diode varicap en modélisation (a) et simulation (b)

III.4.2.b Effet de l'inductance

L'inductance a pour effet de réduire la fréquence de résonance de l'antenne (formule (III-5)) mais également d'augmenter l'amplitude de l'impédance d'entrée. La Figure III-57 montre l'évolution de cette impédance en fonction de l'inductance en modélisation et simulation.

L'amplitude est croissante en modélisation et simulation, il est donc possible de compenser l'impédance réduite par la diode varicap. Lorsque l'antenne se désadapte à une certaine valeur de capacité, elle peut être réadaptée à nouveau en ajoutant la bonne valeur d'inductance. Il est alors possible de modifier le lieu d'impédance de l'antenne en contrôlant son amplitude à l'aide de ces deux éléments variables. Grâce à cette technique, une bande passante importante peut être obtenue par agilité.



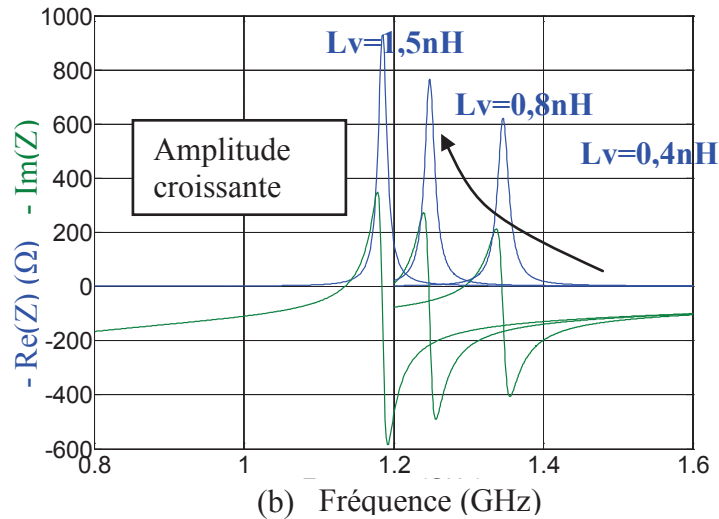


Figure III-57 – Évolution de l'impédance d'entrée sous l'effet de l'inductance en modélisation(a) et simulation (b)

III.4.3 Validation expérimentale

III.4.3.a Prototype réalisé

Le schéma de notre antenne avec les éléments actifs et leur polarisation est présenté sur la Figure III-58. La diode varicap BB857 étant la même que celle présentée dans la partie I, nous utilisons également la même technique de polarisation. La polarisation de l'inductance est présentée uniquement dans le cas où l'inductance utilisée est polarisée en tension. Étant donné que l'inductance variable du CEA n'a pas pu être testée, nous utilisons des valeurs discrètes, comme dans la partie II. Ce sont des inductances discrètes Murata qui sont soudées successivement sur les prototypes. Le prototype réalisé et testé est présenté sur la Figure III-59.

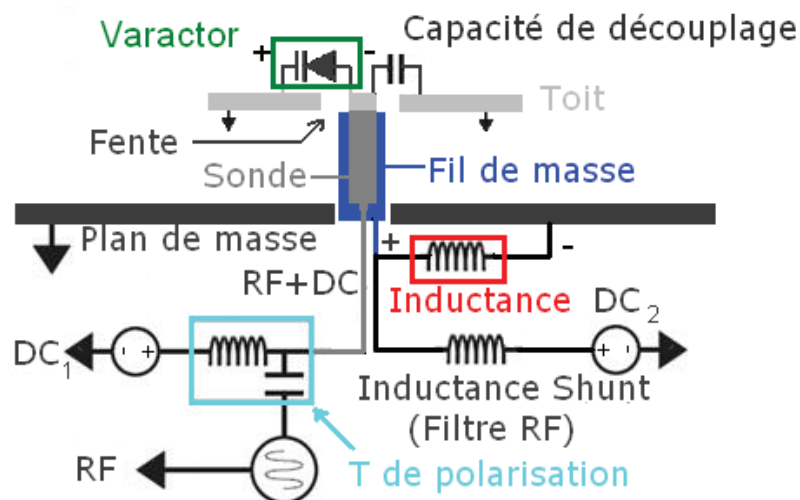


Figure III-58 – Antenne avec éléments actifs et polarisation

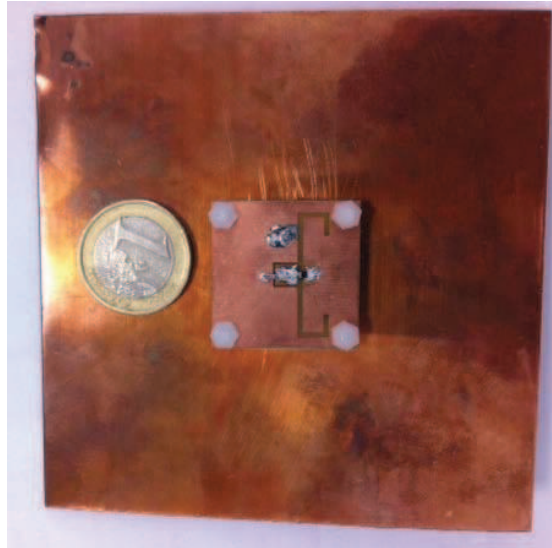
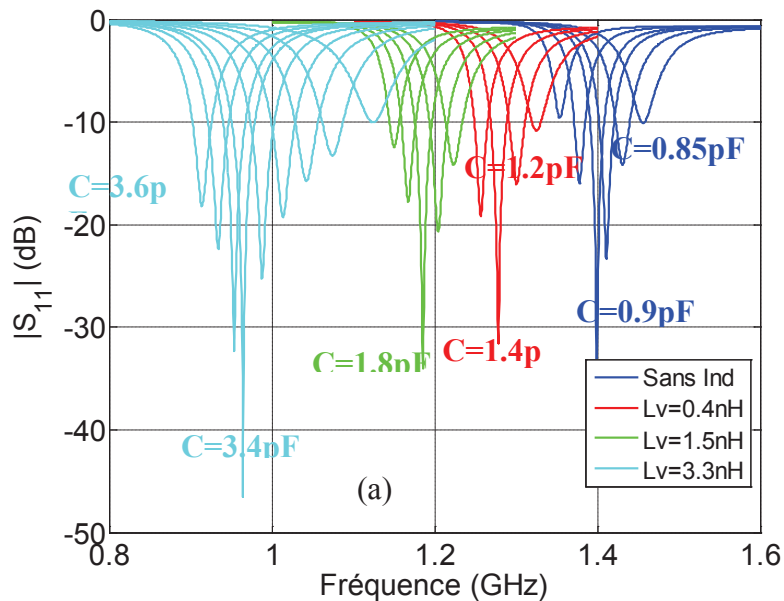


Figure III-59 – Photographie du prototype de l'antenne

III.4.3.b Excursion en fréquence

Nous présentons les résultats du coefficient de réflexion de l'antenne en simulation et en mesure. Pour chaque valeur d'inductance discrète, la valeur de la capacité est modifiée en changeant la tension de polarisation à ses bornes. La Figure III-60 présente le coefficient de réflexion de l'antenne en simulation et mesure. Des différences apparaissent entre la simulation et la mesure qui sont dues aux imprécisions de la simulation par rapport aux paramètres réels tels que la soudure des composants, le packaging...

Dès lors que l'antenne commence à se désadapter, une valeur d'inductance plus grande est introduite, ce qui permet de réadapter l'antenne. Il en résulte une bande passante importante obtenue par commutation : 470MHz, de 940MHz jusqu'à 1,41GHz. La bande passante instantanée reste à peu près stable sur la plage de fréquence, on note une valeur d'à peu près 0,8% à peu près, soit l'équivalent d'environ 8MHz.



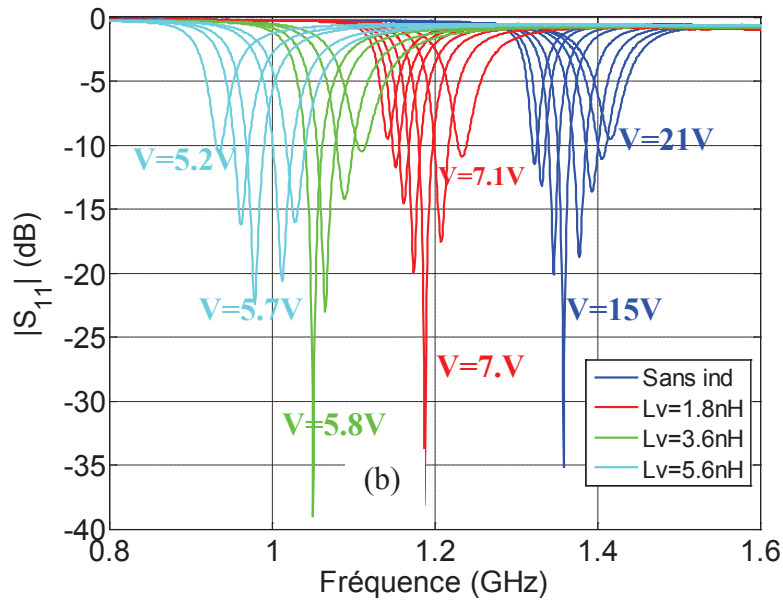


Figure III-60 – Coefficient de réflexion en simulation (a) et mesure (b)

III.4.3.c Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de gain de l'antenne à 1,4GHz et 1,2GHz en simulation et mesure sont présentés sur la Figure III-62. Les plans de coupe sont donnés sur la Figure III-61. A 1,4GHz, le gain à l'horizon est d'environ -6dBi. A 1,2GHz, le gain maximal intrinsèque est de -11dBi. Le gain diminue à cause de la réduction de taille de l'antenne, ce qui est conforme aux limites fondamentales des antennes miniatures. La forme du diagramme est celui d'un dipôle. Les propriétés omnidirectionnelles avec une polarisation principale verticale sont conservées.

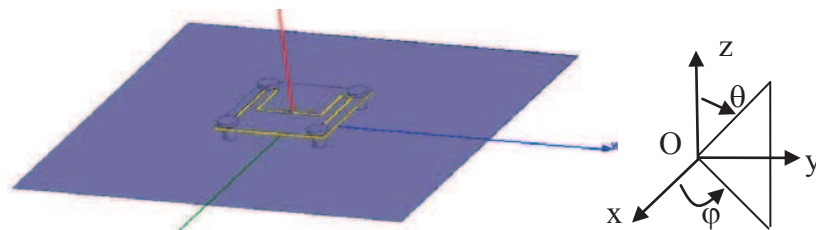
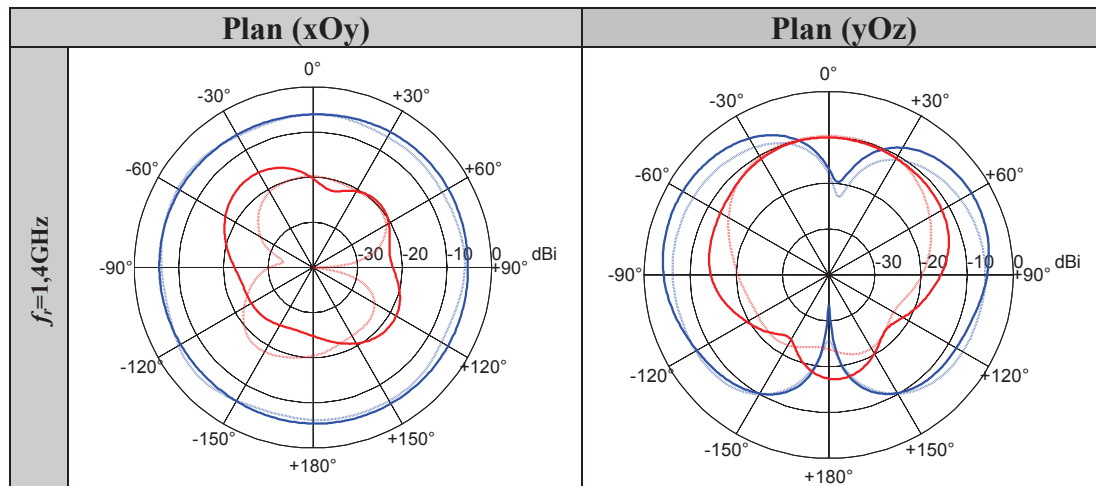


Figure III-61 – Définition des plans de coupe



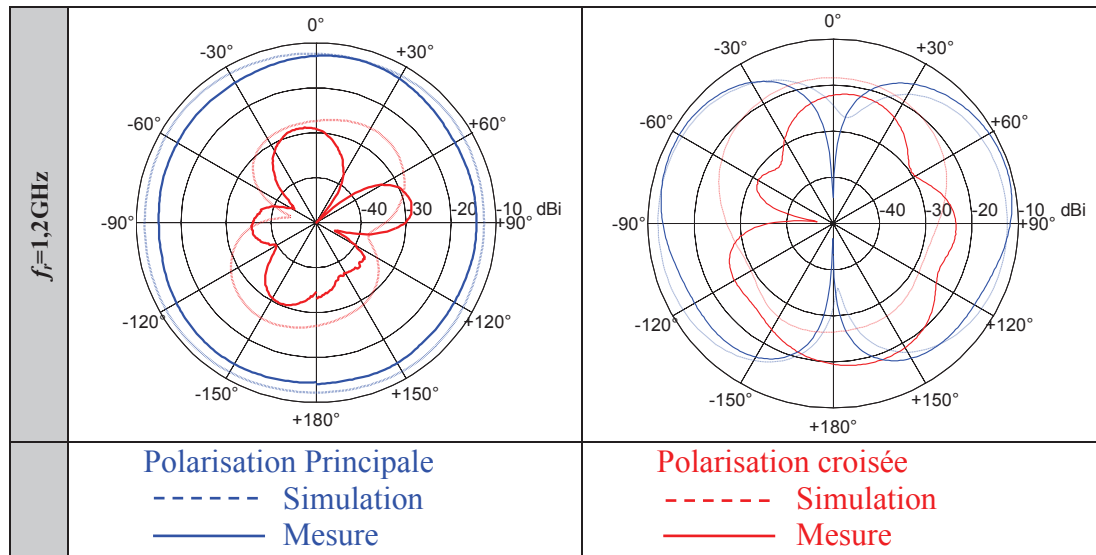


Figure III-62 - Diagrammes de rayonnement de l'antenne en simulation et mesure dans les plans (xOy) et (yOz)

III.4.4 Performances

Pour étudier les performances de l'antenne, nous nous intéressons maintenant aux paramètres clés que sont le facteur de qualité et l'efficacité rayonnée.

III.4.4.a Facteur de qualité

Les facteurs de qualité Q_{HFSS} et Q_z sont donnés sur la Figure III-63, pour les deux volumes équivalents sp1 et sp2 déjà détaillés précédemment. La conclusion reste conforme aux limites fondamentales physiques à savoir que le facteur de qualité augmente avec la miniaturisation, ou que la bande passante diminue.

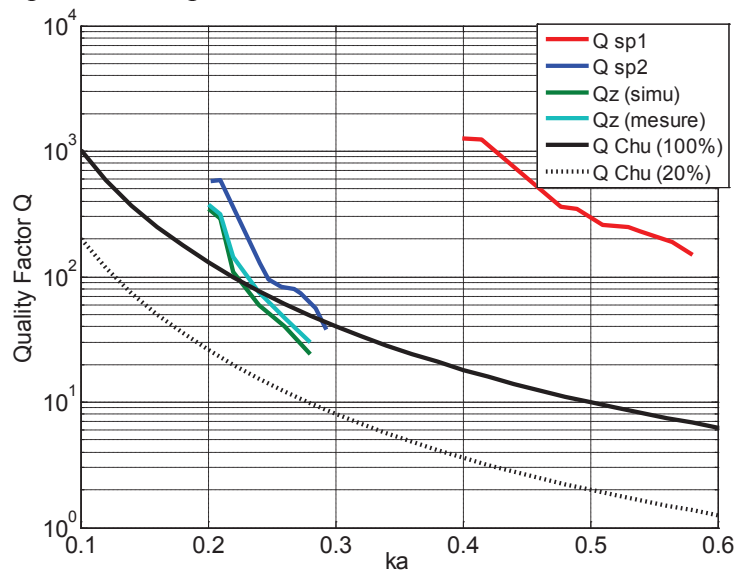


Figure III-63 – Facteur de qualité calculé avec HFSS dans les volumes équivalents

III.4.4.b Efficacité rayonnée

L'efficacité rayonnée de l'antenne en simulation et mesure est présentée sur la Figure III-64 en fonction de la fréquence. L'efficacité rayonnée diminue avec la miniaturisation, ce qui est conforme à la physique des antennes miniatures.

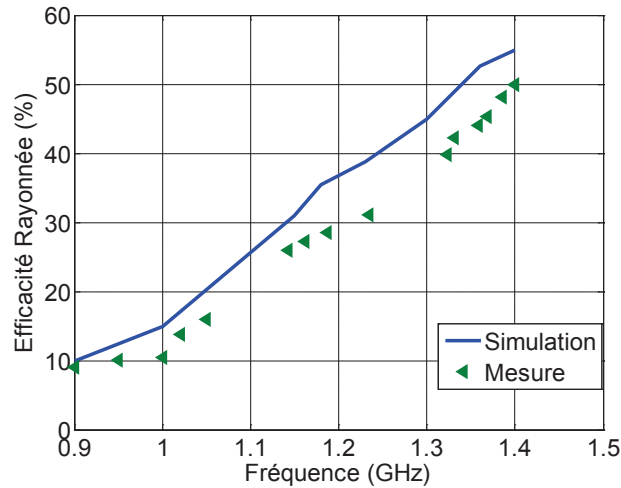


Figure III-64 – Efficacité rayonnée de l'antenne en simulation et mesure

III.4.4.c Pertes dues aux composants

Comme précédemment, nous réalisons une étude des pertes afin d'identifier tous les paramètres mis en cause dans la dégradation de l'efficacité de l'antenne.

- 1) Métallisation cuivre, inductance et capacité parfaites, substrat parfait (mise en avant des pertes par conductivité finie du cuivre)
- 2) Métallisation PEC (conducteur parfait), capacité et inductance parfaites, substrat à pertes (mise en avant des pertes diélectriques du substrat)
- 3) Inductance non parfaite avec une résistance série $R_{s_i}=0,1$ et 2Ω . (cuivre, substrat à pertes) mais capacité parfaite (mise en avant des pertes dues à la résistance série de l'inductance).
- 4) Capacité non parfaite avec une résistance série $R_{s_c}=0,1$ et 2Ω . (cuivre, substrat à pertes) mais inductance parfaite (mise en avant des pertes dues à la résistance série de la capacité).
- 5) Capacité et inductance non parfaites :
 - a. $R_{s_c}=0,1\Omega$ et $R_{s_i}=0,1\Omega$
 - b. $R_{s_c}= 0,1\Omega$ et $R_{s_i}=2\Omega$
 - c. $R_{s_i}= 2\Omega$ et $R_{s_c}=0,1\Omega$
 - d. $R_{s_i}= 2\Omega$ et $R_{s_c}=2\Omega$

La Figure III-65 présente l'efficacité rayonnée en fonction de la fréquence pour les différents cas précédents. Comme nous pouvons le constater, les pertes diélectriques sont plus importantes que les pertes par conductivité jusqu'à une certaine valeur où la tendance s'inverse. Les pertes par conductivité deviennent plus importantes à cause de l'augmentation de la concentration des charges à mesure que l'antenne est miniaturisée. La Figure III-65 présente les pertes dues aux composants qui deviennent significatives lorsque les valeurs de

résistances parasites sont grandes. L'efficacité rayonnée est plus élevée lorsque l'on a une inductance variable parfaite et une capacité réelle, que l'inverse.

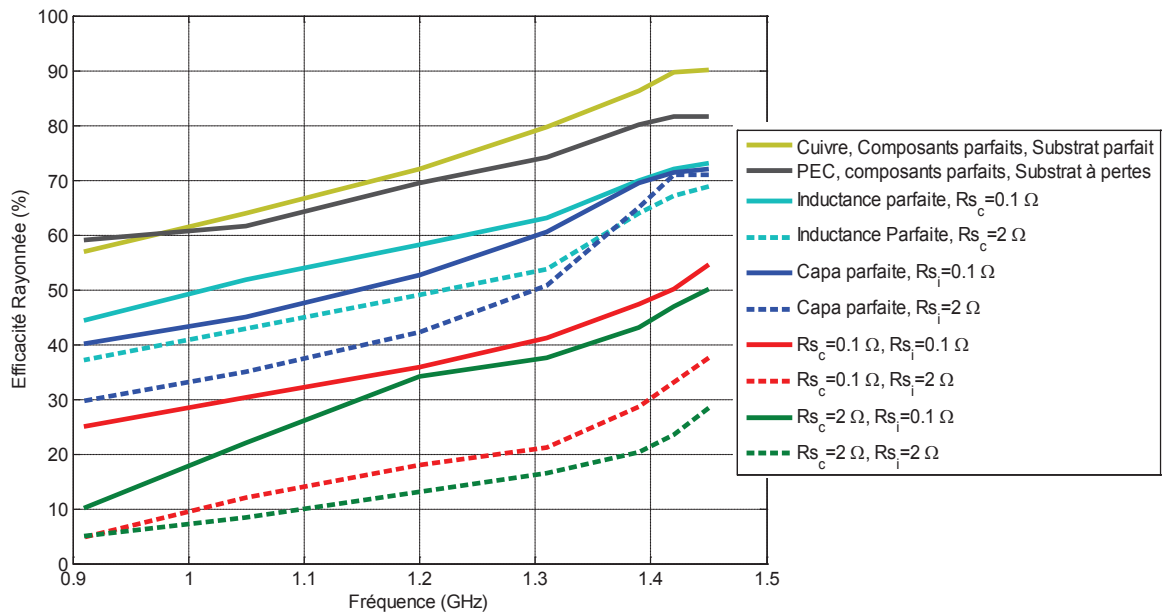


Figure III-65 – Étude des différentes pertes introduites - Évolution de l'efficacité rayonnée en fonction de la fréquence pour les différents cas

III.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre trois techniques d'agilité fréquentielle de l'antenne fil-plaque à fente : l'une utilisant une charge capacitive, l'autre utilisant une charge inductive et enfin, une dernière utilisant une combinaison de ces deux éléments.

L'ajout d'une diode varicap sur la fente du toit de l'antenne constitue une technique d'agilité fréquentielle efficace. En faisant varier la tension aux bornes de la diode, la bande passante recouvre successivement les fréquences de 800 à 900MHz. Nous obtenons une taille électrique très petite de l'antenne à la fréquence de résonance basse : $\frac{\lambda_0}{13,4} \times \frac{\lambda_0}{13,4} \times \frac{\lambda_0}{93,6}$.

Cependant, en raison de la forte miniaturisation de l'antenne, l'efficacité rayonnée reste assez faible, elle passe de 25% à la fréquence la plus haute, à 4% à la plus basse.

L'utilisation d'une inductance variable sur la structure fil-plaque est une alternative à la structure précédente. Une agilité fréquentielle peut être obtenue en faisant varier la valeur de l'inductance. Cette dernière est développée au sein du CEA-LETI sur le principe innovant des MEMS et est en cours de fabrication. Un prototype a été fabriqué à l'aide d'inductance discrète et mesurée. La modélisation et la simulation ont été validées de manière expérimentale. En effet, la fréquence de résonance varie de 880MHz à 730MHz pour des valeurs d'inductance de 2,7nH à 6,8nH.

Pour les deux structures précédentes, une étude des pertes a été réalisée afin d'identifier les paramètres qui dégradent l'efficacité de l'antenne. En outre, une comparaison des performances a été établie pour montrer laquelle des deux structures présente les meilleures performances. Pour une inductance parfaite, l'antenne présente moins de pertes diélectriques et de pertes par conductivité. Cependant, les pertes issues de l'inductance provoquent une

chute de l'efficacité, phénomène que l'on retrouve avec la diode varicap mais de manière moins significative. Il apparaît que la structure avec la diode varicap présente dans la réalité de meilleures performances au niveau efficacité, cependant le facteur de qualité est plus grand ce qui implique une bande passante plus étroite.

Enfin, une dernière structure combinant diode varicap et inductance variable a été conçue. Grâce à une combinaison adéquate de ces deux composants, une bande passante importante a été obtenue avec l'antenne fil-plaque: 470MHz, de 940MHz à 1.41GHz. Le lieu d'impédance peut être contrôlé par les valeurs de composant ce qui permet à l'antenne de rester adaptée à 50 Ohms sur de grandes valeurs de fréquence. L'efficacité rayonnée diminue avec la miniaturisation et le facteur de qualité augmente. Ce sont des performances conformes avec aux limites fondamentales des antennes miniatures.

III.6 Références

- [III.1].HFSS, 3D Full-wave Electromagnetic Field Simulation
<http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>
- [III.2].A. D. Yaghjian, R. Best, "Impedance, Bandwidth, and Q of Antennas", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 53, n°4, April 2005, pp.1298-1324.
- [III.3].Ansoft Designer, simulation électromagnétique et électronique,
http://www.ansoft.com/products/hf/ansoft_designer/
- [III.4].Casha O., Grech I., Gatt E., Micallef J., Gatt E., Morche D., Viala B., and Michel J.P: "Study of MEMS Ferromagnetic Thin Film Based Tunable Inductors", WICT Proceedings, Dec. 2008.

Chapitre IV. Application de l'antenne fil plaque agile ultra miniature

Sommaire

IV.1	Introduction	133
IV.2	État de l'art des antennes ultra compactes	133
IV.2.1	Avec plan de masse	133
IV.2.2	Sans plan de masse	134
IV.2.2.a	Antenne capsulaire	134
IV.2.2.b	Antenne boucle sur puce électronique	135
IV.2.2.c	Antenne cavité avec fente	135
IV.2.3	Récapitulatif	136
IV.3	Antennes pour implants auditifs (In The Ear) – Application WisERBAN.....	136
IV.3.1	Cahier des charges initial	137
IV.3.2	Structure de l'antenne	137
IV.3.2.a	Antenne passive	137
IV.3.2.b	Étude des pertes	138
IV.3.2.c	Influence de la taille	140
IV.3.2.d	Validation expérimentale	141
IV.3.2.d.i	Problématique de mesure	141
IV.3.2.d.ii	Résultat d'impédance	143
IV.3.3	Agilité fréquentielle	144
IV.3.3.a	Impédance	144
IV.3.3.b	Diagramme de rayonnement	145
IV.3.3.c	Diode varicap	146
IV.3.4	Antennes dans les oreilles ITE (In The Ear)	147
IV.3.4.a	Modèle de la tête	148
IV.3.5	Positionnement de l'antenne dans les oreilles	148
IV.3.5.a	Orientation de l'antenne	149
IV.3.5.a.i	Coefficient de réflexion	149
IV.3.5.a.ii	Diagrammes de rayonnement	150
IV.3.5.a.iii	Coefficient de transmission	151
IV.3.5.b	Profondeur de l'antenne dans le conduit auditif	152
IV.3.5.c	Influence de la taille du conduit auditif	153
IV.3.5.d	Influence des propriétés des tissus	154
IV.3.5.d.i	Effet de la permittivité	154
IV.3.5.d.ii	Effet de la conductivité	155
IV.4	Conclusion.....	156
IV.5	Références	157

IV.1 Introduction

Le but de ce chapitre est d'étudier l'antenne fil-plaque agile en fréquence avec un plan de masse réduit spécialement conçue pour une application de type BAN (Body Area Network). L'étude s'articule autour du projet européen WiserBAN dont une des motivations est de concevoir des implants auditifs entièrement situés à l'intérieur de l'oreille. C'est pour cette raison que la taille de l'antenne doit être réduite afin de permettre son intégration. En raison d'une miniaturisation délicate, on recense un nombre limité d'antennes dont le plan de masse est de dimensions réduites comparées à la longueur d'onde de fonctionnement. Dans un premier temps, nous affinerons notre état de l'art sur les antennes très compactes avec et sans plan de masse en établissant une comparaison de leurs performances.

Nous présenterons le contexte et la motivation du projet WiserBAN ainsi que la structure antennaire étudiée. Enfin, nous détaillerons les problématiques de conception et notamment l'influence de la tête sur le comportement des antennes placées dans chaque oreille.

IV.2 État de l'art des antennes ultra compactes

Il est assez difficile de trouver des antennes miniatures sans plan de masse, elles sont généralement associées à un circuit imprimé de plus ou moins grande taille. Pour situer nos travaux, nous relevons quelques antennes miniatures avec et sans plan de masse existant dans la littérature.

IV.2.1 Avec plan de masse

C. Fang et al. [IV-I] proposent une antenne planaire fonctionnant sur les bandes ISM 2,4GHz et 5,2GHz. L'antenne correspond à un monopole replié chargé par un diélectrique à base de polymère à cristaux liquides. Les dimensions de cette antenne sont $8 \times 5 \times 0,6 \text{mm}^3$ (WxLxh), elle est présentée sur la Figure IV-1. L'antenne est montée sur une carte PCMCIA-WLAN, et est mesurée. Les performances de l'antenne sont très satisfaisantes avec un gain de 3dBi à 2,4GHz mais ces résultats témoignent de la présence du plan de masse.

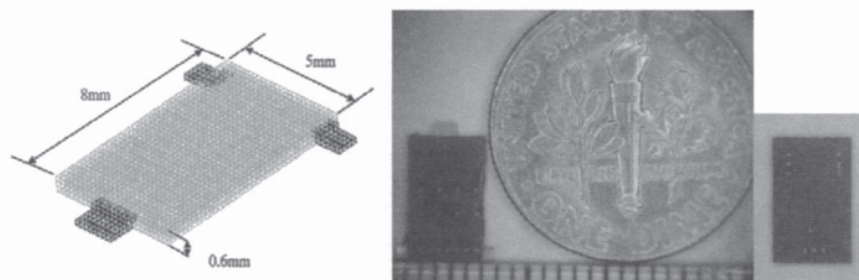


Figure IV-1 – Dimensions de l'antenne planaire [IV-I]

Liu et al. présente en [IV-II] une antenne ultra miniature fonctionnant sur la bande ISM à 2,4GHz. La structure correspond à un monopole replié chargé par un substrat FR4. Les dimensions sont données sur la Figure IV-2 : $10 \times 3,5 \times 3 \text{mm}^3$. L'antenne est certes très petite, mais le plan de masse mesure $100 \times 44 \text{mm}^2$ ce qui permet d'obtenir un gain maximal de 2,7dBi et une efficacité de 72%.

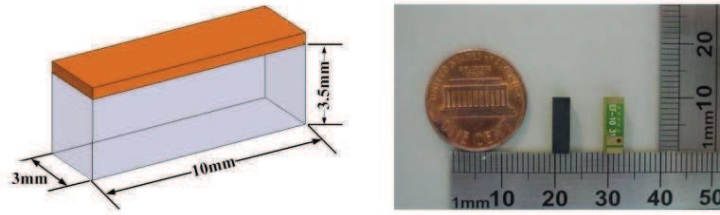


Figure IV-2 – Antenne ultra miniature et ses dimensions [IV-II]

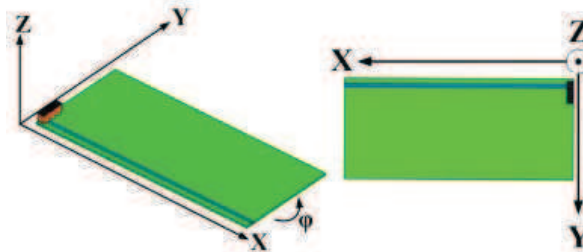


Figure IV-3 – Antenne montée sur un PCB de 100x44mm²

Les antennes présentées ci-dessus sont ultra compactes mais sont montées sur des plans de masse de grandes tailles. Elles s'appuient sur ces plans de masse pour augmenter leur taille équivalente et rayonner efficacement sur des bandes passantes plus ou moins larges. Nous nous intéressons maintenant au cas des antennes qui ne possèdent pas de plan de masse.

IV.2.2 Sans plan de masse

IV.2.2.a Antenne capsulaire

Un dipôle de taille réduite a été conçu en [IV-III] à des fins médicales. Cette antenne ainsi que le dispositif complet (imageur CMOS, émetteur, diode, batterie...), s'avale sous forme de capsule et transite dans les voies intestinales afin de fournir des informations sur le corps, c'est ce qui nous permet de faire de la bio télémétrie. Elle permet par exemple de transmettre la température du corps humain en temps réel. Le dipôle opère à 1,4GHz et est recourbé afin d'épouser la forme de la capsule (Figure IV-4). Les dimensions du dipôle dans la capsule sont 9,5x12,25mm² (la longueur totale des deux brins est de 160mm), le repliement du dipôle permet un gain de place. Le gain maximal total de l'antenne à 1,4GHz dans l'air libre est de -7,22dBi (Figure IV-5 (a)), lorsque celle-ci se retrouve à l'intérieur du corps le gain chute à -26dBi (Figure IV-5 (b)) et l'efficacité rayonnée est de 0,05%. Les tissus humains absorbent le rayonnement et atténuent la propagation des ondes électromagnétiques.

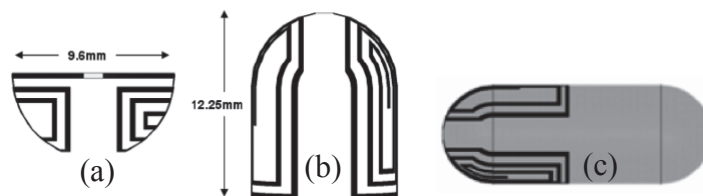


Figure IV-4 – Configuration de l'antenne dipôle : vue de l'excitation (a), vue de profil (b) et vue de l'ensemble « antenne et capsule » (c) [IV-III]

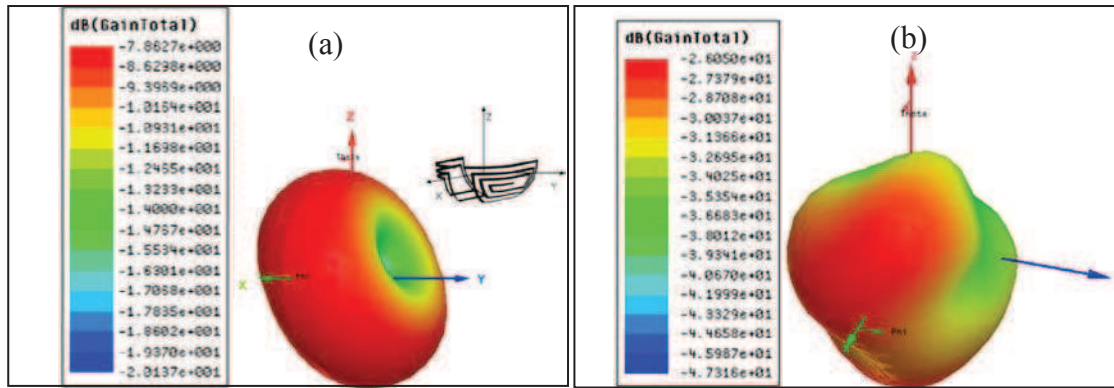


Figure IV-5 Gain total de l'antenne à 1,4GHz dans l'air libre (a) et à l'intérieur du corps humain (b) [IV-III]

IV.2.2.b Antenne boucle sur puce électronique

Un capteur de température sur circuit imprimé avec une antenne opérant à 2,2GHz est présenté en [IV-IV]. La puce électronique possède une dimension de $2,7 \times 2,7 \text{ mm}^2$ et l'antenne occupe une surface de $2 \times 1 \text{ mm}^2$. L'épaisseur du circuit imprimé est de $300 \mu\text{m}$. Le gain maximal obtenu est de -43 dBi à 2,2GHz. Cette faible valeur est la conséquence de la forte miniaturisation de l'antenne.

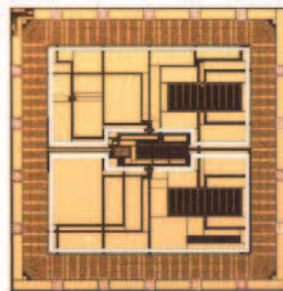


Figure IV-6 – Photographie de la puce électronique avec l'antenne en boucle (en blanc) [IV-IV]

IV.2.2.c Antenne cavité avec fente

Un deuxième exemple d'antenne sans plan de masse pour des applications médicales est présenté en [IV-V] pour la bande ISM 2,45GHz. La Figure IV-7 montre la structure de l'antenne sous forme de cavité dans laquelle on retrouve un diélectrique ($\epsilon_r=9,8$) et sur lequel est taillée une fente. Les dimensions de l'antenne sont de $1 \times 1 \times 9 \text{ mm}^3$. Le gain maximal estimé pour cette configuration est de $-31,8 \text{ dBi}$ dans le plan (xOy) et $-27,8 \text{ dBi}$ dans le plan (yOz).

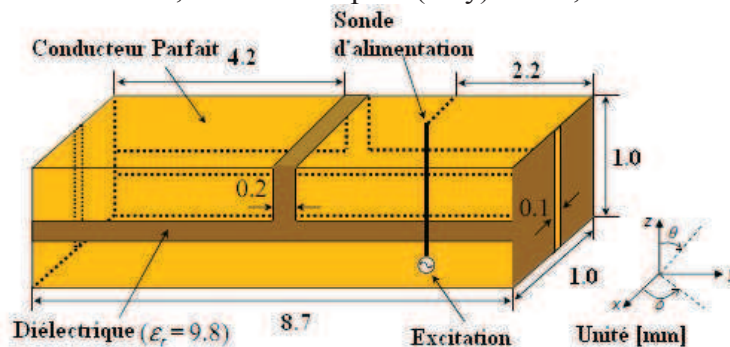


Figure IV-7 – Configuration de l'antenne cavité avec fente [IV-V]

IV.2.3 Récapitulatif

Le Tableau IV-1 présente un récapitulatif des antennes analysées précédemment. On constate que le gain maximal est beaucoup plus faible pour les antennes sans plan de masse. Très peu de structures sans plan de masse sont actuellement fabriquées en raison des difficultés dues à la miniaturisation. Les résultats proposés dans la littérature sont principalement issus de travaux de simulation électromagnétique.

Tableau IV-1 – Récapitulatif des antennes avec et sans plan de masse

Type d'antenne	Dimensions en mm	Volume (mm ³)	Gain max (dBi)	Efficacité Rayonnée (%)	Plan de masse
Antenne de Fang et al. [IV-I]	8x5x0,6	24	3 à 2,4GHz	NR	Oui
Antenne de Liu et al. [IV-II]	10x3x3,5	105	2,7 à 2,4GHz	72	Oui 100x44mm ²
Antenne dipôle en capsule [IV-III]	12,25 x 9,6	117,6	-7,22 à l'air libre et -26dBi dans le corps humain à 1,4GHz	11 à l'air libre et 0,05 % dans le corps	Non
Antenne boucle sur puce [IV-IV]	2x1x0,3	0,6	-41 à 2,4GHz	NR	Intégrée sur une puce de 2,7x2,7mm ²
Antenne Cavité + Fente [IV-V]	1x1x8,7	8,7	-28 À 2,4GHz	NR	Non

IV.3 Antennes pour implants auditifs (In The Ear) – Application WisERBAN

L'idée de créer des systèmes électroniques qui peuvent être implantés ou placés dans le corps humain devient courante. C'est plutôt une réalité qui se reflète dans différentes applications médicales (implants ou valves cardiaques). Qu'elles soient utilisées pour les diagnostics ou les traitements médicaux, l'étude des antennes demeure une étape importante pour la conception des implants en raison de la difficulté de la miniaturisation.

Les implants auditifs placés à l'intérieur du canal auditif doivent posséder une liaison radio afin de communiquer vers l'extérieur mais aussi pour faire communiquer les implants entre eux. Les deux implants doivent être constamment synchronisés afin d'améliorer l'écoute binaurale. L'antenne étant dans chacune des oreilles, il est nécessaire d'étudier leur positionnement à l'intérieur du conduit auditif afin d'obtenir les meilleurs résultats notamment la meilleure transmission du signal entre les deux antennes.

En premier abord, nous présenterons le cahier des charges du projet, ensuite la structure antennaire retenue pour les deux oreilles. Dans le dernier paragraphe, nous étudierons les effets du placement des antennes dans leur contexte de fonctionnement.

IV.3.1 Cahier des charges initial

Le but est de concevoir une antenne ultra compacte pour des implants auditifs. L'antenne doit être suffisamment petite pour être placée à l'intérieur du canal auditif. La taille maximale fixée est de $5 \times 5 \times 2 \text{mm}^3$ avec le plan de masse. Le dispositif doit opérer en **bande ISM de 2,4 à 2,48GHz**. Il n'y a pas de valeur de gain et d'efficacité imposée initialement, mais le bilan de liaison entre les deux implants doit être compatible avec la sensibilité des transmetteurs également développés dans le projet. Nous avons concentré nos travaux sur la faisabilité de l'antenne et de l'étude de son comportement dans cet environnement spécifique.

La structure antennaire investiguée est présentée dans le paragraphe qui suit, elle est ensuite placée dans les oreilles dont l'étude contextuelle est réalisée ultérieurement.

IV.3.2 Structure de l'antenne

IV.3.2.a Antenne passive

La structure de l'antenne est présentée sur la Figure IV-8, l'antenne fil-plaque à plan de masse réduit possède une fente sur le toit visant à la miniaturiser (voir chapitre II). Les dimensions de l'antenne sont de $5 \times 5 \times 2 \text{mm}^3$ (Longueur x Largeur x Hauteur). Le substrat utilisé ici est le Rogers 4003. Nous ajoutons une capacité discrète de $0,7 \text{pF}$ afin d'adapter la fréquence à la bande ISM voulue (effet de miniaturisation complémentaire à la fente).

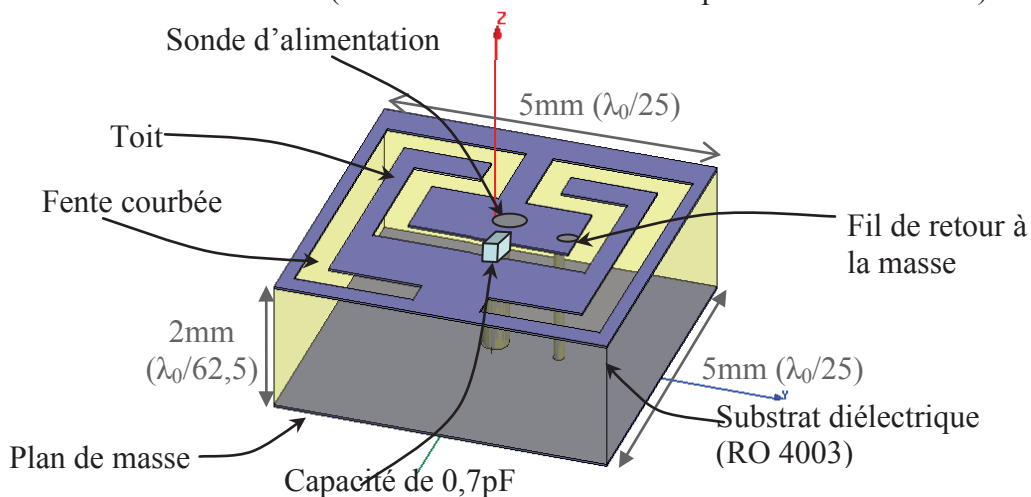


Figure IV-8 – Structure de l'antenne fil-plaque agile en fréquence

L'impédance d'entrée ainsi que le coefficient de réflexion de l'antenne sont donnés sur la Figure IV-9. Nous constatons que la bande passante de l'antenne à -10dB est de 9MHz (de $2,476$ à $2,485 \text{GHz}$), ce qui signifie que nous ne pouvons couvrir totalement la bande ISM voulue. Afin de situer l'antenne par rapport aux limites fondamentales, nous comparons le facteur de qualité calculé d'après la formule de Yaghjian ($Q_z=190$) par rapport aux limites fondamentales de Chu. En considérant deux tailles électriques de l'antenne : l'une qui comprend la taille globale de l'antenne (cf. chapitre précédent, volume équivalent donné par

la sphère sp1) et l'autre qui ne considère que sa hauteur (sphère sp2), nous positionnons l'antenne par rapport aux limites fondamentales de Chu sur la Figure IV-10. En supposant que la taille électrique est donnée par le deuxième cas, l'antenne présenterait idéalement une efficacité comprise entre 10 et 20% .

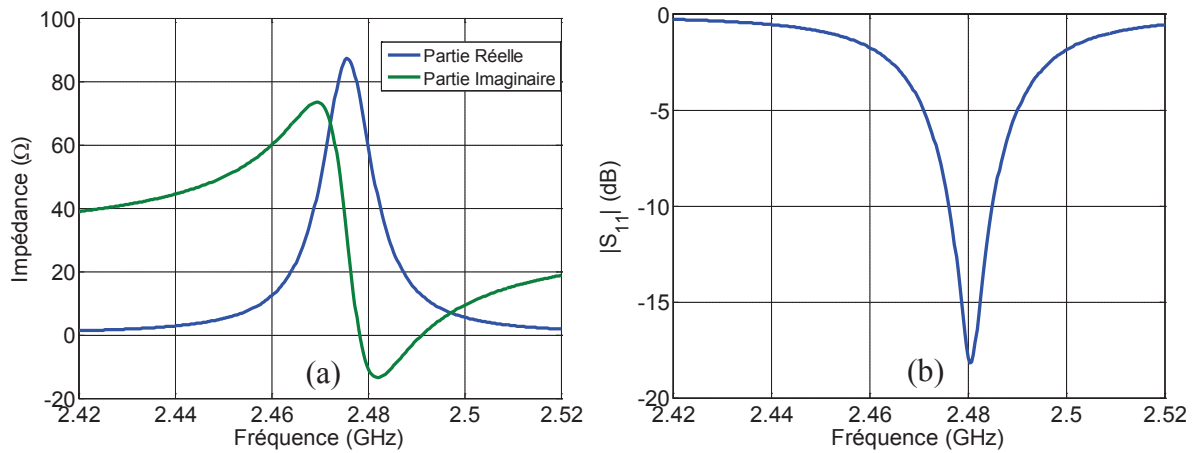


Figure IV-9 – Impédance d'entrée de l'antenne (a) et coefficient de réflexion (b) en simulation

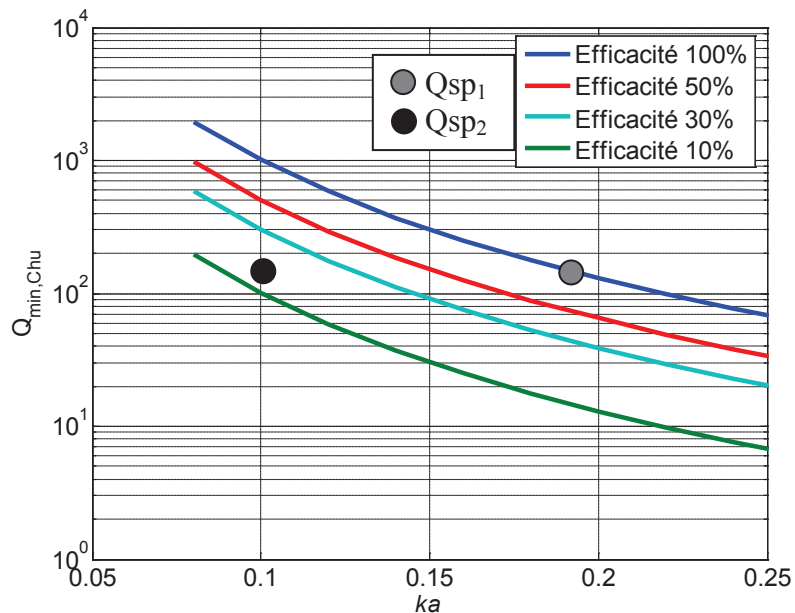


Figure IV-10 – Facteur de qualité et limites fondamentales

IV.3.2.b Étude des pertes

Nous étudions dans ce paragraphe différents matériaux diélectriques qu'il serait possible d'utiliser comme substrat de l'antenne fil-plaque et analysons la miniaturisation et les performances obtenues. Les caractéristiques des matériaux étudiés sont données dans le Tableau IV-2 où cinq types de substrats diélectriques sont considérés : BCB (Benzo-Cyclo-Butène), Céramique, Verre, Rogers 4003 et FR4.

On note dans le Tableau IV-3, la fréquence de résonance de l'antenne uniquement avec la fente pour différents types de matériaux. Pour information, on note le gain intrinsèque maximal à cette fréquence et l'efficacité rayonnée.

Comme nous pouvons le constater, nous n'atteignons pas la fréquence 2,4GHz avec la seule miniaturisation par fente et par matériaux, excepté pour le substrat céramique. Afin de

recouvrir la bande ISM 2,4 à 2,48GHz, nous ajoutons une capacité parfaite sur l'antenne (pour que son effet sur les pertes ne soit pas pris en compte dans un premier temps).

Tableau IV-2 – Caractéristiques des matériaux étudiés

Matériaux	Permittivité	Tangente de pertes diélectrique
BCB	2,6	0,001
Céramique	9,8	Très Faible (~0)
Verre	5,5	Très Faible (~0)
Rogers 4003	3,55	0,0027
FR4	4,4	0,02

Tableau IV-3 – Tableau récapitulatif de la fréquence de résonance obtenue pour différents matériaux utilisés et leurs performances respectives

	f_0 sans diode varicap (GHz)	Gain maximal (dBi) @ f_0	Efficacité Rayonnée (dB)
BCB	3,97	-4,7	-7,1
Céramique	2,44	-15,1	-16,7
Verre	3	-9,9	-12,1
Rogers 4003	3,58	-7,8	-10,2

On évalue l'efficacité rayonnée de l'antenne pour différents types de matériaux. Les différentes configurations sont toutes ramenées à la même fréquence $f_0=2,48\text{GHz}$ avec la valeur de capacité discrète appropriée, nous n'avons pas cherché à adapter l'antenne. Nous pouvons ainsi réaliser une comparaison des pertes. On étudie les quatre cas ci dessous:

- (1) Tous les éléments sont parfaits (matériaux et conducteurs parfaits)
- (2) Matériau avec tangente de perte et conducteur parfait (conductivité considérée comme infinie)
- (3) Matériau parfait et cuivre (conducteur non parfait, conductivité $\sigma=2,6.10^6 \text{ S/m}$)
- (4) Matériau avec tangente de perte et cuivre

La Figure IV-11 montre l'efficacité rayonnée de l'antenne pour les différents cas précédents. Les pertes par conductivité sont plus importantes que les pertes diélectriques. En effet, pour le ROGERS 4003, l'efficacité rayonnée passe de 9% avec un conducteur parfait et matériau à pertes à 3% pour un matériau parfait et du cuivre. On remarque que le substrat céramique cause moins de pertes que les autres matériaux, le FR4 étant le pire. Le Rogers 4003 et le verre sont à peu près équivalents.

Il est donc nécessaire de choisir un substrat qui induit le moins de perte mais qui soit aussi abordable. Le choix s'est porté sur le Rogers 4003 comme un compromis entre le coût et les pertes induites.

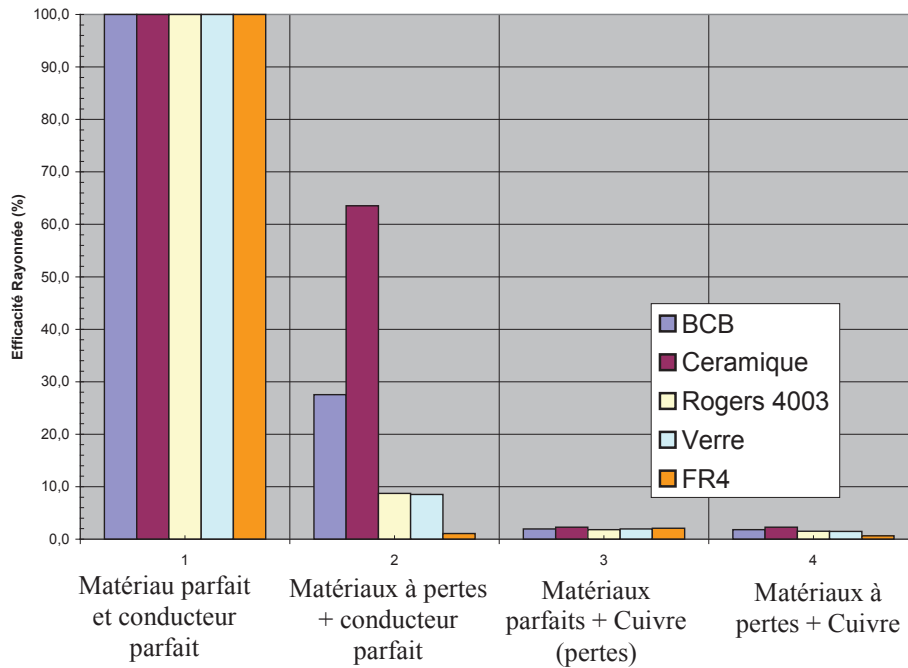


Figure IV-11 - Efficacité rayonnée de l'antenne pour différents cas à 2,48GHz

IV.3.2.c Influence de la taille

Afin de bien comprendre l'influence de la taille de l'antenne sur l'efficacité, nous réalisons plusieurs structures d'antennes avec des tailles différentes. La longueur et la largeur correspondent aux dimensions du toit mais aussi du plan de masse. La Figure IV-12 (a) présente les résultats de simulation pour différentes hauteurs d'antennes pour le Rogers 4003 à 2,48GHz. La Figure IV-12 (b) présente l'efficacité rayonnée pour différentes surfaces de l'antenne ($W \times L$). Dans les deux cas, l'efficacité augmente avec la taille de l'antenne. Ce résultat est conforme aux limites fondamentales des antennes miniatures et témoigne du lien étroit qui relie l'efficacité et la taille de l'antenne. Si l'on compare une antenne de taille $5 \times 5 \times 6 \text{ mm}^3$ soit un volume de 150 mm^3 avec une antenne de taille $8,6 \times 8,6 \times 2 \text{ mm}^3$ ($\sim 150 \text{ mm}^3$), l'efficacité rayonnée de la première est d'environ 5,5% contre environ 12% par la seconde. Pour un même volume donné, il est donc plus avantageux d'augmenter la surface de l'antenne que la hauteur. Il est possible d'expliquer ce comportement à l'aide du rayon équivalent de la sphère englobant l'antenne (plus grand dans le second cas).

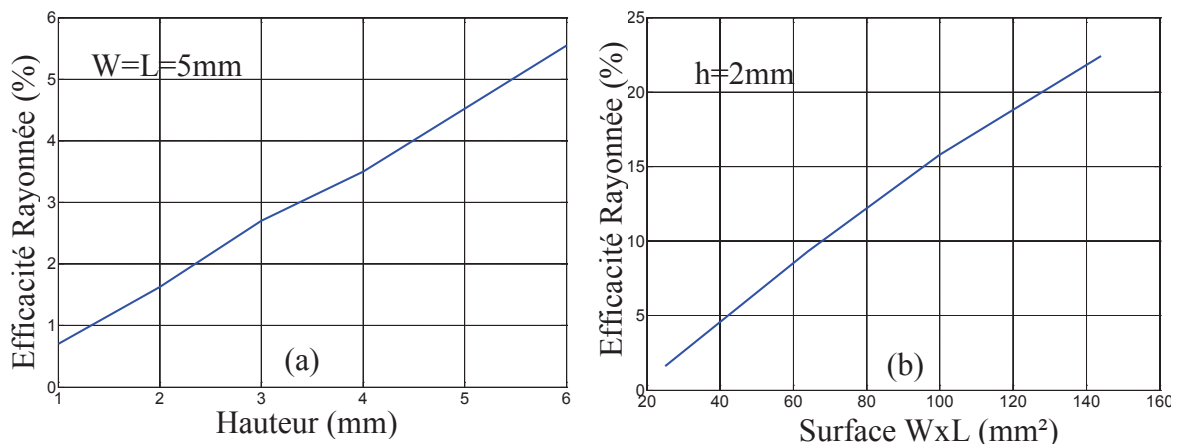


Figure IV-12 – Efficacité rayonnée en fonction de la hauteur (a) et en fonction de la surface (b) à 2,48GHz pour le Rogers 4003

IV.3.2.d Validation expérimentale

La validation expérimentale est très délicate étant donnée la taille réduite de l'antenne. Nous avons fabriqué un premier prototype de taille plus grande afin de pouvoir la mesurer plus aisément (meilleure efficacité). L'antenne conçue et fabriquée a pour dimension $9 \times 9 \times 4 \text{mm}^3$. Tous les paramètres ont été choisis afin que l'antenne soit adaptée à la fréquence voulue.

Technologiquement, il n'est pas possible de réaliser une épaisseur de 4mm de Rogers 4003. Pour respecter la hauteur voulue, trois couches de Rogers 4003 d'épaisseurs différentes sont empilées grâce à une résine spéciale thermodurcissable (Preg RO4350B de $2 \times 100 \mu\text{m}$ d'épaisseur). La Figure IV-13 présente l'empilage réalisé en montrant les couches de cuivre qui correspondent au toit et au plan de masse de l'antenne, ainsi que l'antenne simulée.

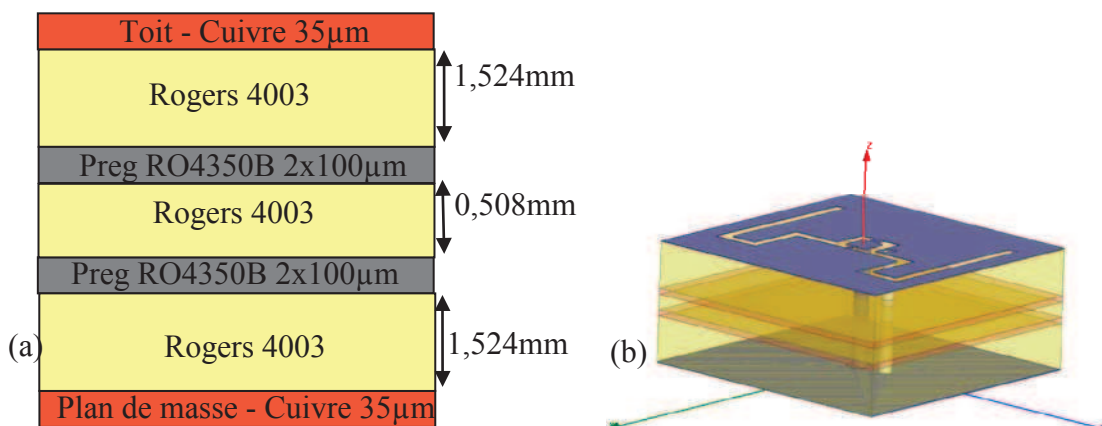


Figure IV-13 – Empilage de l'antenne (a) et antenne conçue (b)

IV.3.2.d.i. Problématique de mesure

La taille de l'antenne étant très compacte, la mesure de son impédance ou de son rayonnement par les méthodes classiques est très délicate. Idéalement, les antennes miniatures, très sensibles à leur environnement, devraient être mesurées sans câble coaxial afin de ne pas perturber la zone de champ réactif et leur fonctionnement. Des techniques non invasives sont en cours de développement, notamment au CEA-LETI, mais ne sont pas adaptées ou disponibles pour la bande de fréquence étudiée [IV-VI][IV-VII]. Un courant de fuite circulant sur la partie externe du câble coaxial change la distribution du courant au niveau de l'antenne et modifie ainsi les résultats de mesure.

Afin de valider expérimentalement le fonctionnement de l'antenne, on propose de s'appuyer sur les résultats de simulation. En effet, **on suppose que les résultats fournis par le simulateur électromagnétique sont corrects**. Il est nécessaire de souligner ici que cela constitue bien une hypothèse et non une affirmation.

La mesure étant réalisée à l'aide d'un câble coaxial qui perturbe le fonctionnement de l'antenne, nous allons simuler l'influence du câble afin de compenser son effet. Une étude réalisée en [IV-VIII] détaille comment il est possible d'enlever l'effet du câble au niveau du diagramme de rayonnement mesuré d'une antenne. Plusieurs opérations en post traitement fondées sur l'analyse des sources dans l'espace sont réalisées afin d'aboutir au diagramme de rayonnement sans l'effet du câble. Cette approche est décrite en termes de champs. Dans notre cas nous raisonnons en termes d'impédance en utilisant les simulateurs électromagnétiques.

Ainsi, la longueur du câble de mesure ainsi que toutes ses dimensions réelles sont intégrées à la simulation afin de simuler la structure réelle. Le choix du câble coaxial s'est porté sur celui dont les dimensions sont très petites et adaptées à l'antenne. Le câble RG405 choisi a une âme de diamètre 0,5mm (elle correspond à la dimension de la sonde), et un diamètre externe de 2,2mm. La longueur du câble en mesure est relativement longue et la simulation reproduit ce scénario en collant l'extrémité du câble aux couches absorbantes.

Une simulation de l'antenne seule puis une simulation comprenant à la fois l'antenne et le câble de mesure sont réalisées. La structure simulée et mesurée est présentée sur la Figure IV-14.

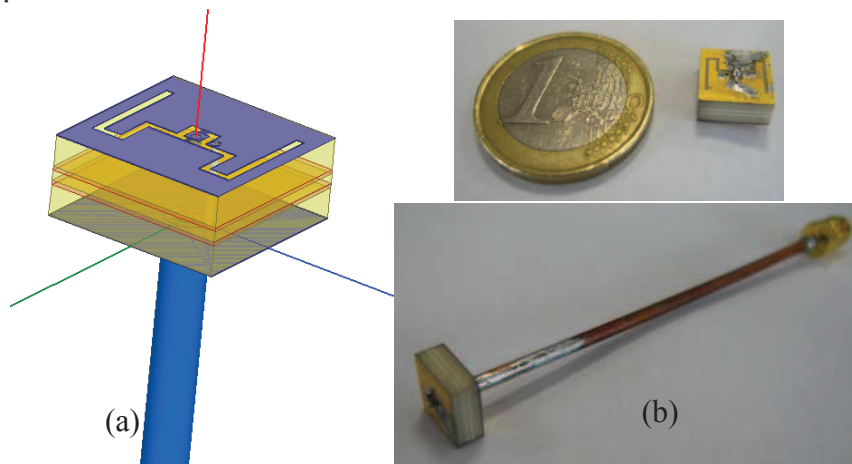


Figure IV-14 – Simulation de l'antenne avec le câble (a) et structure mesurée (b)

Nous avons ainsi les résultats d'impédance avec câble et sans câble en simulation que l'on nomme respectivement $Z_{antenne_cable}$ et $Z_{antenne_seule}$ (Figure IV-15). Nous avons également la mesure de l'antenne avec le câble Z_{mes} . On construit une fonction de transfert témoignant des modifications introduites par la présence du câble de la manière suivante : $Z_{transfert} = Z_{antenne_cable} / Z_{antenne_seule}$. En supposant, que l'antenne seule est identique en simulation et mesure, on propose d'estimer l'impédance mesurée sans câble à partir de $Z_{mes_sans_cable} = Z_{mes} / Z_{transfert}$.

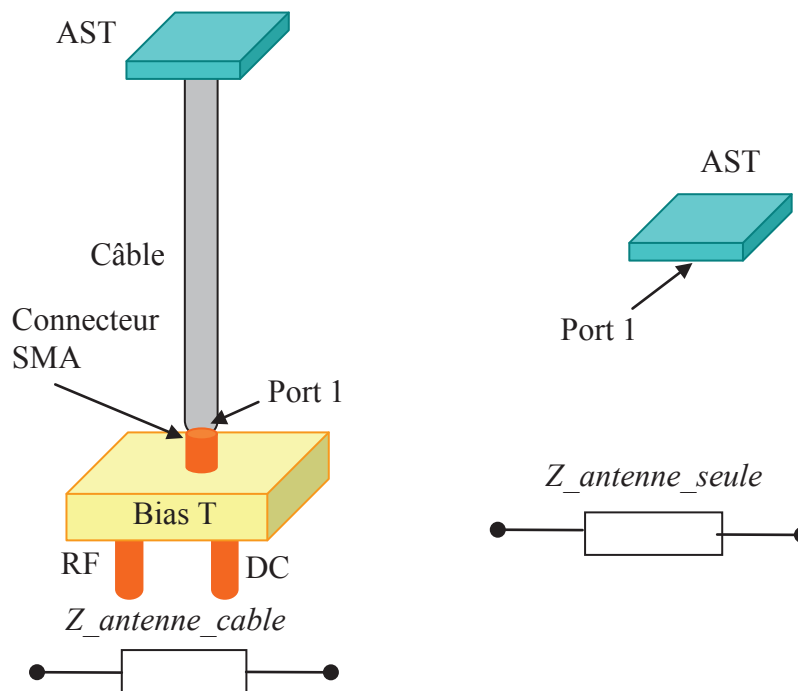


Figure IV-15 – Configurations de l'antenne sous test (AST) en simulation

IV.3.2.d.ii. Résultat d'impédance

Les résultats de simulation et mesure sont présentés sur la Figure IV-16. Sur la première figure Figure IV-16 (a)), les impédances correspondent au cas 'antenne + câble'. La deuxième figure montrent les résultats de l'antenne seule en simulation et mesure, c'est-à-dire sans l'effet du câble. La Figure IV-17 présente le coefficient de réflexion avec et sans l'effet du câble en simulation et mesure. Sans être identiques, la comparaison des résultats permet d'identifier une bonne concordance entre simulation et mesure. On remarque un élargissement de la bande passante en mesure imputable à l'introduction de pertes supplémentaires. Il semble ainsi qu'en augmentant légèrement la valeur de la capacité, il soit possible de couvrir entièrement la bande ISM en pratique. Cela reste toutefois à confirmer avec des mesures sans câble.

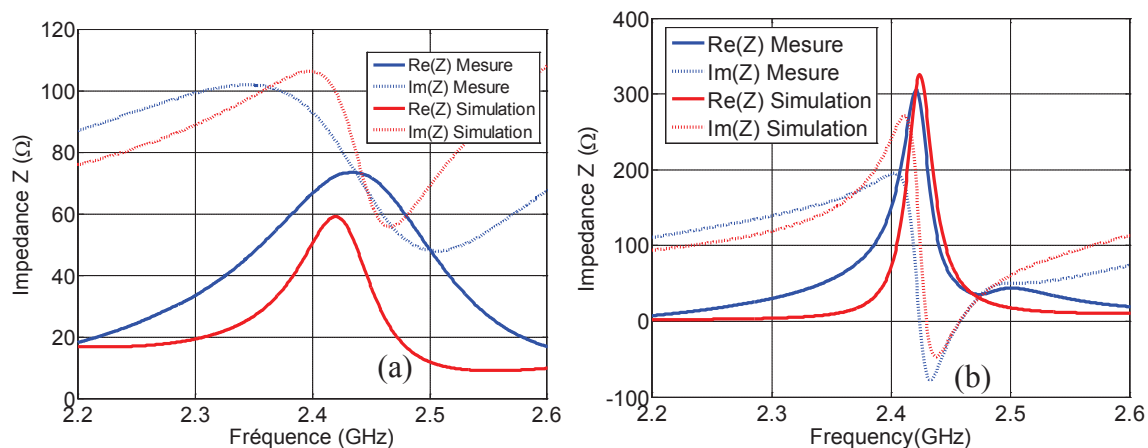


Figure IV-16 – Impédance d'entrée de l'antenne en simulation et mesure : avec le câble (a) et sans l'effet du câble (b)

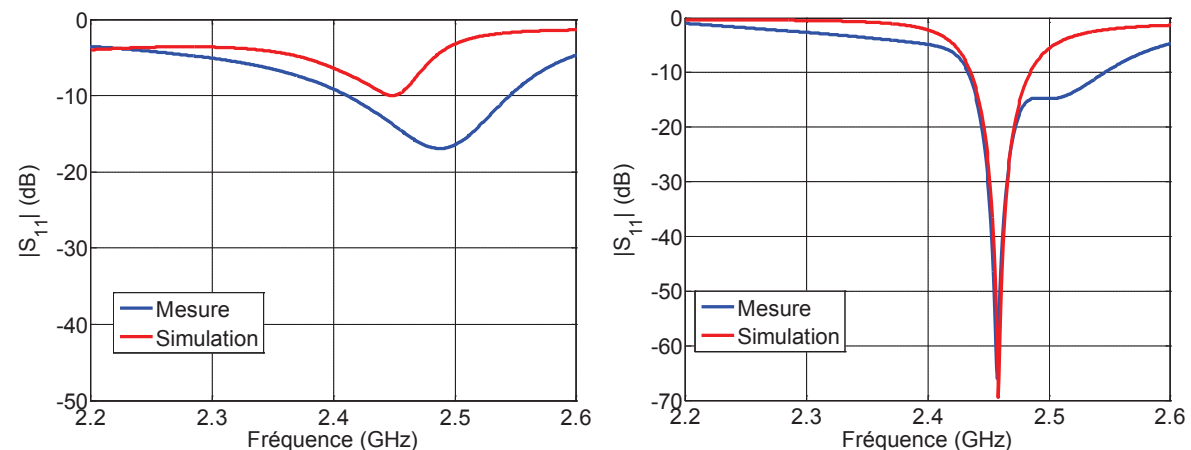


Figure IV-17 – Coefficient de réflexion de l'antenne en simulation et mesure : avec le câble (a) et sans l'effet du câble (b)

La mesure a été réalisée avec une taille d'antenne de $9 \times 9 \times 4 \text{ mm}^3$. Cependant, nous ne sommes pas certains qu'avec une seule valeur de capacité, nous sommes en mesure de couvrir toute la bande ISM avec l'antenne de $5 \times 5 \times 2 \text{ mm}^3$. En effet, la Figure IV-18 présente une comparaison des coefficients de réflexion entre l'antenne $5 \times 5 \times 2 \text{ mm}^3$ et l'antenne $9 \times 9 \times 4 \text{ mm}^3$. On remarque que la bande passante à -10dB de l'antenne la plus petite est de 9MHz comparé à 21 MHz pour la seconde antenne.

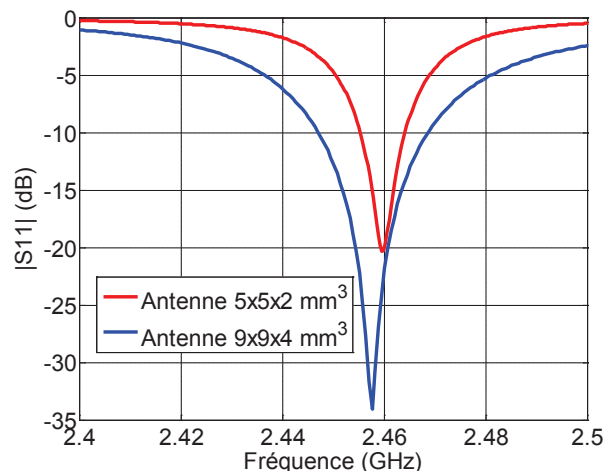


Figure IV-18 – Comparaison du coefficient de réflexion pour deux tailles d'antenne différentes (simulation)

De plus, il est nécessaire d'anticiper l'effet de l'environnement de l'antenne avec la variabilité des tissus humains et de la forme de l'oreille qui peut modifier son impédance. Il est donc intéressant de pouvoir contrôler l'impédance de l'antenne. Pour cela, nous choisissons de rendre l'antenne agile en fréquence par l'ajout d'une diode varicap. Cette technique a été présentée dans le chapitre III et nous avons vu qu'elle était la plus intéressante. Dans la suite, nous présentons une étude de l'agilité fréquentielle de l'antenne 5x5x2mm³ ainsi qu'une étude de l'environnement dans lequel elle se trouve.

IV.3.3 Agilité fréquentielle

IV.3.3.a Impédance

L'agilité fréquentielle doit être obtenue avec des tensions inférieures à 2,2V qui sont les spécifications de la batterie de l'implant auditif. En fonction des propriétés de la diode choisie, de la plage de tension de commande autorisée, un réglage des paramètres géométriques de l'antenne a été réalisé. La Figure IV-19 montre l'impédance d'entrée de l'antenne conçue pour différentes valeurs de capacité et la Figure IV-20 présente le coefficient de réflexion associé.

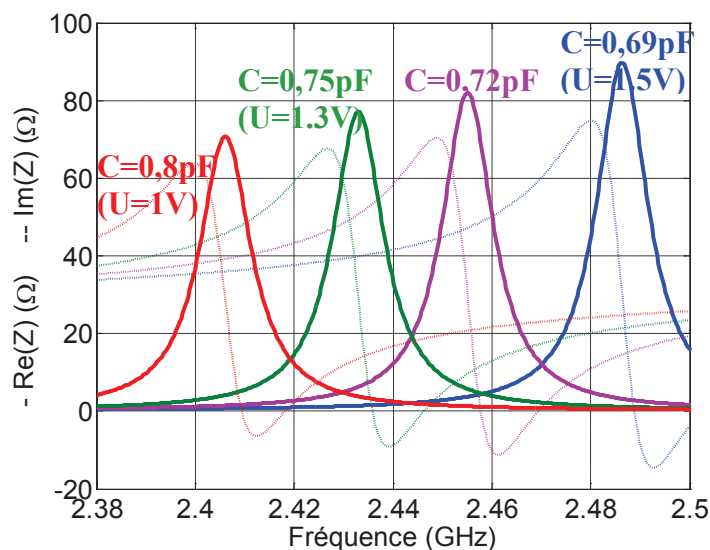


Figure IV-19 – Impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de capacité

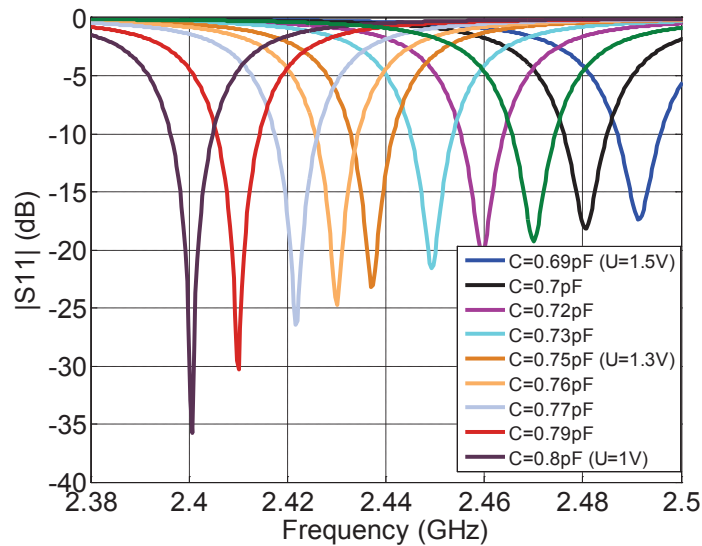


Figure IV-20 – Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de capacité

Pour des valeurs de capacité comprises entre 0,7pF et 0,8pF (tension de 1 à 1,5V), on recouvre la bande passante ISM 2,4-2,48GHz avec des bandes passantes instantanées d'environ 8MHz. 8 états de tension sont nécessaires pour couvrir l'ensemble des 8 canaux de communication. Ces valeurs de capacité peuvent être obtenues pour des valeurs de tension très faibles (comprises entre 1 et 1,5V) grâce à la diode MACOM que nous présenterons en détail dans la suite

IV.3.3.b Diagramme de rayonnement

Le gain total de l'antenne en 3D est donné sur la Figure IV-21. Le diagramme de forme torique est typique de celui d'un dipôle, avec un gain maximal de -16,6dBi. La Figure IV-22 présente l'efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de capacité. Cette dernière diminue avec la miniaturisation.

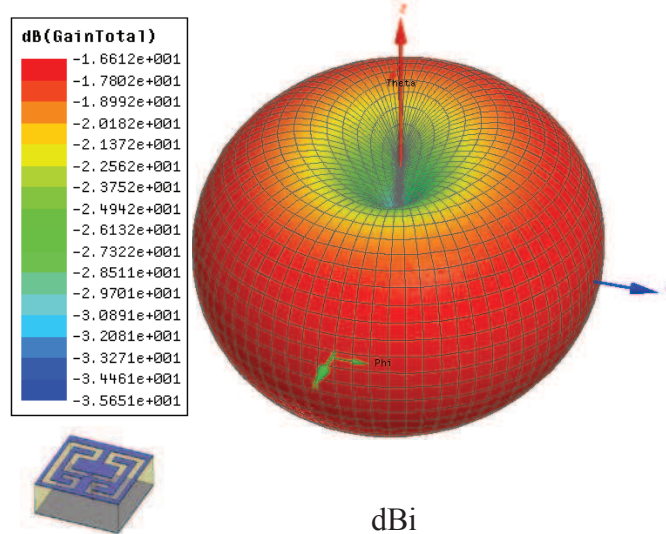


Figure IV-21 – Diagramme de gain en 3D à 2,44GHz (C=0,73pF)

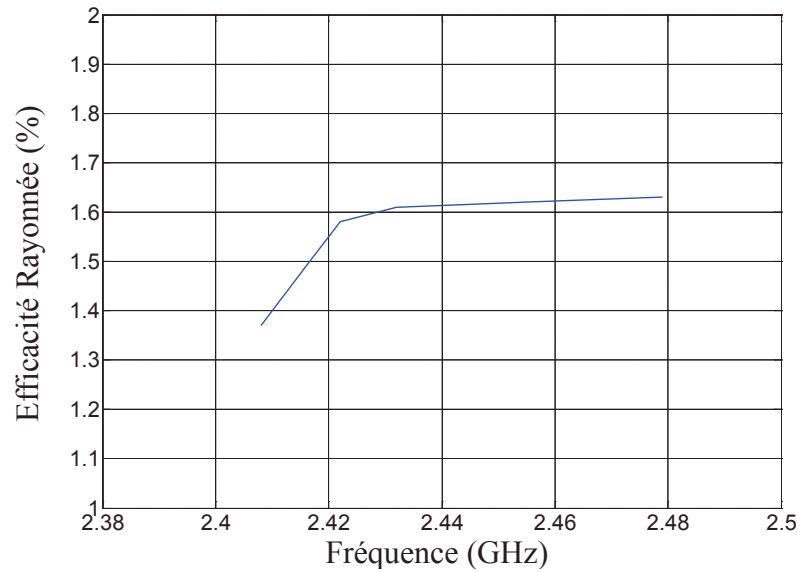


Figure IV-22 – Efficacité rayonnée en fonction de la fréquence

IV.3.3.c Diode varicap

La difficulté a été de trouver une diode varicap dont les valeurs sont très faibles (comprises entre 0,7 et 0,8pF) et dont la tension de polarisation est également faible. Nous avons annoncé précédemment que la batterie de l'implant auditif ne pourra fournir qu'une tension maximale de 2,2V. Cette faible valeur apporte une contrainte supplémentaire à la conception de l'antenne.

La diode varicap choisie est le modèle référencé MA46H120 de Macom. Le circuit équivalent de la diode est donné Figure IV-23. On remarque la présence de la résistance parasite R_s en série avec la capacité variable et équivalente à $0,9 \Omega$. La capacité en fonction de la tension inverse aux bornes de la diode est donnée par le constructeur sur la Figure IV-24.

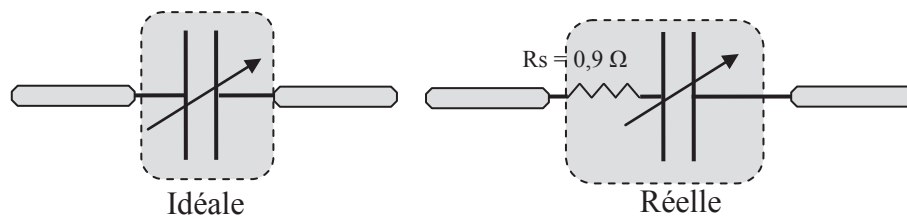


Figure IV-23 – Circuit équivalent de la diode varicap de Macom

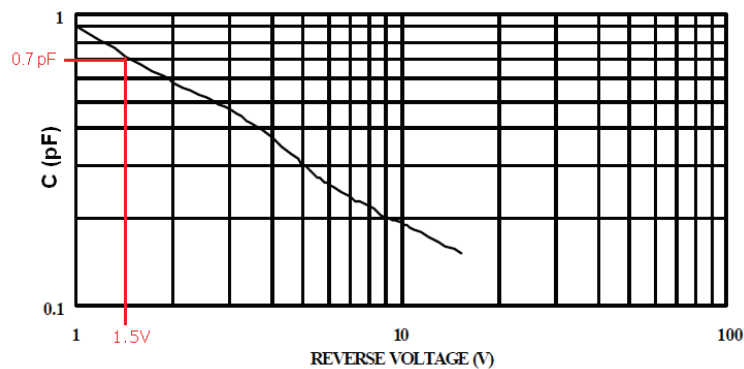


Figure IV-24 – Capacité en fonction de la tension inverse à ses bornes (données constructeur)

La diode varicap permet d'obtenir l'agilité fréquentielle et de recouvrir la bande ISM voulue. Elle miniaturise ainsi l'antenne et provoque des pertes dues à sa résistance série parasite. Afin de polariser la diode, il est nécessaire d'intégrer une capacité de découplage comme il a été vu dans le chapitre 3. Nous étudions trois cas afin de mettre en avant les pertes issues de la résistance parasite de la diode ainsi que de la capacité de découplage:

- (1) Diode parfaite
- (2) Diode réelle (résistance parasite $R_s=0,9\Omega$)
- (3) Diode réelle et capacité de découplage

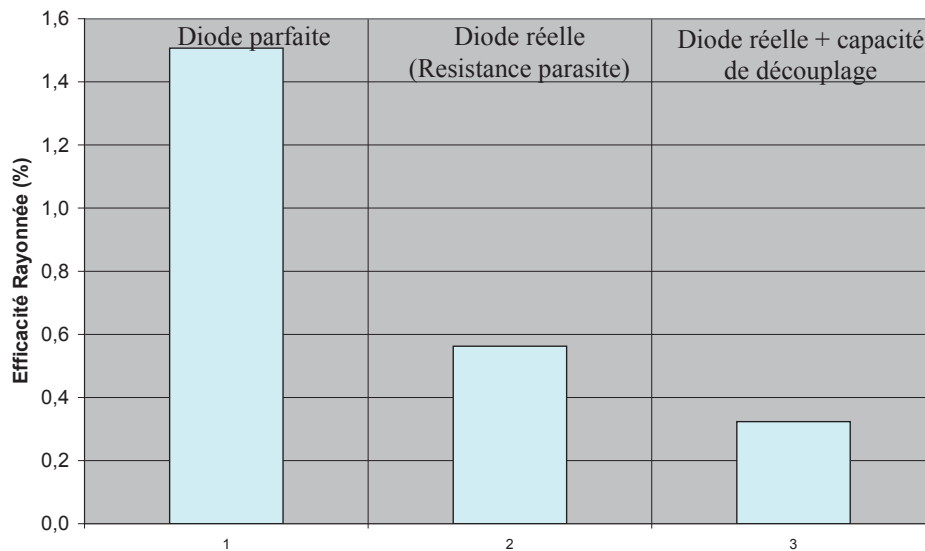


Figure IV-25 – Efficacité rayonnée de l'antenne pour différents cas de figure à 2,48GHz

La Figure IV-25 présente l'efficacité rayonnée à 2,48GHz de l'antenne pour les trois cas précédents. Nous constatons que les pertes dues à la résistance série de la diode varicap sont significatives. L'efficacité passe de 1,5% pour une diode parfaite à 0,6% pour une diode réelle. La capacité de découplage apporte aussi des pertes supplémentaires : l'efficacité chute à 0,4% pour le Rogers 4003.

Ainsi, nous avons étudié et démontré la faisabilité de la structure antennaire que nous allons placer dans chacune des oreilles.

IV.3.4 Antennes dans les oreilles ITE (In The Ear)

L'étude de l'antenne dans l'air libre ayant été faite, nous nous intéressons maintenant aux antennes placées dans leur contexte de fonctionnement, c'est-à-dire dans les oreilles. La particularité de cette étude est que l'antenne ne sera pas placée sur le corps mais dans le corps sans y être enfouie. Elle se trouvera dans le conduit auditif, sans contact avec la peau. Cependant, la proximité des tissus humains peut perturber le fonctionnement de l'antenne de manière significative, d'autant que l'antenne est électriquement petite. En effet, la zone réactive de l'antenne peut être affectée par ces tissus à pertes ce qui risque de modifier les propriétés en impédance et en rayonnement.

Dans la littérature, diverses études sur les antennes pour les applications de type BAN évoquent l'influence des tissus sur l'antenne et les pertes associées. Une première étude a été réalisée en 1968 où Krupka [IV-IX] montre que lorsque l'antenne d'un petit transmetteur fonctionnant entre 30 et 150MHz est approchée de la main, cette dernière agit comme un élément absorbant, réduisant notamment la puissance rayonnée. L'auteur suppose que le corps peut être modélisé par une impédance équivalente et que la proximité de l'antenne peut

éventuellement donner naissance à un couplage entraînant une modification de l'impédance, du diagramme de rayonnement et un affaiblissement du gain. En 1972, on montre en [IV-X] que le corps humain se comporte comme un cylindre diélectrique à pertes.

Le cas de notre étude est différent car l'antenne n'est pas en contact direct avec la peau. Il est cependant quand même nécessaire d'anticiper le comportement de l'antenne afin de savoir si d'importantes modifications ont lieu et par conséquent adapter l'antenne aux différentes situations possibles : position, propriétés des tissus...

Dans le paragraphe qui suit, un modèle de la tête est tout d'abord présenté, puis l'étude de différentes positions et orientations des antennes à l'intérieur de l'oreille est détaillée. Enfin, nous présenterons le dispositif réel et les perspectives de travail.

IV.3.4.a Modèle de la tête

Le modèle de la tête est fourni par HFSS (Figure IV-26(a)) avec tous les éléments la formant : peau, œsophage, sang, os, cerveau, moelle épinière, cartilage, yeux, muscles, langue. Le conduit de l'oreille possède des dimensions moyennes de $10 \times 17 \text{ mm}^2$ (diamètre x profondeur, Figure IV-26 (b)). Le détail des différents tissus du modèle nous permettront d'obtenir des résultats précis en simulation. Les données de permittivité et de tangente de pertes des tissus sont confidentielles et nous ne pourrions donc pas les divulguer dans ce mémoire.

IV.3.5 Positionnement de l'antenne dans les oreilles

Le positionnement de l'antenne dans l'oreille n'est pas anodin car selon son placement et son orientation, nous pouvons améliorer la qualité de la transmission radiofréquence entre les deux implants auditifs. Comme nous l'avons évoqué précédemment, l'antenne n'est pas en contact direct avec la peau et nous ne sommes pas dans les configurations BAN classiques où l'antenne est en contact avec le corps (*on-body*) ou près du corps (*off-body*). L'approche est différente car l'antenne étant dans le conduit auditif mais sans toucher la peau, elle est donc à la fois enfouie mais sans contact avec les tissus. Il est donc nécessaire d'étudier le comportement de l'antenne afin de prévoir les éventuels changements dans ses propriétés.

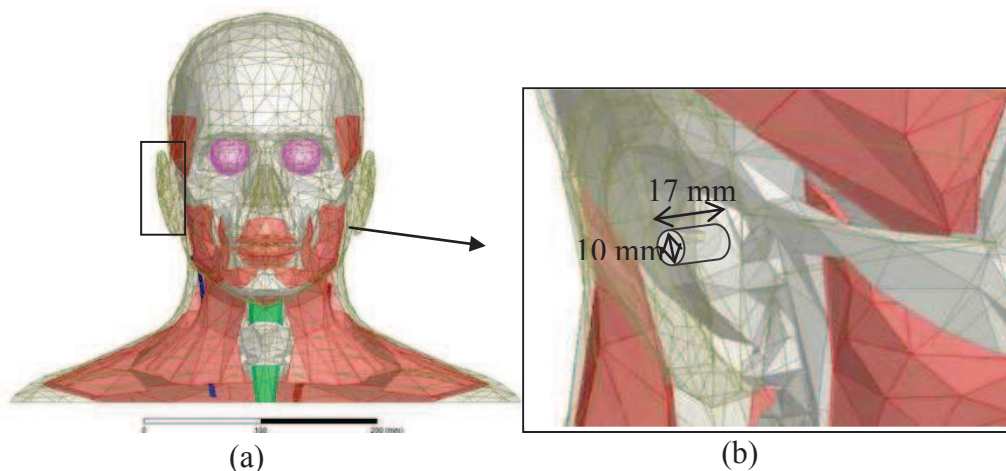


Figure IV-26-Modèle de tête humaine avec HFSS (a), vue de l'oreille et du conduit auditif (b)

IV.3.5.a Orientation de l'antenne

Pour une implantation réaliste dans l'oreille, nous étudions deux orientations possibles de l'antenne, horizontale et verticale (référentiel terrestre), et présentons les résultats du coefficient de réflexion et de transmission puis ceux du rayonnement, et déterminons ensuite l'orientation la plus favorable pour le système.

IV.3.5.a.i. Coefficient de réflexion

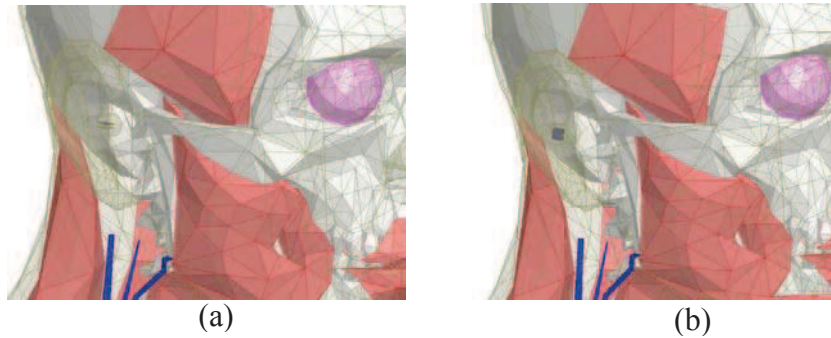


Figure IV-27 – Positionnement de l'antenne : horizontal (a) et vertical (b)

La Figure IV-28 présente le coefficient de réflexion de l'antenne pour le cas où elle est placée dans l'air libre, puis horizontalement et verticalement dans l'oreille (Figure IV-27). Le coefficient de réflexion est légèrement décalé pour le cas où l'antenne est placée horizontalement. L'effet du conduit auditif est cependant davantage présent pour le cas où l'antenne est placée verticalement. Les résultats d'impédance sont donnés sur la Figure IV-29. La position verticale de l'antenne propose une distribution de champ dans le conduit qui semble plus sensible à la présence des tissus humains.

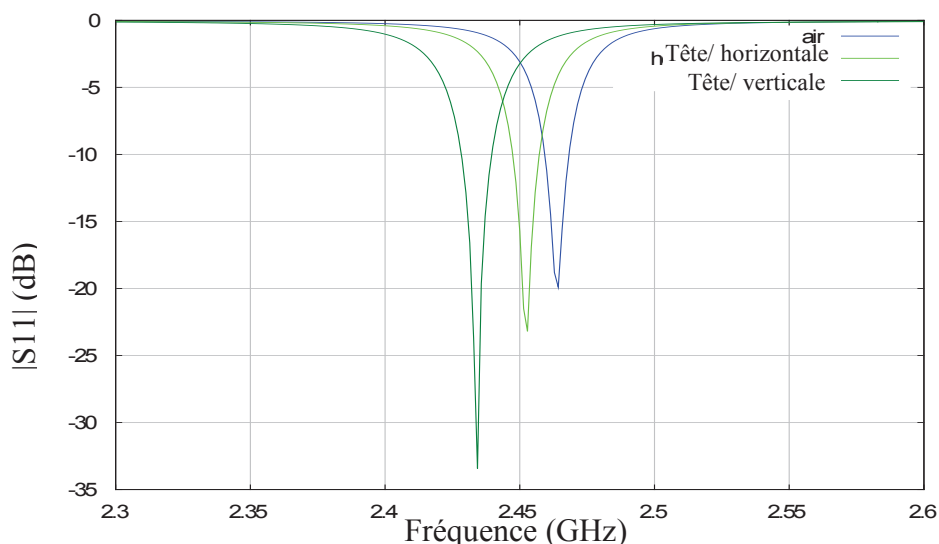


Figure IV-28 – Coefficient de réflexion de l'antenne pour trois cas : antenne dans l'air libre, antenne placée horizontalement et verticalement dans l'oreille

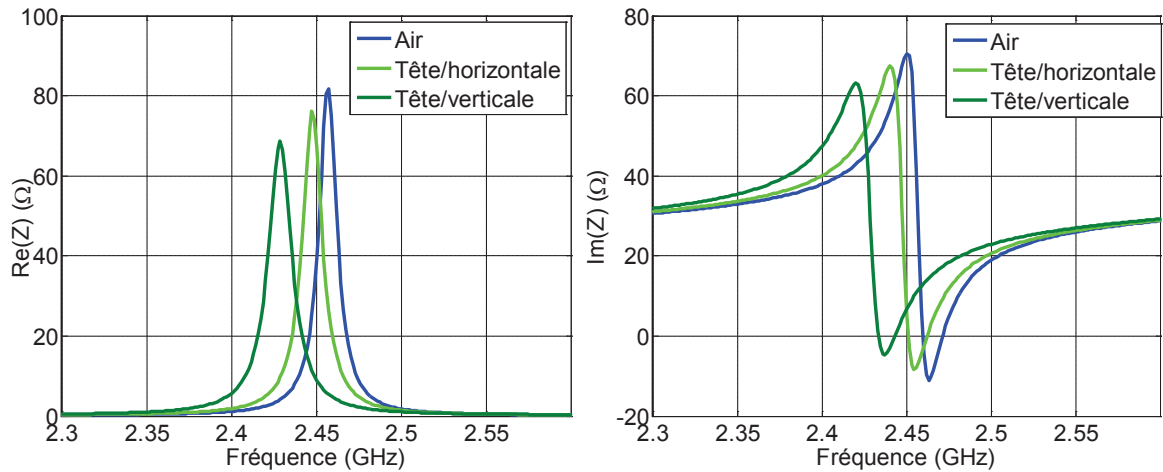


Figure IV-29 – Impédance d’entrée pour différents cas : antenne dans l’air libre, antenne placée horizontalement et verticalement dans l’oreille

IV.3.5.a.ii. Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement pour l’antenne placée horizontalement et verticalement sont présentés sur les Figure IV-30 et Figure IV-31 respectivement. On s’aperçoit que les tissus de la tête absorbent le rayonnement de l’antenne, il n’est donc plus omnidirectionnel mais directif et se fait majoritairement vers l’extérieur de la tête. Une part importante de puissance est donc perdue dans le corps. Pour l’antenne placée horizontalement, le gain maximal réalisé à 2,453GHz est de -20dBi et l’efficacité est de 0,23%.

Pour l’antenne placée verticalement, des distorsions plus importantes apparaissent et le rayonnement paraît sensiblement plus directif sur le diagramme. Le gain réalisé est de ce fait plus élevé (-16dBi à 2,434GHz) et l’efficacité est de 0,3%. Cette différence s’explique par l’orientation du champ électrique vis-à-vis du tissu de la tête que nous expliquons dans le paragraphe suivant.

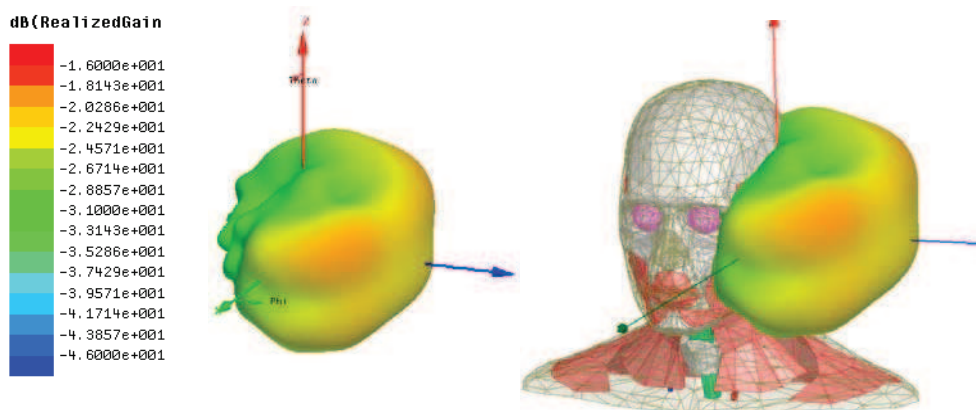


Figure IV-30 – Gain réalisé à 2,453GHz pour l’antenne placée horizontalement

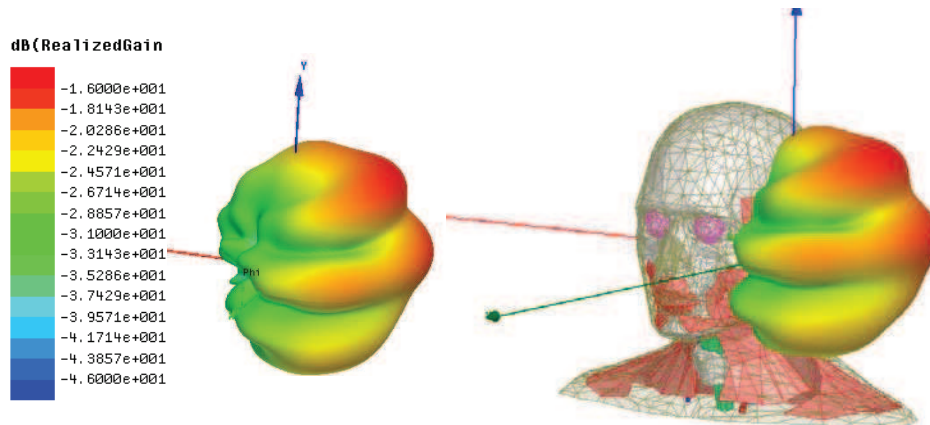


Figure IV-31 – Gain réalisé à 2,434GHz pour l'antenne placée verticalement

IV.3.5.a.iii. Coefficient de transmission

La Figure IV-32 présente les coefficients de transmission entre l'antenne de droite et celle de gauche, avec et sans tête. Deux positions verticale et horizontale sont étudiées.

Pour le cas où les antennes sont étudiées sans la tête, on remarque que la transmission est meilleure lorsqu'elles sont disposées horizontalement : le coefficient de transmission passe de -75dB pour les antennes placées horizontalement à -90dB pour celles placées verticalement. La raison à cela est que le maximum de rayonnement se fait dans le plan azimutal des antennes et le nul de rayonnement dans la direction des fils, le rayonnement étant de type dipolaire (Figure IV-33).

Cependant, en introduisant la tête entre les deux antennes, la tendance s'inverse. On s'aperçoit que le coefficient de transmission est meilleur lorsque les antennes sont placées verticalement : -97dB contre -115dB lorsqu'elles sont placées horizontalement, soit 18dB d'écart. Pour comprendre ce phénomène, il faut savoir qu'il existe trois mécanismes de propagation des ondes dans la liaison entre deux antennes: propagation par ondes pénétrantes, par ondes de surface et par ondes rampantes. A notre fréquence de travail, les ondes pénétrantes ne peuvent traverser le corps car elles s'atténuent très rapidement. Les ondes de surface concernent les zones du corps qui peuvent être considérées comme planaires.

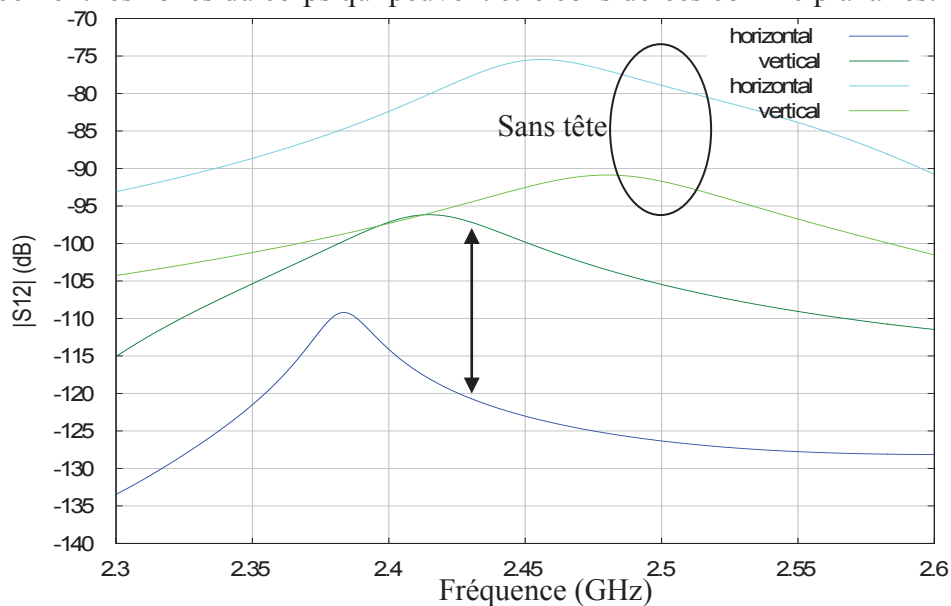


Figure IV-32 – Coefficient de transmission pour l'antenne placée horizontalement et verticalement – avec et sans la tête

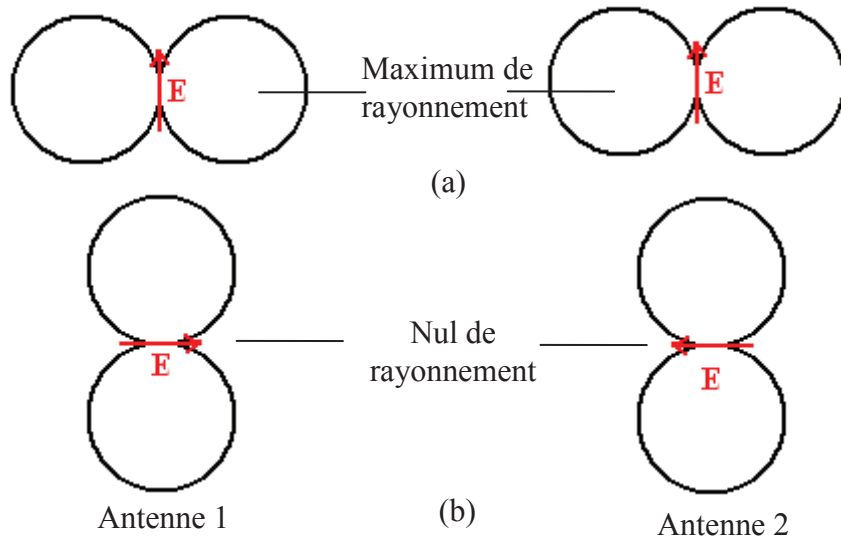


Figure IV-33 – Rayonnement de deux antennes placées horizontalement (a) et verticalement (b)

Le mode de propagation par ondes rampantes concerne les trajets circum-corporels c'est-à-dire tous les trajets où il existe une surface courbe en l'occurrence comme la tête (Figure IV-34). Dans notre cas, les ondes rampantes font le tour de la tête, et diverses études détaillent ce phénomène dans la littérature grâce à des formulations analytiques [IV-XII] [IV-XIII]. Il en ressort d'après ces études, que la polarisation de l'antenne doit être perpendiculaire au tissu afin d'assurer un bilan de liaison maximal. C'est ce que nous constatons pour notre cas.

En outre, dans la littérature, on retrouve des valeurs typiques d'atténuation d'une oreille à l'autre de -50dB [IV-XIV]. Le gain de l'antenne étant d'environ -20dBi, en faisant la somme gain antenne 1 + pertes oreille-oreille + gain antenne 2, nous obtenons -90dB. Ainsi, nous retrouvons de manière plus ou moins précise la valeur simulée.



Figure IV-34 – Propagation de l'onde rampante

Nous considérons dans la suite que l'antenne est placée verticalement dans le conduit auditif afin de permettre une meilleure liaison radio.

IV.3.5.b Profondeur de l'antenne dans le conduit auditif

La profondeur de l'antenne dans le conduit auditif est étudiée dans ce paragraphe. Le schéma du conduit auditif est présenté sur la Figure IV-35. Nous étudions trois positions de

l'antenne dans l'oreille : le plus à l'extérieur (position 0, x_1), à l'intérieur du conduit auditif (x_2 à 4mm) et plus profond dans le conduit (x_3 , à 8mm). Le conduit a un diamètre de 10mm.

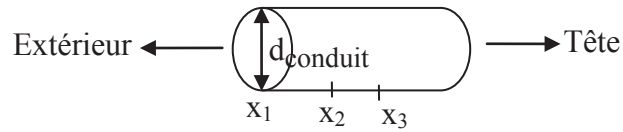


Figure IV-35 – Schéma du conduit auditif

La Figure IV-37 présente le coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes positions de l'antenne dans le conduit auditif. Le coefficient de réflexion diffère très légèrement lorsque l'antenne est à la position x_1 , x_2 ou x_3 . La position de l'antenne dans le conduit n'a donc que très peu d'effet sur son impédance.

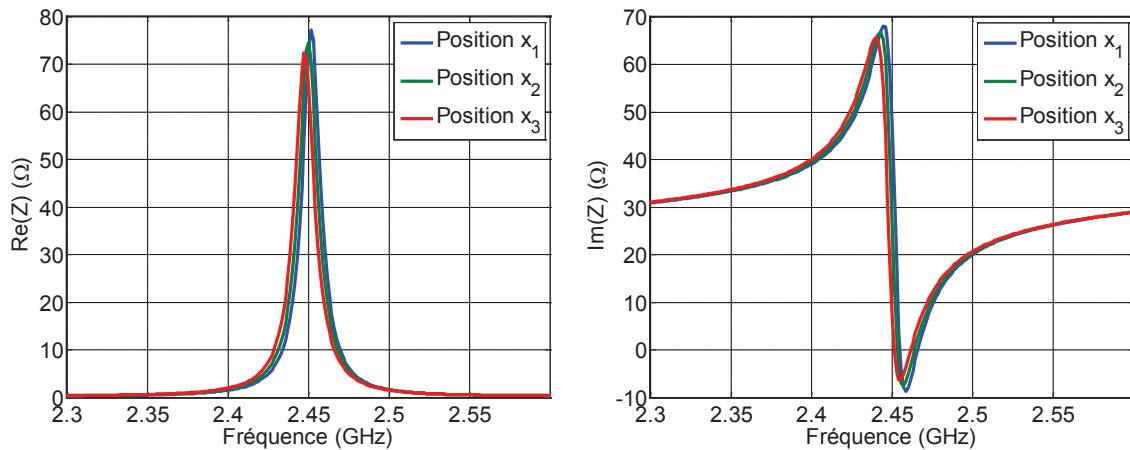


Figure IV-36 – Impédance d'entrée de l'antenne pour différentes positions dans l'oreille

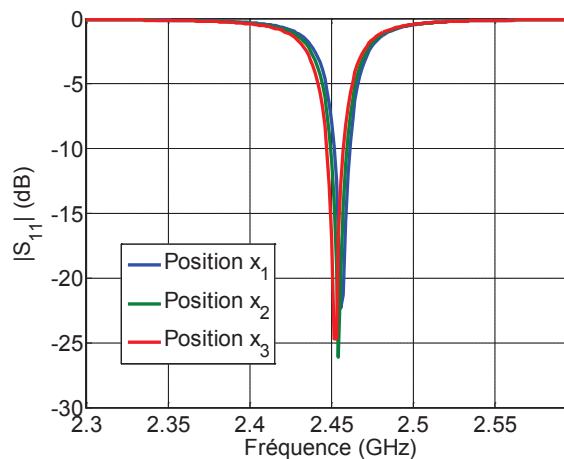


Figure IV-37 - Coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes positions dans l'oreille

IV.3.5.c Influence de la taille du conduit auditif

Nous étudions l'influence du diamètre du conduit d_{conduit} sur le comportement de l'antenne placée verticalement à la position x_2 (à 4mm de profondeur). Les Figure IV-38 et Figure IV-39 présentent l'impédance d'entrée ainsi que le coefficient de réflexion d'une antenne pour différents diamètres du conduit. Le coefficient de réflexion est modifié avec le diamètre car la zone réactive de l'antenne est modifiée par les tissus qui perturbent son

fonctionnement. Par conséquent, selon les dimensions de l'oreille, il peut y avoir un changement de canal qui peut être ajusté grâce à l'agilité fréquentielle de l'antenne.

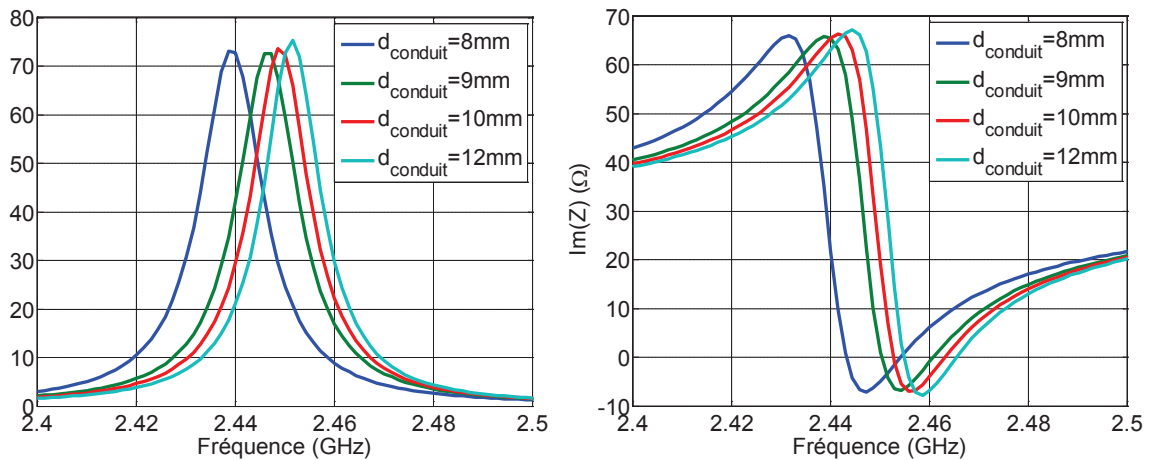


Figure IV-38 – Impédance d'entrée de l'antenne pour différentes dimensions du conduit

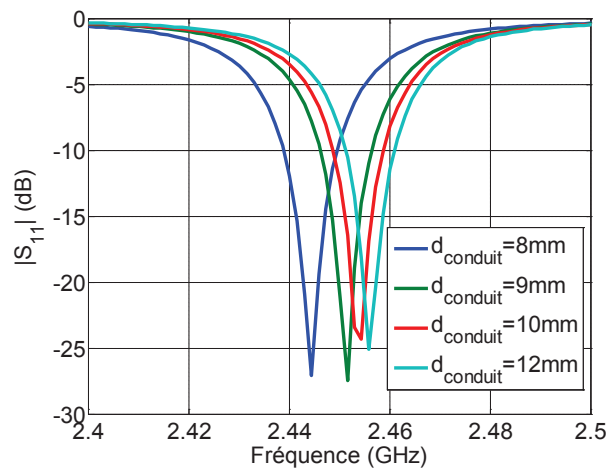


Figure IV-39 – Coefficient de réflexion d'une antenne pour différents diamètres du conduit auditif

IV.3.5.d Influence des propriétés des tissus

L'antenne se trouve dans le conduit auditif de l'oreille dont les propriétés du tissu qui constitue essentiellement la peau sont données par une permittivité de 50 et une conductivité de 0,5s/m. L'antenne se trouve à la position 2, au milieu du conduit dont le diamètre est de 10mm.

IV.3.5.d.i. Effet de la permittivité

Nous faisons varier la permittivité du tissu qui correspond essentiellement à la peau et constatons sur les Figure IV-40 et Figure IV-41 que les résultats en impédance ne sont pas modifiés par ce changement pour des écarts en permittivité de plus ou moins 3. On s'aperçoit sur la Figure IV-41 que le bilan de liaison est amélioré lorsque la permittivité diminue.

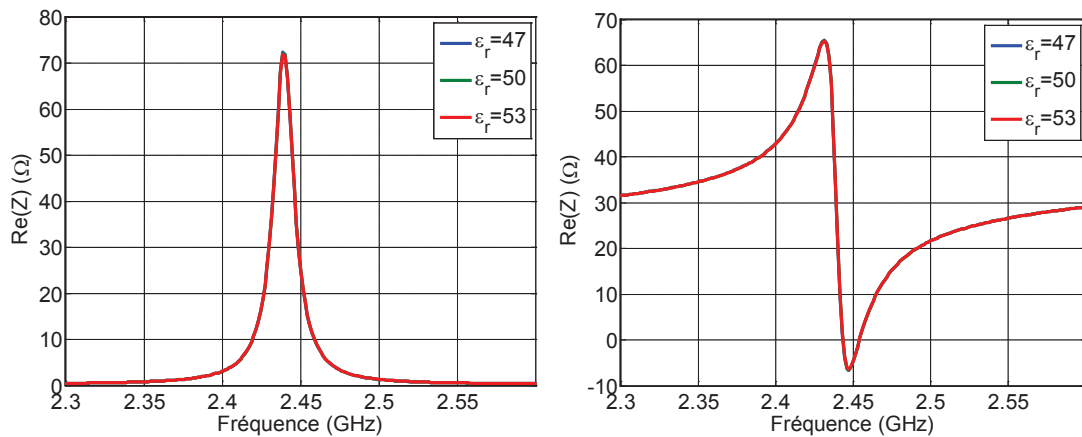


Figure IV-40 – Impédance d’entrée pour différentes valeurs de permittivité de la peau

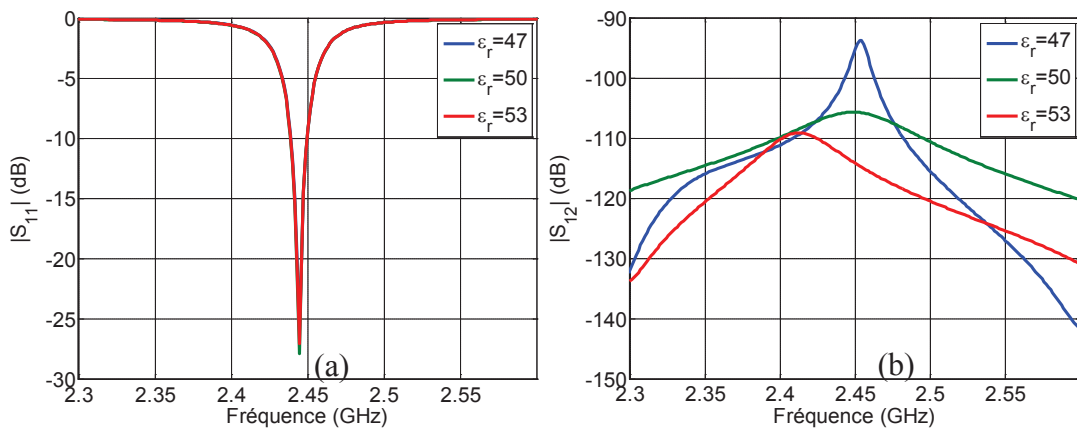


Figure IV-41 – Coefficient de réflexion (a) et de transmission (b) pour différentes valeurs de permittivité

IV.3.5.d.ii. Effet de la conductivité

En changeant la valeur de la conductivité des tissus considérés, il n’y a pas de changement au niveau des coefficients de réflexion qui restent sensiblement équivalents. En revanche, le coefficient de transmission entre les deux antennes varie en fonction de la conductivité. La Figure IV-42 présente le coefficient de transmission pour différentes valeurs de conductivité. Le changement de conductivité principalement de la peau autour de l’implant peut contribuer à modifier les conditions d’établissement du champ au voisinage de l’antenne et de propagation des ondes rampantes. L’interprétation de l’évolution du coefficient de transmission n’est pas immédiate. La réduction de la conductivité semble minimiser les pertes et favoriser la transmission.

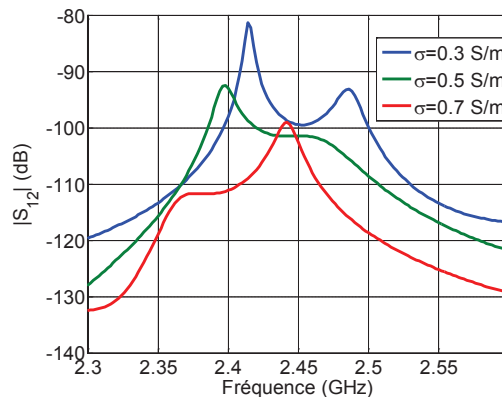


Figure IV-42 – Coefficient de transmission pour différentes valeurs de conductivité

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'antenne fil plaque ultra compacte sur plan de masse également réduit. Cette structure a été conçue afin d'être intégrée à l'implant auditif du projet WiserBAN. Le but est d'intégrer une antenne à l'intérieur de chaque oreille et les faire communiquer entre elles et vers l'extérieur. Le dispositif doit opérer en bande ISM 2,4-2,48GHz.

En premier lieu, nous avons présenté la structure de l'antenne ainsi qu'une étude de ses performances en fonction de sa taille et des matériaux utilisés. Un prototype de taille plus grande nous a permis de valider expérimentalement la structure. La bande passante étant trop étroite pour recouvrir la bande ISM voulue, l'antenne fil plaque a été rendue agile en fréquence par l'ajout d'une diode varicap.

Ensuite, nous avons simulé la structure à l'intérieur d'un modèle de tête présent dans HFSS, les antennes étant placées à l'intérieur des conduits auditifs mais sans contact réel avec la peau. En effet, l'antenne n'est pas complètement sur le corps ni à l'intérieur du corps. Nous avons donc étudié le comportement de ces antennes en fonction de leur orientation et de leur position dans l'oreille, mais aussi en fonction de la taille du conduit auditif et des propriétés du tissu. Nous avons montré que le rayonnement de l'antenne est absorbé par les tissus de la tête et que l'impédance de l'antenne est modifiée en fonction de son positionnement. Ainsi, afin d'améliorer la transmission des signaux, il faut optimiser l'orientation et le positionnement dans le conduit auditif.

Mais il faut également considérer l'implant auditif complet auquel sera associée l'antenne. La présence des divers composants peut affecter le comportement de l'antenne. L'implant auditif est présenté sur la Figure IV-43. Il est constitué de plusieurs éléments :

- Microphone
- Batterie
- Récepteur
- Amplificateur

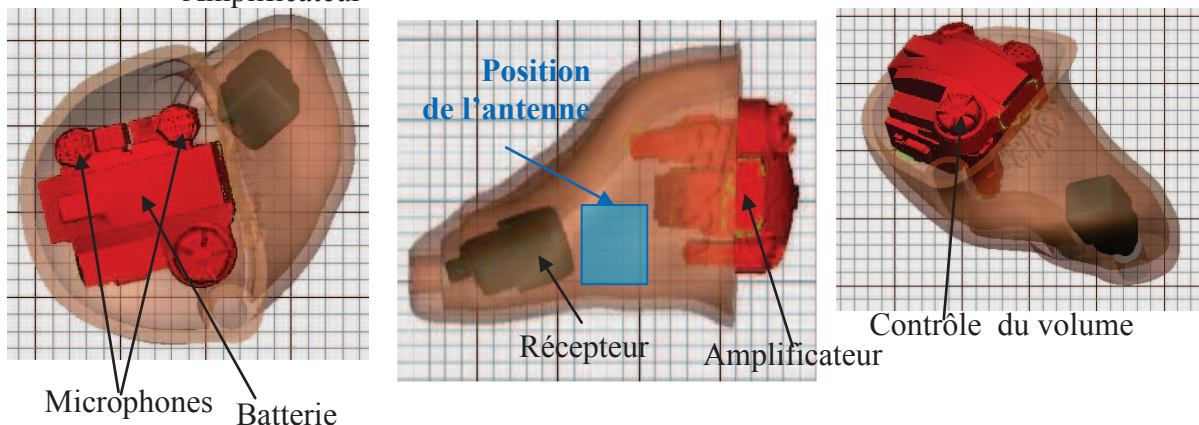


Figure IV-43 – Différentes vues de l'implant auditif et position de l'antenne
Pour terminer l'étude, il est nécessaire de simuler l'antenne avec l'ensemble du dispositif (et les matériaux utilisés). Cet aspect constitue les perspectives de travail du projet WiserBAN à réaliser dans le prolongement de la démonstration de faisabilité réalisée dans ce travail. Cette antenne sera associée à un circuit d'évaluation d'impédance sur le canal de communication afin d'optimiser son fonctionnement in situ.

IV.5 Références

- [IV-I]. C. Fang; L. Cheng; J. Li; C. Yang; J. Lin; C. Liao; C. Chen; Shun-Tian Lin; K. Cheng; S. Wang; M. Pan; C. Hu; Y. Chien; , "A planar chip antenna for 2.4/5.2GHz ISM band applications," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.1B, no., pp.455-458 vol. 1B, 8-8 July 2005.
- [IV-II]. Hsien-Wen Liu; Ting-Ying Chen; Chang-Fa Yang; Shun-Tian Lin; Sheng-Shiue Tasi; Chen-Wei Chiu; Chuan-Ling Hu; , "A miniature chip antenna without empty space on PCB for 2.4GHz ISM band applications," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [IV-III]. Izdebski, P.; Rajagopalan, H.; Rahmat-Samii, Y.; , "Ingestible capsule antenna for bio-telemetry," *Antenna Technology, 2009. iWAT 2009. IEEE International Workshop on*, vol., no., pp.1-4, 2-4 March 2009.
- [IV-IV]. Zito, F.; Fragomeni, L.; Aquilino, F.; Della Corte, F.G.; "Wireless temperature sensor integrated circuits with on-chip antennas," *MELECON 2010 - 2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference* , vol., no., pp.1368-1373, 26-28 April 2010.
- [IV-V]. Ito, K.; Wei Xia; Takahashi, M.; Saito, K.; , "An implanted cavity slot antenna for medical communication systems," *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on* , vol., no., pp.718-721, 23-27 March 2009.
- [IV-VI]. Bories, S.; Hachemi, M.; Khelifa, K. Haj; Delaveaud, C.; "Small antennas impedance and gain characterization using backscattering measurements", *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, pp April - 2010.
- [IV-VII]. Hachemi, M.; Bories, S.; Khelifa, K. Haj; Delaveaud, C., "Miniature antenna radiation pattern measurement using fiber-optic link", *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on* , pp. 1-5, April 2010.
- [IV-VIII]. Javier, L.; Araque, Q.; Vecchi, G.; Foged, L.J.; , "Efficient filtering of cable interaction in small antenna measurements," *Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM), 2010 14th International Symposium on* , vol., no., pp.1-3, 5-8 July 2010.
- [IV-IX]. Krupka, Z.; , "The effect of the human body on radiation properties of small-sized communication systems," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.16, no.2, pp. 154- 163, Mar 1968.
- [IV-X]. Andersen, J.B.; Balling, P.; , "Admittance and radiation efficiency of the human body in the resonance region," *Proceedings of the IEEE* , vol.60, no.7, pp. 900- 901, July 1972.
- [IV-XI]. Barlow, H.M.; Cullen, A.L.; , "Surface waves," *Proceedings of the IEE - Part III: Radio and Communication Engineering* , vol.100, no.68, pp.329-341, November 1953.
- [IV-XII]. Alves, T.; Poussot, B.; Laheurte, J.-M.; , "Analytical Propagation Modeling of BAN Channels Based on the Creeping-Wave Theory," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.59, no.4, pp.1269-1274, April 2011.
- [IV-XIII]. Wait, J.; Conda, A.; , "Pattern of an antenna on a curved lossy surface," *Antennas and Propagation, IRE Transactions on* , vol.6, no.4, pp.348-359, October 1958.
- [IV-XIV]. Zasowski, T.; Meyer, G.; Althaus, F.; Wittneben, A.; , "UWB signal propagation at the human head," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.54, no.4, pp. 1836- 1845, June 2006.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse sont inscrits dans la thématique des antennes miniatures reconfigurables en fréquence. Le but était de concevoir et de réaliser des antennes miniatures reconfigurables à base de composants actifs pour des applications en bande UHF.

L'état de l'art présenté dans le premier chapitre a mis en avant la problématique des antennes miniatures ainsi que les diverses techniques de miniaturisation employées jusqu'à présent. La miniaturisation d'une antenne entraînant une réduction de la bande passante, un second axe de recherche s'est porté vers les antennes reconfigurables en fréquence capables de palier à cette réduction. Ainsi, dans la deuxième partie du chapitre I, nous avons détaillé les diverses techniques de reconfigurabilité fréquentielle. La solution intéressante retenue dans notre étude est la technique par ajout d'éléments variables sur la structure antennaire

Le chapitre II détaille la miniaturisation de l'antenne fil-plaque par ajout d'une fente sur le toit. L'antenne fil-plaque est une structure compacte à la géométrie et aux performances originales particulièrement intéressantes pour une intégration dans les systèmes de télécommunications mobiles actuels; c'est pourquoi cette structure a été retenue pour notre étude. En agissant sur la position et sur la longueur de la fente introduite sur le toit de l'antenne, la capacité du toit de l'antenne est modifiée et l'antenne est miniaturisée. L'effet de la fente a été modélisé par un circuit équivalent électrique simulant l'impédance d'entrée de l'antenne. La construction de plusieurs prototypes confirme par l'expérimentation les résultats et les performances attendues des antennes. L'ajout d'une fente sur le toit capacitif a permis de miniaturiser l'antenne jusqu'à $\lambda_0/11,5$ x $\lambda_0/11,5$ x $\lambda_0/80,6$. Par conséquent, une réduction de fréquence importante peut être obtenue grâce à cette technique (en l'occurrence ici 42%).

Conformément aux limites fondamentales des antennes miniatures, la miniaturisation de l'antenne fil-plaque implique une réduction de la bande passante. C'est pourquoi, dans le chapitre III, nous avons étudié différentes techniques d'agilité fréquentielle de l'antenne fil-plaque à fente : l'une utilisant une charge capacitive, l'autre utilisant une charge inductive et enfin, une dernière utilisant une combinaison de ces deux éléments. L'ajout d'une diode varicap sur la fente du toit de l'antenne constitue une technique d'agilité fréquentielle efficace. En faisant varier la tension aux bornes de la diode, la bande passante recouvre successivement les fréquences de 800 à 900MHz. L'utilisation d'une inductance variable sur la structure fil-plaque est une alternative à la structure précédente. Une agilité fréquentielle peut être obtenue en faisant varier la valeur de l'inductance. Cette dernière est développée au sein du CEA-LETI sur le principe innovant des MEMS et est en cours de fabrication. Un prototype intermédiaire d'antenne a été fabriqué à l'aide d'inductance discrète et mesurée. La modélisation et la simulation ont été validées de manière expérimentale. Pour les deux structures précédentes, une étude des pertes a été réalisée afin d'identifier les paramètres qui dégradent l'efficacité de l'antenne. Il apparaît que la structure avec la diode varicap présente dans la réalité de meilleures performances au niveau efficacité, cependant le facteur de qualité est plus grand ce qui implique une bande passante plus étroite. Enfin, une dernière structure combinant diode varicap et inductance variable a été conçue. Grâce à une combinaison adéquate de ces deux composants, des conditions d'adaptation d'impédance sur une large bande passante peuvent être obtenues avec l'antenne fil-plaque.

Dans le chapitre IV, nous avons étudié l'antenne fil plaque ultra compacte, le plan de masse étant également réduit. Cette structure a été conçue afin d'être intégrée à l'implant auditif du projet WiserBAN qui opérera en bande ISM (2,4-2,48GHz). Le but est d'intégrer une antenne à l'intérieur de chaque oreille afin qu'elles établissent une communication entre elles et vers l'extérieur. Nous avons démontré la faisabilité de cette antenne et une étude de l'antenne dans son environnement a été réalisée afin d'anticiper son comportement dans le conduit auditif. Cependant, la structure complète de l'implant auditif intégrant l'antenne reste encore à étudier.

Perspectives

Concernant la miniaturisation des antennes, un axe de développement important concerne la recherche d'une efficacité de rayonnement maximale. Des investigations sont ainsi à mener sur les propriétés des matériaux utilisés lors de la réalisation des antennes afin de limiter les pertes d'efficacité lorsque les dimensions de l'antenne sont très compactes. Il s'agit notamment de travailler sur la conductivité des matériaux conducteurs. Egalement, afin d'améliorer les performances des antennes miniatures reconfigurables en fréquence utilisant des éléments actifs, il est nécessaire de réduire significativement les pertes liées à ces éléments. Elles pourraient être réduites grâce à l'introduction de nouveaux composants commandables pouvant remplacer les diodes varicap classiques. Les capacités de type PZT ou de composants à base de nouveaux matériaux commandables (BST, Oxynitrures perovskite...) pourraient s'avérer intéressants.

Afin de réduire fortement l'encombrement de l'antenne (comme pour l'application BAN du chapitre IV) il serait également intéressant d'intégrer l'antenne et les composants actifs dans un même bloc, avec un même procédé technologiques dénommé MMIC (Circuit Intégré Monolithique Hyperfréquence en français). L'avantage d'une telle structure est un encombrement plus faible et des performances élevées. On tend ainsi vers des solutions d'antenne *in package* ou antenne chip intéressante pour des applications de type BAN UHF.

Les travaux sur l'agilité en fréquence des antennes compactes peuvent ensuite être avantageusement étendue aux antennes à bande instantanée plus large afin de s'adapter, par exemple, aux besoins de la radio opportuniste.

Un second axe de développement concerne les techniques de caractérisation expérimentale des dispositifs rayonnants ultra miniatures. Les techniques non invasives actuellement en développement doivent être miniaturisées pour permettre la caractérisation précise à la fois des propriétés de rayonnement et des caractéristiques électriques des antennes ultra miniatures.

Table des figures

Figure I-1 - Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de Chu.....	8
Figure I-2 - Facteur de qualité minimal calculé selon Chu en fonction de la taille électrique (ka) pour différentes efficacités de rayonnement	11
Figure I-3 – Représentation des pertes dans l'antenne [I.4]	12
Figure I-4 – Allongement du trajet des courants par ajout de fentes [I.17]	13
Figure I-5 - Cartographie du champ \vec{E} dans la cavité d'une antenne microruban (mode TM_{100}).....	14
Figure I-6 – PIFA avec court circuit (a) plan, (b) languette	14
Figure I-7 – (a) Illustration d'une antenne repliée (b) repliement vertical [I.30].....	14
Figure I-8 – Illustration de la PIFA repliée sur plusieurs niveaux (a) et exemple de l'antenne à 869MHz (b) [I.32]	15
Figure I-9 – Dipôles repliés (a) et coefficients de réflexion associés (b) [I.4]	15
Figure I-10 - Monopole (a) et monopole chargé (b) et leur circuit équivalent.....	16
Figure I-11 - Antenne à fente avec charge capacitive [I.37]	16
Figure I-12 – Illustration de l'antenne sphérique hélicoïdale à 4 brins [I.39].....	17
Figure I-13 – Évolution des facteurs de qualité des différentes antennes et situation par rapport à la limite de Chu en fonction de la fréquence et de la taille électrique ka des antennes [I.39].....	18
Figure I-14 – Courbes de Hilbert à différents niveaux d'itération	18
Figure I-15 – Monopoles à géométrie fractale de Koch [I.40]	19
Figure I-16 – Antennes fractales : Géométrie de Hilbert (a), géométrie de Peano (b) et antennes méandres (c) [I.41].....	19
Figure I-17 – Facteur de qualité en fonction de la taille électrique à la résonance des différentes antennes fractales et méandres [I.41]	19
Figure I-18 – Antenne microruban avec substrat diélectrique	21
Figure I-19 – Coefficient de réflexion de l'antenne patch à forte permittivité [I.45]	21
Figure I-20 - Antenne microruban avec matériaux magnéto-diélectriques (a), coefficients de réflexion (b) et résultats de comparaison (c) [I.48]	22
Figure I-21 - Placement d'un fragment de matériau magnéto-diélectrique selon trois configurations : insertion autour de l'alimentation (a), insertion autour du court-circuit (b), insertion autour de l'alimentation et du court-circuit (c) [I.50]	23
Figure I-22 – Rapport d'Onde Stationnaire en fonction de la fréquence [I.50].....	23
Figure I-23 – Différentes configurations du matériau étudiées [I.50].....	24
Figure I-24 - Géométrie de l'antenne microruban chargée par CSRR (a), Coefficient de réflexion (b)	25
Figure I-25 - Vue en coupe schématique de l'antenne patch modélisée (a), Coefficient de réflexion de l'antenne sur différents substrats (b).....	26
Figure I-26 - Géométrie de l'antenne microruban réalisée sur un substrat partiel d'une couche et 3 colonnes de matériau magnétique artificiel [I.60].....	26
Figure I-27 – Illustration de l'agilité fréquentielle : Antenne avec faible bande passante (a), recouvrement fréquentiel plus important grâce à une technique d'agilité (b).....	28
Figure I-28 – Représentation graphique des canaux WIFI dans la bande 2,4GHz	28
Figure I-29 - Diode varicap polarisée en inverse	29
Figure I-30 - Antenne microruban avec diodes varicap [I.64]	30
Figure I-31 - Coefficient de réflexion et fréquence de résonance de l'antenne microruban chargée par une diode varicap [I.64].....	30
Figure I-32 - Antenne microruban avec fente et diode PIN sur le toit (a), coefficient de réflexion (b) [I.66].....	31
Figure I-33 - Antenne microruban avec fente et diode PIN sur le plan de masse (a), et résultat du coefficient de réflexion (b) [I.67]	32
Figure I-34 – Exemples de composants MEMS.....	32
Figure I-35 - Antenne imprimée chargée par un stub coplanaire à base de MEMS [I.69] (a), photographie de l'antenne (b)	32

Figure I-36 – Coefficient de réflexion de l'antenne imprimée chargée par un stub coplanaire à base de MEMS [I.69]	33
Figure I-37 – Antenne avec fente et diode varicap, alimentée par ligne microruban [I.70]	33
Figure I-38 – Résultats de mesure du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de tension de polarisation [I.70]	34
Figure I-39 - Structure de l'antenne bi-bande avec diodes varicap [I.71]	34
Figure I-40 - Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne bi-bande avec deux configurations de diodes : D_2 fixée et tension aux bornes de D_1 variable (a), D_1 fixée et tension aux bornes de D_2 variable (b) [I.71].....	35
Figure I-41 - Antenne monopole pour DVB-H (a) et coefficient de réflexion (b) [I.73].....	36
Figure I-42 – Gain mesuré et gain standard requis pour le DVB-H [I.73]	36
Figure I-43 – Antenne planaire avec diode PIN (a) et coefficient de réflexion obtenu (b) [I.75]	37
Figure I-44 – Efficacité totale de l'antenne agile en fréquence (a) et des antennes de référence (b) [I.75].....	37
Figure I-45 - Antenne monopole méandre reconfigurable en fréquence (a) et résultats du coefficient de réflexion en simulation et mesure (b) [I.76].....	37
Figure I-46 - Antenne PIFA multi-branches avec plusieurs diodes PIN [I.78]	38
Figure I-47 - Antenne PIFA combinant diode PIN et diode varicap [I.79]	39
Figure I-48 - Distribution du courant sur la PIFA, a) 1,9GHz (USCPS) et 2 GHz (WCDMA), b) 3,5GHz (m-WiMAX), et c) 5,5 GHz (WLAN) [I.79]	39
Figure I-49 – Efficacité de l'antenne en simulation pour différents cas de résistance parasite de la diode PIN [I.79]	39
Figure I-50 - Système de reconfiguration de l'antenne entre l'émetteur et l'antenne [I.81]	40
Figure I-51 - Structure de l'antenne (a), Utilisation de l'interrupteur FET (b), Photo du prototype (c) et coefficient de réflexion (d) [I.82]	40
Figure I-52 – Efficacité rayonnée en simulation et mesure [I.82]	41
Figure I-53 – Antenne PIFA opérant à 2.4GHz (a) et circuit d'adaptation d'impédance (b) et différentes configurations des diodes et fréquences de travail associées (c) [I.83].....	41
Figure I-54 – Coefficient de réflexion pour différentes configurations de l'antenne [I.83]	42
Figure I-55 – Antenne avec substrat ferroélectrique [I.89]	42
Figure I-56 – Coefficient de réflexion pour l'antenne à vide (a) et soumise à une tension (b).....	42
Figure I-57 – Géométrie de l'antenne avec une ferrite.....	43
Figure I-58 - Boucle et circuit électronique (a) et agilité fréquentielle du métamatériau [I.90]	43
Figure II-1 – Géométrie de l'antenne fil-plaque.....	52
Figure II-2 - Influence du fil de masse sur l'impédance de l'antenne sans fil (a), avec fil (b)	53
Figure II-3 – Modélisation électrique de l'introduction du fil de masse	54
Figure II-4 - Définition des plans de coupe	55
Figure II-5 – Gain intrinsèque dans les plans P1 et P2 respectivement à la fréquence $f_r=1.741$ GHz. Co-polarisation et cross-polarisation	55
Figure II-6 - Circuit équivalent à la fréquence de résonance basse de l'antenne fil-plaque.....	55
Figure II-7 - Illustration de la ligne suspendue	56
Figure II-8 - Impédance d'entrée de l'antenne en simulation et modélisation avec l'ajout d'un substrat	57
Figure II-9 – Comparaison entre simulation et modélisation de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes hauteurs h d'antenne avec $a=0,8$ mm.....	58
Figure II-10 – Fréquence de résonance en fonction de la hauteur de l'antenne pour $a =0,8$ mm.....	58
Figure II-11 – Efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la hauteur h	59
Figure II-12 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de permittivité diélectrique ϵ_r en modélisation (a) et simulation (b).....	60
Figure II-13 – Fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la permittivité diélectrique ϵ_r en simulation et modélisation.....	60
Figure II-14 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes surface du toit.....	61
Figure II-15 – Fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la surface en modélisation et simulation	61
Figure II-16 – Efficacité rayonnée en fonction de la surface du toit	62

Figure II-17 - Géométrie de l'antenne fil-plaque à fente	62
Figure II-18 – Différentes orientations de la fente.....	63
Figure II-19 – Impédance d'entrée de l'antenne pour différentes orientations de la fente (a) et écart au niveau de la fréquence de résonance entre l'antenne sans fente et les quatre configurations (b).....	64
Figure II-20 – Impédance d'entrée de l'antenne pour deux valeurs de x_1	64
Figure II-21 - – Impédance d'entrée de l'antenne pour différentes distances x_3	65
Figure II-22 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la position de la fente y_4	65
Figure II-23 – Évolution de la fréquence de résonance en fonction de la position de la fente y_4	66
Figure II-24 - Évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la longueur de la fente.....	66
Figure II-25 – Modélisation d'une fente courte excitée par un champ électrique à polarisation uniforme	67
Figure II-26 – Sources magnétiques et leur image à travers un PEC, source perpendiculaire au plan (a), et source parallèle au plan (b).....	68
Figure II-27 – Évolution de la susceptance en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de fente de largeur 1 mm.....	68
Figure II-28 – Capacité de la fente obtenue pour différentes longueurs de fente de largeur 1 mm	69
Figure II-29 – Schéma électrique équivalent de la fente.....	69
Figure II-30 – Conductance de la fente en fonction de la fréquence pour plusieurs longueurs de fente de largeur 1 mm	69
Figure II-31 – Circuit équivalent avec introduction du modèle de la fente (C_{fente} et R_{fente}).....	70
Figure II-32 - Configuration de la fente sur le toit de l'antenne : droite (a) et repliée (b)	70
Figure II-33 – Évolution de la fréquence de résonance en fonction de la longueur de la fente	71
Figure II-34 – Erreur entre modélisation et simulation.....	71
Figure II-35 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes largeurs de fente de longueur 19mm.....	71
Figure II-36 – Fente seule taillée dans un plan de masse.....	72
Figure II-37 – Fréquence de résonance de la fente dans un plan de masse pour différentes longueurs (la largeur de la fente étant de 1mm)	72
Figure II-38 - Toit de l'antenne fil plaque à fente.....	73
Figure II-39 - Photo du prototype réalisé.....	73
Figure II-40 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes longueurs de fente (Partie réelle et partie imaginaire)	74
Figure II-41 – Fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la longueur de la fente en simulation et mesure.....	74
Figure II-42 – Repère cartésien et sphérique associé à l'antenne.....	75
Figure II-43 – Évolution du diagramme de rayonnement (gain intrinsèque en dBi) de l'antenne en fonction de la longueur de la fente en mesure (a) et simulation (b) dans le plan (xOy).....	76
Figure II-44 – Évolution du diagramme de rayonnement (gain intrinsèque en dBi) de l'antenne en fonction de la longueur de la fente en mesure (a) et simulation (b) dans le plan (xOz)	77
Figure II-45 – Évolution du facteur de qualité (a) et de la bande passante fractionnelle (b) en fonction de la fréquence de résonance	78
Figure II-46 – Sphère sp_1 ou sphère de Chu englobant le toit de l'antenne	79
Figure II-47 – Sphère sp_2	79
Figure II-48 – Évolution des facteurs de qualité Q_z (simulé) et Q_{HFSS} en fonction de la taille électrique de l'antenne (ka), et comparaison avec la limite de Chu donnée par Q_{min} pour deux valeurs d'efficacité ($\eta=100\%$ et $\eta=20\%$)	80
Figure II-49 – Efficacité rayonnée η en simulation et mesure en fonction de la fréquence de résonance f_r	81
Figure II-50 – Évolution du produit $\eta/((ka)^3 \cdot Q)$ en fonction de la taille électrique de l'antenne.....	81
Figure III-1 – Antenne fil-plaque à fente chargée par une capacité variable.....	86
Figure III-2 – Position de la charge capacitive sur la fente de l'antenne	87
Figure III-3 – Influence de la position de la capacité sur l'impédance d'entrée de l'antenne.....	87
Figure III-4 - Circuit équivalent de l'antenne à la fréquence de résonance basse avec introduction de la capacité variable C_v	88

Figure III-5 – Impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la valeur de la capacité C_v (modélisation) (a) et fréquence de résonance en fonction de C_v (b).....	88
Figure III-6 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de capacité C_v (simulateur électromagnétique 3D)	89
Figure III-7 - Fréquence de résonance en fonction de la valeur de la capacité C_v en simulation (a) et comparaison simulation-modèle (b).....	90
Figure III-8 – Évolution du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de capacité C_v	90
Figure III-9 – Efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la valeur de la capacité C_v (a) et en fonction de la fréquence de résonance (b)	91
Figure III-10 – Facteur de Qualité en fonction de la valeur de la capacité C_v (a) et en fonction de la fréquence de résonance (b)	91
Figure III-11 – Antenne et plans de coupe.....	92
Figure III-12 – Diagrammes de gain de l'antenne pour différentes valeurs de capacité (en bleu la polarisation principale et en rouge la polarisation croisée).....	92
Figure III-13 – Schéma équivalent de la charge capacitive non idéale.....	93
Figure III-14 – Effet de la résistance série de la diode sur l'impédance de l'antenne	93
Figure III-15 – Efficacité rayonnée en fonction de la résistance série de la capacité.....	94
Figure III-16 – Étude des différentes pertes introduites - Évolution de l'efficacité rayonnée en fonction de la capacité pour différents cas.....	95
Figure III-17 – Schéma équivalent de la diode varicap polarisée en inverse.....	96
Figure III-18 – Évolution de la capacité en fonction de la tension inverse aux bornes de la diode, donnée à la fréquence de 1MHz (donnée constructeur).....	96
Figure III-19 – Circuit de test pour la diode varicap.....	97
Figure III-20 – Banc de mesure sous pointe	97
Figure III-21 – Valeur de la capacité en fonction de la tension inverse à ses bornes	98
Figure III-22 – Paramètres S de la diode varicap en simulation et mesure pour différentes valeurs de tension	98
Figure III-23 – Résistance série de la diode varicap en fonction de la fréquence.....	99
Figure III-24 – Vue de dessus de l'antenne avec capacité de découplage et diode varicap.....	100
Figure III-25 – Circuit de polarisation de la diode varicap (a) et T de polarisation (b).....	100
Figure III-26 – Paramètre S_{21} de la capacité de découplage.....	100
Figure III-27 – Efficacité rayonnée en fonction de la résistance série de la capacité de découplage R_{dc}	101
Figure III-28 – Prototype réalisé.....	101
Figure III-29 – Partie réelle et partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de tension en simulation (a) et en mesure (b).....	102
Figure III-30 – Coefficient de réflexion mesuré pour différentes valeurs de tension	103
Figure III-31 - Diagrammes de gain mesure pour différentes valeurs de capacité dans les plans : xOy, yOz et xOz.....	105
Figure III-32 – Comparaison du facteur de qualité de Yaghjian en simulation et mesure.....	105
Figure III-33 – Sphère sp_1 ou sphère de Chu englobant le toit de l'antenne (a) et sphère sp_2 (b)	106
Figure III-34 – Évolution des facteurs de qualité Q_z simulé et mesuré et Q_{HFSS} en fonction de la taille électrique de l'antenne ka , et comparaison avec les limites de Chu donnée par Q_{min} pour trois valeurs d'efficacité ($\eta=10\%$; 20% et 100%).....	106
Figure III-35 – Efficacité rayonnée mesurée en fonction de la tension appliquée aux bornes de la diode varicap.....	107
Figure III-36 – Structure antennaire avec introduction de l'inductance.....	109
Figure III-37 – Schéma électrique équivalent à la fréquence de résonance basse avec variable ajoutée	109
Figure III-38 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de L_v (avec fente) – Modélisation.....	110
Figure III-39 – Fréquence de résonance de l'antenne en fonction de L_v – Modélisation	110
Figure III-40 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la valeur de l'inductance L_v	111
Figure III-41 - Évolution de la fréquence de résonance en fonction de L_v	111

Figure III-42 – Efficacité rayonnée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_v	111
Figure III-43 – Facteur de Qualité en fonction de la fréquence et de l'inductance variable	112
Figure III-44 – Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan (xOy) (a) et (xOz) (b) à la fréquence $f_r=876\text{MHz}$ (en bleu : polarisation principale, en rouge : polarisation croisée).....	112
Figure III-45 – Schémas équivalents de la diode.....	113
Figure III-46 – Efficacité rayonnée de l'antenne en fonction de la résistance série des inductances	114
Figure III-47 – Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne en simulation et mesure pour différentes valeurs de L_v	114
Figure III-48 – Fréquence de résonance en fonction de l'inductance en simulation et mesure	114
Figure III-49 – Repère cartésien et sphérique associé à l'antenne.....	115
Figure III-50 – Étude des pertes de l'antenne avec inductance variable.....	117
Figure III-51 – Évolution des facteurs de qualité Q_z simulé et mesuré et Q_{HFSS} en fonction de la taille électrique de l'antenne ka , et comparaison avec les limites de Chu donnée par Q_{min} pour trois valeurs d'efficacité ($\eta=10\%$; 20% et 100%).....	118
Figure III-52 – Efficacité rayonnée en fonction de l'inductance variable et de la fréquence	118
Figure III-53 – Comparaison des pertes pour les deux structures : diode varicap (a) et inductance variable (b).....	119
Figure III-54 – Structure antennaire étudiée	121
Figure III-55 – Circuit équivalent de l'antenne à la fréquence de résonance basse	122
Figure III-56 – Évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne sous l'effet de la diode varicap en modélisation (a) et simulation (b)	123
Figure III-57 – Évolution de l'impédance d'entrée sous l'effet de l'inductance en modélisation(a) et simulation (b)	124
Figure III-58 – Antenne avec éléments actifs et polarisation	124
Figure III-59 – Photographie du prototype de l'antenne.....	125
Figure III-60 – Coefficient de réflexion en simulation (a) et mesure (b)	126
Figure III-61 – Définition des plans de coupe	126
Figure III-62 - Diagrammes de rayonnement de l'antenne en simulation et mesure dans les plans (xOy) et (yOz).....	127
Figure III-63 – Facteur de qualité calculé avec HFSS dans les volumes équivalents	127
Figure III-64 – Efficacité rayonnée de l'antenne en simulation et mesure.....	128
Figure III-65 – Étude des différentes pertes introduites - Évolution de l'efficacité rayonnée en fonction de la fréquence pour les différents cas	129
Figure IV-1 – Dimensions de l'antenne planaire [IV-I]	133
Figure IV-2 – Antenne ultra miniature et ses dimensions [IV-II]	134
Figure IV-3 – Antenne montée sur un PCB de $100 \times 44 \text{mm}^2$	134
Figure IV-4 – Configuration de l'antenne dipôle : vue de l'excitation (a), vue de profil (b) et vue de l'ensemble « antenne et capsule » (c) [IV-III]	134
Figure IV-5 Gain total de l'antenne à $1,4\text{GHz}$ dans l'air libre (a) et à l'intérieur du corps humain (b) [IV-III]	135
Figure IV-6 – Photographie de la puce électronique avec l'antenne en boucle (en blanc) [IV-IV] ...	135
Figure IV-7 – Configuration de l'antenne cavité avec fente [IV-V]	135
Figure IV-8 – Structure de l'antenne fil-plaque agile en fréquence	137
Figure IV-9 – Impédance d'entrée de l'antenne (a) et coefficient de réflexion (b) en simulation	138
Figure IV-10 – Facteur de qualité et limites fondamentales.....	138
Figure IV-11 - Efficacité rayonnée de l'antenne pour différents cas à $2,48\text{GHz}$	140
Figure IV-12 – Efficacité rayonnée en fonction de la hauteur (a) et en fonction de la surface (b) à $2,48\text{GHz}$ pour le Rogers 4003.....	140
Figure IV-13 – Empilage de l'antenne (a) et antenne conçue (b).....	141
Figure IV-14 – Simulation de l'antenne avec le câble (a) et structure mesurée (b)	142
Figure IV-15 – Configurations de l'antenne sous test (AST) en simulation	142
Figure IV-16 – Impédance d'entrée de l'antenne en simulation et mesure : avec le câble (a) et sans l'effet du câble (b)	143
Figure IV-17 – Coefficient de réflexion de l'antenne en simulation et mesure : avec le câble (a) et sans l'effet du câble (b)	143

Figure IV-18 – Comparaison du coefficient de réflexion pour deux tailles d'antenne différentes (simulation)	144
Figure IV-19 – Impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de capacité	144
Figure IV-20 – Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de capacité	145
Figure IV-21 – Diagramme de gain en 3D à 2,44GHz ($C=0,73\text{pF}$)	145
Figure IV-22 – Efficacité rayonnée en fonction de la fréquence	146
Figure IV-23 – Circuit équivalent de la diode varicap de Macom	146
Figure IV-24 – Capacité en fonction de la tension inverse à ses bornes (données constructeur)	146
Figure IV-25 – Efficacité rayonnée de l'antenne pour différents cas de figure à 2,48GHz	147
Figure IV-26-Modèle de tête humaine avec HFSS (a), vue de l'oreille et du conduit auditif (b)	148
Figure IV-27 – Positionnement de l'antenne : horizontal (a) et vertical (b)	149
Figure IV-28 – Coefficient de réflexion de l'antenne pour trois cas : antenne dans l'air libre, antenne placée horizontalement et verticalement dans l'oreille	149
Figure IV-29 – Impédance d'entrée pour différents cas : antenne dans l'air libre, antenne placée horizontalement et verticalement dans l'oreille	150
Figure IV-30 – Gain réalisé à 2,453GHz pour l'antenne placée horizontalement	150
Figure IV-31 – Gain réalisé à 2,434GHz pour l'antenne placée verticalement	151
Figure IV-32 – Coefficient de transmission pour l'antenne placée horizontalement et verticalement – avec et sans la tête	151
Figure IV-33 – Rayonnement de deux antennes placées horizontalement (a) et verticalement (b)	152
Figure IV-34 – Propagation de l'onde rampante	152
Figure IV-35 – Schéma du conduit auditif	153
Figure IV-36 – Impédance d'entrée de l'antenne pour différentes positions dans l'oreille	153
Figure IV-37 - Coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes positions dans l'oreille	153
Figure IV-38 – Impédance d'entrée de l'antenne pour différentes dimensions du conduit	154
Figure IV-39 – Coefficient de réflexion d'une antenne pour différents diamètres du conduit auditif	154
Figure IV-40 – Impédance d'entrée pour différentes valeurs de permittivité de la peau	155
Figure IV-41 – Coefficient de réflexion (a) et de transmission (b) pour différentes valeurs de permittivité	155
Figure IV-42 – Coefficient de transmission pour différentes valeurs de conductivité	155
Figure IV-43 – Différentes vues de l'implant auditif et position de l'antenne	156

Annexe 1 – Calcul des différents éléments du circuit équivalent

Cet annexe présente le calcul des différents éléments du circuit équivalent de l'antenne à la fréquence de résonance (Figure A1-1).

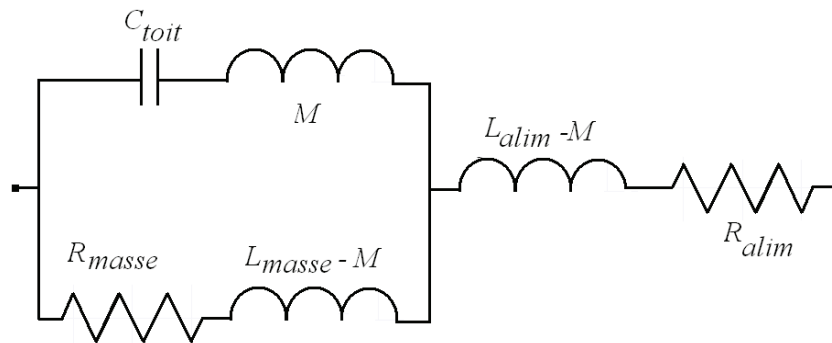


Figure A1-1 – Circuit électrique équivalent

▪ Capacité C_{toit}

La capacité statique de l'antenne est constituée par le toit suspendu au dessus du plan de masse considéré comme infini. Son calcul nécessite la prise en compte de l'épanouissement des lignes de champs électriques sur les bords du toit de l'antenne. Ceci se traduit par l'adjonction de termes modélisant les capacités par effet de bord, dont l'importance est d'autant plus grande que les dimensions du toit se réduisent devant la hauteur de l'antenne (Figure A1-2).

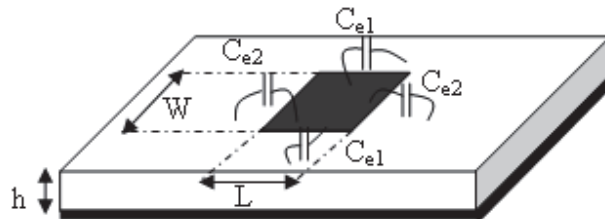


Figure A1-2 – Capacité par effet de bord

La capacité C d'une antenne à toit de forme carrée ou rectangulaire est considérée comme étant la somme de la capacité calculée sans tenir compte des effets de bord C_0 et de deux capacités de bord C_{e1} et C_{e2} liés respectivement à la longueur et à la largeur du toit [A1-II]:

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r WL}{h} \quad (A1-1)$$

$$C_{toit} = C_0 + C_{e1} + C_{e2} \quad (A1-2)$$

Avec C_{e1} : capacité de bord du côté de longueur L
 C_{e2} : capacité de bord du côté de largeur W
 W : longueur du toit
 L : largeur du toit

ε_r : permittivité relative du substrat diélectrique

$$C_{el} = \frac{1}{2} l \left[\frac{1}{v\varphi_1 Z(W, h, \varepsilon_r)} - \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r W}{h} \right] J \cdot L \quad (A1-3)$$

$$C_{el} = \frac{1}{2} l \left[\frac{1}{v\varphi_1 Z(W, h, \varepsilon_r)} - \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r W}{h} \right] J \cdot L \quad (A1-4)$$

$v\varphi_1$ et $v\varphi_2$ représentent la vitesse de phase du mode quasi TEM qui se propage sur une ligne microstrip de largeur W (et respectivement L) soit :

$$v\varphi_1 = c \frac{Z(W, h, \varepsilon_r)}{Z(W, h, 1)} \quad (A1-5)$$

$$v\varphi_2 = c \frac{Z(L, h, \varepsilon_r)}{Z(L, h, 1)} \quad (A1-6)$$

Où c est la vitesse de la lumière dans le vide et $Z(x, h, \varepsilon_r)$ l'impédance caractéristique d'une ligne microstrip de largeur x, donnée par l'expression suivante [A1-III]:

$$Z(x, h, \varepsilon_r) = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} \left[\frac{x}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{x}{h} + 1,441\right) \right]^{-1} \quad (A1-7)$$

Avec :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{x} \right) \quad (A1-8)$$

▪ Inductances L_{masse} et L_{alim}

La valeur des inductances liées au fil de masse et au fil d'alimentation est donnée par la même formule. Pour un toit de forme carré on utilise la formule suivante [A1-IV]:

$$L = \frac{\mu_0 h}{2\pi} \ln\left(\frac{2c}{\pi \gamma d \sqrt{\varepsilon_r f}}\right) \quad (A1-9)$$

Avec h : épaisseur du substrat diélectrique
 c : vitesse de la lumière dans le vide
 γ : constante d'Euler (1,781)
 d : diamètre de la sonde coaxiale/ du fil de masse
 f : fréquence
 ε_r : permittivité relative du substrat diélectrique

▪ Mutuelle inductance M

La mutuelle inductance, traduisant le couplage entre les deux fils est donnée par la formule suivante :

$$M = \frac{\mu_0 h}{2\pi} \ln\left(\frac{2c}{\pi \gamma d \sqrt{\varepsilon_r} f}\right) \quad (\text{A1-10})$$

Avec h : épaisseur du substrat diélectrique
 c : Vitesse de la lumière dans le vide
 γ : Constante d'Euler (1,781)
 d : Distance séparant les deux fils (centre à centre)
 f : fréquence

▪ Résistance de rayonnement

La résistance de rayonnement liée au fils de masse et à la sonde d'alimentation est décrite dans la formule suivante [A1-V]:

$$R = 240\pi^2 \left(\frac{hf}{c}\right)^2 I(e, f, \varepsilon_r) \quad (\text{A1-11})$$

$$\text{Et } I(e, f, \varepsilon_r) = \int_{\pi/2}^2 \frac{\cos^2 \theta \cdot \sin^3 \theta}{\varepsilon_r \cos^2(\Psi_0 e) \cos^2 \theta + (\varepsilon_r - \sin^2 \theta) \sin^2(\Psi_0 e)} d\theta \quad (\text{A1-12})$$

$$\text{Nous avons : } \Psi_0 = 2\pi \frac{f}{c} \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta} \quad (\text{A1-13})$$

Avec h : longueur des fils
 c : vitesse de la lumière dans le vide
 f : fréquence
 e : épaisseur du substrat diélectrique
 ε_r : permittivité relative du substrat diélectrique

▪ Références

- [A1-I]. D.H. Schaubert, F.G Farrar, A. Sindoris, S.T Hayes, "Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity", IEEE, Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 29, n°1, January 1981, pp. 118-123.
- [A1-II]. I. Wolf, N. Knoppik, "Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators", IEEE. Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 22, n°10, October 1974, pp. 857-864.
- [A1-III]. H. A. Wheeler, "Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet", I.E.E.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 13, March 1965, pp. 172-185.
- [A1-IV]. E., Lier, "Improved formulas for input impedance of coax-fed microstrip patch antennas", I.E.E. Proc., August 1982, pp. 161-164.
- [A1-V]. C.L., Chi, N.G., Alexopoulos, "Radiation by a probe through a substrate", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 34, n°9, September 1986, pp. 1080-1091.

Annexe 2 – Calcul de l'impédance de la fente

Cet annexe présente le calcul d'impédance de la fente illustrée sur la Figure A2-1.

La fente peut alors être modélisée par un courant surfacique de type magnétique dirigé selon l'axe Oz (Figure 1) :

$$\vec{I}_S^m (V / m) = -\vec{n} \wedge \vec{E} = -\vec{y} \wedge E \vec{x}$$

$$\vec{I}_S^m (V / m) = E \vec{z} \quad (\text{A2-1})$$

On suppose que la largeur w_f de la fente est très faible devant la longueur d'onde, et que \vec{E} est constant selon cette largeur. Nous pouvons alors assimiler le rayonnement de la fente à celui d'un courant magnétique linéique dont l'intensité est :

$$\vec{I}_S^m (V / m) = \vec{I}_S^m h = Eh \vec{z} = I \quad (\text{A2-2})$$

V_0 représente la tension entre les deux côtés de la fente

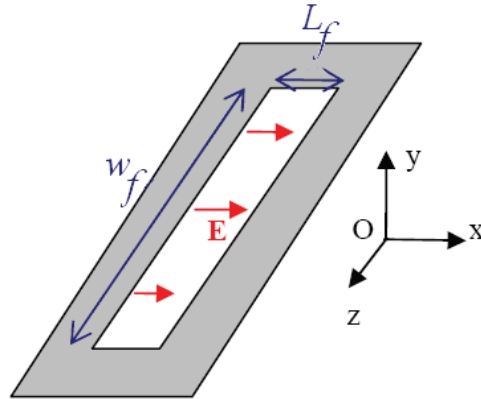


Figure A2-1 - Illustration de la fente et de ses paramètres

L'équivalence établie dans la relation (A2-2) est importante car le champ rayonné par un doublet électrique de longueur dz est connu. Il est alors possible de déterminer, grâce au principe de dualité, le champ rayonné par un doublet magnétique de longueur dz . Le champ rayonné par le courant magnétique pourra alors être déduit et par conséquent, l'impédance de la fente également. En outre, il est nécessaire de prendre en compte le plan de masse de l'antenne qui va modifier le champ rayonné et ainsi le comportement de la fente. Le rayonnement de la fente est équivalent au rayonnement d'une source magnétique. Une source magnétique près d'un PEC (conducteur parfait) a pour image à travers ce dernier une source identique qui vient s'ajouter à la source initiale de manière constructive.

En premier lieu, nous évaluons la puissance rayonnée pour $y > 0$, dans le plan (yOz) au point (r_c, θ) (ces derniers étant les coordonnées cylindriques) :

$$P(r_c, \theta) = \frac{1}{2} \frac{I}{120\pi} E_\phi^2 \quad (\text{A2-3})$$

En développant l'expression (A2-3), nous obtenons :

$$P(r_c, \theta) = \frac{1}{2} \frac{I}{120\pi} \frac{V_0^2}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi \cdot w_f}{\lambda_0} \cos \theta \right)}{\cos^2 \theta} \sin^2 \theta \cdot \sin \theta \quad (\text{A2-4})$$

Or, la puissance rayonnée dépend de G_f par la formule suivante :

$$P(r_c, \theta) = \frac{1}{2} V_0^2 G_f \quad (\text{A2-5})$$

V_0 étant la différence de potentiel entre les deux bords de la fente. En utilisant (A2-4) et (A2-5) on obtient la conductance G_f .

En prenant $\frac{w_f}{\lambda_0} \ll 1$, nous obtenons l'expression simplifiée ci-dessous.

$$G_f = \frac{1}{90} \left(\frac{w_s}{\lambda_0} \right)^2 \quad (\text{A2-6})$$

La susceptance peut être calculée sachant que l'extrémité en circuit ouvert d'une ligne microruban est équivalente à un tronçon de ligne capacitif, de longueur Δl , dont la susceptance est donnée par :

$$B_f = \frac{2\pi}{\lambda_0} \Delta l \sqrt{\epsilon_e} \frac{1}{Z_C} \quad (\text{A2-7})$$

En sachant que si $\frac{l_f}{w_f} \ll 1$, nous avons :

$$Z_C = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{l_f}{w_f} \quad (\text{A2-8})$$

Et

$$\Delta l = 0.412 l_f \frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \left(\frac{\frac{w_f}{l_f} + 0.264}{\frac{w_f}{l_f} + 0.8} \right) \quad (\text{A2-9})$$

La permittivité effective est donnée par la relation suivante :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{x} \right) \quad (\text{A2-10})$$

Annexe 3 – Calcul du facteur de qualité avec HFSS

Le logiciel de simulation électromagnétique HFSS nous permet de calculer le facteur de qualité Q_{HFSS} grâce à l'outil 'Field Calculator'. On définit le volume V dans lequel calculer l'énergie électrique moyenne W_e et/ou magnétique stockée W_m . En s'appuyant sur la définition de Chu, le volume V est délimité par la sphère minimale qui englobe l'antenne. L'énergie électrique moyenne stockée dans le volume V s'écrit :

$$W_e = \frac{1}{4} \epsilon_r \epsilon_0 \operatorname{Re} \int_V \vec{E} \cdot \vec{E}^* \quad (\text{A3-1})$$

Avec \mathbf{E} le champ électrique. (W_m se calcule de la même manière mais avec le champ \mathbf{H}). On calcule cette expression avec l'outil 'Field Calculator' grâce aux différentes étapes ci-dessous :

Calculator Operation	Resulting Stack Display (top entry only unless noted)
Quantity → E	CVc : <Ex, Ey, Ez>
Complex → Conj	CVc : Conj(<Ex, Ey, Ez>)
Quantity → E	CVc : <Ex, Ey, Ez>
Dot	CSc : Dot(Conj(<Ex, Ey, Ez>), <Ex...
Complex → Real	Scl : Real(Dot(Conj(<Ex, Ey, Ez>), ... <i>(note: the dot product of the E with its conjugate should lead to a real quantity, but the calculator still assume as complex)</i>
Geometry → Volume... → {select volume}	Vol : Volume(box 1) <i>(above is example, user entry may differ)</i>
∫	Scl : Integrate(Volume(...
Eval	Scl : {numerical quantity}
Constant → Epsi0	Scl : 8.854187817E-012
Number → Scalar → {enter ε _r for volume}	Scl : {numerical quantity}
*	Scl : {numerical quantity} <i>(stack entry is volume ε)</i>
Number → Scalar → 0.5	Scl : 0.5
*	Scl : {numerical quantity}
*	Scl : {numerical quantity} <i>(above is electrical energy in joules)</i>

Maintenant, il est possible de calculer Q_{HFSS} d'après la définition suivante :

$$Q = \frac{2\omega \cdot \max(W_e, W_m)}{P_{rad}} \quad (\text{A3-2})$$

P_{rad} étant la puissance rayonnée par l'antenne. Elle est donnée par HFSS à la fréquence voulue.

Afin de valider cette méthode de calcul, on choisit un dipôle classique de 1m de long dont l'impédance est donnée sur la Figure A3-1. La Figure A3-2 présente le facteur de qualité calculé grâce au logiciel HFSS ainsi que le facteur de qualité donné par Yaghjian et Best [A3.1][A3.2] et qui s'appuie sur le calcul d'impédance dont la formule est la suivante :

$$Q = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z'_0(\omega_0)| \quad (\text{A3-3})$$

Nous constatons que les résultats de calcul du facteur de qualité sont très proches. En conclusion, il est possible de calculer le facteur de qualité grâce au simulateur électromagnétique HFSS en s'appuyant sur les énergies stockée et rayonnée.

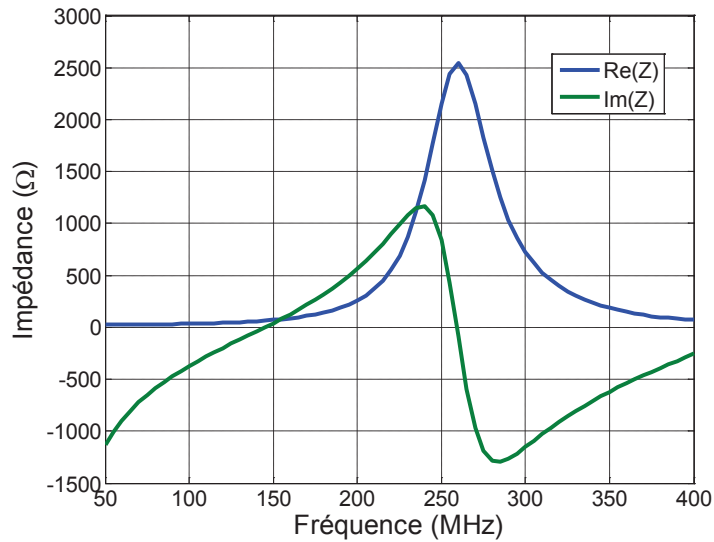


Figure A3-1 – Impédance d'entrée du dipôle

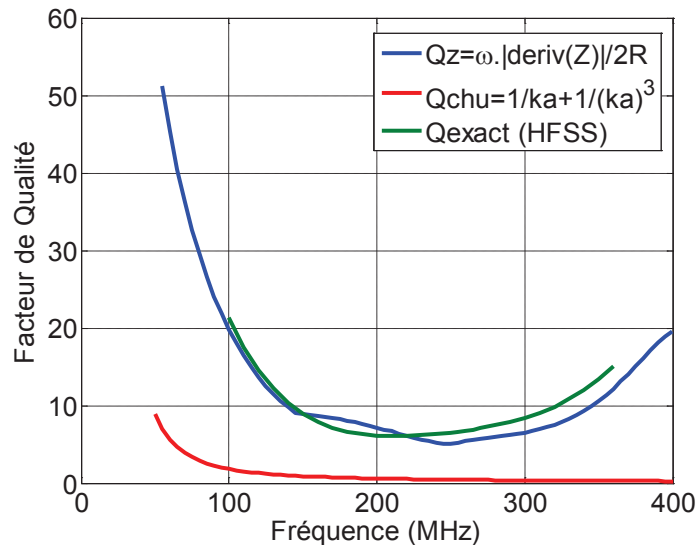


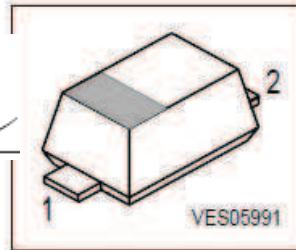
Figure A3-2 – Facteur de qualité calculé selon Yaghjian et grâce à HFSS

- [A3.1].A. D. Yaghjian and S. R. Best, "Impedance, bandwidth, and Q of antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-53, April 2005, pp. 1298-1324.
[A3.2].S. R. Best, "Bandwidth and the lower bound on Q for small wideband antennas", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2006, pp. 647-650.

Annexe 4 – Datasheet diode bb857

Silicon Tuning Diode

- For SAT -indoor-units
- High capacitance ratio
- Low series inductance
- Low series resistance
- Extremely small plastic SMD package
- Excellent uniformity and matching due to "in-line" matching assembly procedure



Type	Marking	Pin Configuration			Package
BB857 inline matched	O	1 = C	2 = A	-	SCD80
BB857 unmatched	O	1 = C	2 = A	-	SCD80

Maximum Ratings

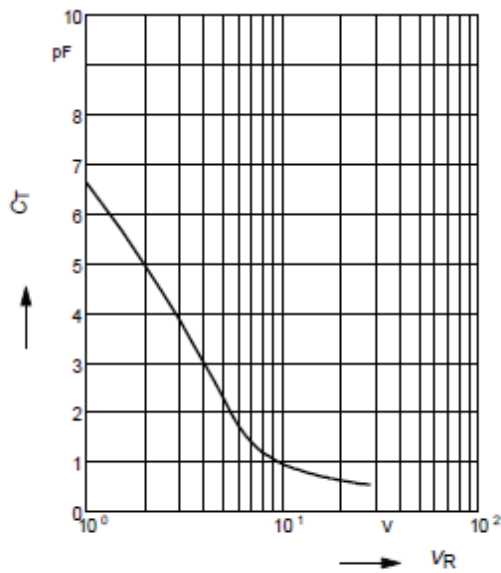
Parameter	Symbol	Value	Unit
Diode reverse voltage	V_R	30	V
Peak reverse voltage- $R \geq 5k\Omega$	V_{RM}	35	
Forward current	I_F	20	mA
Operating temperature range	T_{op}	-55 ... 150	$^{\circ}C$
Storage temperature	T_{stg}	-55 ... 150	

Electrical Characteristics at $T_A = 25^{\circ}C$, unless otherwise specified

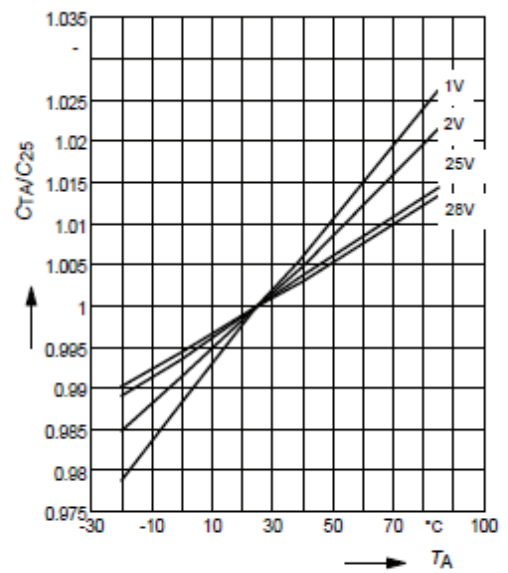
Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC Characteristics					
Reverse current $V_R = 30 V$ $V_R = 30 V, T_A = 85^{\circ}C$	I_R	-	-	10 200	nA
AC Characteristics					
Diode capacitance- $V_R = 1 V, f = 1 MHz$ $V_R = 25 V, f = 1 MHz$ $V_R = 28 V, f = 1 MHz$	C_T	6 0.5 0.45	6.6 0.55 0.52	7.2 0.65 -	pF
Capacitance ratio $V_R = 1 V, V_R = 25 V, f = 1 MHz$	C_{T1}/C_{T25}	10.2	12	-	-
Capacitance ratio $V_R = 1 V, V_R = 28 V, f = 1 MHz$	C_{T1}/C_{T28}	9.7	12.7	-	-
Capacitance matching ¹⁾ $V_R = 1V ... 28V, f = 1 MHz$	$\Delta C_T/C_T$	-	-	5	%
Series resistance $V_R = 5 V, f = 470 MHz$	r_S	-	1.5	-	Ω
Series inductance	L_S	-	0.6	-	nH

¹⁾ In-line matching. For details please refer to Application Note 047

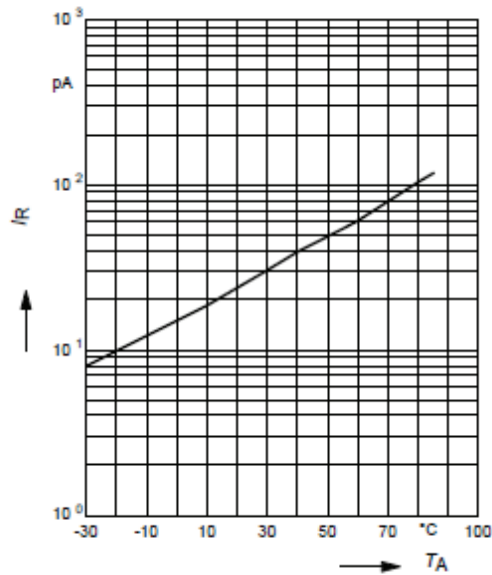
Diode capacitance $C_T = f(V_R)$
 $f = 1\text{MHz}$



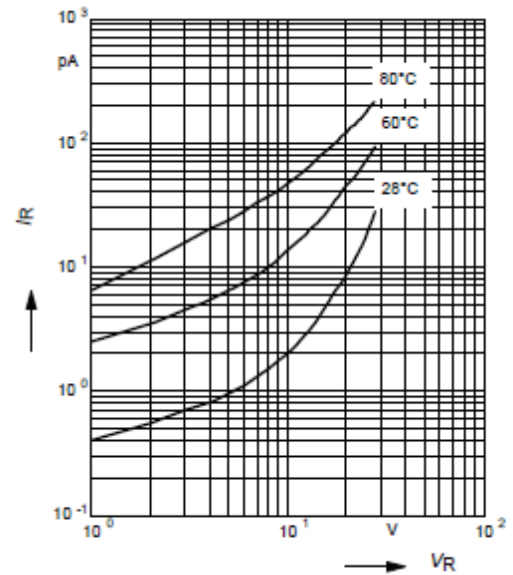
Normalized diode capacitance
 $C_{(T_A)}/C_{(25^\circ\text{C})} = f(T_A); f = 1\text{MHz}$



Reverse current $I_R = f(T_A)$
 $V_R = 28\text{V}$



Reverse current $I_R = f(V_R)$
 $T_A = \text{Parameter}$



Annexe 5 – Inductance variable

Avant d'aborder les inductances variables, nous faisons quelques rappels sur les matériaux ferromagnétiques et la magnétostriction.

Ferromagnétisme

Par définition, c'est la propriété qu'ont certains corps à s'aimanter très fortement sous l'effet d'un champ magnétique extérieur, et pour les matériaux magnétiques durs (aimants) de garder une aimantation importante même après la disparition du champ extérieur. L'application d'un champ magnétique \mathbf{H} résulte en un alignement et une réorientation des domaines ferromagnétiques. Les moments magnétiques d'atomes voisins sont parallèles entre eux.

Énergie magnétostrictive

Cette énergie traduit le couplage entre le réseau cristallin et le réseau de spin et correspond à une déformation élastique de la maille cristalline. La magnétostriction à saturation λ_s peut être positive lorsque le matériau s'allonge, ou négative dans le cas contraire. Elle dépend aussi des orientations cristallographiques du cristal. Il existe également le phénomène inverse : tout comme un champ magnétique peut déformer le cristal, une contrainte mécanique σ (tensile ou compressive) peut faire évoluer l'état d'aimantation du matériau et affecter la direction originale de l'aimantation.

Principe de l'inductance variable

Les inductances variables conçues au sein du CEA LETI sont basées sur les technologies MEMS 0. La valeur de l'inductance variable peut être changée grâce aux propriétés piézo-magnétiques de ces MEMS.

L'association d'un matériau piézoélectrique avec un film ferromagnétique très fin permet de réaliser des inductances variables intégrables dans des systèmes miniatures. Nous allons décrire le principe de fonctionnement.

La structure est constituée d'une poutre piézoélectrique (PZT) de 200nm d'épaisseur qui est couplée à un film ferromagnétique très fin FeCoB (200nm). Si l'on applique une tension continue sur les paires d'électrodes situées sur les côtés de la poutre PZT, cette dernière se déforme. Selon que la tension soit positive ou négative, la poutre qui est partiellement suspendue, va s'allonger ou se raccourcir (la tension varie entre 1 et 10V). Ce phénomène est appelé **piézoélectricité** et a l'avantage d'être très peu gourmand en énergie. C'est alors que le couplage piézoélectricité et magnétisme que l'on appelle piézomagnétisme entre en jeu. En effet, la poutre piézoélectrique se déformant, le film ferromagnétique FeCoB déposé par-dessus se déforme également. La poutre piézoélectrique transfère une contrainte mécanique tensile ou compressive $\sigma(V)$ au film ferromagnétique.

Un deuxième phénomène appelé **magnétoélasticité** (ou magnétostriction) est mis en jeu : le film étant déformé, ses propriétés magnétiques changent et notamment sa perméabilité. Le film ferromagnétique utilisé possède une magnétostriction positive d'environ 10^{-5} . En fonction de la polarité de la propriété magnétostrictive, un matériau magnétique se comporte de manière différente lorsqu'il se trouve à l'intérieur d'un champ magnétique: en cas de magnétostriction positive, il se dilate ; par contre, si la magnétostriction est négative, il se rétrécit. En d'autres termes, cette propriété permet d'utiliser des matériaux ferromagnétiques

pour transformer l'énergie magnétique en énergie cinétique et vice versa. En fait, l'effet contraire, à savoir la modification des propriétés magnétiques d'un objet ferromagnétique lorsqu'il est soumis à des contraintes mécaniques, est dit effet de Villari.

Le film ferromagnétique utilisé possède une forte saturation magnétique $M_s=1.8$ T (i.e. une forte perméabilité) et une forte résistance ($100\mu\Omega.cm$) limitant les courants de Foucault et évitant ainsi les pertes par effet Joule.

La perméabilité varie, elle entraîne alors un changement de la valeur de l'inductance. Le principe de fonctionnement est présenté sur la Figure A5-1.

Un prototype a été lancé en fabrication, la photographie de l'inductance variable est donnée par la Figure A5-2.

Figure A5-1 – Principe de l'inductance variable à base de MEMS

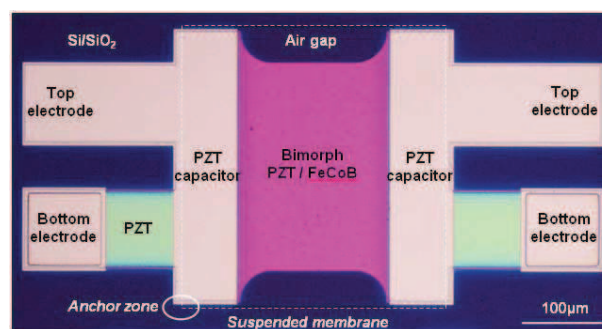


Figure A5-2 – Photographie de l'inductance variable fabriquée (partie métallique et connexions n'apparaissent pas)

Afin de comprendre le phénomène piézomagnétique et son impact sur la valeur de l'inductance, un modèle a été réalisé en [A5.2]. Il en résulte l'expression de l'inductance variable L_{ind} :

$$L_{ind} = L_s + L_p = L_s + A \frac{H_k + H_d + H_p + M_s}{H_k + H_d + H_p} \quad (A5-1)$$

Avec :

- L_s : l'inductance due à la partie métallique fixée.
- L_p : l'inductance due à la partie magnétique
- H_k : champ magnétocristallin anisotrope qui dépend du procédé de fabrication et de la composition du film. Cette anisotropie est dénommée anisotropie magnétocristalline et provient de l'interaction électrostatique entre les orbitales des électrons responsables du magnétisme de l'atome et du champ électrique lié à la distribution de charges de l'environnement et dénommé champ cristallin.
- H_d : champ démagnétisant dépendant des dimensions du matériau. Lorsque l'on considère un corps ferromagnétique, de dimension finie, plongé dans un champ magnétique extérieur \mathbf{H}_{ext} il apparaît aux bords de l'échantillon des pôles magnétiques, par analogie avec l'électrostatique, qui induisent un champ à l'intérieur du matériau. Il s'agit du champ démagnétisant \mathbf{H}_d , de direction inverse à

- l'aimantation \mathbf{M}_s qui tend à s'opposer au champ extérieur et diminue ainsi le champ magnétique perçu à l'intérieur du matériau.
- H_p : champ de pression magnétoélastique.
 - M_s : saturation magnétique.
 - A : constante dépendant de la géométrie de l'inductance (métal), c'est un paramètre traduisant le couplage inductif entre le film magnétique et l'inductance métallique.

Figure A5-3 – Différents types de MEMS : solénoïde (a), linéaire (b) et méandre (c)

Ainsi, la forme de la partie métallique constituant l'inductance variable joue un rôle important dans la conception. Plusieurs formes ont été conçues et des plages d'inductance différentes ont été obtenues. Trois types de MEMS sont actuellement à l'étude au CEA LETI : solénoïde, linéaire et méandre (Figure A5-3). Leurs propriétés sont décrites dans le Tableau A5-1 qui présente la plage d'inductance de chaque structure. Avec le type solénoïde, on arrive à une variation importante d'inductance mais sa fabrication reste difficile à mettre en œuvre aujourd'hui.

Tableau A5-1 - Plage d'inductance pour différents types de MEMS (L_{max} : valeur maximale de l'inductance, L_{min} la minimale)

Paramètre	Solénoïde	Linéaire	Méandre
L_{max} @ DC	5.748nH	0.6684nH	2.275nH
L_{min} @ DC	2.995nH	0.6401nH	1.995nH
L_{max}/L_{min}	1.91	1.07	1.14

En conclusion, nous avons présenté dans cet annexe les inductances variables conçues au sein du CEA-LETI et qui sont en cours de fabrication.

[A5.1].Cash O., Grech I., Gatt E., Micallef J., Gatt E., Morche D., Viala B., Michel J.P, and Foucault E. : "Utilization of MEMS Tunable Inductors in the design of RF Voltage Controlled Oscillators", ICECS 2008.

[A5.2].Pintos, J.-F., Guivarch, S., Louzir, A., Lemoine, C., Le Fur, G., Besnier, P. and Sharaiha, A. (2009), Efficiency measurement of UWB and UHF antennas in small cavities of arbitrary shape. Microwave and Optical Technology Letters, 51: 2193–2196. doi: 10.1002/mop.24552

Liste des travaux

Communications dans des congrès internationaux

C. Delaveaud, S. Sufyar, "*A miniaturization Technique of a compact omnidirectional antenna*", European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 09), Berlin, March 2009.

S. Sufyar, C. Delaveaud, R. Staraj "*A Frequency Agility Technique on a Miniature Omnidirectional Antenna*", European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 10), Barcelona, April 2010.

S. Sufyar, C. Delaveaud, R. Staraj, "*Frequency agility investigations on compact Omnidirectional Antennas using Variable Inductors*", Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM), 2010 14th International Symposium on, Ottawa ON, July 2010.

S. Sufyar, C. Delaveaud, R. Staraj, "Wide Frequency Reconfigurability on a Miniature Omnidirectional Antenna combining Variable Capacitance and Inductance", European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 11), Rome, April 2011.

A venir :

S. Sufyar, C. Delaveaud, R. Staraj, "Ultra Compact Antenna for Hearing aid Devices"

Communications dans des revues internationales

S. Sufyar, C. Delaveaud, "A miniaturization technique of a compact omnidirectional antenna", Radioengineering, December, 2009, Volume 18, Number 4.

A venir :

S. Sufyar, C. Delaveaud, R. Staraj, "Wideband frequency agility of miniature antenna".

Résumé

Dans un contexte de généralisation des systèmes de communication sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes pour permettre leur intégration sur de petits objets aux fréquences UHF est croissant. A ces fréquences, l'antenne est le composant le plus volumineux et sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants. Cependant la miniaturisation des antennes s'accompagne généralement d'une dégradation de son efficacité et de sa bande passante. Par conséquent, les structures miniatures généralement conçues résultent d'un compromis entre bande passante, efficacité et taille électrique. Afin de palier à ce problème de bande passante, la technique d'agilité fréquentielle peut s'avérer intéressante pour certains systèmes de communication sans fils.

Les travaux de ce mémoire s'inscrivent dans la continuité des recherches sur les antennes à la fois miniatures et performantes. Le premier objectif de cette thèse est d'étudier et de développer une antenne miniature originale susceptible de répondre aux besoins des systèmes sans fils actuels. Le deuxième axe de recherche s'intéresse à la reconfigurabilité fréquentielle de l'antenne miniature initialement développée. La reconfigurabilité ou l'agilité fréquentielle constitue une solution intéressante pour pallier le problème de la bande passante réduite liée à la miniaturisation. Les développements présentés se sont appuyés sur des simulations électromagnétiques, des modélisations et des expérimentations visant à valider les résultats marquants obtenus.

Discipline : Optique et Radiofréquences

Mots-clefs : Antenne, miniaturisation, reconfigurabilité fréquentielle, éléments actifs, UHF.

Adresse du laboratoire : CEA-LETI DSIS/LCS/SAP. 17 Rue des Martyrs. 30854 Grenoble.
