

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ED n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

XLIM – Axe Systèmes RF

Année : 2016

Thèse N° xx

## THESE

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES**

Discipline / Spécialité : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes"

Présentée et soutenue le 11 juillet 2016 par

*Yaakoub DIA*

***Optimisation par conception conjointe de dispositifs multifonctions filtre-antenne compacts et agiles***

Thèse dirigée par Stéphane BILA, Christophe DELAVEAUD,  
Laure HUITEMA, et Marc THEVENOT

Préparée au sein de laboratoire XLIM à l'Université de Limoges et  
le laboratoire LAP du CEA LETI à Grenoble

**JURY :**

<b>C. PERSON</b>	<i>Professeur, Télécom Bretagne</i>	<b>Président</b>
<b>H AUBERT</b>	<i>Professeur, INP de Toulouse</i>	<b>Rapporteur</b>
<b>R. STARAJ</b>	<i>Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis</i>	<b>Rapporteur</b>
<b>C. DELAVEAUD</b>	<i>Chef du laboratoire LAPCI, CEA LETI</i>	<b>Examineur</b>
<b>S. BILA</b>	<i>Chargé de recherche CNRS</i>	<b>Examineur</b>
<b>L. HUITEMA</b>	<i>Maitre de conférences, Université de Limoges</i>	<b>Examineur</b>
<b>M. THEVENOT</b>	<i>Chargé de recherche CNRS</i>	<b>Invité</b>



***A celle qui a attendu avec impatience les fruits  
de sa bonne éducation ...***

*À MA MÈRE*

***A celui qui m'a indiqué la bonne voie en me  
rappelant que la volonté fait toujours les  
grands hommes ...***

*À MON PÈRE*



## Remerciements

Le travail présenté dans ce manuscrit a été effectué au sein des départements MINACOM (Micro et Nanotechnologies pour Composants Optoélectroniques et microondes) et OSA (Ondes et Systèmes Associés) de l'Institut de Recherche XLIM UMR CNRS 7252, à l'Université de Limoges, et au sein de l'équipe DSIS/LCS/SAP (Système Antennaire et Propagation) au CEA-LETI (Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information) du Grenoble.

Je tiens dans un premier temps à remercier Monsieur **Dominique BAILLARGEAT**, directeur du laboratoire Xlim, de m'avoir accueilli et permis de réaliser ces travaux.

J'adresse particulièrement mes plus sincères remerciements à Monsieur **Stéphane BILA**, (chargé de recherche CNRS au laboratoire XLIM), Monsieur **Marc THEVENOT** (chargé de recherche CNRS au laboratoire XLIM), Madame **Laure HUITEMA** (maitre de conférences à l'université de Limoges) et Monsieur **Christophe DELAVEAUD** (Chef du laboratoire LAPCI, CEA LETI), pour avoir dirigé mes travaux de thèse de doctorat. Je les remercie pour leur encadrement, leur expérience, leur disponibilité, leur aide, leur soutien et leurs conseils précieux et avisés tout au long de cette thèse.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur **Christian PERSON**, professeur à TELECOM Bretagne, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

J'adresse également toute reconnaissance à Monsieur **Robert STARAJ**, Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis et Monsieur **Hervé AUBERT**, Professeur à l'Université de Toulouse, pour avoir accepté de juger ce travail et d'être rapporteurs de ce mémoire.

Je remercie également Madame **Marie-Laure GUILLAT**, secrétaire du département MINACOM, pour son aide précieuse.

Je remercie Monsieur **Damien PASSERIEUX**, qui m'a apporté sa précieuse participation lors des manipulations.

Je remercie également les personnes des équipes MINACOM et OSA côté XLIM et DSIS/LCS/SAP côté CEA pour tant des choses que je ne peux pas les citer ici.

Mes derniers remerciements vont à ma famille, surtout mes parents **Mahmoud DIA** et **Alia DIA**, mes frères **Hassan** et **Mounzer**, ma sœur **Zeinab** et ma copine **MAHA ABDALLAH** pour leur soutien tout au long de ces années, en leur souhaitant des jours les plus beaux...

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>3</b>
<b>CHAPITRE I - GENERALITES SUR LES FILTRES ET LES ANTENNES.....</b>	<b>7</b>
<b>I. Introduction .....</b>	<b>11</b>
<b>II. Technologies d'intégration des filtres hyperfréquences .....</b>	<b>12</b>
II.1. Définition.....	12
II.2. Facteur de qualité.....	13
II.3. Technologies volumiques .....	15
II.3.a. Cavités métalliques.....	15
II.3.b. Résonateurs diélectriques .....	16
II.3.c. Solutions pertinentes.....	17
II.4. Technologies planaires .....	18
II.4.a. Technologie microruban.....	18
II.4.b. Technologie coplanaire .....	24
II.5. Technologie hybride : guides intégrés dans le substrat (SIW – substrate integrated waveguide) .....	25
II.6. Technologies multicouches .....	27
II.6.a. Technologie LTCC.....	27
II.6.b. Technologie sur substrat organique .....	28
II.7. Technologies acoustiques .....	29
II.7.a. Résonateurs à ondes acoustiques de surface (SAW : Surface Acoustic Wave) .....	29
II.7.b. Résonateurs à ondes acoustiques de volume (BAW : Bulk Acoustic Wave).....	31
II.8. Bilan sur les technologies .....	32
<b>III. Agilité en fréquence des filtres hyperfréquences .....</b>	<b>33</b>
III.1. Agilité en fréquence à l'aide d'une diode PIN ou varactor.....	33
III.2. Agilité en fréquence à l'aide de MEMS .....	35
III.3. Agilité en fréquence à l'aide d'un matériau commandable .....	36
III.4. Bilan sur les techniques d'agilité .....	37
<b>IV. Technologies d'intégration des antennes.....</b>	<b>39</b>
IV.1. Définitions.....	39
IV.2. Limites fondamentales des antennes miniatures .....	40
IV.2.a. Facteur de qualité.....	40
IV.2.b. Efficacité de rayonnement .....	41
IV.2.c. Compromis entre taille électrique efficacité et facteur de qualité .....	42
IV.3. Techniques de miniaturisation d'une antenne .....	43
IV.3.a. Ajout d'un court-circuit .....	44
IV.3.b. Modification de la géométrie de l'antenne.....	48
IV.3.c. Utilisation d'un matériau pour réduire la longueur d'onde .....	51
IV.4. Conclusions .....	54
<b>V. Agilité en fréquence des antennes .....</b>	<b>55</b>
V.1. Antenne agile à base d'une diode PIN .....	55
V.2. Antenne agile à base d'un élément MEMS .....	56
V.3. Antenne agile à base d'une diode varactor .....	57
V.4. Agilité d'une antenne à base d'une capacité DTC (Digitally Tunable Capacitor) .....	59
V.5. Agilité d'antenne à base des matériaux commandables .....	60
V.6. Bilan sur les techniques d'agilité.....	61
<b>VI. Fonctions combinées : co-conception de dispositifs filtre-antenne .....</b>	<b>63</b>
<b>VII. Agilité des fonctions filtre-antennes .....</b>	<b>68</b>

<b>VIII. Conclusion .....</b>	<b>70</b>
<b>CHAPITRE II OPTIMISATION DE L'EFFICACITE DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE FIL-PLAQUE.....</b>	<b>71</b>
<b>I. Introduction .....</b>	<b>75</b>
<b>II. Influence des différents paramètres géométriques d'une antenne fil-plaque – Développement d'une antenne fil-plaque adaptée sur 50Ω.....</b>	<b>76</b>
II.1. Présentation .....	76
II.2. Effet des différents paramètres physiques de l'antenne sur ses performances .....	78
II.2.a. Influence du fil de masse .....	78
II.2.b. Influence de la distance entre le fil de masse et la sonde .....	80
II.2.c. Influence du rayon de fil d'alimentation.....	82
II.2.d. Influence de la hauteur du substrat .....	84
II.3. Conclusion .....	86
<b>III. Antenne de référence .....</b>	<b>87</b>
III.1. Impédance d'entrée .....	88
III.2. Diagramme en gain .....	89
III.3. Efficacité de rayonnement .....	90
<b>IV. Evolution de l'efficacité de rayonnement d'une antenne fil-plaque présentant un volume constant.....</b>	<b>91</b>
IV.1. Impédance d'entrée .....	92
IV.2. Diagramme en gain .....	94
IV.3. Efficacité de rayonnement .....	95
IV.4. Comparaison avec les performances de l'antenne de référence.....	96
IV.5. Facteur de qualité .....	98
<b>V. Antenne miniature.....</b>	<b>99</b>
V.1. Impédance d'entrée .....	101
V.2. Diagramme en gain .....	102
V.3. Efficacité de rayonnement .....	103
V.4. Comparaison avec les performances de l'antenne de référence.....	103
V.5. Facteur de qualité .....	105
<b>VI. Conclusion .....</b>	<b>106</b>
<b>CHAPITRE III CONCEPTION ET REALISATION D'UN FILTRE COMPACT A FORT FACTEUR DE QUALITE .....</b>	<b>109</b>
<b>I. Introduction .....</b>	<b>113</b>
<b>II. Conception et réalisation d'un filtre compact à fort facteur de qualité .....</b>	<b>115</b>
II.1. Technologie d'intégration : cavité diélectrique.....	115
II.1.a. Spécifications de filtrage.....	116
II.2. Intégration du filtre à base des cavités diélectriques avec un matériau à forte permittivité .....	118
II.2.a. Cavité résonante en Zircone .....	118
II.2.b. Simulation électromagnétique et validation expérimentale.....	120
II.2.c. Filtre deux pôles.....	121
II.3. Intégration du filtre à base des cavités diélectriques à plot capacitif .....	124
II.3.a. Dimensionnement du plot capacitif .....	125
II.3.b. Cavité à plot capacitif en alumine .....	127
II.3.c. Simulation électromagnétique et validation expérimentale .....	128
II.3.d. Filtre deux pôles .....	130
II.3.e. Validation expérimentale .....	131

II.4. Synthèse des résultats pour les résonateurs et filtres multicouches .....	133
II.5. Intégration monolithique du filtre à 2 pôles .....	135
II.5.a. Résonateur compact et miniature .....	135
II.5.b. Filtre monocouche à deux pôles .....	138
II.6. Conclusions .....	141
<b>III. Accordabilité fréquentielle du filtre compact .....</b>	<b>143</b>
III.1. Rappel des spécifications .....	143
III.2. Élément d'accord : la capacité digitale DTC PE64909 .....	143
III.3. Résonateur compact accordable .....	145
III.3.a. Rayon de l'anneau .....	146
III.3.b. Largeur de l'anneau .....	147
III.3.c. Profondeur du plot .....	148
III.4. Intégration de la capacité DTC .....	150
III.5. Résonateur compact accordable en fréquence .....	154
III.5.a. Simulation du cas nominal avec une capacité idéale .....	154
III.5.b. Report de l'élément d'accord sur le PCB de commande .....	156
III.5.c. Report de l'élément d'accord sur le résonateur .....	158
III.6. Filtre compact accordable en fréquence .....	160
III.6.a. Report des éléments d'accord sur le PCB de commande .....	160
III.6.b. Report des éléments d'accord sur le filtre .....	161
<b>IV. Conclusions .....</b>	<b>164</b>
<b>CHAPITRE IV - CONCEPTION CONJOINTE D'UN SOUS –SYSTEME FILTRE- ANTENNE .....</b>	<b>167</b>
<b>I. Introduction .....</b>	<b>171</b>
I.1. Etude des performances d'un filtre chargé sur différentes impédances .....	173
I.1.a. Circuit équivalent d'un filtre chargé sur une 50Ω .....	173
I.1.b. Circuit équivalent d'un filtre chargé sur une charge réelle fixe .....	175
I.1.c. Circuit équivalent d'un filtre chargé sur une impédance complexe .....	176
I.1.d. Application sur un filtre compact chargé par différentes charges réelles en simulation électromagnétique .....	180
<b>II. Conception conjointe du sous-système filtre-antenne miniature .....</b>	<b>182</b>
II.1. Rappel des performances de l'antenne fil-plaque miniature .....	182
II.2. Synthèse d'une ligne triplaque sur l'impédance complexe de l'antenne .....	183
II.3. Synthèse du filtre .....	187
II.4. Optimisation de la structure globale filtre antenne .....	189
II.4.a. Modèle circuit du sous-système .....	189
II.5. Modèle électromagnétique du sous-système .....	191
II.6. Validation expérimentale .....	193
II.7. Comparaison des approches de conception classique et de conception conjointe .....	201
<b>III. Conclusion .....</b>	<b>204</b>
<b>Références .....</b>	<b>213</b>
<b>ANNEXE 1 .....</b>	<b>223</b>
<b>I. Dimensionnement du plan de masse de l'antenne .....</b>	<b>223</b>
<b>II. Influence de la permittivité .....</b>	<b>226</b>
<b>III. Influence des dimensions latérales .....</b>	<b>228</b>

<b>ANNEXE 2 .....</b>	<b>231</b>
<b>IV. Conception du sous-système filtre-antenne sur 50 <math>\Omega</math> .....</b>	<b>231</b>
IV.1. Rappel des performances de l'antenne fil plaque adaptée sur 50 $\Omega$ .....	231
IV.1.a. Synthèse du filtre chargé sur 50 $\Omega$ .....	233
IV.1.b. Modélisation électromagnétique du sous-système filtre antenne .....	234
IV.1.c. Validation expérimentale .....	236

# **Introduction générale**



# Introduction générale

De nos jours, l'explosion du nombre d'objets connectés sans fil conduit à intégrer sur des surfaces réduites des systèmes électroniques de plus en plus évolués ; ceux-ci sont devenus accessibles au grand public et les attentes des utilisateurs ont évolué rapidement. La téléphonie, par exemple, n'est plus limitée aux simples conversations téléphoniques mais doit rendre possible l'échange de supports multimédias (vidéos, images), la connexion aux réseaux Internet, etc. De ce fait, il est donc nécessaire d'utiliser des systèmes multi-standards, et de développer des technologies faibles coûts, performantes et de très petite taille. Afin de limiter l'encombrement des terminaux de télécommunication, une solution passe par la miniaturisation des composants mais aussi par l'étude et le développement de dispositifs multifonctions.

Afin de présenter des performances acceptables, certains éléments radiofréquences comme les filtres et les antennes possèdent une taille importante, sans oublier leurs circuits d'interconnection. D'une part, les dispositifs de filtrage constituent un des principaux éléments de toute chaîne d'émission-réception hyperfréquence. La réduction de leur encombrement et de leur poids tout en maintenant de bonnes performances électriques est un défi important pour les concepteurs. Satisfaire des performances optimales tout en étant miniature est particulièrement contraignant pour des dispositifs de filtrage qui doivent être très sélectifs en fréquence.

D'autre part, les solutions pour la conception d'antennes électriquement petites, c'est-à-dire qui possèdent des dimensions faibles comparées à la longueur d'onde, se sont bien développées ces dernières années. De nombreuses techniques de miniaturisation d'antennes existent dans la littérature, chacune soumise à des limites physiques bien identifiées. La miniaturisation influence directement les performances de l'antenne. En effet, la réduction de taille s'accompagne d'une dégradation de l'efficacité de rayonnement et de sa bande passante. Par conséquent, les antennes miniatures présentent des performances limitées résultant d'un compromis entre la taille, l'efficacité de rayonnement et la bande passante.

Dans un contexte de connectivité accrue, le besoin en miniaturisation des systèmes (multifonctions) pour permettre leur intégration sur des petits objets est grandissant. Dans les bandes ISM, antennes et composants de l'extrémité de la chaîne radiofréquence, constituent

souvent les composants les plus volumineux et leur miniaturisation constitue un défi, actuellement des plus importants, pour les concepteurs d'objets communicants.

La co-conception de fonctions est une piste susceptible d'apporter une rupture dans la manière de concevoir les systèmes électroniques et en particulier pour faciliter leur miniaturisation. Cette approche consiste à optimiser un dispositif regroupant des fonctionnalités différentes (rayonnement, filtrage ...). Elle a plusieurs objectifs :

- Le premier concerne la répartition des contraintes à l'échelle du dispositif multifonction. De cette façon, la contribution de chaque élément du dispositif est exploitée de manière optimale et conduit à une diminution du volume global du terminal. C'est une réponse aux problèmes de la miniaturisation des fonctions et de la réalisation de structures multistandards.
- Le deuxième objectif concerne la diminution du facteur de bruit du système. En effet, celui-ci est dégradé par les pertes associées aux connexions entre fonctions différentes. Ainsi, chaque fonction serait conçue pour permettre le fonctionnement optimal des autres fonctions en éliminant les interconnexions qui réduisent les performances des systèmes en ajoutant des pertes supplémentaires.

Les travaux de thèse auront pour objectif la conception de nouveaux dispositifs multifonctions (filtres-antennes) agiles mis au point via une conception conjointe de l'antenne et du filtre associé. Ce système fonctionnera dans la bande ISM autour de 2,4 GHz avec une bande instantanée de 8 MHz pour couvrir un canal et sera reconfigurable pour adresser l'ensemble de la bande selon la norme IEEE 802.11 et ses différentes évolutions. Ces nouveaux dispositifs doivent répondre à des contraintes d'encombrement, de poids, de coût, et de performances électriques comme la sélectivité ou l'efficacité de rayonnement. Un des objectifs de ce travail de thèse est donc de développer des techniques de conception de sous-ensembles filtre-antennes qui seront étendues pour intégrer les notions d'agilité en fréquence et/ou en impédance.

Le premier chapitre sera consacré à un état de l'art sur les deux fonctions étudiées (filtrage, rayonnement), qui comprend les filtres intégrés et les antennes miniatures. Ensuite, nous décrirons à travers divers exemples, l'association des fonctions de rayonnement et de filtrage réalisant des filtres rayonnants ou des antennes filtrantes. Ce premier chapitre permet

donc de situer notre travail de thèse dans son contexte afin de trouver les solutions intéressantes pour notre étude.

En ce sens, nous présenterons les différents paramètres qui permettent d'évaluer les performances d'un filtre (facteur de qualité, sélectivité ...), puis les différentes technologies de filtres intégrés et les solutions permettant l'agilité fréquentielle. Par rapport au deuxième axe de notre étude, nous présenterons également les paramètres clés qui permettent d'évaluer les performances d'une antenne miniature (facteur de qualité, efficacité de rayonnement, taille électrique). Ensuite les techniques de miniaturisation ainsi que les différentes techniques de reconfigurabilité fréquentielle présentées dans la littérature seront détaillées. Enfin, nous présenterons des exemples de dispositifs combinant les fonctions de filtre et d'antenne et notamment des structures reconfigurables en fréquence.

Le second chapitre traitera en détail d'une méthodologie d'optimisation d'une antenne fil-plaque monopolaire, le but n'étant pas de chercher à adapter l'antenne en impédance mais d'optimiser sa capacité à rayonner efficacement. Pour cela, nous présenterons tout d'abord les différents paramètres géométriques de l'antenne proposée, agissant sur son impédance d'entrée et sur son efficacité de rayonnement. Nous clôturerons cette étude par la conception d'une antenne adaptée sur  $50\Omega$  à 2,5 GHz, dont les performances en mesure et en simulation seront évaluées et serviront de référence pour la suite de nos études. Ensuite, nous montrerons qu'à volume constant de l'antenne, il est possible d'obtenir un même niveau d'efficacité de rayonnement à des fréquences beaucoup plus basses tout en optimisant les paramètres de réglage de l'antenne. Finalement, nous réduirons la taille de l'antenne fil-plaque afin que celle-ci présente un maximum d'efficacité de rayonnement à la fréquence voulue de 2,5 GHz. La comparaison en simulation et en mesure des différentes antennes conçues viendra valider notre méthodologie.

Dans le troisième chapitre, une vue rapide de la théorie des filtres est tout d'abord abordée. Ensuite, nous présenterons les spécifications imposées dans le cadre de notre projet dont nous détaillerons les objectifs. Au cours de notre travail, nous avons choisi de réaliser des filtres céramiques basés sur des cavités résonantes développées à base de matériaux faibles pertes. Deux topologies, multicouches ou monocouche, de ce filtre à cavités couplées seront proposées et seront miniaturisées par deux techniques : la première étant l'utilisation de matériaux à haute permittivité, et la seconde l'insertion d'un plot capacitif. L'introduction d'un plot capacitif et l'effet de ses différents paramètres physiques sur les performances du

filtre seront détaillés. L'objectif de la dernière partie de ce chapitre sera de rendre le filtre miniature accordable en fréquence. Pour cela nous présenterons la conception d'un filtre monocouche avec une fente en anneau gravée sur la face inférieure du résonateur destinée à accueillir un composant accordable. Une étude détaillée sur les différents paramètres physiques du filtre sera proposée afin de trouver le meilleur compromis entre performances et agilité.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons une nouvelle approche de conception conjointe d'un sous-système filtre-antenne pour des applications dans la bande ISM à 2,4 GHz. L'objectif est d'utiliser la conception conjointe pour combiner des sous-ensembles radiofréquences aux performances optimisées avec une efficacité de rayonnement maximale pour l'antenne et des pertes réduites pour le filtre. Une étude basée sur un circuit équivalent d'un filtre deux pôles chargé sur diverses impédances (réelles et complexes) permettra l'optimisation du filtre (couplages, fréquences de résonance) adapté à l'impédance optimale de l'antenne. On clôtura cette étude par la conception conjointe d'un sous-système filtre-antenne et la comparaison de ses performances par rapport à une solution classique où le filtre et l'antenne sont raccordés par une impédance de  $50\Omega$ .

# **Chapitre I - Généralités sur les filtres et les antennes**



<b>CHAPITRE I - GENERALITES SUR LES FILTRES ET LES ANTENNES.....</b>	<b>7</b>
<b>I. Introduction .....</b>	<b>11</b>
<b>II. Technologies d'intégration des filtres hyperfréquences .....</b>	<b>12</b>
II.1. Définition.....	12
II.2. Facteur de qualité.....	13
II.3. Technologies volumiques .....	15
II.3.a. Cavités métalliques.....	15
II.3.b. Résonateurs diélectriques .....	16
II.3.c. Solutions pertinentes.....	17
II.4. Technologies planaires.....	18
II.4.a. Technologie microruban.....	18
II.4.b. Technologie coplanaire .....	24
II.5. Technologie hybride : guides intégrés dans le substrat (SIW – substrate integrated waveguide) .....	25
II.6. Technologies multicouches .....	27
II.6.a. Technologie LTCC.....	27
II.6.b. Technologie sur substrat organique .....	28
II.7. Technologies acoustiques .....	29
II.7.a. Résonateurs à ondes acoustiques de surface (SAW : Surface Acoustic Wave) .....	29
II.7.b. Résonateurs à ondes acoustiques de volume (BAW : Bulk Acoustic Wave).....	31
II.8. Bilan sur les technologies .....	32
<b>III. Agilité en fréquence des filtres hyperfréquences .....</b>	<b>33</b>
III.1. Agilité en fréquence à l'aide d'une diode PIN ou varactor.....	33
III.2. Agilité en fréquence à l'aide de MEMS .....	35
III.3. Agilité en fréquence à l'aide d'un matériau commandable .....	36
III.4. Bilan sur les techniques d'agilité .....	37
<b>IV. Technologies d'intégration des antennes.....</b>	<b>39</b>
IV.1. Définitions .....	39
IV.2. Limites fondamentales des antennes miniatures .....	40
IV.2.a. Facteur de qualité.....	40
IV.2.b. Efficacité de rayonnement .....	41
IV.2.c. Compromis entre taille électrique efficacité et facteur de qualité .....	42
IV.3. Techniques de miniaturisation d'une antenne .....	43
IV.3.a. Ajout d'un court-circuit .....	44
IV.3.b. Modification de la géométrie de l'antenne.....	48
IV.3.c. Utilisation d'un matériau pour réduire la longueur d'onde .....	51
IV.4. Conclusions .....	54
<b>V. Agilité en fréquence des antennes .....</b>	<b>55</b>
V.1. Antenne agile à base d'une diode PIN .....	55
V.2. Antenne agile à base d'un élément MEMS .....	56
V.3. Antenne agile à base d'une diode varactor .....	57
V.4. Agilité d'une antenne à base d'une capacité DTC (Digitally Tunable Capacitor) .....	59
V.5. Agilité d'antenne à base des matériaux commandables .....	60
V.6. Bilan sur les techniques d'agilité.....	61
<b>VI. Fonctions combinées : co-conception de dispositifs filtre-antenne .....</b>	<b>63</b>
<b>VII. Agilité des fonctions filtre-antennes .....</b>	<b>68</b>
<b>VIII. Conclusion .....</b>	<b>70</b>



## **I. Introduction**

Lors de notre travail, nous nous sommes intéressés à la co-conception de systèmes multifonctions combinant à la fois la fonction de filtrage et la fonction de rayonnement.

Dans ce premier chapitre, nous présenterons les principales technologies de filtres intégrés aux hyperfréquences, leurs grandeurs caractéristiques, ainsi que les différentes techniques d'accordabilité.

Le but de la deuxième partie sera de faire un état de l'art sur les différentes méthodes de miniaturisation et de reconfigurabilité fréquentielle d'une d'antenne. Un rappel sur les antennes miniatures classiquement utilisées introduira cette partie, suivi de la description de différentes techniques de miniaturisation. Les différentes techniques d'agilité fréquentielle reportées dans la littérature seront finalement présentées.

Enfin, la dernière partie présentera les différentes applications développées pour la co-conception et la co-intégration des fonctions combinées (filtre-antenne) complétées par quelques exemples sur les fonctions combinées accordables existant dans la littérature.

## II. Technologies d'intégration des filtres hyperfréquences

Avant de détailler les différentes technologies d'intégration des filtres hyperfréquences, quelques définitions et grandeurs associées sont présentées dans ce paragraphe.

### II.1. Définition

De nos jours, la multiplication des applications de communications sans fil rend l'usage de filtres sélectifs indispensable dans un système de télécommunication. La miniaturisation des filtres pour permettre leur intégration sur divers objets permet d'éliminer les signaux parasites et de ne conserver que les signaux utiles de manière transparente (bande passante). Nous distinguons donc quatre fonctions de filtrage micro-onde dans la littérature, les fonctions passe bas, passe-haut, passe bande et coupe bande, qui sont présentées sur la Figure I.1.

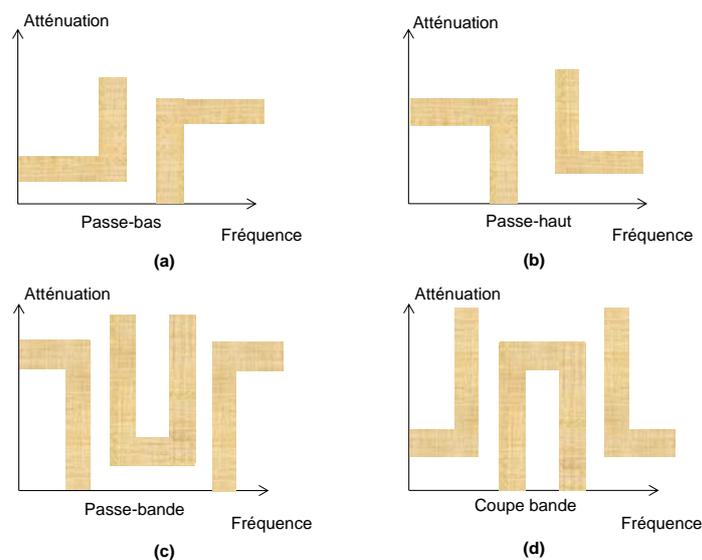


Figure I.1 Gabarits en fréquence des différents types de filtre

La fonction étudiée dans ce document est le filtre passe bande. La Figure I.2 montre la réponse d'un tel filtre en fonction de la fréquence, ainsi les différentes définitions utilisées pour caractériser une fonction de filtrage.

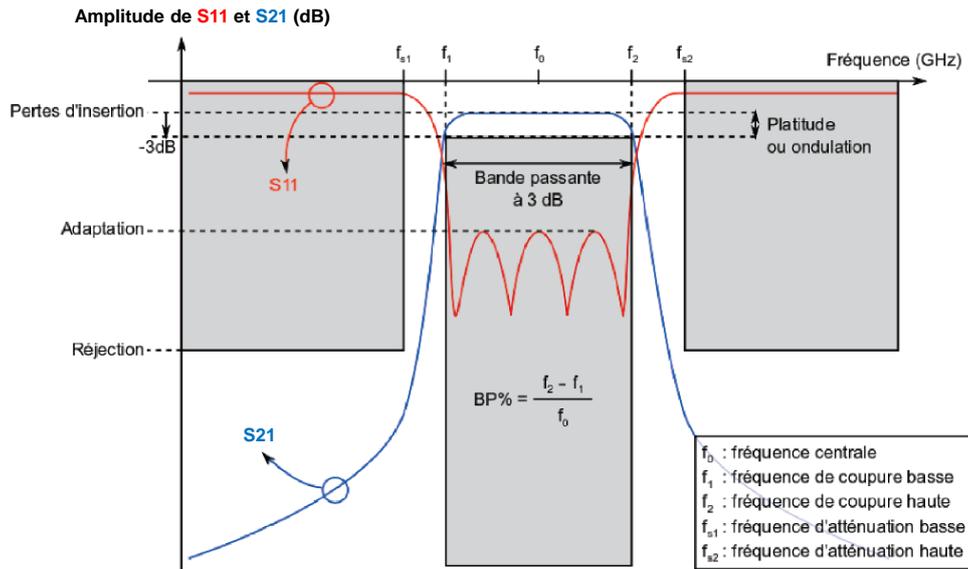


Figure I.2 Réponse d'un filtre passe bande

## II.2. Facteur de qualité

Un filtre passe bande à résonateurs couplés est composé d'un ou de plusieurs résonateurs. La comparaison des performances électriques de deux filtres passe-bandes est difficile à faire directement, surtout s'ils ne sont pas réglés sur les mêmes spécifications (bande passante, réjections ...). Un critère permet cependant de distinguer deux filtres quelles que soient les spécifications sur lesquelles ils sont accordés, il s'agit du facteur de qualité de ses résonateurs. Les pertes d'insertion du filtre dépendent alors du facteur de qualité des résonateurs, mais également de la bande passante et du nombre des résonateurs.

Pour estimer le facteur de qualité d'un résonateur, en pratique, il est nécessaire de le coupler avec un système d'excitation. On distingue alors plusieurs coefficients de qualité :

- le coefficient de qualité en charge ( $Q_{ch}$ )
- le coefficient de qualité externe ( $Q_{ext}$ )
- le coefficient de qualité propre ou à vide du résonateur ( $Q_0$ ).

Ces grandeurs sont sans unité.

Le premier coefficient  $Q_{ch}$  caractérise la sélectivité d'un résonateur chargé par un ou des systèmes d'excitation, à sa fréquence de résonance. Ce coefficient peut être calculé en appliquant l'équation I-1[1]

$$Q_{ch} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \tag{I-1}$$

Avec  $f_0$  la fréquence centrale du résonateur,  $f_1$  et  $f_2$  les fréquences à -3 dB du maximum de transmission.

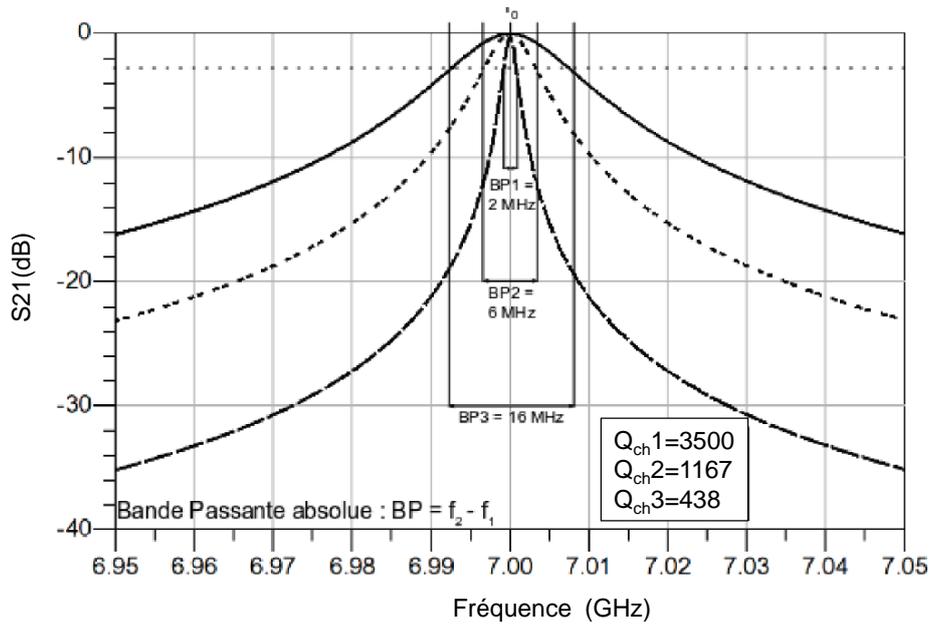


Figure I.3 : Paramètres  $S_{21}$  et coefficient de qualité à charge sans pertes, selon trois valeurs de couplage différentes.

Comme la montre la Figure I.3, plus le résonateur est sélectif, plus le facteur de qualité en charge est élevé. Ainsi ce coefficient dépend du coefficient de qualité propre ( $Q_0$ ) du résonateur et du coefficient de qualité extérieur ( $Q_{ext}$ ) du (ou des) système(s) d'excitation. Les coefficients de qualité sont reliés par l'équation I-2

$$\frac{1}{Q_{ch}} = \frac{1}{Q_{ext}} + \frac{1}{Q_0} \quad I-2$$

Le coefficient  $Q_{ext}$  modélise les pertes liées au couplage du résonateur.

Il est alors possible d'une façon générale de calculer la valeur du coefficient de qualité propre  $Q_0$  à partir du paramètre  $S_{21}$  (transmission) du résonateur à la fréquence de résonance (équations I-3 et I-4) [2]

$$Q_0 = \frac{Q_{ch}}{1 - |S_{21}(f)|} \quad I-3$$

$$Q_{ext} = \frac{Q_{ch}}{|S_{21}(f)|} \quad I-4$$

Dans les parties qui suivent, nous présenterons une étude sur les différentes technologies pour l'intégration de filtres dans le domaine micro-ondes. Nous distinguerons deux grandes familles dont nous allons décrire quelques exemples : les technologies volumiques et les technologies planaires. Après les avoir succinctement présentées, nous verrons qu'il en découle une troisième famille, que nous appellerons hybride puisqu'elle regroupe certaines caractéristiques des deux premières. Enfin, nous présenterons la technologie multicouches LTCC et les technologies à onde acoustique (SAW/BAW).

Afin de choisir la technologie la mieux adaptée aux contraintes de filtrage qui nous sont fixées (une bande passante de 8 MHz centrée entre 2,4 et 2,5 GHz), nous présenterons également les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles.

### **II.3. Technologies volumiques**

Les technologies volumiques sont normalement utilisées pour leurs performances électriques remarquables. En effet, en plus de présenter des facteurs de qualité à vide élevés ( $Q_0$  de quelques milliers), elles permettent de réaliser des filtres très sélectifs, c'est à dire avec de fortes réjections hors bande, et des faibles pertes d'insertion [3]. Elles sont principalement utilisées pour le filtrage à bande étroite. De plus, elles présentent une bonne stabilité thermique et supportent de fortes puissances, ce qui les rend attractives pour les applications de télécommunication à longue portée.

Deux catégories de filtres volumiques peuvent être distinguées : les filtres à cavités métalliques et à résonateurs diélectriques.

#### **II.3.a. Cavités métalliques**

Les cavités métalliques sont bien connues pour leurs performances électriques. Elles peuvent atteindre des facteurs de qualité à vide élevés, typiquement jusqu'à 20 000, ce qui permet de réaliser des bandes passantes relatives inférieures à 0,1% avec de faibles pertes.

Afin de réduire l'encombrement et le poids de ces filtres, ils sont plutôt utilisés suivant des modes duaux, grâce à l'utilisation de cavités bi-modes. Ces modes duaux ont la particularité de présenter deux polarisations orthogonales à la même fréquence.

Un exemple de filtre en cavité bimode est donné sur la Figure I.4 [4]. Dans la littérature, nous pouvons trouver de nombreux articles [5]–[7] traitant de cette technologie de filtres.

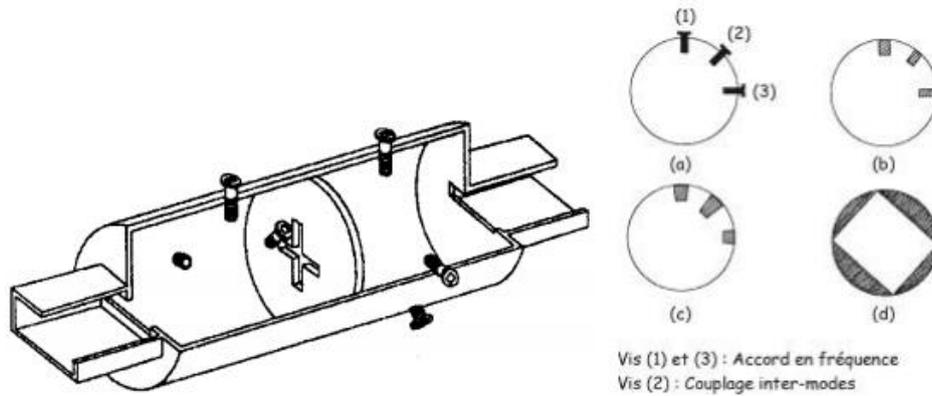


Figure I.4 : Filtre à cavités métalliques cylindriques [4]

En plus de l'encombrement et du poids, l'un des éléments pénalisant de ce type de filtre est la nécessité d'avoir des vis de réglage pour affiner la réponse mesurée. En effet, ces vis permettent d'accorder mécaniquement les coefficients de couplage inter résonateurs, ainsi que les fréquences de résonance.

### II.3.b. Résonateurs diélectriques

Cette technologie est basée sur l'utilisation de résonateurs diélectriques de différentes formes : carrée [8], parallélépipédique [9] ou bien cylindrique [10]. Ces résonateurs possèdent de forts facteurs de qualité à vide directement liés les caractéristiques des matériaux utilisés.

La Figure I.5 présente un exemple d'un filtre quatre pôles à résonateurs diélectriques insérés dans une cavité cylindrique

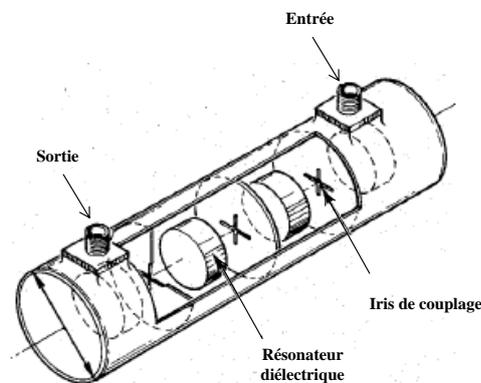


Figure I.5 : Filtre à résonateurs diélectriques [11]

L'avantage de ces filtres par rapport aux filtres à cavités métalliques est qu'ils sont moins encombrants du fait de l'utilisation de résonateurs diélectriques pouvant être à forte permittivité. Le facteur de qualité dans ce type de technologie est sensiblement moins important que pour une cavité et dépend essentiellement des caractéristiques du matériau diélectrique utilisé pour réaliser les résonateurs.

### II.3.c. Solutions pertinentes

Une solution pertinente est la réalisation de filtres céramiques par la technologie de stéréolithographie 3D (SLA) développée notamment par le laboratoire SPCTS à Limoges [12]. Cette technologie a été adaptée avec succès avec des pièces en céramique et permet de réaliser des structures compactes tridimensionnelles de formes complexes (Figure I.6).

La fabrication de pièces en céramiques de différents matériaux (zircone, alumine, BMT...) montre de nouvelles perspectives pour l'intégration des filtres.

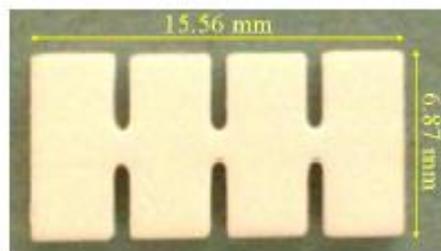


Figure I.6 : Filtre céramique fabriqué par le procédé de stéréolithographie 3D

Les travaux de thèse de Ali Khalil [13] ont montré qu'il était possible de réaliser des filtres céramiques en technologie SLA 3D avec un matériau alumine comme le présente la Figure I.7 [13]. Le filtre réalisé est composé de deux résonateurs céramiques en forme de papillon et est excité par un motif coplanaire gravé sur son toit.

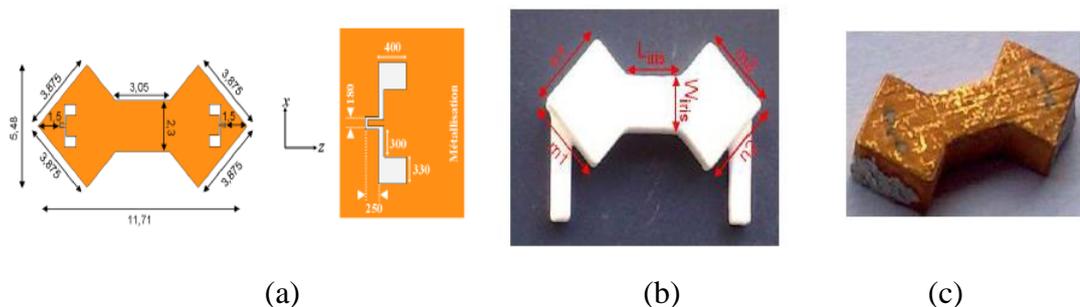


Figure I.7 : Dimensions du filtre en  $\mu\text{m}$ , (b) filtre réalisé par stéréolithographie céramique 3D

(c) filtre métallisé [13]

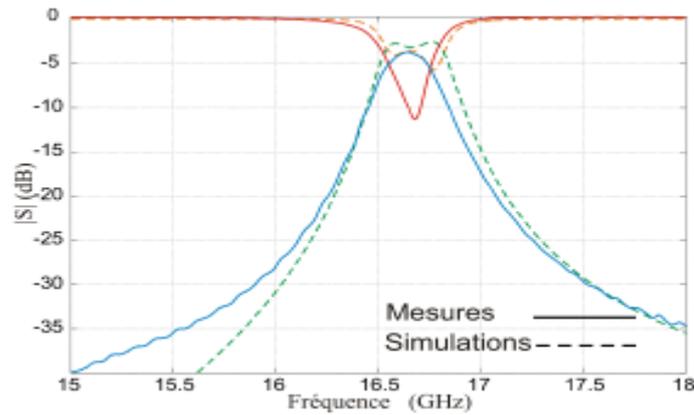


Figure I.8 : Réponse du filtre en simulation et en mesure

Les mesures montrent une bonne concordance avec la simulation (Figure I.8) et viennent valider cette technologie. Ces travaux montrent des perspectives encourageantes quant à la synthèse de filtres en céramique.

## II.4. Technologies planaires

Les technologies planaires sont très répandues pour le filtrage hyperfréquence. En effet, l'utilisation de ces technologies permet de remédier aux problèmes d'encombrement et de poids des structures volumiques. Ces technologies sont également appréciées pour leur faible coût de réalisation, leur bonne reproductibilité et leur facilité d'intégration et d'interconnexion avec les autres circuits hyperfréquences.

Cependant, les technologies planaires présentent quelques points faibles comme les pertes diélectriques qui augmentent avec la fréquence. Le facteur de qualité de ces filtres reste donc faible (quelques centaines) et il sera difficile de réaliser des filtres ayant une forte sélectivité et une faible bande passante avec ces technologies.

Parmi les technologies planaires, nous pouvons distinguer deux catégories : la technologie micro-ruban et la technologie coplanaire.

### II.4.a. Technologie microruban

La structure de la ligne microruban est composée d'un ruban (conducteur métallique) mince déposé sur une des faces du substrat, la deuxième face, étant entièrement métallisée, est considérée comme un plan de masse (Figure I.9)

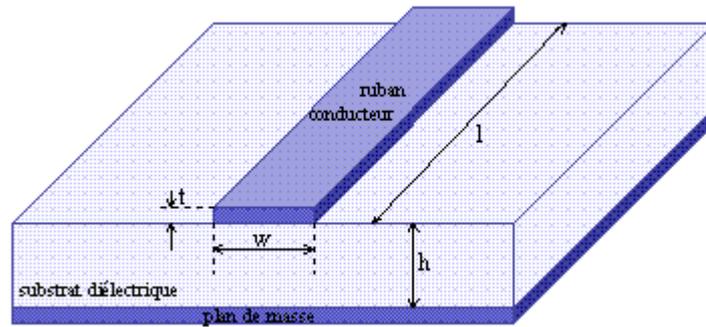


Figure I.9 : Ligne microruban

La réalisation de résonateurs ou de lignes à saut d'impédance à partir de ce ruban permet de réaliser une fonction de filtrage. En effet, en ajustant la forme géométrique, il est facile de concevoir des résonateurs ayant des formes originales et un encombrement réduit aux fréquences micro-ondes.

Le mode de propagation d'une ligne microruban est un mode quasi TEM, où les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne métallisée et le plan de masse, une faible portion se retrouvant également dans l'air au-dessus du substrat (Figure I.10).

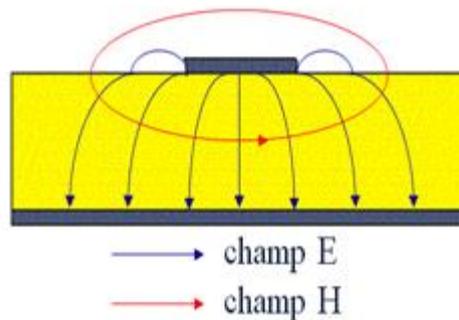


Figure I.10 : Répartition du champ électrique  $E$  et magnétique  $H$  d'une ligne microruban

Parmi les différentes structures de filtre à résonateurs microrubans, nous distinguons les filtres à résonateurs :

- Demi-onde
- Quart d'onde
- Surfaiques (en 2D)

### II.4.a.1. Résonateurs demi-ondes

Ces résonateurs possèdent des longueurs égales à la moitié de la longueur d'onde à la fréquence fondamentale de résonance  $f_0$ . D'autres résonances peuvent également apparaître aux harmoniques  $n \times f_0$ . L'article [14] présente un filtre en épingle à cheveux (hairpin) à résonateurs demi-ondes dans la bande S représenté sur la Figure I.11

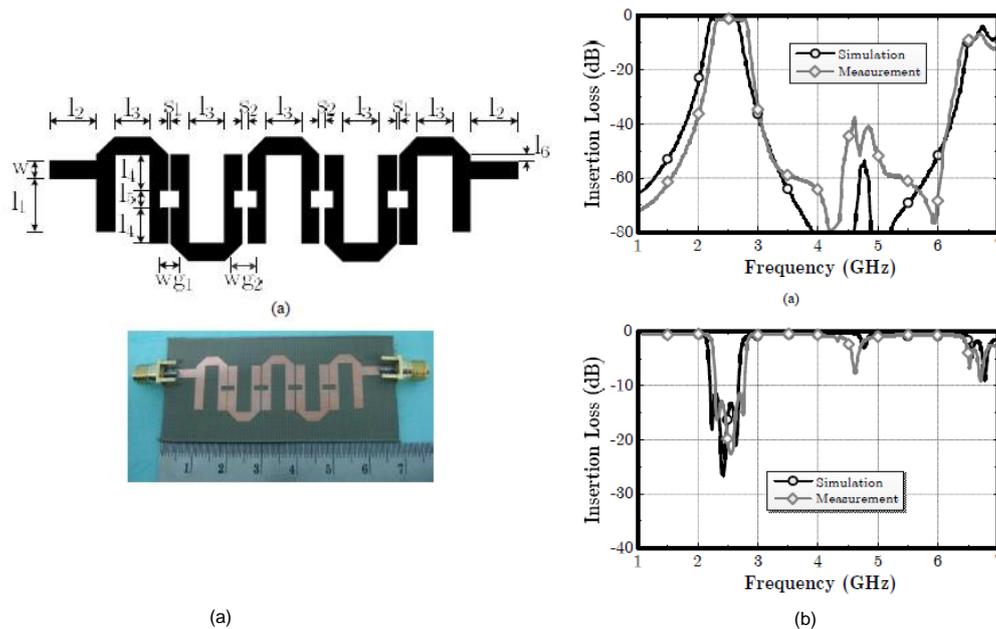


Figure I.11 : (a) configuration du filtre hairpin, (b) paramètres  $[S]$  du filtre

Ce filtre présente une bande passante de 20% autour de sa fréquence de résonance (8,75 GHz). Ses dimensions sont  $\lambda_0/1,8 \times \lambda_0/7,9$  à 2,45 GHz et ses pertes d'insertion de l'ordre de 1,2 dB.

### II.4.a.2. Résonateurs quart d'ondes

Ces filtres possèdent des résonateurs distribués qui présentent une longueur égale au quart de la longueur d'onde à la fréquence fondamentale de résonance  $f_0$ . Pour que la structure résonne en quart d'onde, il est nécessaire de mettre une extrémité à la masse et l'autre en circuit ouvert. Des résonances peuvent alors apparaître aux harmoniques impaires, c'est à dire aux fréquences  $(2k+1) f_0$  avec  $k= 1, 2, 3, \dots$

Deux types de résonateurs quarts d'onde largement répandus dans la littérature peuvent être distingués :

- les résonateurs en peigne,

- les résonateurs interdigités.

- **Résonateurs en peigne**

Les filtres à résonateurs en peigne sont plutôt connus sous le nom de filtres de type « combline ». Chaque ligne quart d'onde est court-circuitée à l'une de ses deux extrémités et la seconde est reliée à une capacité qui permet d'ajuster la fréquence centrale du filtre. Les résonateurs sont connectés et positionnés en « tête à tête » [15]–[18] comme la montre la Figure I.12

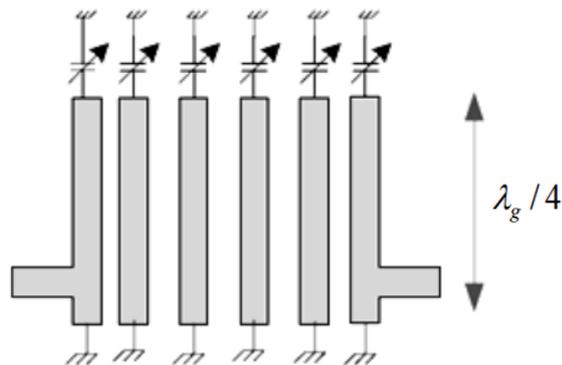


Figure I.12 : Topologie de filtre à résonateurs quart d'onde en peigne

- **Résonateurs interdigités**

Ces filtres, similaires aux précédents, sont constitués de résonateurs quart d'ondes (dimensionnés à la fréquence centrale  $f_0$ ) et disposés en parallèle. Chacun de ces résonateurs est court-circuité à l'une de ses deux extrémités, l'autre étant en circuit ouvert [19]–[21]. Les résonateurs sont positionnés en « tête –bêche » comme le montre la Figure I.13. L'accord de la fréquence centrale est obtenu en modifiant la longueur électrique des résonateurs quarts d'onde.

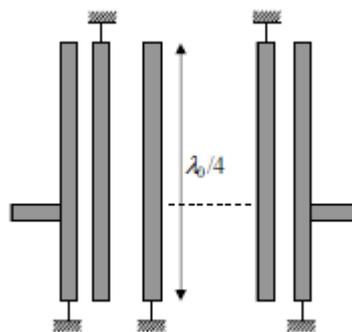


Figure I.13 : Topologie de filtre à résonateurs quart d'onde interdigités

### II.4.a.3. Résonateurs en 2D

Les résonateurs surfaciques ne peuvent plus être considérés comme construits à partir d'éléments de ligne puisqu'ils peuvent posséder des géométries variées (rectangulaire, carrée, circulaire, ...) comme présenté sur la Figure I.14 [22]. Ils permettent un fonctionnement sur plusieurs modes (filtres à modes duaux, voire triples), tout en réduisant leur encombrement. Ces résonateurs sont donc aujourd'hui de plus en plus étudiés pour la réalisation et la miniaturisation des filtres micro-ondes.

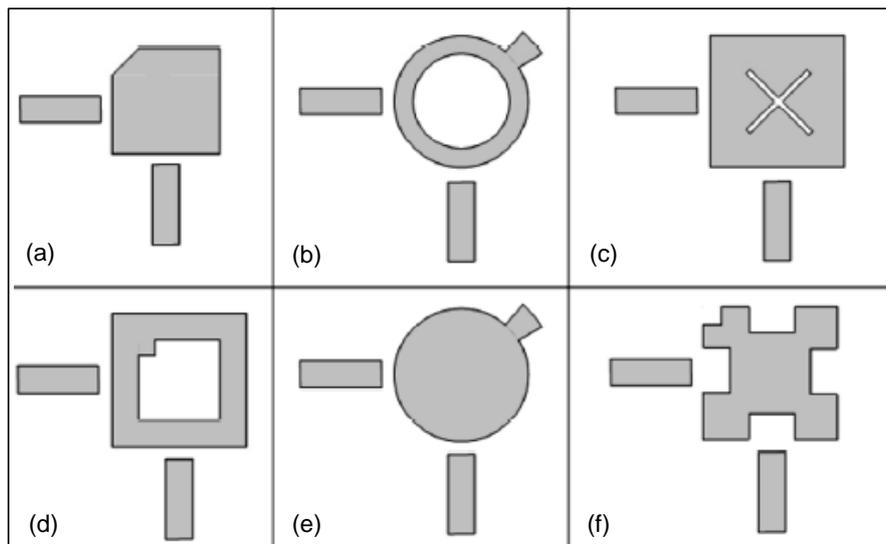


Figure I.14 : Exemples des résonateurs non linéiques sous différentes formes

En étudiant la Figure I.14, nous distinguons une dissymétrie (fente, encoche, etc.) qui permet de coupler les deux modes de résonance [23].

### II.4.a.4. Solutions pertinentes

Ces filtres sont donc intéressants pour leur compacité par rapport à la longueur d'ondes. Nous présentons deux réalisations proposées dans les articles [24], [25] et qui semblent être pertinentes vis à vis de l'application visée dans ce travail.

Dans l'article [24], Adnan Görür présente un filtre à résonateur bi-mode montré sur la Figure I.15. Le couplage intermodal est contrôlé par une encoche de largeur  $p$  positionnée au milieu du résonateur qui permet de coupler ou découpler les deux modes du résonateur.

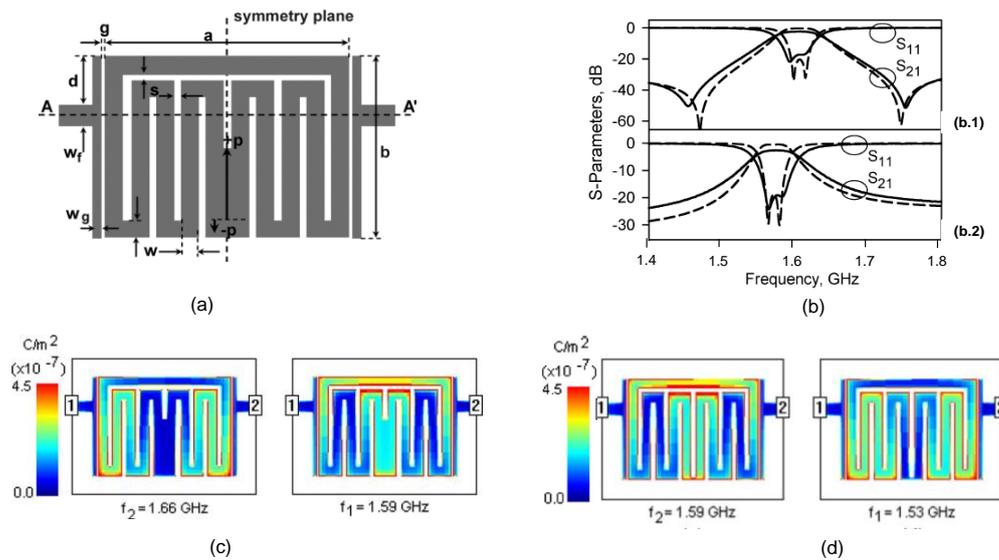


Figure I.15 : (a) Configuration du filtre, (b) Paramètres  $S$  pour  $p > 0$  et pour  $p < 0$ , Répartition du champ  $E$  de deux modes (c) pour  $p = 4.8 \text{ mm}$ , et (d) pour  $p = -0.8 \text{ mm}$ .

Ce filtre est imprimé sur un substrat de type Duroid RT6010 ( $\epsilon_r = 10,2$ ,  $\tan\delta = 0,002$ ) d'épaisseur  $1,27 \text{ mm}$  et présente une bande passante d'environ  $55 \text{ MHz}$  (soit environ  $3,5\%$ ) à  $1,6 \text{ GHz}$ . En termes de dimensions, la surface occupée par ce filtre représente  $\lambda_0/13,5 \times \lambda_0/18$  @  $1,6 \text{ GHz}$ . Les pertes d'insertion de ce filtre sont de l'ordre de  $2 \text{ dB}$  pour une adaptation à  $20 \text{ dB}$ .

Dans l'article [25], un filtre compact à résonateur bi-mode, décrit sur la Figure I.16, est contrôlé par deux éléments perturbateurs de largeur  $w_2$  positionnés au milieu du résonateur de part et d'autre de l'encoche centrale.

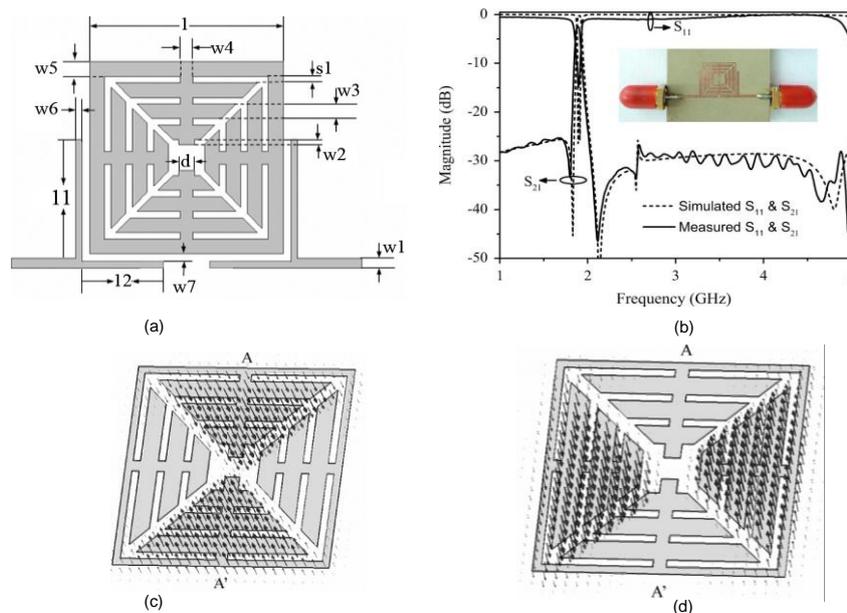


Figure I.16 : (a) Configuration du filtre, (b.1) Paramètres  $S$ , (c) Répartition du champ  $E$  de deux modes

Ce filtre présente une bande passante de 30 MHz (1,6 %) à 1,89 GHz avec un niveau de pertes d'insertion de l'ordre de 2,7 dB et deux zéros de transmission à 1,8 GHz et 2,21 GHz. Les dimensions de ce filtre sont de  $\lambda_0/17,5 \times \lambda_0/17,5$  à 1,89 GHz.

## II.4.b. Technologie coplanaire

En technologie coplanaire, les conducteurs métalliques sont au nombre de trois, séparés entre eux par des fentes sur une même face du substrat [26], [27]. Les deux faces latérales caractérisent la masse, et le conducteur central caractérise la ligne de signal. La Figure I.17 présente la schématique d'une ligne coplanaire

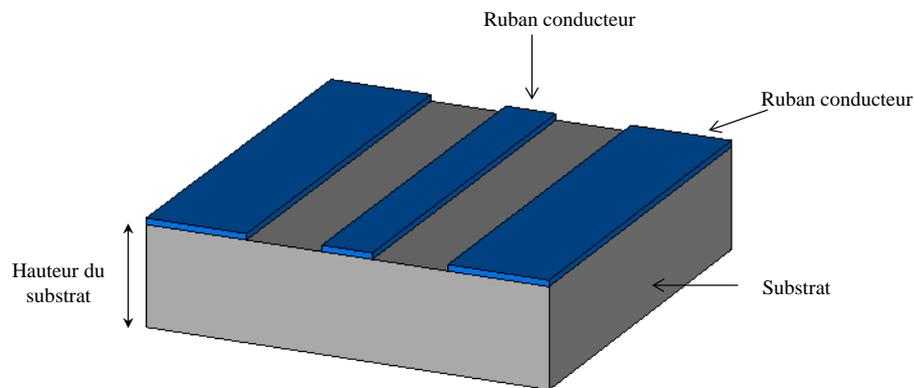


Figure I.17 : Ligne coplanaire

Cette structure présente l'avantage de pouvoir connecter un composant sans avoir à usiner des trous métallisés à travers le substrat.

Comme le montre la Figure I.18, les deux modes peuvent être excités en continu, du fait de la présence de trois conducteurs.

- Un mode quasi TEM (dit coplanaire ou mode impair) peu dispersif,
- Un mode quasi TE (dit de fente ou mode pair) dispersif.

Ce dernier mode est supprimé en forçant les deux plans de masse au même potentiel.

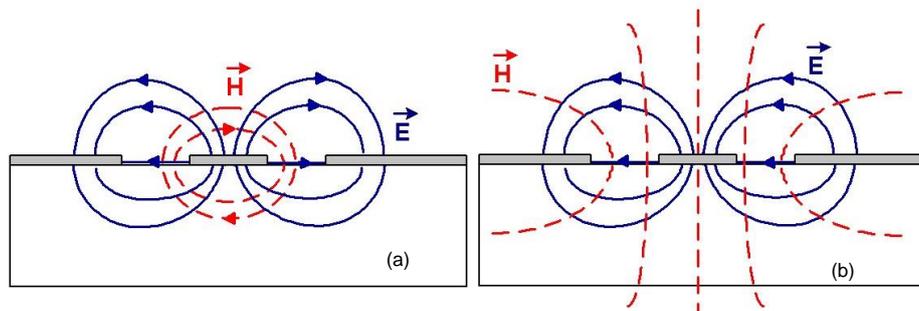


Figure I.18 : (a) Mode impair quasi-TEM et (b) mode pair quasi-TE

Les avantages de cette technologie par rapport à la technologie microruban sont :

- De ne nécessiter qu'un seul niveau de métallisation (uniplanaire)
- De faciliter l'intégration avec les autres composants
- D'être moins dispersif que la technologie microruban

Un seul inconvénient spécifique à cette technologie est l'existence d'un mode fondamental pair, mais il paraît maîtrisable.

## **II.5. Technologie hybride : guides intégrés dans le substrat (SIW – substrate integrated waveguide)**

Les technologies planaires présentent un grand intérêt au niveau de leur coût, de leur compacité et de leur facilité d'intégration, mais malheureusement elles présentent des performances électriques et des facteurs de qualité limités. Le problème est inverse dans le cas des technologies volumiques, qui présentent d'excellentes performances électriques avec des facteurs de qualité élevés, mais restent très encombrantes et lourdes. De plus le problème de transition entre ces deux technologies reste un point critique

Une technologie hybride désigne une solution qui consiste à combiner les technologies planaires et volumiques en une structure unique afin de bénéficier de leurs avantages respectifs. En effet K. Wu et D. Deslandes ont popularisé une nouvelle technologie de guide d'onde utilisant des modes de propagation volumique au sein d'un substrat, tout en préservant des procédés de réalisation planaires [28].

Le principe des filtres SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) est donc de réaliser des cavités volumiques au sein d'un substrat de technologie planaire. Les faces inférieure et supérieure du substrat sont métallisées et les faces latérales sont fermées par des rangées de vias métallisés (voir Figure I.19). Ce principe a été introduit dans l'idée de tirer le meilleur de chaque technologie : la compacité, le coût, la compatibilité et la facilité de réalisation pour les solutions planaires et les performances électriques pour les solutions volumiques.

En effet, les filtres SIW présentent un facteur de qualité meilleur que celui atteint avec les dispositifs purement planaires. En outre, grâce à une transition spécifique, cette technologie est compatible avec certaines technologies planaires.

La Figure I.19 présente la structure globale d'un filtre cinq pôles réalisé en technologie SIW.

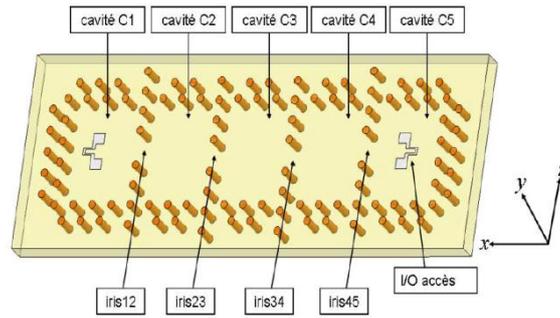


Figure I.19 : Modèle du filtre cinq pôles (SIW) [13]

Cette technologie permet de profiter de faibles épaisseurs de substrats utilisées avec les technologies planaires tout en profitant d'un facteur de qualité plus élevé apporté par les modes de résonance volumiques. Cependant, l'encombrement d'un filtre SIW reste un défaut majeur vis-à-vis des technologies planaires.

Dans la littérature, il existe beaucoup de travaux sur les filtres SIW [29]–[32], certains s'attachant à réduire l'encombrement de ces circuits. Par exemple, Jorge D. Martinez a montré dans ses travaux [33] qu'il est possible de réaliser un filtre SIW miniature en introduisant un effet capacitif comme présenté sur la Figure I.20. L'effet capacitif est créé à l'aide d'un anneau autour d'un via qui relie les deux faces métalliques de la cavité, décalant la fréquence de résonance vers les basses fréquences.

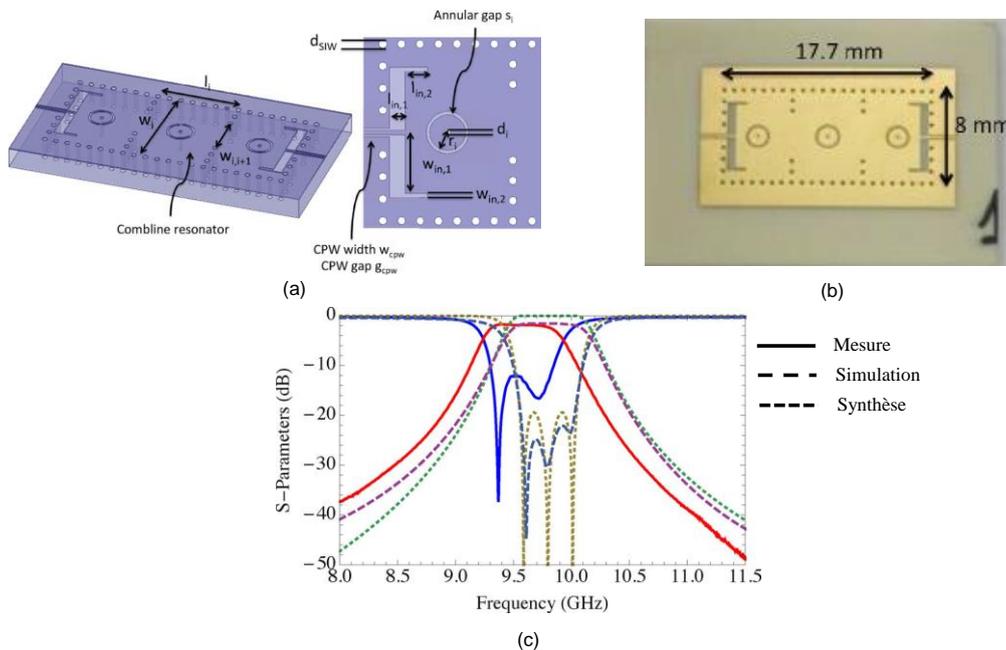


Figure I.20 : (a) Configuration du filtre simulé, (b) prototype fabriqué et (c) paramètres S du filtre [33].

Le matériau utilisé pour ce filtre SIW est le RO4003C ( $\epsilon_r=3,55$ ,  $\tan\delta =0,0027$ ). Il présente une bande passante de 551 MHz (5,8 %) à 1,89 GHz avec un niveau de pertes d'insertion de l'ordre de 1,7 dB. Les dimensions de ce filtre sont 17,7 x 8 mm<sup>2</sup>.

Nous pouvons aussi classer dans la catégorie des technologies hybrides, les circuits céramiques 3D réalisés par stéréolithographie. Les composants céramiques réalisés grâce à cette technologie permettent d'atteindre de forts coefficients de qualité dans un encombrement réduit par rapport aux structures à cavités, même chargées par des résonateurs diélectriques.

## II.6. Technologies multicouches

### II.6.a. Technologie LTCC

La technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) consiste à empiler des plaques diélectriques (céramique), préalablement munies de motifs conducteurs ou résistifs, et de trous métallisés (vias) pour les connexions entre plaques. Ainsi cette technologie nous permet de réaliser des structures microrubans repliées, des éléments localisés et des filtres hybrides.

Une exemple développé dans l'article [34] présente un filtre compact à deux résonateurs hybrides (éléments distribués et localisés) en technologie LTCC. Les résonateurs sont couplés entre eux par une fente insérée dans le plan de masse commun comme présenté sur la Figure I.21.

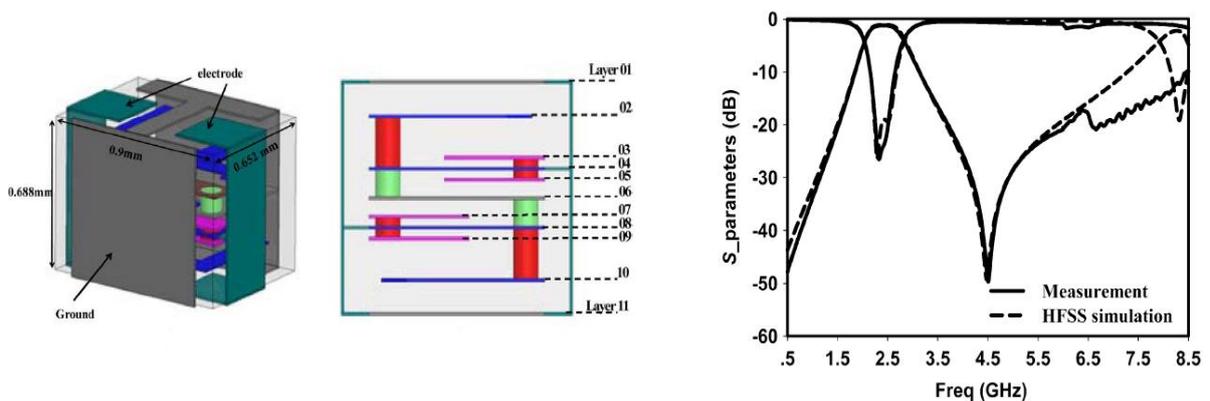


Figure I.21 : (a) Configuration du filtre, (b) paramètres S du filtre

Ce filtre en LTCC est formé de 11 couches de permittivité relative  $\epsilon_r=57$  (et des pertes telles que  $\tan\delta =0,004$ ). Il présente une bande passante de 15% à 2,45 GHz et ses dimensions

sont égales à  $0,9 \times 0,688 \times 0,652\text{mm}^3$ . Les pertes d'insertion sont inférieures à 2 dB et l'adaptation est meilleure que 20 dB.

## II.6.b. Technologie sur substrat organique

Une autre technologie multicouche très utilisée est basée sur des substrats bas-coûts comme les substrats organiques. Deux types de technologie se distinguent : la technologie séquentielle et la technologie smart via.

### II.6.b.1. Technologie séquentielle

En technologie séquentielle, les différentes couches sont réalisées dans un ordre bien défini et spécifié lors de la conception même de la structure : les différentes séquences envisagées fixent les couches pouvant être interconnectées par un via. Les couches nécessitant des interconnexions directes sont d'abord « gravées » par procédé lithographique (dépôt d'une métallisation, dépôt d'une résine, ...). Ensuite les couches sont assemblées, puis percées avant d'être re-métallisées et re-gravées. Les multicouches ainsi obtenus sont assemblés et percés comme le montre la Figure I.22 [35]. De ce fait, il n'est pas possible de réaliser toutes les interconnexions entre couches et en particulier des connexions en quinconce.

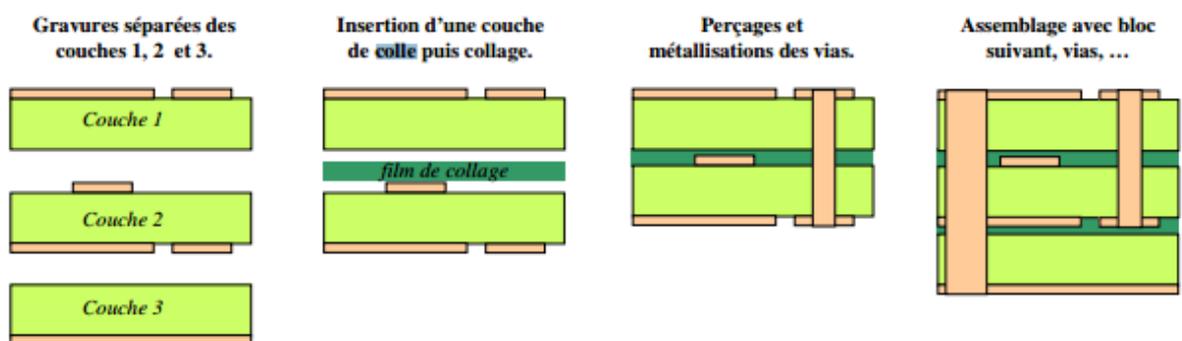


Figure I.22 : Différentes étapes d'une structure multicouche en technologie séquentielle [35]

### II.6.b.2. Technologie Smart Via

Cette technologie a été mise en place comme une solution d'interconnexion de la technologie séquentielle. L'idée directrice est de percer, puis de métalliser et de graver séparément toutes les couches, sur les deux faces. Finalement le circuit multicouche est réalisé en assemblant toutes les couches en une seule opération (Figure I.23)

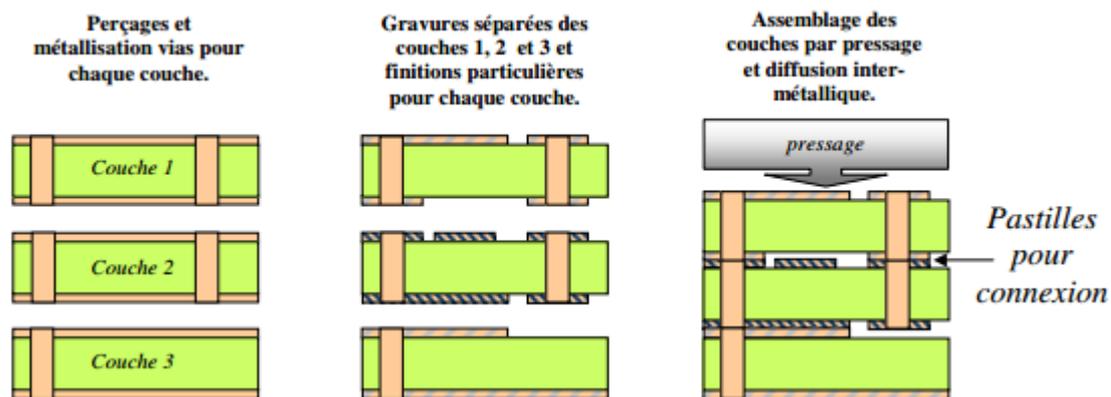


Figure I.23 : Différentes étapes d'une structure multicouche en technologie Smart Via [35]

Ce procédé permet ainsi de réaliser n'importe quel type de trou métallisé (aveugle, enterré, empilé, ...) dans le multicouche ce qui n'est pas le cas en technologie séquentielle

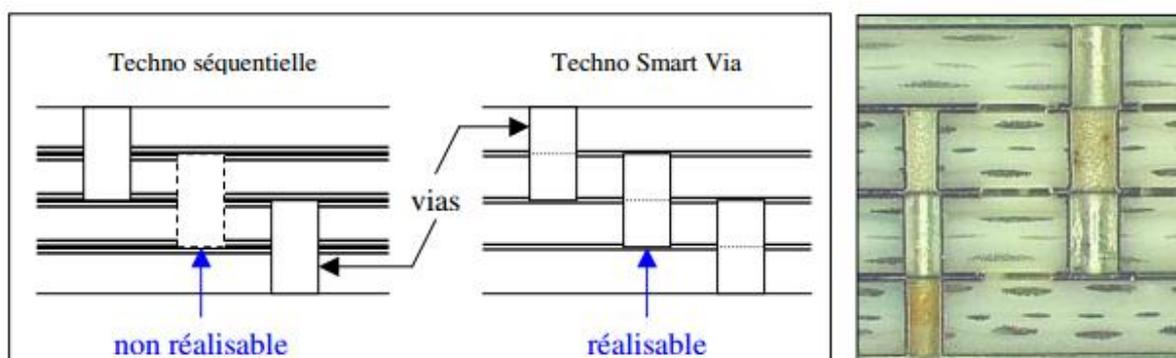


Figure I.24 : Exemple de via en quinconce non réalisable en technologie séquentielle mais possible en Smart Via [35]

## II.7. Technologies acoustiques

Les technologies acoustiques permettent de réaliser des structures de filtrage très compactes en exploitant la vitesse relativement lente des ondes acoustiques par rapport aux ondes électromagnétiques. Nous décrivons ici les 2 principales technologies acoustiques utilisées en hyperfréquences.

### II.7.a. Résonateurs à ondes acoustiques de surface (SAW : Surface Acoustic Wave)

La technologie SAW (Surface Acoustic Wave) est basée sur l'utilisation des ondes acoustiques en surface d'un matériau piézoélectrique [36], [37]. Son intérêt est de se propager

à une vitesse plus faible que les ondes électromagnétiques ( $v_{SAW} \approx 3 \text{ km/s}$  et  $v_{EM} < 3 \cdot 10^5 \text{ km/s}$  qui dépend du substrat isolant utilisé) permettant ainsi de réduire l'encombrement des filtres ( $\lambda = v / f$  où  $\lambda$ ,  $v$  et  $f$  sont respectivement la longueur d'onde, la vitesse et la fréquence).

La structure de base d'un filtre SAW est représentée sur la Figure I.25. Il est constitué d'un transducteur d'entrée réalisé par des électrodes métalliques interdigitées (uniformes, apodisées), qui sont déposées sur un substrat piézoélectrique pour générer une onde acoustique à partir du signal électrique appliqué tandis que le transducteur de sortie convertit l'énergie de l'onde acoustique reçue en un signal électrique.

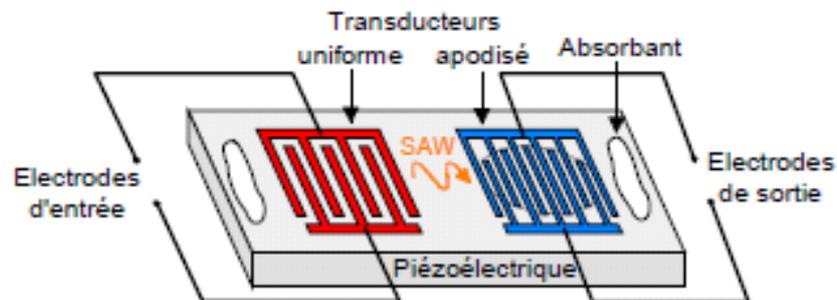


Figure I.25 : Structure du filtre SAW

Le choix du matériau piézoélectrique est important puisqu'il

- fixe la vitesse de propagation de l'onde acoustique,
- conditionne la stabilité en température par le biais de son coefficient de couplage électromécanique
- limite plus ou moins les réflexions d'ondes indésirables

Les filtres SAW sont compacts, intrinsèquement robustes, fiables et reproductibles à fort volume, car leur réalisation utilise les procédés standards de photolithographie. Ainsi plusieurs inconvénients restreignent leur utilisation. En effet nous pouvons citer :

- la limitation en fréquence ( $f < 3\text{GHz}$ ) liée au procédé de fabrication par photolithographie,
- les pertes d'insertion importantes liées aux mauvais couplages et/ou aux réflexions parasites.

Ces filtres sont très utilisés en téléphonie cellulaire et également dans des satellites en bandes L et S (filtre de fréquence intermédiaire).

## II.7.b. Résonateurs à ondes acoustiques de volume (BAW : Bulk Acoustic Wave)

Afin de répondre aux inconvénients des filtres SAW (pertes d'insertion et limitation en fréquence), les filtres BAW représentent une solution qui consiste à confiner les ondes acoustiques dans le substrat (propagation des ondes dans le volume du matériau). La structure d'un filtre BAW est représentée sur la Figure I.26.

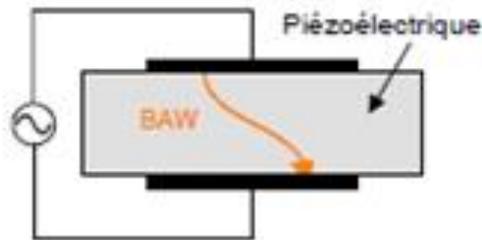


Figure I.26 : Structure d'un filtre BAW

Nous pouvons citer plusieurs types de résonateurs BAW pour l'intégration de filtres :

- les résonateurs FBAR (thin Film Bulk Acoustic Resonator),
- les résonateurs SMR (Solidity Mounted Resonator),

Ces deux résonateurs sont constitués de deux électrodes séparées par une couche piézoélectrique. La différence entre les deux résonateurs se situe au niveau de la technique utilisée pour isoler acoustiquement le résonateur du substrat :

- une membrane (gap d'air) pour le résonateur FBAR,
- un réflecteur de Bragg par un empilement de couches d'impédances acoustiques très différentes pour le résonateur SMR.

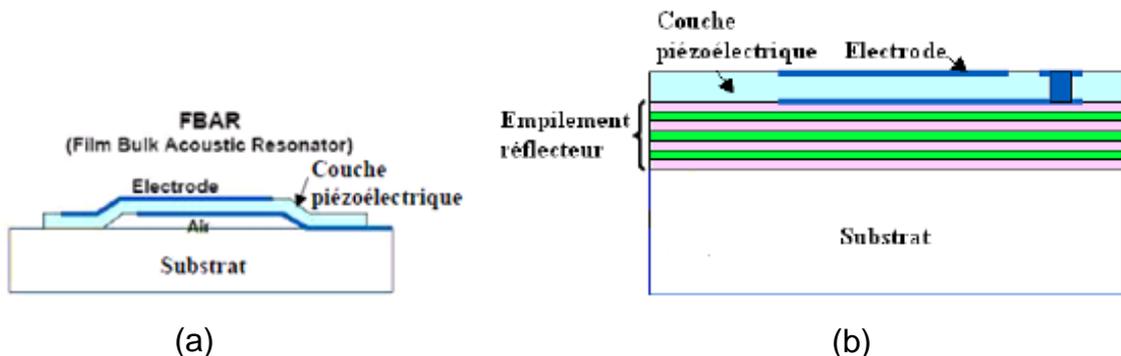


Figure I.27 : (a) Résonateur FBAR suspendu sur l'air. (b) Résonateur SMR

Quelques exemples dans la littérature [38], [39], proposent des designs de filtres BAW (Figure I.27). Les défis avec cette nouvelle technologie restent le contrôle d'épaisseur, le comportement en température, l'encapsulation et la fiabilité.

## II.8. Bilan sur les technologies

Les technologies d'intégration les plus répandues ont été présentées. Le Tableau I-1 propose un récapitulatif de ces technologies, en comparant leurs dimensions, leurs coûts et leurs performances électriques (essentiellement leurs pertes).

Les filtres intégrés grâce à des technologies planaires comme les filtres demis et quarts d'onde sont très compacts, présentent de faibles pertes d'insertion et de faibles coûts. Le seul handicap de cette technologie est qu'elle présente des faibles facteurs de qualité. Il en résulte une certaine difficulté à concevoir des filtres sélectifs, avec une bande étroite.

Les technologies volumiques comme les cavités métalliques et les résonateurs céramiques 3D, voire les technologies hybrides, peuvent satisfaire aux spécifications de bande étroite puisqu'elles présentent de forts facteurs de qualité. La difficulté d'intégration et leur prix relativement coûteux sont les principaux handicaps de ces technologies. Il s'agira dans notre cas, de trouver un moyen de miniaturiser une solution plutôt volumique sans dégrader de manière rédhibitoire le facteur de qualité.

Tableau I-1 : Résumé des technologies présentées et de leurs performances

	Technologie volumique (cavité)	Technologies planaires	Technologie hybride (SIW)	Technologie volumique (résonateur diélectrique, céramiques 3D)	Technologies acoustiques SAW/BAW
Fréquence de fonctionnement	100Mhz – 30GHz	500MHz - 60GHz	-----	-----	<5 GHz
Facteur de qualité	😊	😞	😊	😊	😊
Pertes d'insertion	😊	😞	😊	😊	😊
Coût de fabrication	😞	😊	😊	😊	😞
Volume / Poids / Encombrement	😞	😊	😊	😊	😊

### **III. Agilité en fréquence des filtres hyperfréquences**

L'évolution rapide des usages pour les télécommunications sans fil et la coexistence de différents standards plaident pour l'intégration de systèmes accordables en fréquence mais également en puissance, en impédance .... L'accordabilité est devenue une nécessité pour diminuer le nombre de fonction et d'éléments dans les systèmes ou augmenter sa capacité sans altérer les performances globales. L'accordabilité va donc répondre aux problèmes de réduction d'encombrement et de coût.

L'agilité en fréquence d'un filtre hyperfréquence est obtenue en modifiant son schéma électrique en intégrant des composants agiles capables de faire varier la fréquence de résonance et éventuellement les couplages entre résonateurs. Les principales techniques d'accordabilité en fréquence que nous allons étudier sont des solutions à base de :

- diodes PIN ou varactors,
- MEMS,
- matériaux commandables.

Dans la partie suivante, nous décrivons les différents types de structures accordables et les technologies utilisées.

#### **III.1. Agilité en fréquence à l'aide d'une diode PIN ou varactor**

Le principe revient à modifier les longueurs électriques à l'aide d'un ou plusieurs éléments d'accord. Cet élément permet soit un accord discret, comme avec une diode PIN (Positif Intrinsic Negative), en créant un court-circuit ou un circuit ouvert selon son état [40]-[42], soit un accord continu comme avec une diode varactor [40], [41] commandée en tension.

Marcelino Aemendariz présente dans son article [42] un filtre SIW à deux pôles, accordable à l'aide de diodes PIN. Chaque cavité SIW est accordée par plusieurs diodes PIN qui sont déposées sur une autre couche d'épaisseur 0,65 mm au-dessus de la cavité (Figure I.28-(a)). Le système d'excitation entrée/sortie s'effectue par une ligne microruban.

La combinaison des états ON et OFF de ces diodes permet le balayage fréquentiel de la bande de fréquence entre 1,5 et 2 GHz, couverte avec 6 états distincts.

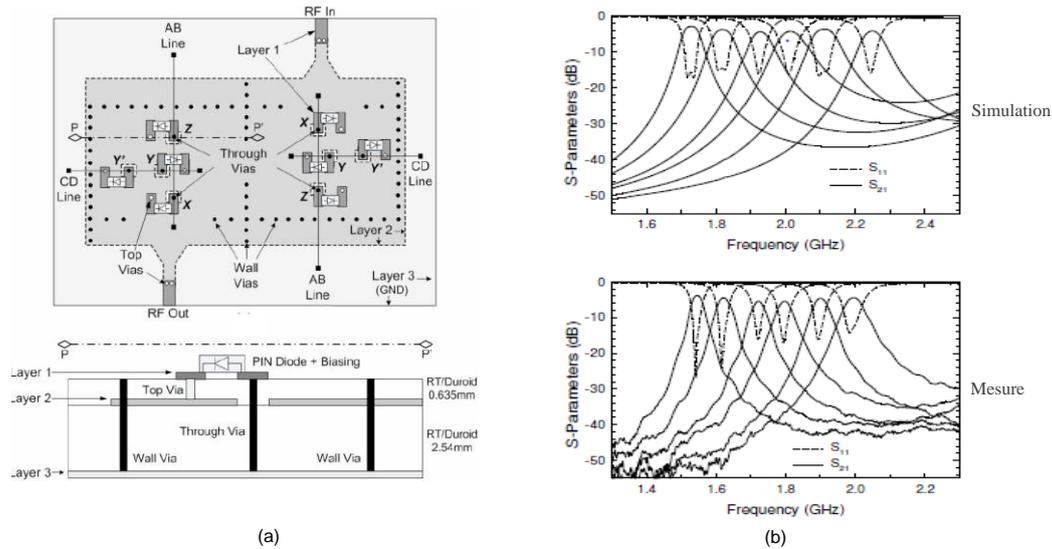


Figure I.28 : (a) Géométrie du filtre agile en fréquence intégrant des diodes PIN, (b) Résultats en simulation et en mesure.

Le filtre est fabriqué sur un substrat Rogers RT/Duroid d'épaisseur 2,54 mm. Il présente une bande passante relative de l'ordre de 3% sur la plage 1,55 GHz - 2 GHz avec 5,4 dB de pertes d'insertion, et un coefficient de réflexion de 14 dB. Les résultats de simulation et de mesure sont représentés sur la Figure I.28-(b).

Un exemple sur l'agilité obtenue de manière continue est développée dans l'article de Fengxi Huang où l'auteur décrit [43] une technique d'agilité électrique à l'aide d'une diode varactor et réalise un filtre deux pôles à résonateurs diélectriques excités par un câble coaxial. Chaque résonateur est constitué d'un résonateur diélectrique de permittivité relative 24,4 supporté par un disque de téflon au centre d'une cavité métallique comme le montre la Figure I.29-(a). Une fente gravée autour de ce via est chargée par une diode varactor et la variation de la commande DC de la diode permet de balayer la fréquence de résonance de ce filtre.

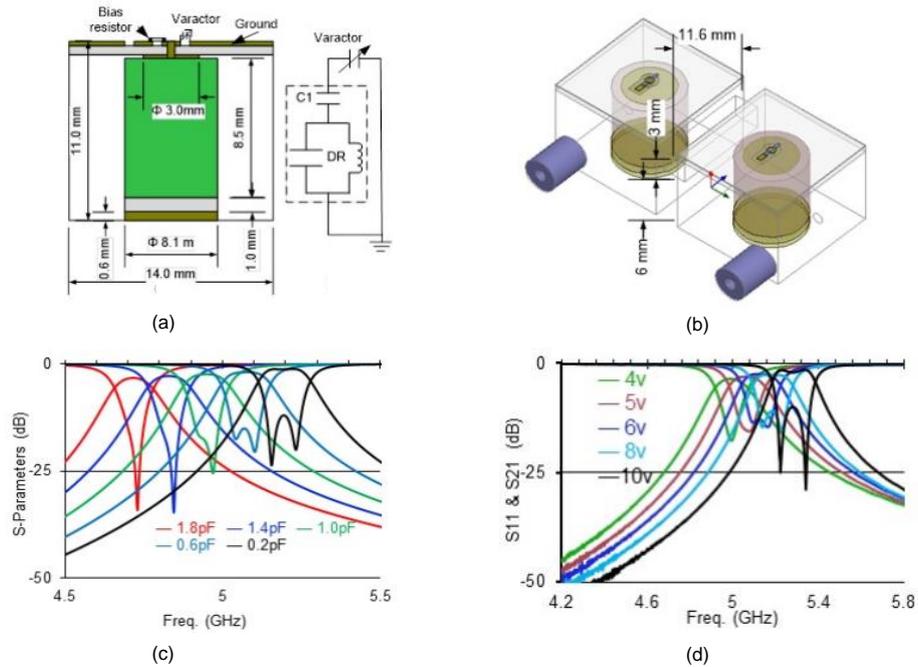


Figure I.29 : (a) Résonateur du filtre, (b) Vue 3D filtre, Paramètres [S] (b) Simulations (d) Mesure

Les deux résonateurs sont couplés par un iris de couplage de  $11,6 \times 3 \text{ mm}^2$  positionné à 6 mm en hauteur. La variation de la capacité entre 0,2 pF et 1,8 pF permet de balayer la fréquence centrale du filtre sur la bande [4,72-5,2] GHz avec une bande instantanée de l'ordre de 104 MHz comme le montre la Figure I.29-(c). La validation en mesure est présentée sur la Figure I.29-(d) avec une variation de la polarisation de la diode entre 4 et 10 Volts, avec un facteur de qualité qui varie entre de 303 à 576 respectivement pour ces valeurs de polarisation.

### III.2. Agilité en fréquence à l'aide de MEMS

Les commutateurs MEMS (Micro-electro-Mechanical systems) peuvent s'intégrer dans les circuits hyperfréquences planaires ou volumiques afin de les rendre accordables sur une large bande de fréquence [47]–[49].

L'article [47] présente un filtre deux pôles en technologie planaire à résonateurs quart-d'ondes, accordable en fréquence à l'aide de MEMS permettant d'allonger le résonateur. Le couplage à méandres permet de conserver la même bande passante absolue. La structure du filtre est présentée sur la Figure I.30-(a).

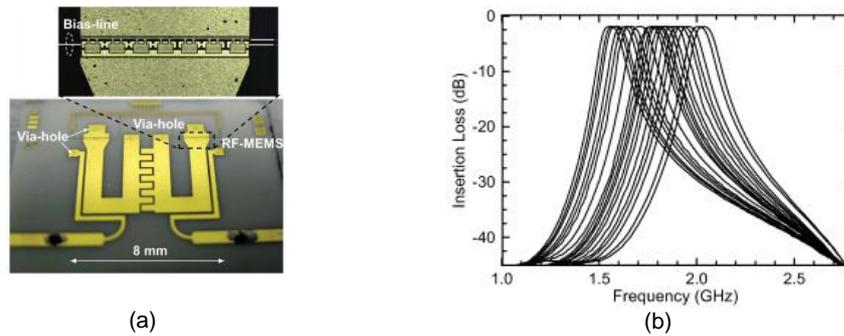


Figure I.30 : (a) Topologie du filtre, (b) Pertes d'insertion mesurées.

Ce filtre est imprimé sur un substrat d'alumine de permittivité relative 9,9. Les résultats montrent une bande d'accord de 1,5 à 2,5 GHz et des pertes d'insertion de 1,9 à 2,2 GHz avec une bande passante de 115 +/- 10 MHz (Figure I.30-(b))

### III.3. Agilité en fréquence à l'aide d'un matériau commandable

Sulvav Adhikari décrit dans son article [48] une technique d'accordabilité à la fois électrique et magnétique d'un résonateur SIW. L'accordabilité magnétique s'effectue par l'insertion d'une plaque de matériau magnétique YIG (Yttrium Iron Garnet), positionnée à côté du mur métallique de la cavité où le champ magnétique est maximum. L'accordabilité électrique est effectuée grâce à une diode varactor positionnée au milieu de la cavité où le champ électrique est maximum. La diode est placée dans une fente gravée sur la face supérieure de la cavité autour d'un fil de court-circuit, comme le montre la Figure I.31.

La combinaison des deux systèmes est utilisée pour élargir la plage d'accordabilité.

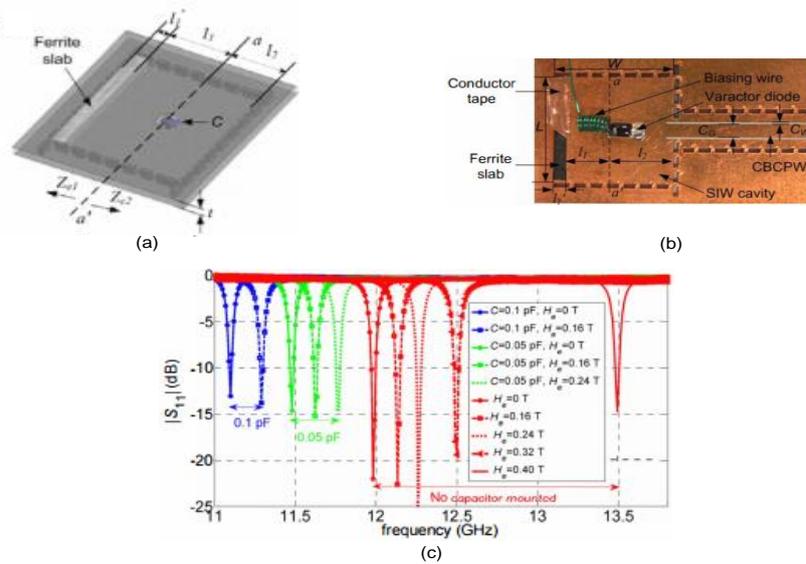


Figure I.31 : (a) Structure du filtre, (b) Prototype du filtre (c) Résultats de mesure pour différentes valeurs de  $C$  avec plusieurs valeurs du champ magnétique  $H_e$

Le résonateur SIW est fabriqué sur un substrat de Rogers RT/duroid 6002 ( $\epsilon_r=2,94$ ) d'épaisseur 0,762 mm. La bande instantanée est de l'ordre 12% sur la plage [11,2-13,5] GHz. Les résultats de simulation et de mesure sont présentés sur la Figure I.31-(c).

### III.4. Bilan sur les techniques d'agilité

Le Tableau I-2 récapitule les différentes techniques et les principales caractéristiques d'accordabilité de ces filtres. Pour la suite, afin de faciliter l'intégration des dispositifs accordables que nous souhaitons développer, nous choisirons des solutions d'accord à base de diodes varicap ou composants discrets de type capacité variable

Tableau I-2 : Regroupement des avantages et inconvénients des techniques d'accordabilité des filtres.

	Diodes PIN	Diode varactor	MEMS	Matériaux commandables
Agilité	Moyenne	Bonne	Bonne	Forte
Tension de commande	Très faible (5V)	faible (<10V)	Elevée(20-100V)	Elevée (qq 100V)
Temps de réponse	Elevé ( $\mu$ s)	Elevé ( $\mu$ s)	Elevé ( $\mu$ s)	Faible (ns)

## Chapitre I - Etat de l'art sur les filtres et les antennes

Pertes d'insertion	Moyennes	Moyennes	Faibles	Elevées
Consommation en puissance	Elevée (5-100mW)	Elevée (5-100mW)	Faible (0.05-0.01mW)	-
Intégration	Faible	Faible	Faible	Complexe
linéarité	Non	Non	Oui	Non
coût	Bas	Bas	Elevé	Elevé
Filtre compatible	Filtres en cavité Filtres céramiques Filtre SIW Filtre planaire (quart et demi onde)	Filtres en cavité Filtres céramiques Filtre SIW Filtre planaire (quart et demi onde)	Filtres en cavité Filtres céramiques Filtre SIW Filtre planaire (quart et demi onde)	Filtres en cavité Filtres céramiques Filtre SIW Filtre planaire (quart et demi onde)

## IV. Technologies d'intégration des antennes

L'évolution actuelle des systèmes de communication sans fil tend vers des solutions intégrées pour des raisons d'optimisation, de miniaturisation et d'amélioration des performances (débit, qualité de service). La multiplication des applications de communications sans fil intensifie les besoins en miniaturisation des antennes pour permettre leur intégration dans des objets jusque-là non connectés. Cette miniaturisation poussée limite généralement les performances des aériens et passe généralement par un compromis à faire entre l'efficacité de rayonnement, la bande passante et la taille électrique. Afin de répondre aux besoins de mobilité croissante, des efforts de recherche doivent s'attaquer aux verrous de la conception de systèmes antennaires intégrés. Ces systèmes devront être miniatures et capables de s'adapter à leur contexte d'utilisation. L'intégration d'éléments accordables au sein d'un système antenne répond favorablement à ces deux contraintes.

Après avoir rappelé les différentes limitations physiques des antennes miniatures, nous détaillerons les différentes techniques de miniaturisation d'antenne recensées dans la littérature. Une seconde partie s'attachera à présenter un bref état de l'art des solutions les plus rencontrées dédiées à l'agilité fréquentielle des antennes miniatures.

### IV.1. Définitions

Une antenne miniature ou antenne électriquement petite (AEP) est une antenne dont les dimensions sont faibles devant la longueur d'onde de fonctionnement. Plusieurs définitions d'antennes miniatures existent dans la littérature, la plus répandue est la définition donnée par Wheeler [49]. En se basant sur ses travaux, une antenne est dite électriquement petite lorsque sa dimension principale est inférieure à  $\lambda_0/\pi$  ( $\lambda_0$  étant la longueur d'onde). Cette valeur est connue sous le nom de « radiansphere » [50] et se traduit par la relation suivante [51] :

$$kr < 1 \qquad I-5$$

Avec  $r$  le rayon de la sphère contenant l'antenne (Sphère de Chu Figure I.32) et  $k$  le nombre d'onde dans le milieu de propagation tel que  $k = 2\pi/\lambda$ .

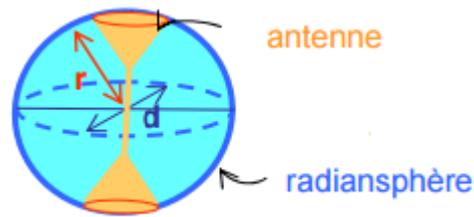


Figure I.32 : Sphère de Chu qui englobe l'antenne

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 et il existe un lien direct entre la taille électrique  $kr$  de l'antenne, son facteur de qualité et son efficacité de rayonnement.

## IV.2. Limites fondamentales des antennes miniatures

La miniaturisation d'une antenne consiste à trouver un compromis entre les dimensions souhaitées et ses performances acceptées en termes de bande passante (facteur de qualité) et d'efficacité de rayonnement.

### IV.2.a. Facteur de qualité

Le facteur de qualité  $Q$  est un des paramètres critiques des antennes miniatures. Il est défini comme étant le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée. L'expression du facteur  $Q$  (I-6) est défini par [52]:

$$Q = \frac{2\omega \max(W_e, W_m)}{P_{rad}} \quad I-6$$

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

Parmi les divers travaux menés sur l'étude du facteur de qualité [53]- [54], une étude basée sur la décomposition en modes sphériques a montré que  $Q$  pouvait s'exprimer pour le premier mode sphériques selon l'équation I-7 [55].

$$Q = \frac{1}{k^3 r^3} + \frac{1}{kr} \quad I-7$$

Best et Yaghjian [56], [57] ont récemment calculé le facteur de qualité de manière approximative 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 I-8 du facteur de qualité suivante :

$$Q = \frac{W_0}{2R_0(\omega_0)} |Z_0'(\omega_0)| \quad I-8$$

Avec  $R_0$  la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne,  $Z_0'$  la dérivée de l'impédance d'entrée et  $\omega_0$  la pulsation de résonance de l'antenne.

Ainsi, grâce à cette formule, nous pouvons calculer le facteur de qualité d'une antenne à sa résonance directement à partir de son impédance d'entrée.

### IV.2.b. Efficacité de rayonnement

Le deuxième paramètre critique d'une antenne électriquement petite (AEP) est l'efficacité de rayonnement ( $\eta_{ray}$ ) qui peut être définie comme étant le rapport de la puissance rayonnée par l'antenne ( $P_{ray}$ ) sur la puissance acceptée par l'antenne ( $P_{acc}$ )

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \quad I-9$$

La Figure I.33 illustre la notion de puissance au sein d'une antenne.

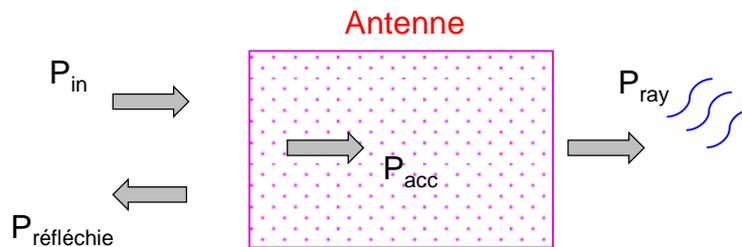


Figure I.33 : Illustrations des puissances dans une antenne

- $P_{in}$  : Puissance injectée à l'entrée de l'antenne.
- $P_{réfléchie}$  : Puissance réfléchie par l'antenne.
- $P_{ray}$  : Puissance rayonnée par l'antenne

La puissance acceptée par l'antenne peut être modélisée par une résistance dite de rayonnement en série avec une résistance de pertes tandis que la puissance rayonnée par l'antenne ne sera représentée que par la résistance de rayonnement comme le montre la Figure I.34. Ainsi l'efficacité de rayonnement peut s'écrire de la manière suivante :

$$\eta_{ray} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} \quad I-10$$

En pratique, on s'aperçoit que lorsque la taille électrique  $kr$  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 de rayonnement pour de faibles tailles d'antennes est donc principalement due aux pertes par conduction et aux pertes diélectriques [58].

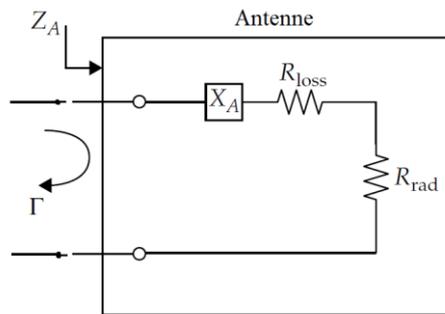


Figure I.34 : Représentations des pertes dans l'antenne

Il est à noter que contrairement à l'efficacité totale, l'efficacité de rayonnement ne prend pas en compte la désadaptation d'impédance de l'antenne. L'efficacité de rayonnement et l'efficacité totale sont donc liées par la relation suivante:

$$\eta_{ray} = \frac{\eta_{totale}}{1 - |S_{11}|^2} \quad I-11$$

Les paramètres caractéristiques et limites fondamentales d'une antenne miniature montrent que ses performances en rayonnement seront dictées par ses dimensions et sa bande passante. La conception et le développement d'une antenne miniature passera donc par un compromis entre sa taille, sa bande passante (ou son facteur de qualité) et son efficacité.

#### IV.2.c. Compromis entre taille électrique efficacité et facteur de qualité

Il est important dans la conception des antennes de spécifier le volume autorisé. Hansen et Best ont montré dans l'article [57] qu'il était possible de lier un minimum du facteur de qualité atteignable par une antenne à ses dimensions et son efficacité (Equation I-12).

$$Q_{lb} = \eta \left( \frac{1}{(kr)^3} + \frac{1}{kr} \right) \quad I-12$$

Il est alors possible d'établir des abaques (Figure I.35) permettant de déterminer le facteur de qualité minimum atteignable par une antenne en fonction de ses dimensions et de son efficacité.

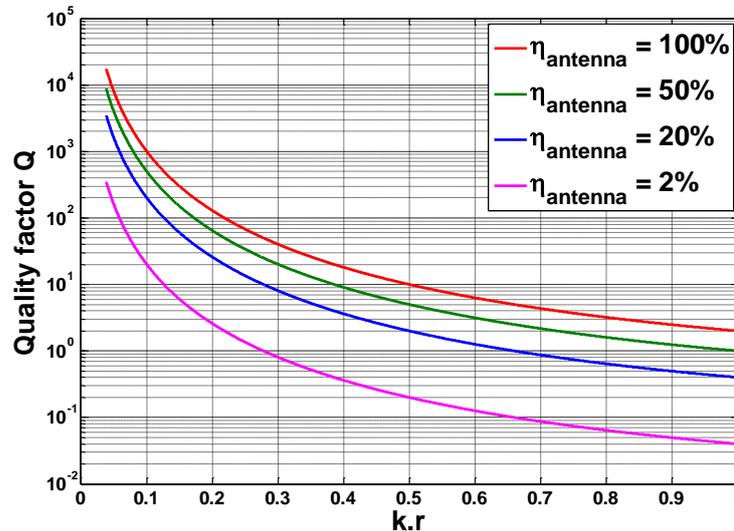


Figure I.35 : Facteur de qualité en fonction de la taille électrique de l'antenne (kr) pour différentes efficacités de rayonnement.

Nous pouvons noter que cette équation peut se réduire à l'expression donnée par l'équation I-9 dans le cas où l'antenne est ultra-miniature c'est-à-dire dans le cas où  $kr \ll 1$ .

$$\frac{1}{Q} * \eta_{ray} = (kr)^3 \quad I-13$$

Les limites fondamentales ayant été exposées, nous allons maintenant aborder les différentes techniques de miniaturisation des antennes.

### IV.3. Techniques de miniaturisation d'une antenne

Dans ce paragraphe, nous présenterons les diverses techniques de miniaturisation d'une antenne. Nous distinguons plusieurs concepts de miniaturisation qui ont pour but de modifier artificiellement la distribution du courant de l'élément rayonnant. Nous verrons en détail les techniques les plus courantes :

- Ajout d'un court-circuit
- Modification de la géométrie de l'antenne (avec une fente ou une encoche)

- Utilisation de matériaux pour réduire la longueur d'onde (matériaux diélectriques et magnéto-diélectriques).
- Utilisation de métamatériaux ou de concepts s'en inspirant

### IV.3.a. Ajout d'un court-circuit

#### IV.3.a.1. Antenne quart d'onde

La solution la plus fréquente pour la miniaturisation d'une antenne est d'insérer un ou plusieurs court-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse. En regardant la distribution du champ électrique et magnétique du mode fondamental  $TM_{100}$  d'une antenne imprimée de dimension principale  $\lambda_g/2$  (cavité bornée par des murs électriques et magnétiques (Figure I.36), nous remarquons que le champ électrique s'annule au milieu de la cavité. Ainsi, il est possible d'insérer un mur électrique dans le plan vertical où le champ électrique est nul afin de réduire la dimension principale par deux, tout en conservant la même fréquence de résonance (Figure I.37).

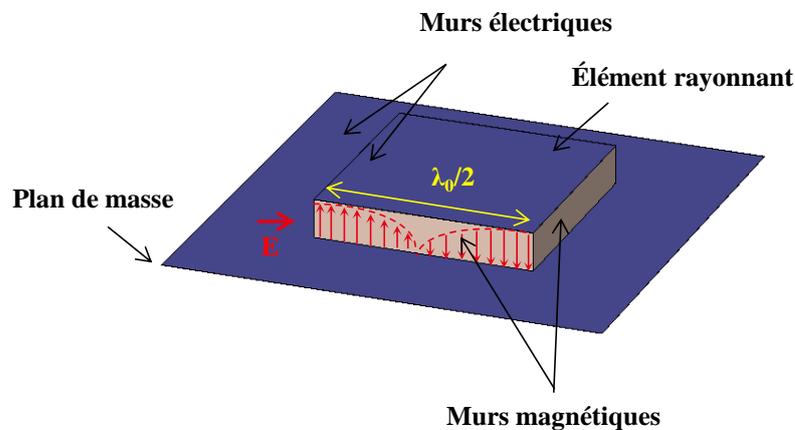


Figure I.36 : Distribution du champ  $E$  dans la cavité d'une antenne micro-ruban (mode  $TM_{100}$ )

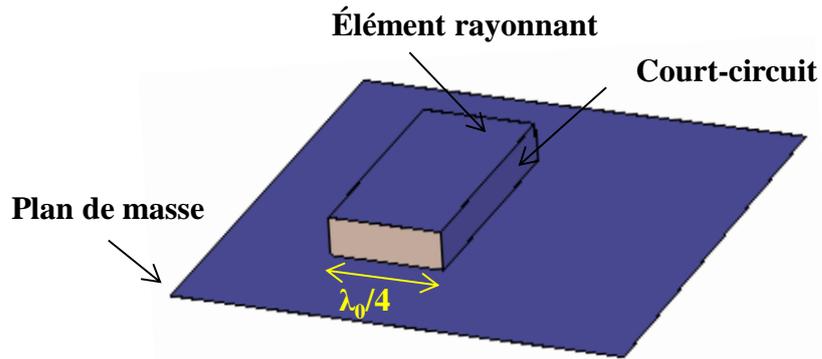


Figure I.37 : Géométrie d'une antenne quart d'onde imprimée

Ce type d'antenne est appelée « antenne quart d'onde » car sa dimension principale est de l'ordre de  $\lambda_g/4$ . Il est à noter que ce type d'antenne est difficile à adapter et souffre de très faible bande passante [59]

#### IV.3.a.2. Antenne PIFA

L'ajustement de l'adaptation d'une antenne quart d'onde peut être facilité par la modification de la configuration du plan de retour à la masse. En effet, la diminution de la largeur de la plaque de retour à la masse est équivalente à l'ajout d'une inductance parallèle au niveau du point d'alimentation résonant avec la capacité créée par le toit de l'antenne, on parle alors d'antenne PIFA. La structure d'une telle antenne est représentée Figure I.38.

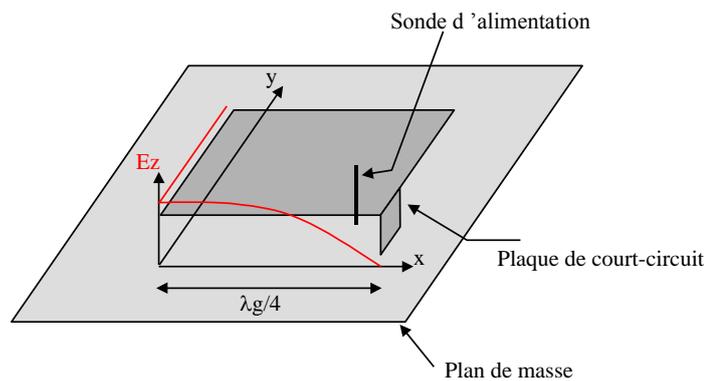


Figure I.38 : Géométrie de l'antenne PIFA

Les travaux de l'article [60] montre une antenne PIFA mono bande pour les applications mobile dans la bande LTE (Long Term Evolution) [2500-2690 GHz]. L'antenne, présentée sur la Figure I.39, est excitée par câble coaxial et possède des dimensions égales à  $21,72 \times 18,5 \text{ mm}^2$  ( $\lambda_0/5,3 \times \lambda_0/6,2$  à 2,6GHz)

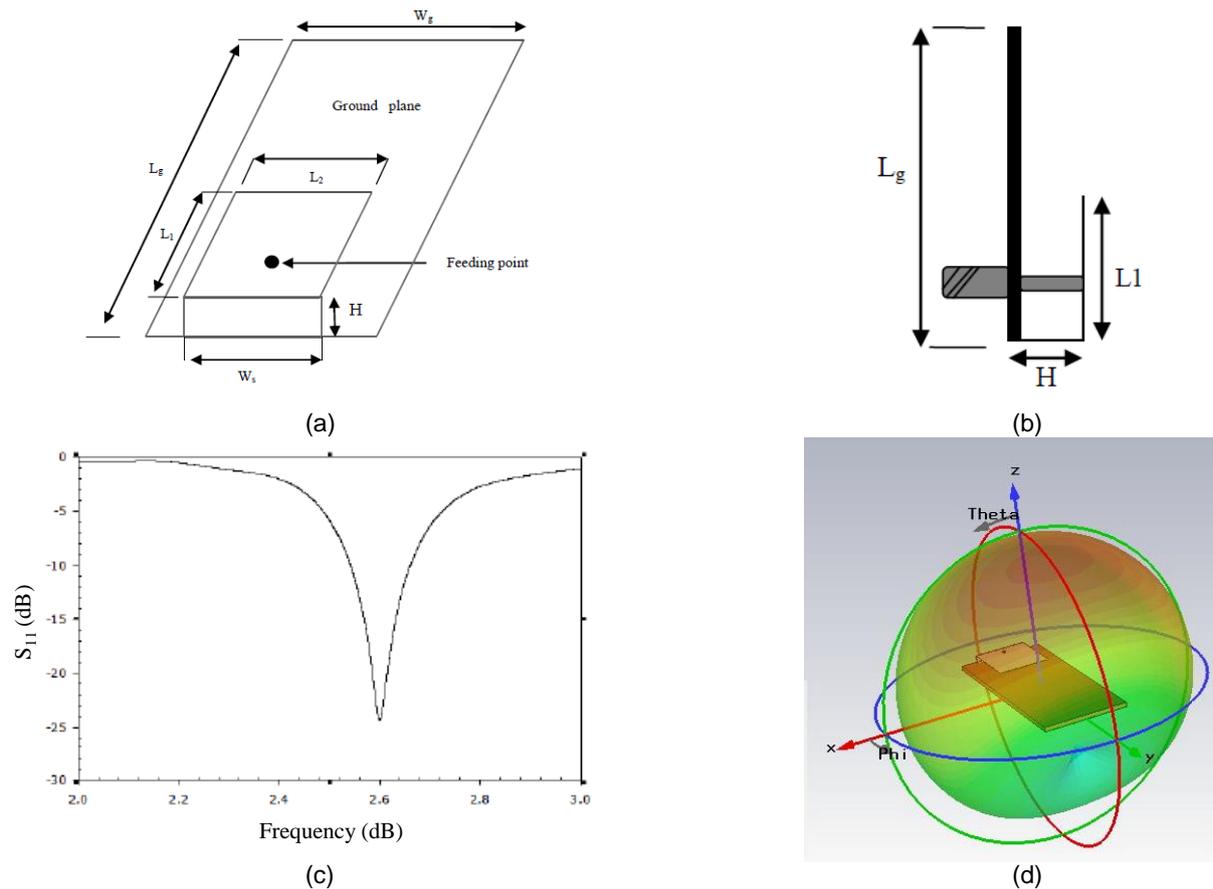


Figure I.39 : (a) Géométrie de l'antenne PIFA, (b) Vue côté de l'antenne (c) Coefficient de réflexion, (d) Diagramme de gain 3D à 2,6 GHz .,

Elle est déposée 4mm au-dessus d'un substrat de FR4 de dimensions 70x30mm<sup>2</sup>. L'antenne présente une bande passante de 120 MHz (~4,3%) et un gain de 4,93dB à 2,6 GHz avec une efficacité de rayonnement de l'ordre de -0,15dB (~95%).

### IV.3.a.3. Antenne fil-plaque monopolaire

L'antenne fil-plaque est illustrée sur la Figure I.40 [61]. Elle présente une structure à la géométrie et aux performances originales particulièrement intéressantes d'un point de vue de l'intégration. Combinant à la fois un rayonnement de type monopolaire et un profil d'antenne imprimée, elle a l'avantage d'être miniature.

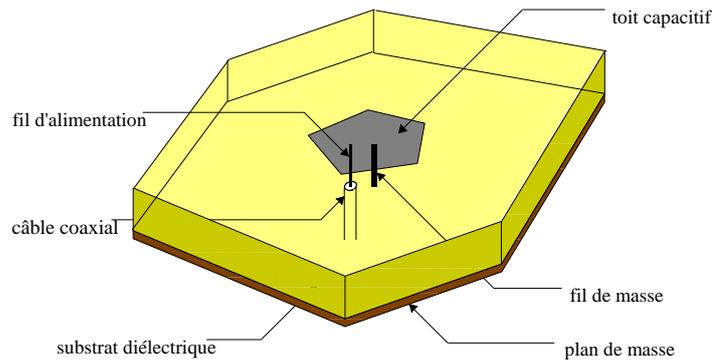


Figure I.40 : antenne Fil-plaque [61]

L'antenne fil-plaque comporte un élément métallique relié au plan de masse par un ou plusieurs fils de retour à la masse et un élément d'excitation. De nombreuses formes sont envisageables pour l'élément métallique supérieur (ou toit capacitif). En fait, les facteurs importants sont la capacité générée entre ce toit et le plan de masse ainsi que le fil métallique inductif qui relie le toit capacitif au plan de masse. Celui-ci est plus communément appelé fil de retour à la masse ou fil de court-circuit. Finalement, un élément d'excitation connecté au toit de l'antenne permet l'alimentation de l'antenne [62]. La dimension principale peut alors être diminuée jusqu'en  $\lambda g/8$  [63]

Les travaux de C. Delaveaud [63] présentent une antenne fil-plaque à deux fils de retour à la masse symétrique par rapport au câble d'excitation de l'antenne (câble coaxial) comme le montre la Figure I.41.

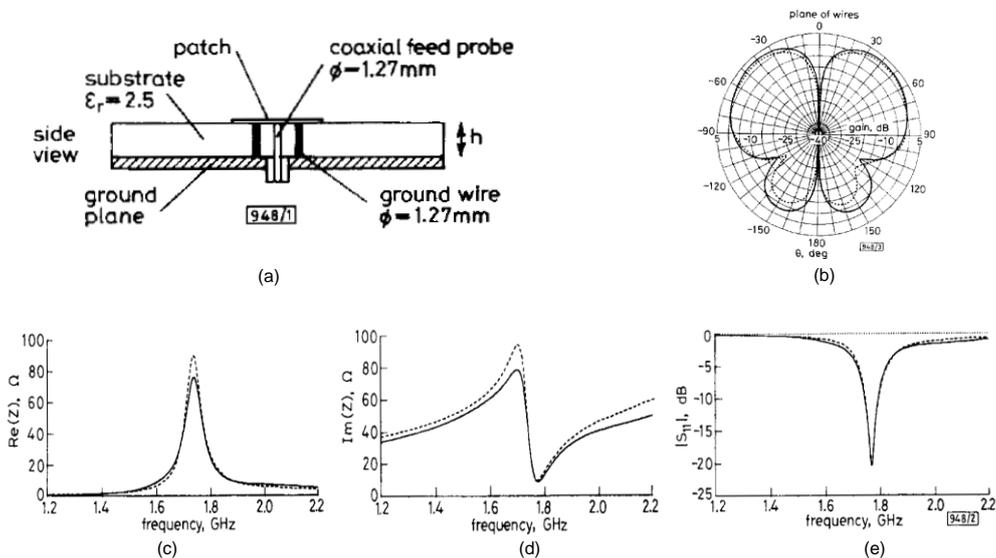


Figure I.41 : (a) Géométrie de l'antenne, (b) digramme de gain, (c) partie réelle de l'impédance d'entrée, (d) partie imaginaire de l'impédance d'entrée, (e) coefficient de réflexion de l'antenne

L'antenne est composée d'une plaque métallique déposée sur un substrat polyméthacrylate de méthyle de permittivité 2,5. Les deux fils de retour à la masse permettent

de contrôler la partie réelle et la partie imaginaire ainsi que la fréquence de résonance de l'antenne. Après optimisation des différents paramètres de l'antenne (diamètre des fils de retour, hauteur du toit...), l'antenne possède les dimensions  $29 \times 29 \times 10 \text{mm}^3$  ( $\lambda_0/6 \times \lambda_0/6 \times \lambda_0/17,4$  à 1,77GHz). Elle présente une bande passante de l'ordre de 3% autour de sa fréquence d'adaptation 1,77GHz, avec un gain de 2,5dBi

Les principaux avantages de ce type d'antenne sont:

- Sa compacité
- Sa topologie uni-planaire
- Rayonnement dipolaire, malgré une topologie de type antenne imprimée (faible épaisseur)

### IV.3.b. Modification de la géométrie de l'antenne

#### IV.3.b.1. Insertion des fentes ou des encoches

L'insertion de fentes ou d'encoches est souvent utilisée pour allonger le chemin électrique du courant de l'élément rayonnant (Figure I.42). En plus elles créent un effet capacitif et/ou inductif qui permet de changer l'impédance d'entrée de l'antenne [64]. Les fentes repliées peuvent se présenter sous diverses formes puisqu'elles peuvent par exemple être en U ou en H [65]–[67]. Elles sont utilisées avec les antennes microrubans (PIFA) mais également avec d'autres types d'antennes (Fil-Plaque monopolaire par exemple).

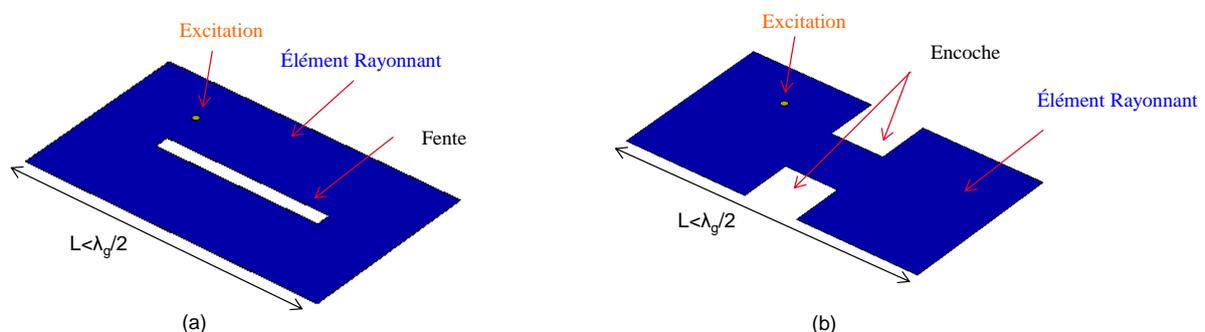


Figure I.42 : Allongement du trajet des courants (a) par ajout d'une fente, (b) par ajout des encoches

Les principaux avantages de nature structurelle de cette antenne sont:

- Sa réalisation facile.
- Son faible poids.
- Sa miniaturisation et la possibilité de la rendre agile par ajout d'une capacité variable.

La structure étudiée par S.Sufyar [68] montre l'insertion d'une fente sur le toit d'une antenne fil-plaque monopolaire excitée par un câble coaxial (Figure I.43). C'est l'effet capacitif créé par la fente qui est utilisé dans ce cas précis.

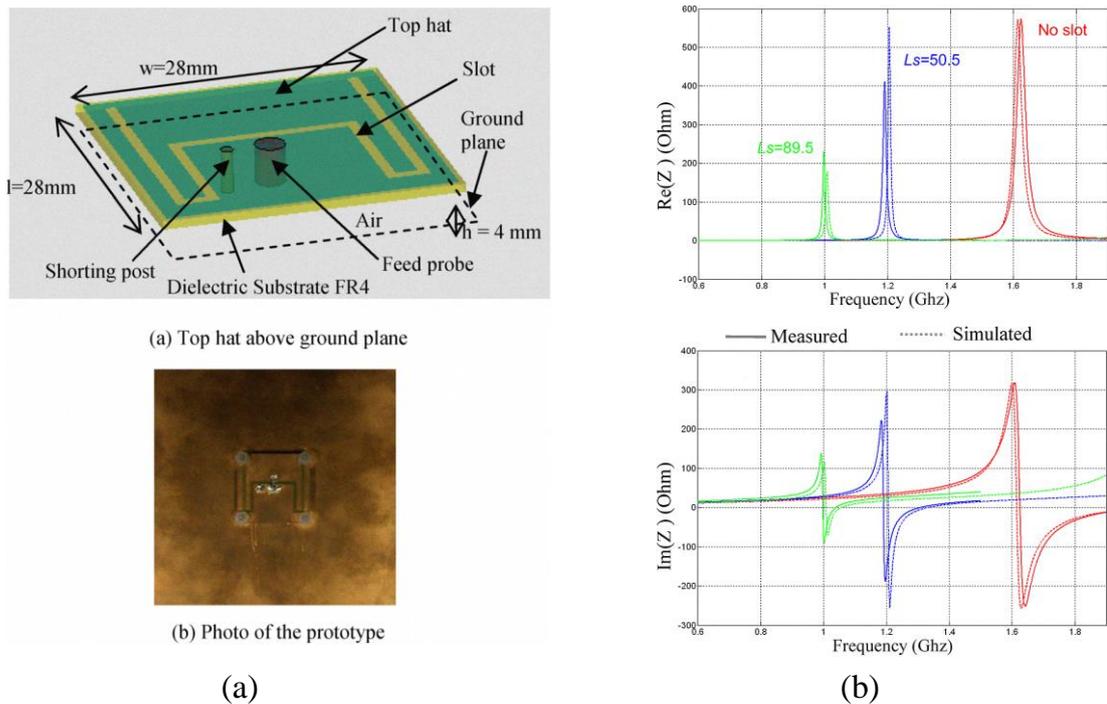


Figure I.43 : Configuration de l'antenne (a) coefficient de réflexion (b)

L'antenne est composée d'un toit métallique sur lequel est gravée une fente. Afin d'obtenir un degré de miniaturisation supplémentaire tout en facilitant la réalisation, le toit de l'antenne utilise un substrat FR4 ( $\epsilon_r=4,4, \tan\delta=0,0027$ ) lui-même déposé sur un substrat d'air. Les dimensions de l'antenne sont  $28 \times 28 \times 4 \text{ mm}^3$  ce qui correspond à  $\lambda_0/6,5 \times \lambda_0/6,5 \times \lambda_0/46,8$  à la fréquence de résonance (1,6GHz). L'augmentation de la longueur de la fente  $L_s$  implique la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne (Figure I.43 (b)) s'accompagnant également de la diminution de son gain intrinsèque maximum. En effet, ce dernier passe de -4dBi pour  $L_s=50,5\text{mm}$  (à 1,2 GHz) à -8dBi pour  $L_s=89,5\text{mm}$  (à 1 GHz).

### IV.3.b.2. Repliement de l'élément rayonnant

Cette technique a pour but de replier ou bien de changer la forme de l'élément rayonnant [69] (Figure I.44). Cette méthode conduit généralement à un élément qui occupe moins d'espace physique qu'un autre non replié. Deux configurations sont représentées sur la Figure I.41

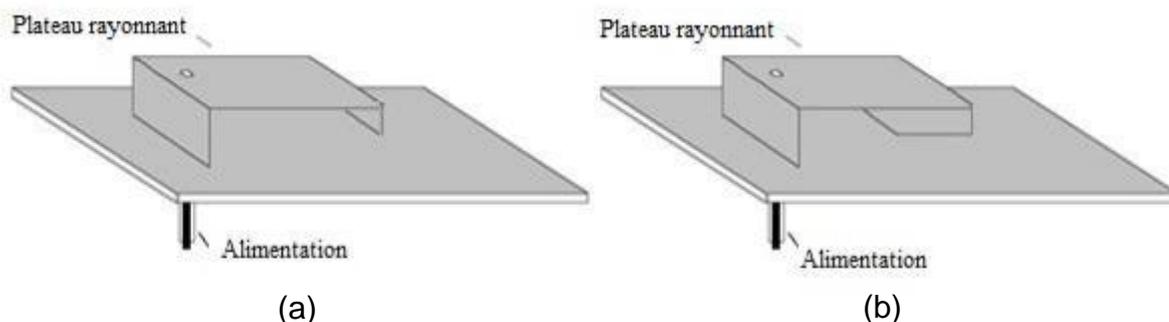


Figure I.44 : Chargement capacitif en bout d'élément – (a) avec ajout d'un élément vertical, (b) par repliement

Une fois encore, le principe de réduction consiste à perturber la trajectoire des courants réduisant ainsi les fréquences de résonance. Le principal inconvénient de ce type d'antenne est qu'elle possède de fortes pertes ohmiques dues à la concentration des courants sur les éléments métalliques induisant ainsi une diminution de l'efficacité et du gain de l'antenne.

Les travaux de Roberto Caso [71] présente une antenne PIFA repliée dédiée aux bandes DVB-T et bande WLAN (Figure I.45).

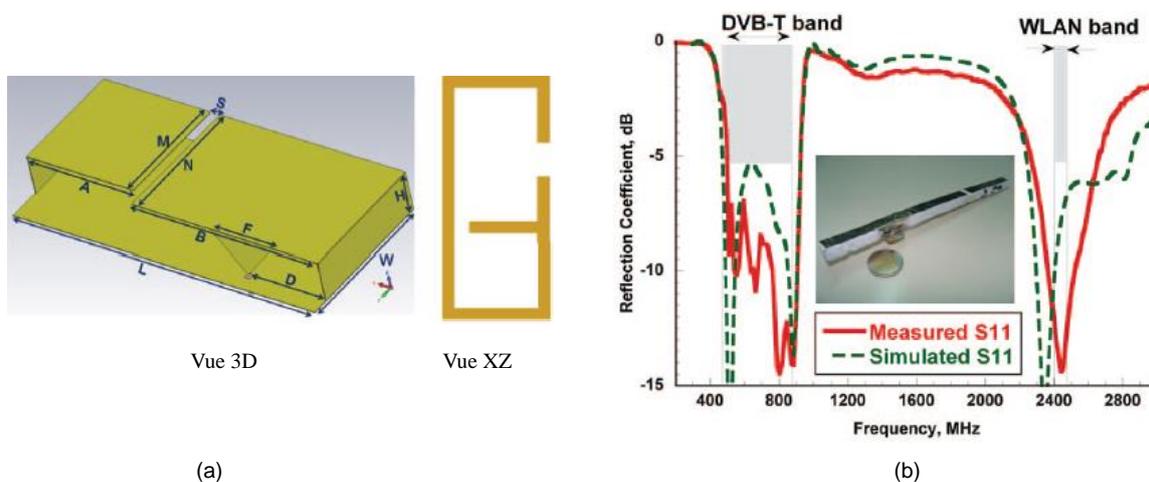


Figure I.45 : (a) Structure de l'antenne PIFA repliée, (b) coefficient de réflexion de l'antenne

L'antenne présente des dimensions  $10 \times 12 \times 218 \text{mm}^3$  ce qui correspond à  $\lambda_0/12,5 \times \lambda_0/10,4 \times \lambda_0/0,57$  à 2,4GHz avec une bande passante de 860 MHz (~59%) et un gain réalisé de 3,48dBi dans la bande DVB-T et 470MHz (~2,7%) dans la bande WLAN.

### IV.3.c. Utilisation d'un matériau pour réduire la longueur d'onde

L'utilisation de matériaux diélectriques ou magnéto-diélectrique permet de réduire la longueur d'onde guidée impliquant ainsi une diminution de la longueur physique de l'élément rayonnant [72]. En effet, la longueur d'onde guidée ( $\lambda_g$ ) est inversement proportionnelle à l'indice de réfraction du substrat  $n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ , comme la montre la relation I-14

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad \text{I-14}$$

La méthode la plus courante est d'utiliser des matériaux purement diélectriques [72] [73] tandis que quelques études présentent l'utilisation de matériaux magnéto-diélectriques [74]. Les avantages et les inconvénients de l'utilisation de ces deux types de matériaux seront étudiés dans les deux prochains sous paragraphes.

- **Matériaux diélectriques**

De nombreux travaux ont montré la possibilité de miniaturiser une antenne en utilisant des substrats à forte permittivité [73], [75]. L. Huitema [76] a présenté une étude sur une antenne microruban rectangulaire imprimée sur un substrat diélectrique ( $\epsilon_r=1$  et 9) représentée sur la Figure I.46.

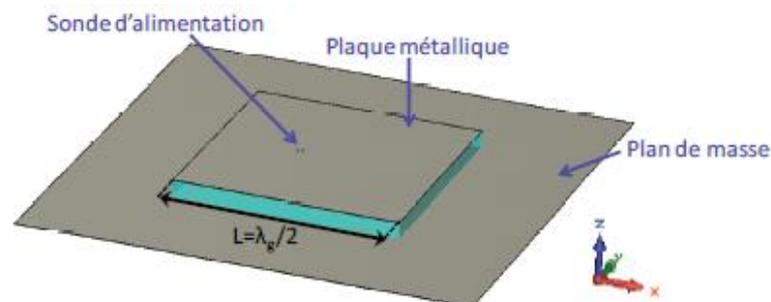


Figure I.46 : Antenne patch imprimée

Tableau I-3 : Comparaison des principaux résultats obtenus pour deux antennes microruban de mêmes dimensions imprimées sur deux substrats différents

	Fréquence de résonance	Fréquence d'adaptation	Bande passante
Antenne patch avec $\epsilon_r=1$	3.7GHz	3.8GHz	4.1%
Antenne patch avec $\epsilon_r=9$	1.3GHz	1.32GHz	0.98%

Le Tableau I-3 montre qu'avec un indice de réfraction  $n=3$  sans pertes et pour des dimensions similaires, la fréquence de résonance est divisée par 3 et la bande passante est divisée par 4. Il faut donc faire un compromis entre les performances souhaitées (bande passante) et le degré de miniaturisation de l'antenne.

- **Utilisation de matériaux magnéto-diélectrique**

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 [74], la bande passante d'une antenne microruban de forme carrée peut en effet être obtenue par l'expression suivante:

$$BP = \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r} \frac{h}{\lambda_0}}}{\sqrt{2(4 + 17\sqrt{\epsilon_r \mu_r})}} \quad I-15$$

Où  $d$  désigne la hauteur du substrat et  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans le vide.

Ainsi pour un facteur de miniaturisation  $\sqrt{\epsilon_r \mu_r}$  constant, la largeur de bande passante de l'antenne pourra être augmentée d'un facteur  $\sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ .

Une étude approfondie est réalisée par L. Huitema [76] sur la même antenne patch (présentée Figure I.46).

Tableau I-4 : Comparaison des principaux résultats obtenus avec une antenne microruban de dimensions constantes imprimée sur différents matériaux tels que l'indice optique reste constant

	Fréquence de résonance (GHz)	Fréquence d'adaptation(GHz)	Bande passante (%)
Antenne patch avec $\epsilon_r=9$ et $\mu_r=1$	1,3	3,8	0,98
Antenne patch avec $\epsilon_r=4$ et $\mu_r=2,25$	1,35	1,32	1,87

Antenne patch avec $\epsilon_r=3$ et $\mu_r=3$	1,37	1,41	2,82
Antenne patch avec $\epsilon_r=2,25$ et $\mu_r=4$	1,38	1,45	3,29
Antenne patch avec $\epsilon_r=1$ et $\mu_r=9$	1,31	1,65	4,66

Le Tableau I-4 montre que l'utilisation de matériaux magnéto-diélectrique permet d'augmenter la bande passante de 0,98% jusqu'à 4,66% tout en gardant l'indice  $n$  ( $\sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ ) constant et égal à 3. Ainsi, une antenne patch imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique permet d'allier miniaturisation et amélioration de la bande passante.

- **Utilisation des métamatériaux**

Une part importante dans la littérature est notamment dédiée à la miniaturisation des antennes par l'utilisation des métamatériaux [77], [78]. Ces matériaux sont des structures périodiques qui se comportent comme un matériau homogène avec des propriétés parfois singulières. Ils résultent de la combinaison de deux ou plusieurs matériaux avec des inclusions métalliques intégrées au sein d'une matrice diélectrique.

Les travaux de l'article [79] ont présenté une étude théorique et expérimentale de l'influence d'un métamatériau sur la fréquence de résonance d'une antenne microruban. Dans cet objectif, ils ont remplacé le plan de masse uniforme par un plan de masse périodiquement gravé de motifs métalliques SCRRS (Complementary Split Ring Resonators) comme le montre la Figure I.47.

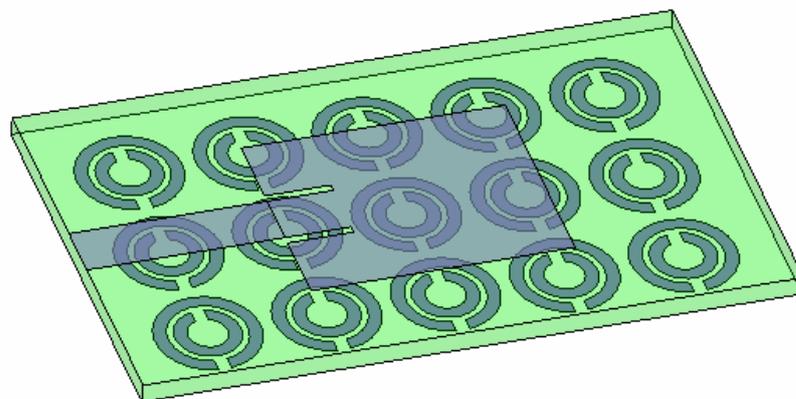


Figure I.47 : Géométrie de l'antenne microruban chargée par CSRR

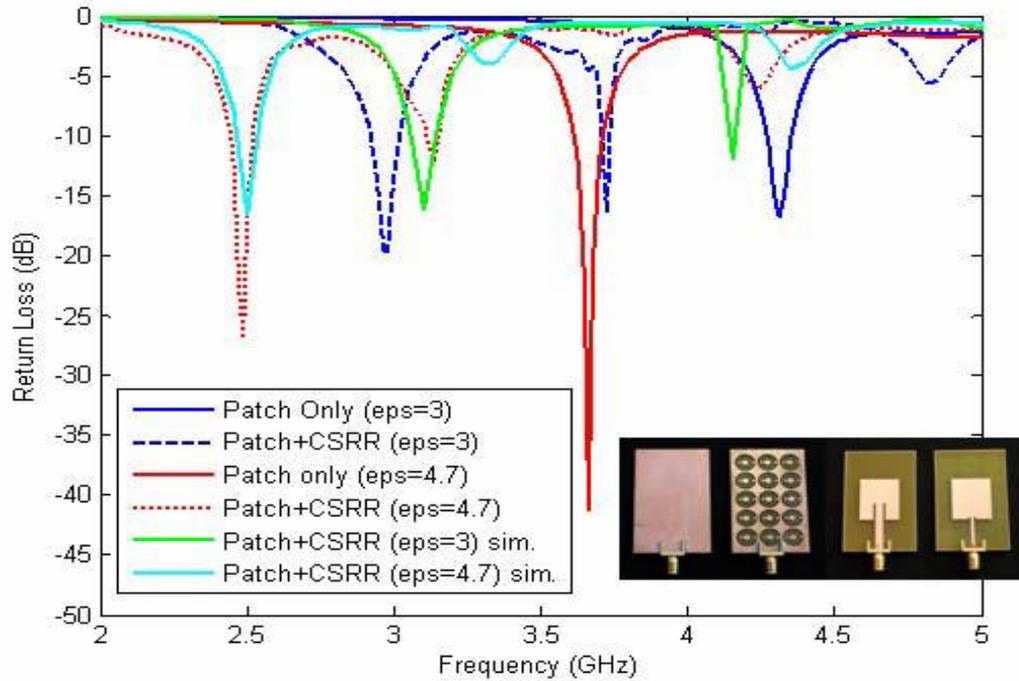


Figure I.48 : (a): Coefficient de réflexion de l'antenne microruban chargée par CSRR pour différentes valeurs de permittivités

Cette antenne a été fabriquée pour différentes valeurs de permittivités ( $\epsilon_r=3$  et  $\epsilon_r=4,7$ ). Les résultats de mesure (Figure I.48) confirment que la fréquence de résonance de l'antenne intégrant le SCRR est inférieure à celle sur substrat conventionnel (plan de masse uniforme).

#### IV.4. Conclusions

Dans cette partie, nous avons présenté les différentes limitations d'une antenne miniature ainsi que les paramètres clés de la miniaturisation tels que le facteur de qualité (bande passante) et l'efficacité de rayonnement.

Ensuite, nous avons détaillé quelques techniques de miniaturisation recensées dans la littérature telles que l'ajout d'une fente, d'un court-circuit, ainsi que l'utilisation de matériaux diélectriques et magnéto-diélectriques. Il ressort de ces études que la miniaturisation d'une antenne induit généralement une dégradation de son efficacité de rayonnement et de sa bande passante.

Afin de compenser les faibles bandes passantes induites par la miniaturisation d'une antenne, nous allons voir dans le prochain paragraphe qu'il est possible de rajouter un ou des éléments accordables au sein de l'antenne afin d'élargir « artificiellement » la bande passante de l'antenne.

## V. Agilité en fréquence des antennes

La partie précédente a mis en évidence que les points les plus critiques engendrés par la miniaturisation d'une antenne étaient la diminution de sa bande passante ainsi que de son efficacité de rayonnement. Une solution largement développée dans la littérature est de rendre l'antenne reconfigurable en fréquence afin d'augmenter artificiellement sa bande passante.

Nous détaillerons dans cette partie les principales techniques d'agilité fréquentielle recensée par la littérature :

- Antenne agile à base de diodes PIN
- Antenne à base d'un élément MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems)
- Antenne agile à base de diodes varactor
- Antenne agile à base de DTC (Digitally Tunable Capacitor)
- Antenne agile à base de matériaux commandables

### V.1. Antenne agile à base d'une diode PIN

L'intégration d'une diode PIN (commutateur ON/OFF) permet au système antennaire de présenter une agilité fréquentielle discrète c'est-à-dire qu'elle commutera entre deux ou plusieurs fréquences de fonctionnement qui ne seront pas forcément juxtaposées.

A Fattah Sheta présente dans son article [80] une antenne microruban agile en fréquence à base de trois diodes PIN (Figure I.49). La combinaison des états ON et OFF de ces diodes permet de switcher la bande passante instantanée de l'antenne sur la bande de fréquence désirée [0,5 GHz–1,2 GHz]. Les coefficients de réflexion de l'antenne pour différentes combinaisons d'états ON ou OFF des diodes sont présentés dans la Figure I.50.

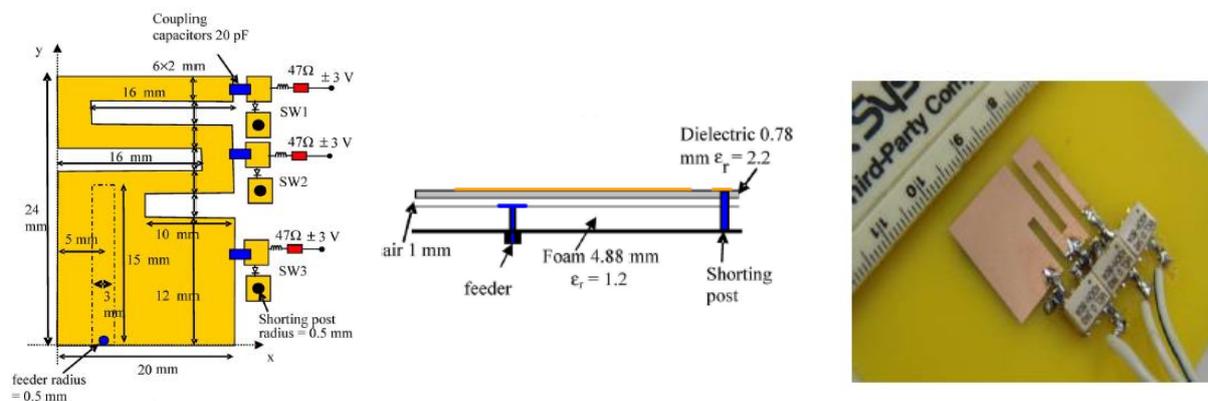


Figure I.49 : Géométrie d'une antenne patch agile en fréquence intégrant des diodes PIN.

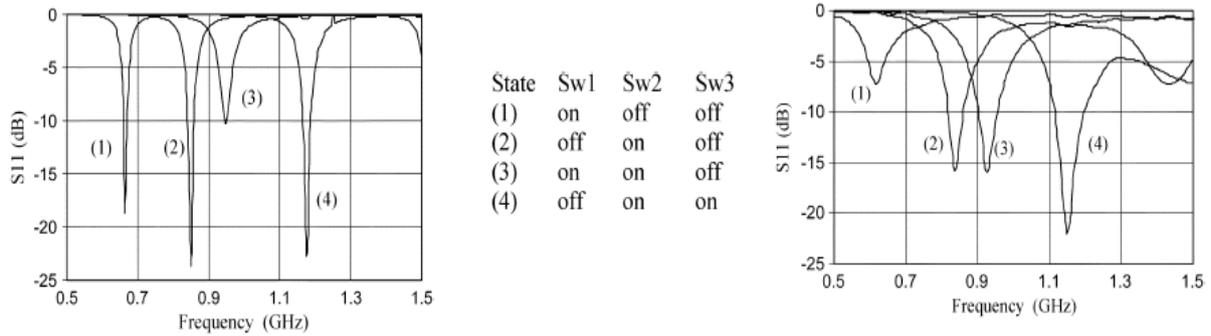


Figure I.50 : Coefficient de réflexion de l'antenne patch pour différentes états des diodes (a) simulation, (b) Mesure.

Les bandes passantes sont comprises entre 10% et 26% selon la combinaison considérée et l'efficacité de rayonnement varie entre 20% et 58%. Cette antenne présente des dimensions de  $24 \times 20 \times 6,66 \text{ mm}^3$  ce qui correspond à  $\lambda_0/10,4 \times \lambda_0/12 \times \lambda_0/37,5$  à 1,2 GHz.

## V.2. Antenne agile à base d'un élément MEMS

Il est possible de changer la fréquence de fonctionnement d'une antenne par l'intégration d'un commutateur MEMS (agilité discrète) [81], [82]. P. Panaia montre dans [83] une antenne PIFA intégrant deux commutateur MEMS (Figure I.51 et Figure I.52) qui permettent de modifier la fréquence de fonctionnement de l'antenne en faisant varier son impédance d'entrée (partie réelle/ imaginaire) comme le montre la Figure I.53.

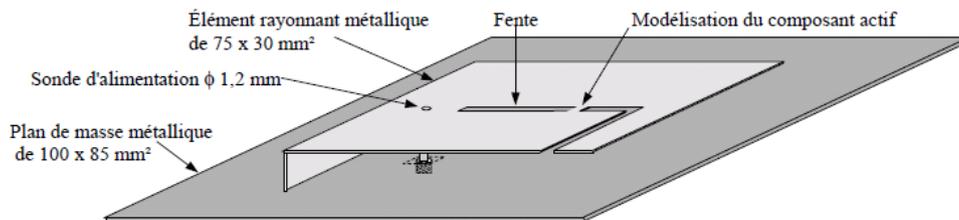


Figure I.51 : Géométrie de l'antenne.

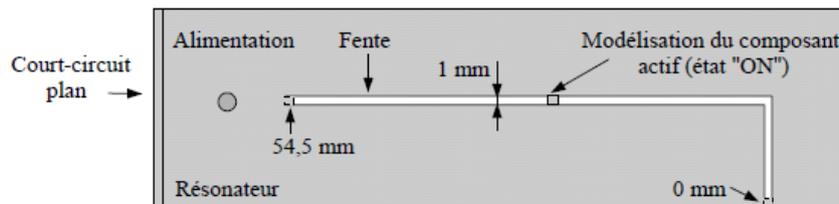


Figure I.52 : Géométrie du résonateur

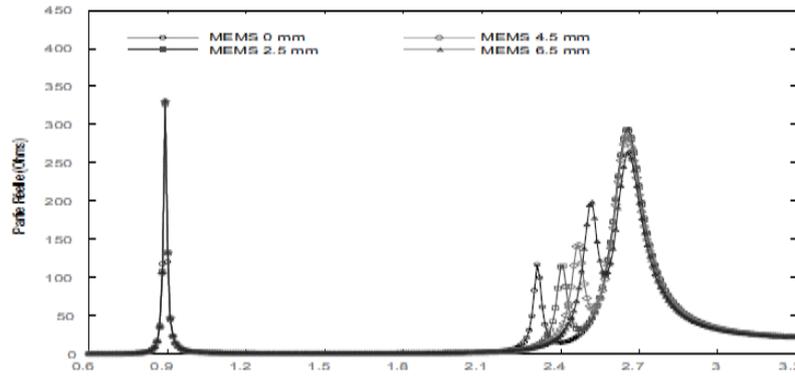


Figure I.53 : évolution des résonances en fonction de la position de l'élément actif

L'antenne PIFA est constituée d'un résonateur de dimensions  $75 \times 30 \times 8 \text{ mm}^3$  et d'une fente "coudée" de dimensions  $55,5 \times 1 \text{ mm}^2$  gravée sur le toit de l'antenne. La variation de la position de l'élément MEMS sur la longueur de la fente permet de court-circuiter la fente et donc de faire varier sa longueur, ce qui induit un décalage de la fréquence de résonance (Figure I.53).

### V.3. Antenne agile à base d'une diode varactor

L'intégration d'une diode varactor dans une structure antennaire permet de changer son impédance d'entrée (partir réelle et imaginaire). La diode varactor est équivalente à une capacité variable permettant à l'antenne de couvrir une large bande de fréquence de manière continue [84], [85].

L'article [86] présente une antenne fil-plaque monopolaire miniaturisée par l'ajout d'une fente sur le toit de l'antenne. De plus, la fente est chargée par une diode varactor qui assure l'agilité fréquentielle. L'antenne est représentée Figure I.54.

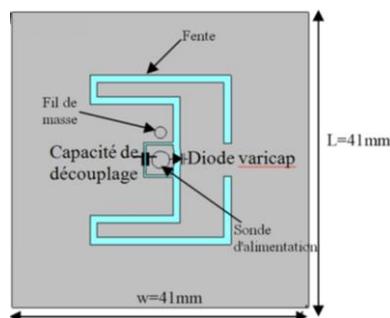


Figure I.54 : Structure d'une antenne fil-plaque monopolaire agile

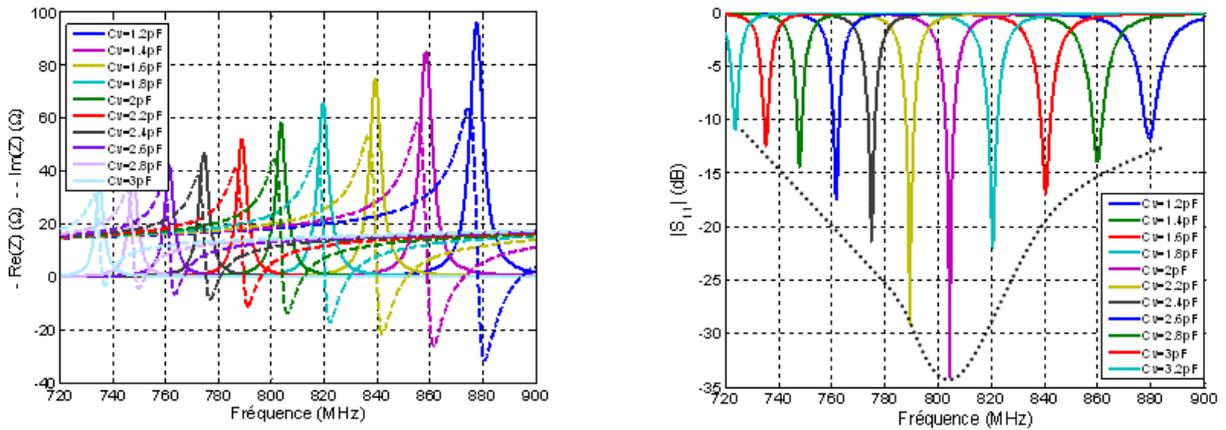


Figure I.55 : Impédance d'entrée et Coefficients de réflexion de l'antenne simulés

L'antenne est imprimée sur un substrat FR4 ( $\epsilon_r=4,4, \tan\delta =0,0027$ ) d'épaisseur 1,6mm. Les dimensions de cette antenne sont  $\lambda_0/10 \times \lambda_0/10 \times \lambda_0/83$  à 720 MHz. Le fait de modifier la tension de polarisation de la diode varactor permet de changer la valeur de sa capacité et donc de modifier la longueur électrique de la fente. Il est donc possible de balayer un large spectre fréquentiel (720 MHz- 880 MHz) avec une bande instantanée de 7 MHz, comme nous le constatons Figure I.55.

Une autre exemple étudié dans l'article [87] présente une antenne imprimée de type IFA (Inverted F Antenna) dont l'élément rayonnant est chargé par une diode varactor. Cette antenne est imprimée sur du substrat FR4 d'épaisseur 1,6 mm et est excitée par une ligne microruban présentant une impédance de  $50\Omega$ , elle-même excitée par un câble coaxial comme le montre la Figure I.56.

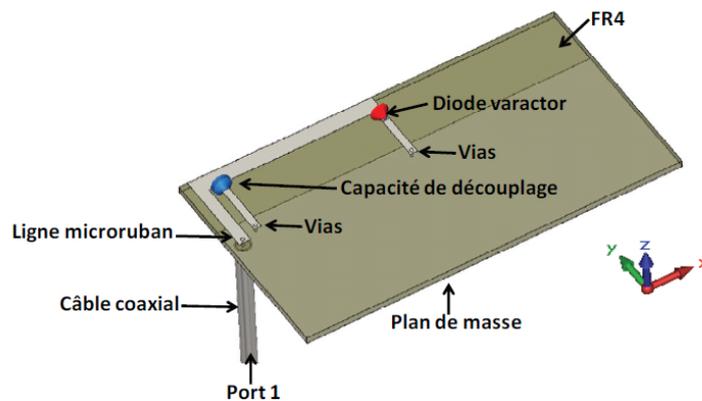


Figure I.56 : Antenne IFA intégrant une diode varactor

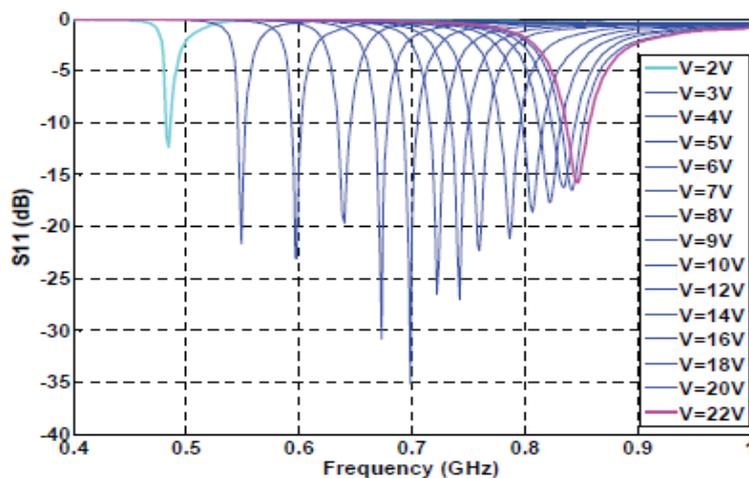


Figure I.57 : Paramètres  $S_{11}$  simulés en fonction de la tension de polarisation de la diode varactor

Afin de polariser la diode, la tension continue est amenée par un té de polarisation. La capacité de découplage est choisie égale à 100 pF afin qu'elle soit équivalente à un court-circuit aux fréquences considérées et à un circuit ouvert en continu. Les dimensions de l'élément rayonnant sont  $\lambda_0/32 \times \lambda_0/14$  à 470 MHz. La variation de la polarisation de la diode permet de balayer la bande de fréquence [470MHz – 800MHz] avec une bande instantanée de 8MHz.

#### V.4. Agilité d'une antenne à base d'une capacité DTC (Digitally Tunable Capacitor)

Une autre solution pour effectuer l'agilité fréquentielle d'une antenne est l'intégration d'une capacité variable DTC qui permet de changer son impédance d'entrée et donc sa fréquence de résonance d'une manière discrète. Il s'agit d'un composant intégré composé d'un ensemble de capacités sélectionnables grâce à des commutateurs à base de transistors. Les valeurs de cette capacité sont contrôlées par une commande numérique (microcontrôleur) qui permet de sélectionner l'état des commutateurs correspondant à chacune de ses valeurs. Il existe des capacités DTC de 16 états (4 bits) et d'autres de 32 états (5 bits) [88].

Huy Trinh [89] a présenté dans son article une antenne compacte reconfigurable pour les terminaux mobiles de quatrième génération (4G). La variation de l'état de la capacité permet de couvrir la bande LTE (600-700MHz) et la bande GSM (850-900MHz). L'antenne est présentée sur la Figure I.58

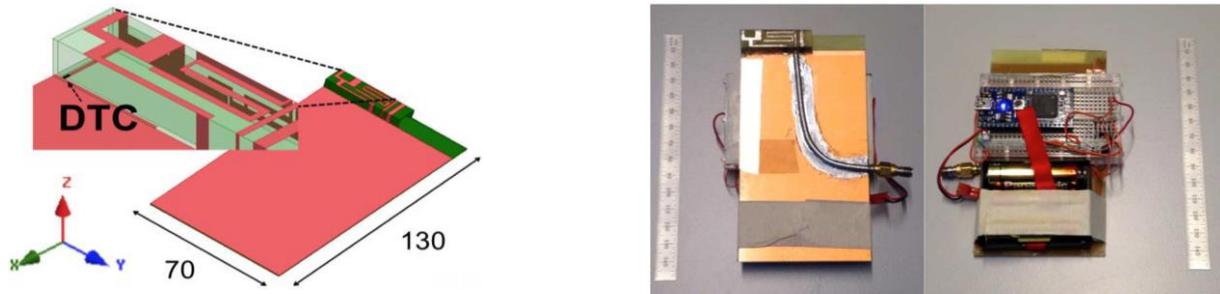


Figure I.58 : Antenne compacte intégrant une capacité DTC

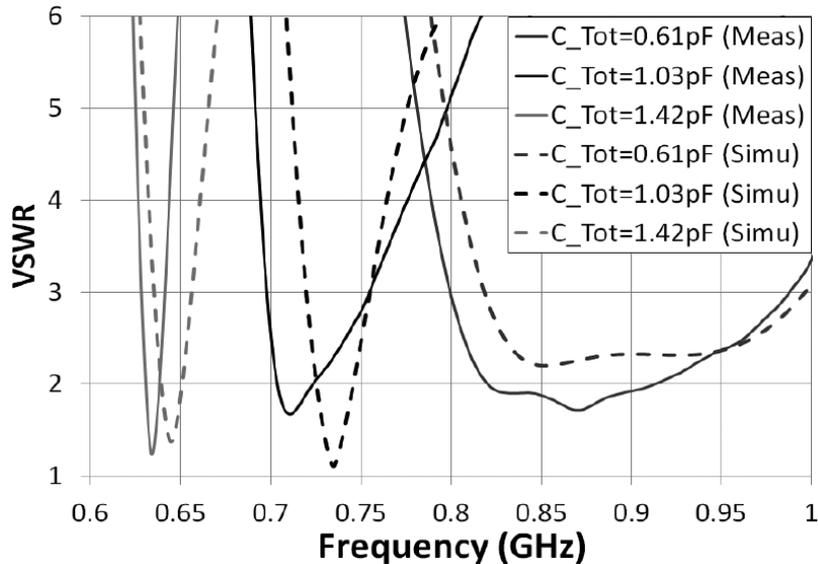


Figure I.59 : VSWR en simulation et en mesure pour différentes valeurs de la capacité

L'antenne compacte possède des dimensions égales à  $40 \times 10 \times 6 \text{ mm}^3$  ( $\lambda_0/11,5 \times \lambda_0/46,15 \times \lambda_0/14$  à 650 MHz) et est placée sur la face supérieure d'un substrat FR4-epoxy de dimensions  $130 \times 70 \times 0,8 \text{ mm}^3$ .

L'avantage de ce type de capacité est sa linéarité en puissance (très bonne tenue en puissance RF) et une vitesse de commutation rapide. Les inconvénients majeurs sont ses pertes élevées et son intégration qui nécessite l'apport de la commande numérique.

## V.5. Agilité d'antenne à base des matériaux commandables

L'utilisation de matériaux commandables (magnétiquement ou électriquement) permet de changer la fréquence de fonctionnement d'une antenne sur une bande de fréquence de manière continue [88]–[91]

Castro-vilaro [94] a présenté dans ses travaux une antenne fente reconfigurable sur un film mince ferroélectrique (Figure I.60).

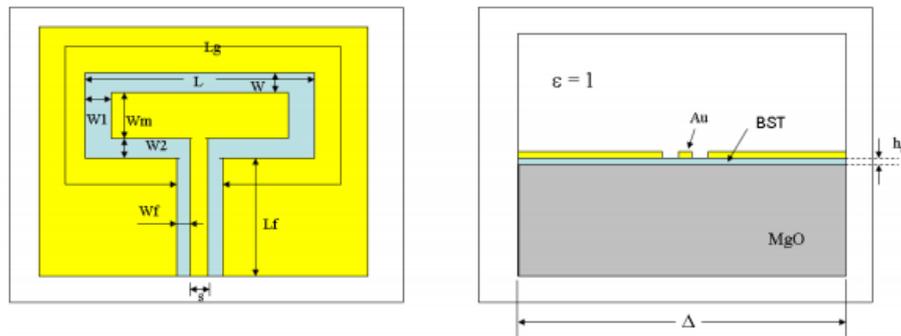


Figure I.60 : Antenne fente sur substrat ferroélectrique vue dessus et vue en coupe

La variation de la commande électrique de la couche ferroélectrique permet de faire varier la valeur de sa permittivité entre 400 et 1200. Cette variation implique un changement de la fréquence de résonance de l'antenne entre 25,65GHz à 27,46GHz.

## V.6. Bilan sur les techniques d'agilité

Le Tableau I-5 propose un récapitulatif des différentes techniques d'agilité, de leurs caractéristiques et de leur compatibilité avec la conception d'antennes et de filtres accordables.

Tableau I-5 : Synthèse des techniques d'accordabilité fréquentiel d'antenne

Techniques	Accord	Caractéristiques
Diodes PIN	Discret	+ Faibles pertes + Plages de variation très larges - Circuit de polarisation complexe
Commutateurs MEMS		
Diode Varactors	Continu	+ Intégration facile + Plages de variation larges - Faible tenue en puissance
Capacité DTC	Discret	+ Plages de variation très larges + commande numérique + Bonne tenue en puissance - Fortes pertes

Matériaux commandables	Continu	+ Intégration + Plages de variation larges + Bonne tenue en puissance - Sensible à la température
---------------------------	---------	---

## **VI. Fonctions combinées : co-conception de dispositifs filtre-antenne**

De nos jours, la miniaturisation est un des principaux enjeux dans la conception des front-ends RF qui doivent faire face à des contraintes de poids, de taille et de coût de fabrication, en satisfaisant des performances électriques, mécaniques ou thermiques toujours plus fortes.

Classiquement, les étages de la chaîne RF sont conçus séparément, puis sont connectés grâce à une adaptation normalisée sur 50 ou 75 ohms. Cette adaptation nécessite souvent des transitions d'adaptation qui peuvent induire une augmentation de la taille, du coût de fabrication, une détérioration des performances globales et une augmentation de la puissance dissipée (pertes).

Afin d'améliorer l'intégration, mais également de limiter les pertes d'interconnexion, nous allons nous intéresser au développement de fonctions combinées et plus particulièrement à la co-conception et à la co-intégration de sous-systèmes filtre-antennes.

Dans notre travail de thèse, nous voulons employer cette technique de « co-conception » qui a pour objectif de traiter conjointement le problème de filtrage et de rayonnement pour assurer des performances optimales globalement (rayonnement, sélectivité, bande passante etc.) tout en occupant des dimensions réduites.

Quelques exemples trouvés dans la littérature sont décrits et commentés dans ce paragraphe.

Le premier exemple présenté concerne un sous-système filtre-antenne proposé par Z. Zakaria [95]. Il a montré la co-intégration technologique d'un filtre SIW adapté sur  $50\Omega$  (entrée/sortie) avec une antenne microruban adaptée sur  $50\Omega$  (entrée). Le dispositif final est composé des deux fonctions connectées par une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $50\Omega$ , il est représenté sur la Figure I.61

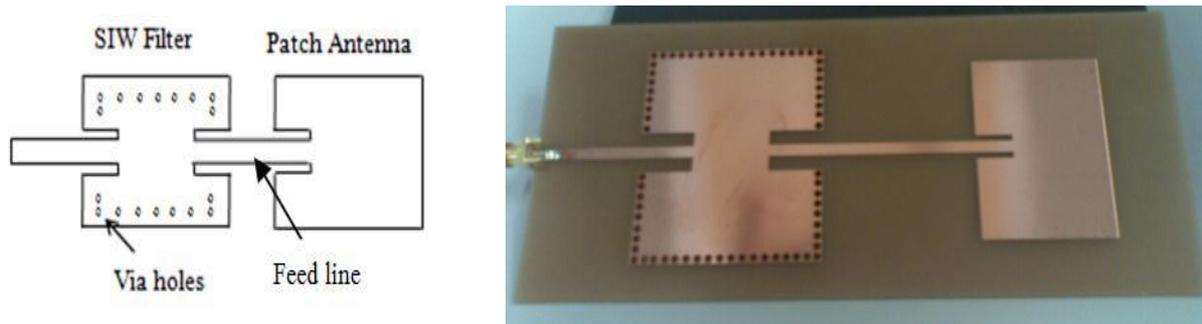


Figure I.61 : Configuration (empreinte à gauche, photo à droite) de l'antenne filtrante

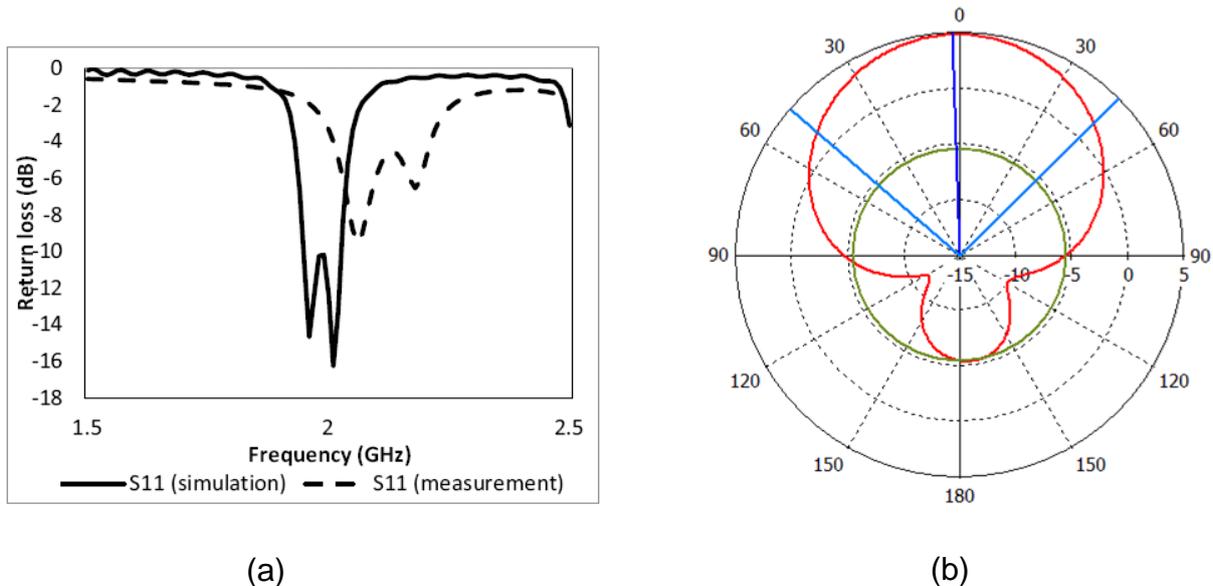


Figure I.62 : (a) Coefficient de réflexion, (b) diagramme de rayonnement de l'antenne filtrante

Le sous-système filtre-antenne est imprimé sur un substrat FR-4 ( $\epsilon_r=4,6$ ,  $\tan\delta =0,019$ ) et possède des dimensions de  $165 \times 72 \text{ mm}^2$ . Les résultats de mesure et de simulation présentés Figure I.62 montre un fonctionnement du dispositif autour de 2 GHz.

L'association du filtre permet, pour cette application, une amélioration de la bande passante. En effet, l'antenne seule présente une bande passante d'environ 1,7 % tandis que la bande passante de la structure globale est de l'ordre de 3,6%.

Par la suite, Hizamel M. Hizan [96] décrit la conception d'un sous-système filtre-antenne utilisant une technologie multicouche. Le dispositif est composé de deux éléments, un résonateur SICC (Substrate Integrated waveguide Circular Cavity) et une antenne microruban circulaire déposée au-dessus du résonateur (Figure I.63).

Les deux éléments sont couplés par une fente circulaire via un plan de masse commun.

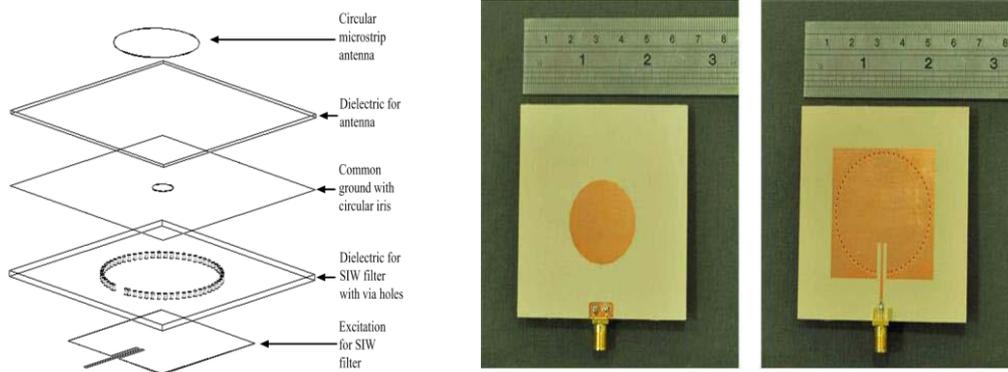


Figure I.63 : (a) Structure du filtre-rayonnant

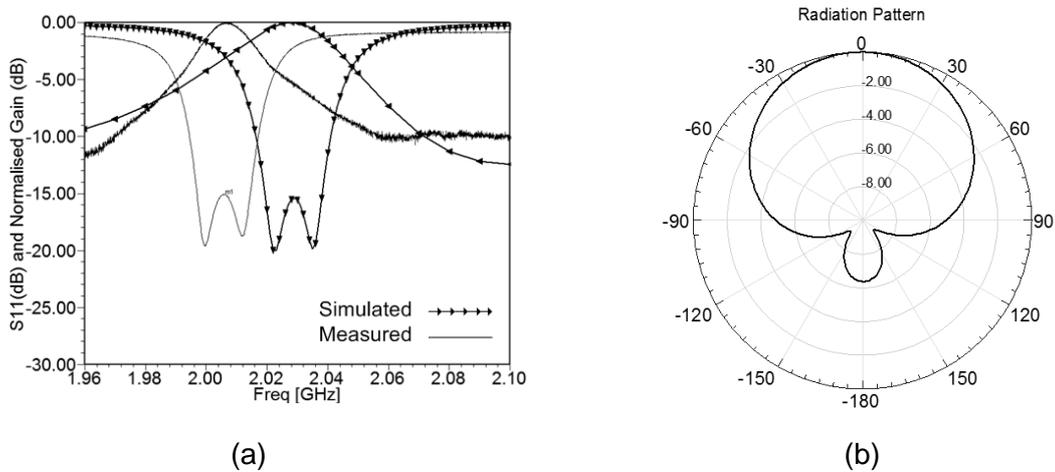


Figure I.64 : (a) Coefficient de réflexion, (b) Diagramme de rayonnement du filtre rayonnant

Les dimensions des différents éléments constituant le filtre sont optimisées pour obtenir une bande passante relative de 1,21% autour de la fréquence centrale de 2 GHz. Les résultats de simulation et de mesure sont présentés sur la Figure I.64.

Cette méthode de co-intégration technologique permet de réduire la taille des front-ends microondes et d'optimiser la bande passante de l'antenne.

Haitao Cheng a montré dans ses travaux [97] qu'il est possible de réaliser un sous-système filtre-antenne multicouche à l'aide d'une fente insérée sur le toit d'une cavité SIW comme nous le présentons sur la Figure I.65.

La fonction de rayonnement est réalisée au niveau du dernier étage du dispositif et permet d'obtenir un pôle dans la fonction de filtrage. L'élément rayonnant est réalisé par une ouverture sur la paroi supérieure du filtre.

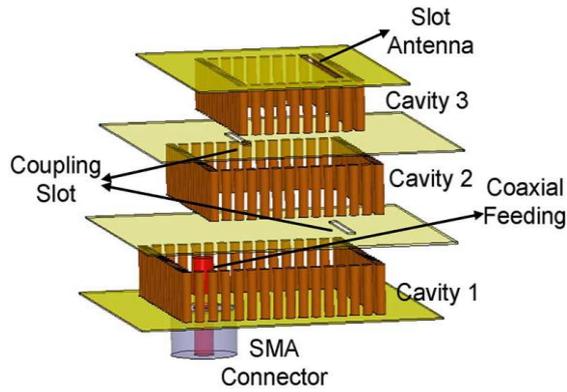


Figure I.65 : Structure d'un filtre rayonnant multicouche

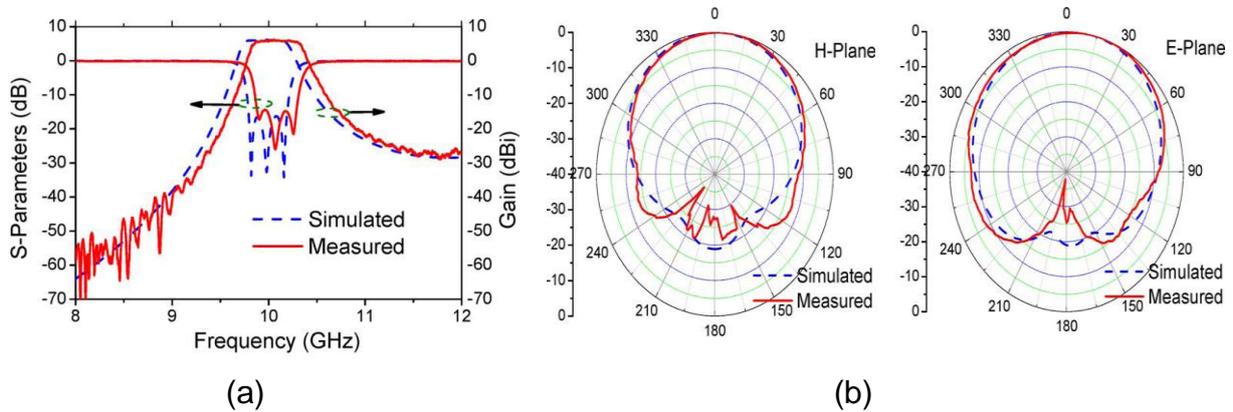


Figure I.66 : (a) Coefficient de réflexion, (b) Diagramme de rayonnement du filtre rayonnant

Ce dispositif est constitué de trois couches de Rogers RT / Duroid 5880 ( $\epsilon_r=2,2$ ,  $\tan\delta=0,0009$ ) d'épaisseur 3,18 mm. Ses dimensions sont de l'ordre de  $\lambda_0/2,3 \times \lambda_0/2$  à 10 GHz et il présente une bande passante de 530 MHz à -20dB avec une efficacité de l'ordre de 97%.

La difficulté majeure rencontrée pendant ce travail concerne l'adaptation de l'élément rayonnant aux autres résonateurs du filtre.

Une autre alternative montrée par Yazid Yusuf [98] concerne une approche d'intégration verticale similaire avec des cavités SIW et avec une antenne microruban comme nous le présentons sur la Figure I.67.

Les deux résonateurs SIW sont couplés entre eux par une fente rectangulaire gravée dans le plan de masse commun puis l'antenne est déposée au-dessus du deuxième résonateur SIW. L'antenne est couplée par un via métallisé et le système est excité par un câble coaxial.

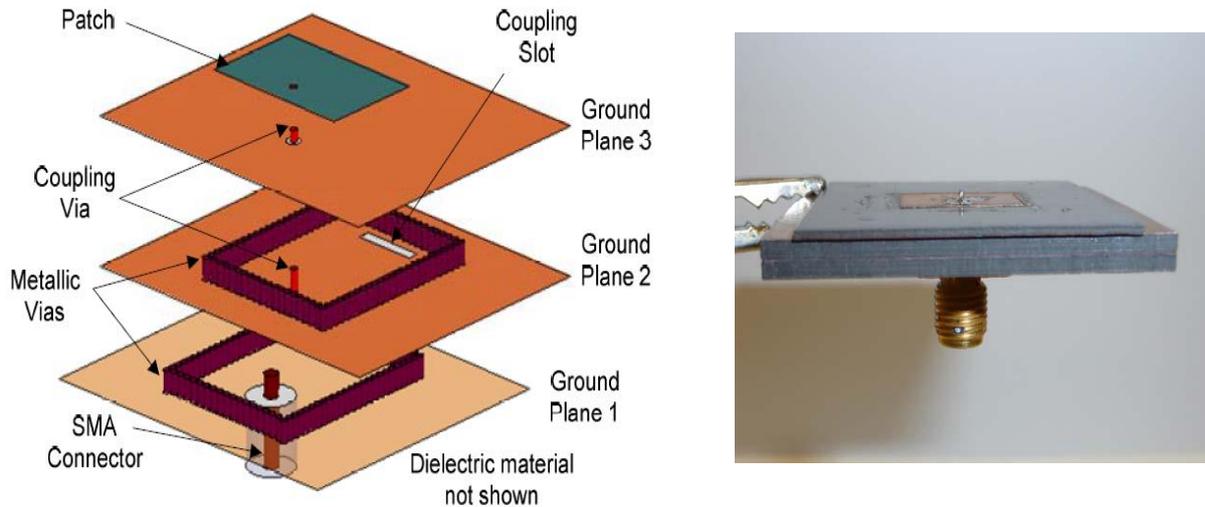


Figure I.67 : configuration du filtre rayonnant

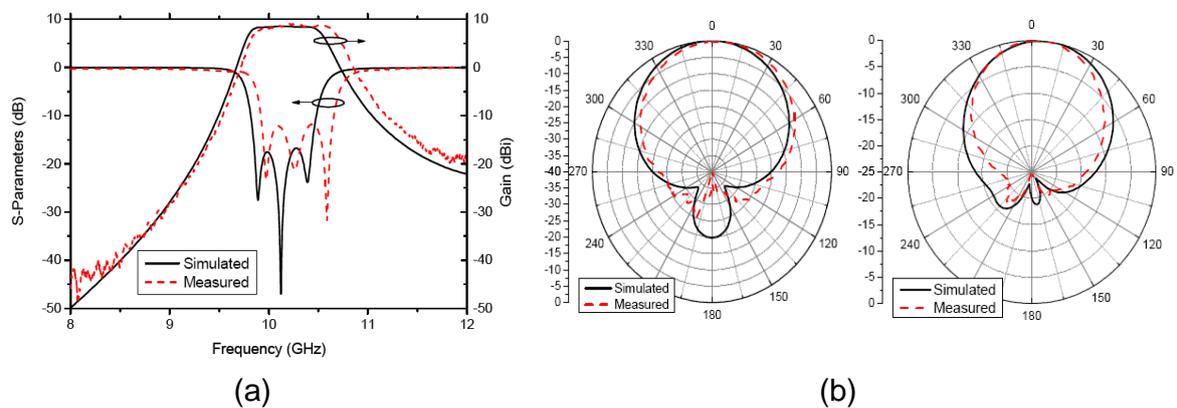


Figure I.68 : (a) coefficient de réflexion, (b) diagramme de rayonnement du filtre rayonnant

Le sous-système filtre-antenne est constitué de trois couches de RT / Duroid 5880 ( $\epsilon_r=2,2$ ,  $\tan\delta=0,0009$ ). Ses dimensions sont de l'ordre de  $\lambda_0/2,3 \times \lambda_0/2$  à 10 GHz et il présente une bande passante de 870 MHz à -20 dB avec une efficacité de l'ordre de 91% (Figure I.68). Ces travaux montrent une bonne adaptation, ainsi qu'un rayonnement satisfaisant.

Par rapport aux solutions présentées ici, nous chercherons à implémenter une solution à la fois plus compacte et plus sélective en fréquence. De plus la solution que nous devons développer devra permettre un accord en fréquence.

## VII. Agilité des fonctions filtre-antennes

Comme les filtres et les antennes, la reconfigurabilité des fonctions combinées (filtrage et rayonnement) fait l'objet de discussions dans la littérature. Dans cette partie, nous présentons des exemples de fonctions filtre-antennes reconfigurables en fréquence [92]–[96]

Les travaux de Y. Tawk [104] montrent une structure filtre-antenne imprimée. L'agilité en fréquence est assurée à l'aide d'une diode varactor qui agit uniquement sur le filtre. Les deux fonctions (Filtrage /Rayonnement) sont adaptées sur  $50\Omega$  et sont directement connectées comme le montre la Figure I.69.

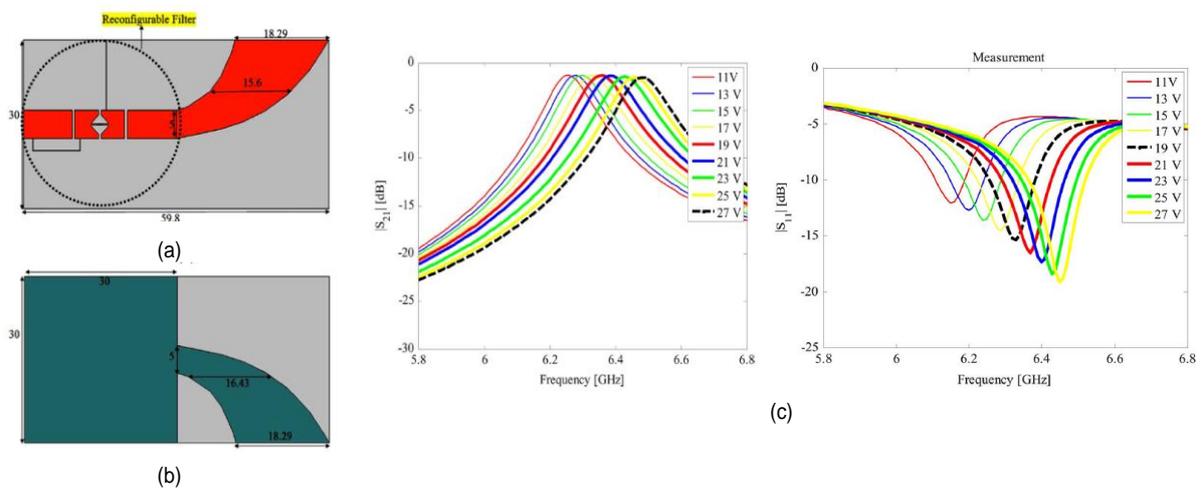


Figure I.69 : (a) vue dessus, (b) dessous, (c)  $|S_{21}|$  paramètres en fonction de la polarisation de la diode

Ce dispositif est imprimé sur un substrat de Taconic TLY d'épaisseur 1,6 mm avec des dimensions de  $59,8 \times 30 \text{ mm}^2$ . La tension de polarisation de la diode permet de déplacer la fréquence d'adaptation de manière continue sur la bande [616 MHz – 660 MHz].

Un autre exemple montré par R. Lovato [105] concernant une approche de co-intégration d'une structure filtre-antenne de deuxième ordre imprimée et agile en fréquence. L'antenne est considérée comme le deuxième résonateur du filtre. Ces deux résonateurs (épingle harpin et antenne) sont couplés entre eux par un couplage magnétique et l'agilité en fréquence est assurée par quatre diodes varactors qui sont placées là où le champ électrique du résonateur harpin est maximal et sur les bords de l'antenne comme le montre la Figure I.70.

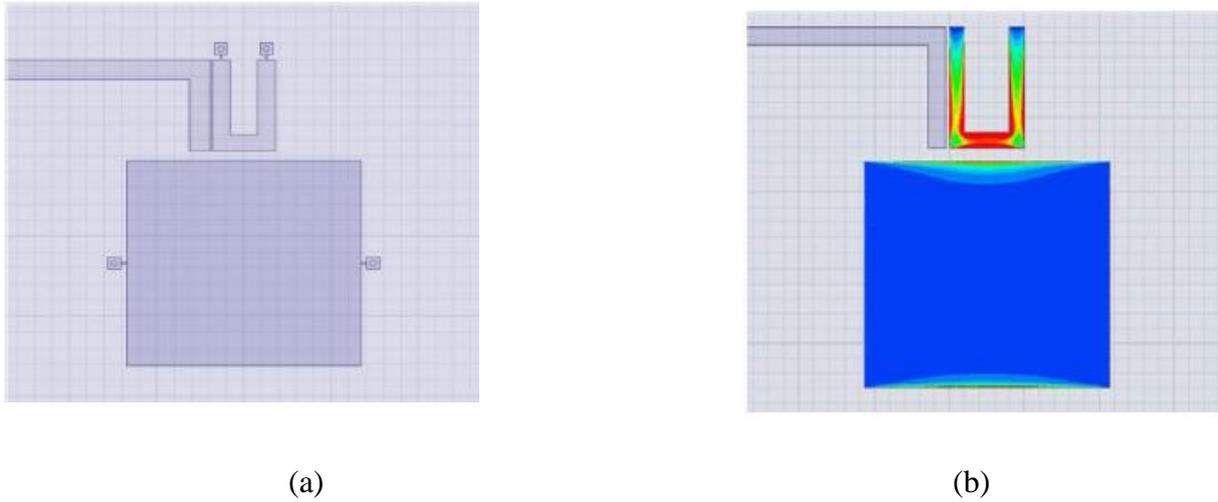


Figure I.70 : Configuration de la structure globale (b) couplage magnétique entre le résonateur et l'antenne

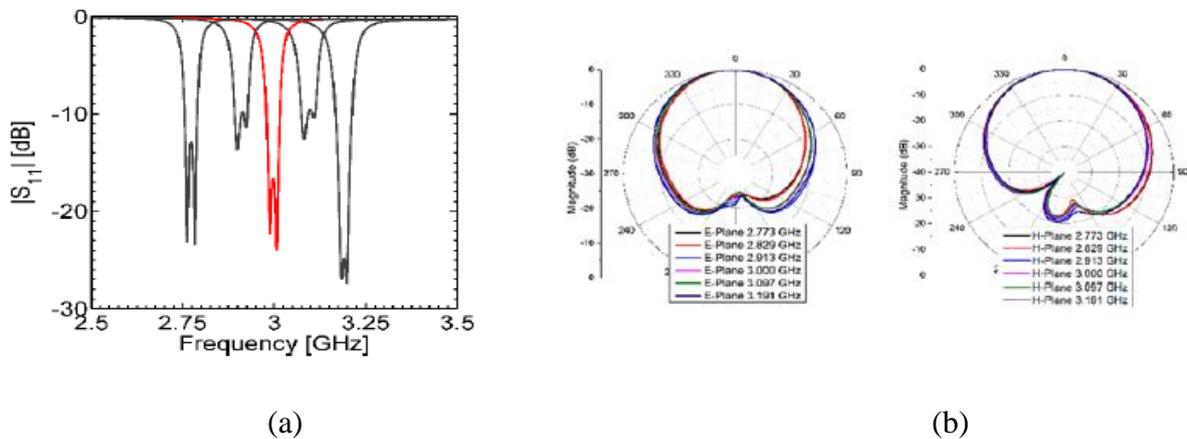


Figure I.71 : (a) coefficient de réflexion, (b) diagramme en gain en fonction des différentes valeurs des capacités (diodes varactors)

Le sous-système est imprimé sur un substrat Rogers RT/Duroid 5880 ( $\epsilon_r=2,2$ ,  $\tan\delta=0,0009$ ). Les dimensions des différents éléments constituant la structure globale sont optimisées avec les valeurs des capacités (0.5pF pour le résonateur harpin et 1pF pour l'antenne) afin de régler le filtre sur sa fréquence centrale 3GHz. Il présente une bande passante de l'ordre 2,33% avec un gain de l'ordre de 6.16dBi. La variation de la valeur des capacités des diodes varactors ( $C_h=0.64\text{pF}-0.4\text{pF}$  et  $C_{\text{antenne}}=1.4\text{pF}-0.7\text{pF}$ ) permet de balayer la fréquence de résonance de la structure globale sur la bande [2.77GHz -3.19GHz] (Figure I.71).

## VIII. Conclusion

Ce chapitre a permis de dresser un état de l'art des différentes méthodes de conception des filtres et des antennes compactes ainsi que leur développement conjoint. Une première partie a décrit différentes techniques de développement de filtres hyperfréquences suivie d'une deuxième partie qui s'est attachée à présenter les différentes techniques de miniaturisation et d'agilité fréquentielle des antennes. Enfin, les frontaux radiofréquences devant être miniatures tout en présentant des performances optimales, une dernière partie a montré que les premières études de co-développement et co-intégration de dispositif filtre-antenne présentées dans la littérature permettent de répondre favorablement aux soucis d'encombrement et de performances. C'est dans cet axe d'étude que s'inscrivent les travaux présentés dans ce manuscrit.

L'approche originale que nous proposerons n'est pas de chercher à adapter l'impédance de l'antenne compacte mais à optimiser sa capacité à rayonner. En effet, dans une approche de co-développement d'un dispositif filtre-antenne, le filtre et l'antenne s'adapteront sur des impédances conjuguées afin de proposer des performances optimisées.

Le deuxième chapitre sera consacré au développement d'une antenne miniature pour laquelle un travail d'optimisation de son efficacité de rayonnement sera mené.

Ensuite, le troisième chapitre sera dédié à la conception d'un filtre miniature ayant une surface similaire à celle de l'antenne, et qui permet de répondre aux spécifications imposées par notre cahier des charges (bande passante de 8 MHz, sélectivité de 20 dB à  $\pm 5$  MHz de la fréquence centrale située entre 2,4 et 2,5 GHz), et qui sera reconfigurable pour adresser l'ensemble de la bande selon la norme IEEE.802.11 (bande d'accord en fréquence : 2.4-2.48 GHz, accord continue par pas de 8 MHz).

Finalement le quatrième chapitre sera consacré à la validation de notre nouvelle approche de co-conception et de co-intégration de sous-système combinant les fonctions filtrage et rayonnement à 2,5 GHz.

## **Chapitre II Optimisation de l'efficacité de rayonnement d'une antenne fil-plaque**



<b>CHAPITRE II OPTIMISATION DE L'EFFICACITE DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE FIL-PLAQUE.....</b>	<b>71</b>
<b>I. Introduction .....</b>	<b>75</b>
<b>II. Influence des différents paramètres géométriques d'une antenne fil-plaque – Développement d'une antenne fil-plaque adaptée sur <math>50\Omega</math> .....</b>	<b>76</b>
II.1. Présentation .....	76
II.2. Effet des différents paramètres physiques de l'antenne sur ses performances .....	78
II.2.a. Influence du fil de masse .....	78
II.2.b. Influence de la distance entre le fil de masse et la sonde .....	80
II.2.c. Influence du rayon de fil d'alimentation .....	82
II.2.d. Influence de la hauteur du substrat .....	84
II.3. Conclusion .....	86
<b>III. Antenne de référence .....</b>	<b>87</b>
III.1. Impédance d'entrée .....	88
III.2. Diagramme en gain .....	89
III.3. Efficacité de rayonnement .....	90
<b>IV. Evolution de l'efficacité de rayonnement d'une antenne fil-plaque présentant un volume constant.....</b>	<b>91</b>
IV.1. Impédance d'entrée .....	92
IV.2. Diagramme en gain .....	94
IV.3. Efficacité de rayonnement .....	95
IV.4. Comparaison avec les performances de l'antenne de référence.....	96
IV.5. Facteur de qualité .....	98
<b>V. Antenne miniature.....</b>	<b>99</b>
V.1. Impédance d'entrée .....	101
V.2. Diagramme en gain .....	102
V.3. Efficacité de rayonnement .....	103
V.4. Comparaison avec les performances de l'antenne de référence.....	103
V.5. Facteur de qualité .....	105
<b>VI. Conclusion .....</b>	<b>106</b>



## I. Introduction

Dans ce chapitre, nous cherchons à miniaturiser une structure antennaire connue afin de répondre aux besoins d'intégration des fonctions combinées. Nous avons choisi l'antenne fil-plaque monopolaire [106] qui représente par sa géométrie volumique et ses nombreux degrés de liberté une structure intéressante pour son intégration avec d'autres fonctions (filtre, amplificateur, etc).

Une antenne fil-plaque classique est composée de deux métallisations situées sur chacune des faces d'un substrat, la face supérieure constituant le toit de l'antenne et la face inférieure le plan de masse. Un fil de retour à la masse relie les deux faces métallisées et permet la création d'une résonance parallèle à une fréquence plus basse que le mode classique  $TM_{10}$  des antennes micro-rubans imprimées. L'excitation de l'antenne peut s'effectuer par une sonde coaxiale connectée au toit de l'antenne (voir Figure II.1) où elle peut être excitée par une ligne coplanaire, on parle dans ce cas d'antenne fil-plaque coplanaire.

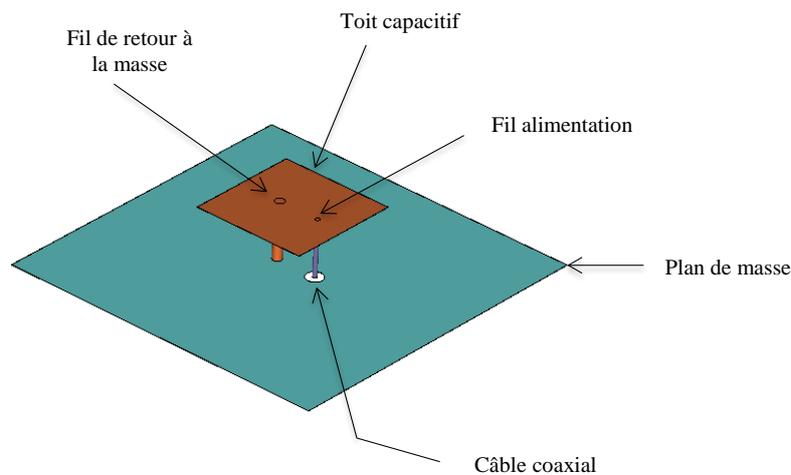


Figure II.1 : Géométrie de l'antenne fil-plaque

L'influence des différents paramètres géométriques de ce type d'antenne sur son impédance d'entrée et donc sur son coefficient de réflexion et sur son facteur de qualité est connue. En effet, une approche de conception classique portant sur la miniaturisation d'une antenne consisterait à optimiser ses différents paramètres afin d'obtenir une fréquence de résonance la plus basse possible avec un facteur de qualité permettant son adaptation sur la bande de fréquence souhaitée.

L'idée originale que nous proposons dans ce chapitre n'est pas de chercher à adapter l'impédance de l'antenne mais d'optimiser sa capacité à rayonner. En effet, dans une

approche de co-développement d'un dispositif filtre-antenne, le filtre et l'antenne devront s'adapter sur des impédances conjuguées pouvant être complexes et différentes de  $50\Omega$ .

C'est autour de cette approche que s'articuleront les trois paragraphes de ce chapitre. Un premier paragraphe montrera l'effet des différents paramètres géométriques d'une antenne fil-plaque aussi bien sur son impédance d'entrée que sur son efficacité de rayonnement. Ce premier paragraphe se clôturera par la présentation d'une antenne fil-plaque classique adaptée sur  $50\Omega$  à 2,5 GHz dont les performances en mesure et en simulation seront évaluées et serviront de référence pour la suite de nos études. Un deuxième paragraphe montrera qu'avec des dimensions constantes il est possible d'obtenir un même niveau d'efficacité de rayonnement de l'antenne à des fréquences beaucoup plus basses en optimisant certains de ses paramètres géométriques. Finalement le dernier paragraphe montrera la miniaturisation de l'antenne présentée dans le deuxième paragraphe afin que celle-ci présente un maximum d'efficacité de rayonnement à 2,5 GHz. La comparaison des performances en mesure et en simulation de cette antenne miniature et de l'antenne référence viendra valider notre méthodologie.

## **II. Influence des différents paramètres géométriques d'une antenne fil-plaque – Développement d'une antenne fil-plaque adaptée sur $50\Omega$**

### **II.1. Présentation**

Les degrés de liberté et d'ajustement d'une antenne fil-plaque sont nombreux: dimensions du toit de l'antenne, permittivité du substrat, rayon du fil de retour à la masse, distance entre le fil de retour et la sonde d'alimentation, etc. Dans ce paragraphe nous allons étudier l'influence de chacun de ces paramètres. Le substrat utilisé est un Rogers RO4003 de permittivité  $\epsilon_r=3,55$  et de tangente de pertes  $\tan\delta=0,0027$ . Les parties métalliques sont en cuivre de conductivité  $5,8 \times 10^7$  S/m et d'épaisseur  $35\mu\text{m}$ .

La structure de l'antenne fil-plaque étudiée est présentée sur la Figure II.2. Les dimensions du toit d'une antenne fil-plaque détermine sa fréquence de résonance et sa hauteur influence directement son efficacité. La mesure des antennes électriquement petites sur un plan de masse dont les dimensions sont limitées est problématique [49], [51]. En effet, prenons l'exemple d'une antenne de type monopole. Si cette antenne est mesurée en présence d'un plan de masse dont les dimensions sont très inférieures à  $\lambda_0/2$ , les courants sur l'antenne

se couplent avec le câble de mesure. Dans ce cas, le câble participe au rayonnement : l'élément rayonnant n'est donc plus uniquement l'antenne mais l'antenne et son câble de mesure. Pour pallier à ce problème de mesure, le dimensionnement du plan de masse sous l'antenne doit être adapté afin de limiter les altérations du rayonnement de l'antenne tout en s'assurant que le câble ne perturbe plus la mesure (de l'impédance et du rayonnement). L'annexe 1 détaille le dimensionnement de ce plan de masse et montre que pour limiter les perturbations des caractéristiques de l'antenne (rayonnement, impédance) lors de la mesure d'une antenne fonctionnant autour de 2,5 GHz, un plan de masse de 90 mm x 90 mm ( $0,75 \lambda_0$ ) doit être introduit sous l'antenne. Les différents paramètres géométriques de l'antenne sont résumés dans le Tableau II-1. Nous choisissons dans cette partie d'optimiser une antenne fil-plaque de manière classique à 2,5 GHz. Sans appliquer de technique de miniaturisation particulière et pour un substrat de type Rogers RO4003C ( $\epsilon_r=3,55$ ,  $\tan\delta=0,0027$ ), le volume de l'antenne est imposé par la fréquence de fonctionnement et est égal à  $\lambda_0/5 \times \lambda_0/5 \times \lambda_0/30$  à 2.5GHz.

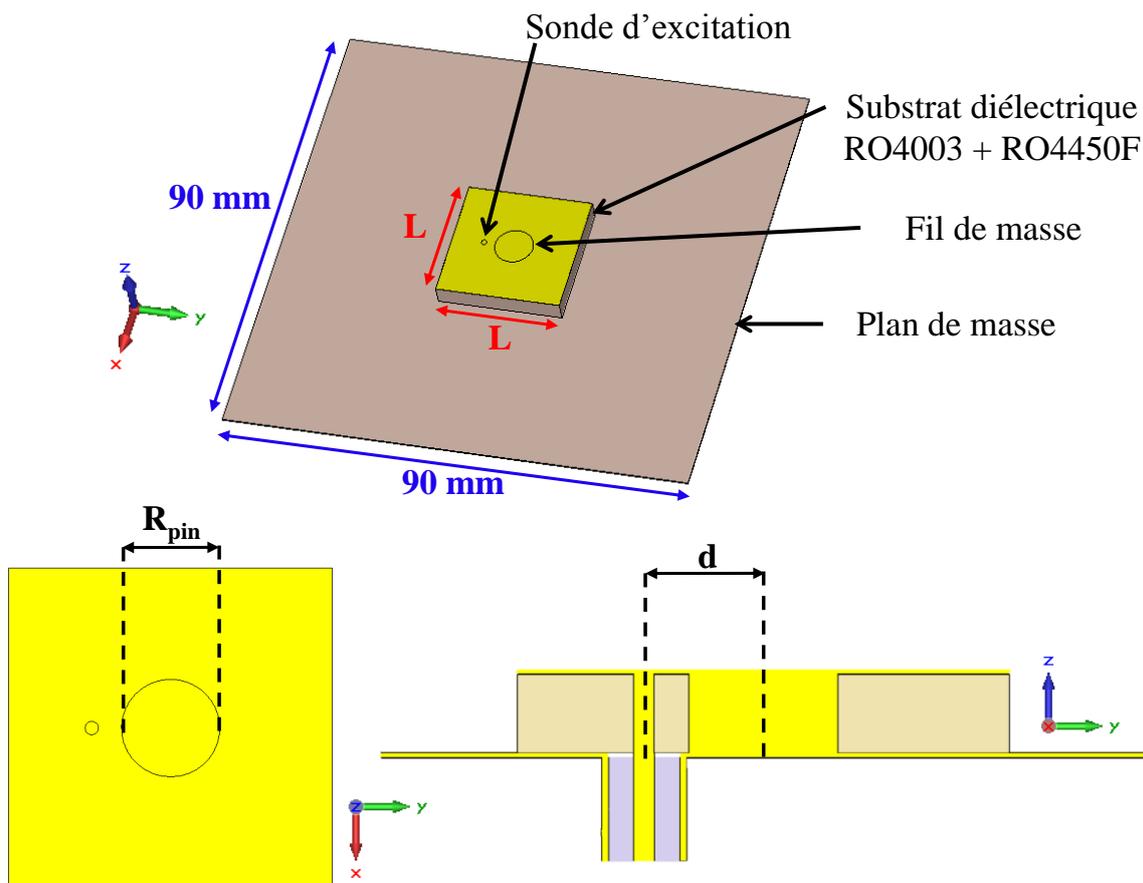


Figure II.2 : Structure de l'antenne fil-plaque étudiée

Tableau II-1 : Paramètres de l'antenne

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur du toit	L	24 (variable)
Largueur du toit	W	24 (variable)
Hauteur du toit	H	4 (variable)
Permittivité substrat	$\epsilon_r$	<b>Variable</b>
Rayon de fil de masse	$R_{pin}$	<b>Variable</b>
Rayon de fil d'alimentation	$R_{alim}$	Variable
Distance séparant le fil de masse et fil d'alimentation	D	<b>variable</b>
Dimensions plan de masse	$L_{masse}$	90

## II.2. Effet des différents paramètres physiques de l'antenne sur ses performances

### II.2.a. Influence du fil de masse

Le fil de retour à la masse est un des éléments principaux qui caractérise l'antenne fil-plaque. En effet, il permet de modifier le comportement de l'antenne en contrôlant son impédance d'entrée et sa fréquence de résonance [107] tout en modifiant le diagramme et la polarisation du champ rayonné [107], [108]. D'autre part, l'introduction du fil de retour à la masse crée une résonance parallèle située à une fréquence inférieure à celle du mode fondamentale d'une antenne microruban classique [109], permettant ainsi de réduire les dimensions globales de l'antenne.

Afin d'estimer l'effet du fil de retour à la masse, les performances de l'antenne présentée Figure II.2 ont été étudiées pour différentes valeurs du rayon du fil de retour à la masse noté «  $R_{pin}$  ». La Figure II.3 et la Figure II.4 présentent l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne et de son coefficient de réflexion pour différents rayons  $R_{pin}$ . Dans ce cas, les autres dimensions de l'antenne (présentées dans le Tableau II-1) restent fixes et la distance centre à centre entre le fil de masse et l'âme centrale du câble d'excitation  $d$  est fixée à 5,85mm.

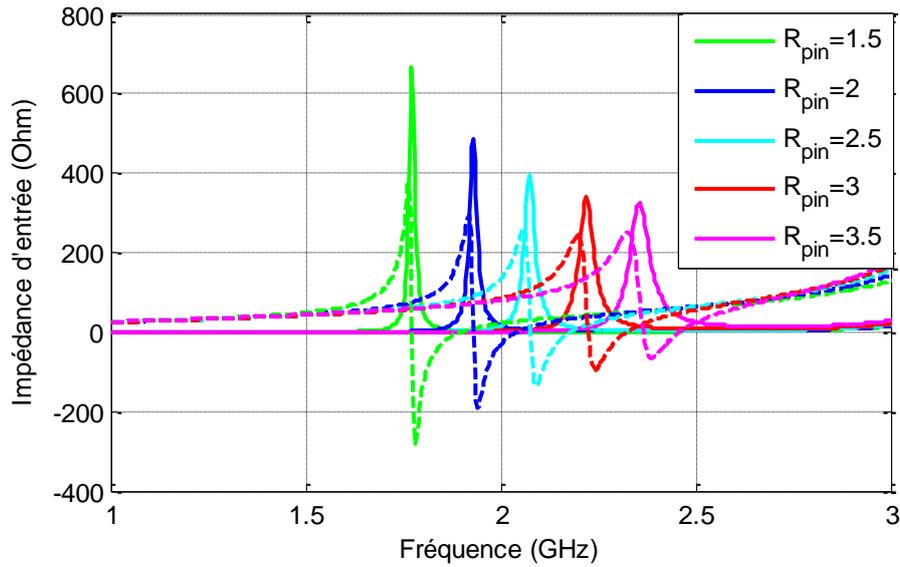


Figure II.3: Variation de la partie réelle (trait plein) et de la partie imaginaire (en pointillée) de l'impédance d'entrée en fonction du rayon du fil de masse  $R_{pin}$  (mm).

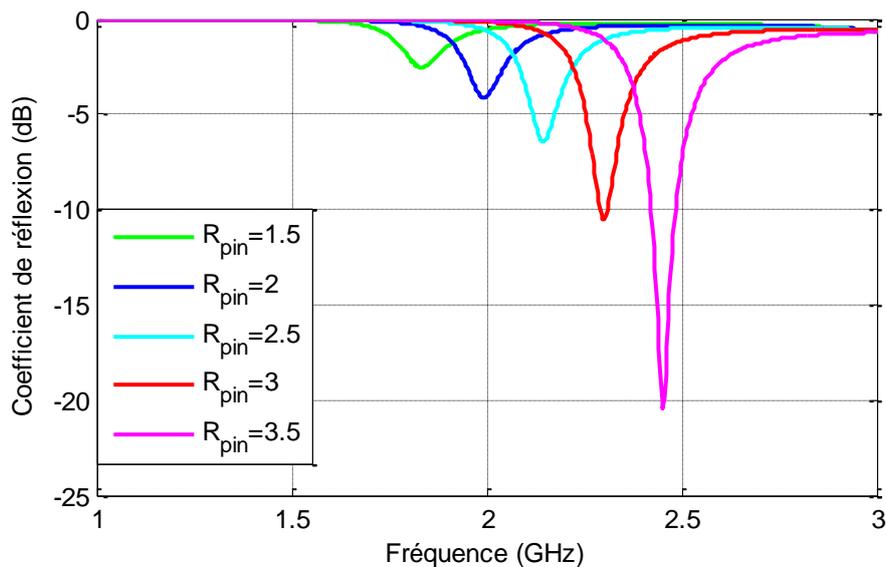


Figure II.4: Variation du coefficient de réflexion en fonction du rayon du fil de masse  $R_{pin}$  (mm).

Le rayon du fil de masse ajoute un effet inductif en parallèle avec la capacité formée par le toit de l'antenne ce qui influe directement sur la fréquence de résonance et sur l'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire) de l'antenne. La Figure II.3 et la Figure II.4 montrent que l'augmentation du rayon du fil de retour induit un décalage fréquentiel vers les hautes fréquences avec une diminution de son facteur de qualité et donc une amélioration de l'adaptation de l'antenne sur  $50\Omega$ .

D'autre part, nous avons aussi étudié l'effet du rayon du fil de masse sur l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Les résultats de l'étude en simulation sont présentés sur la Figure II.5

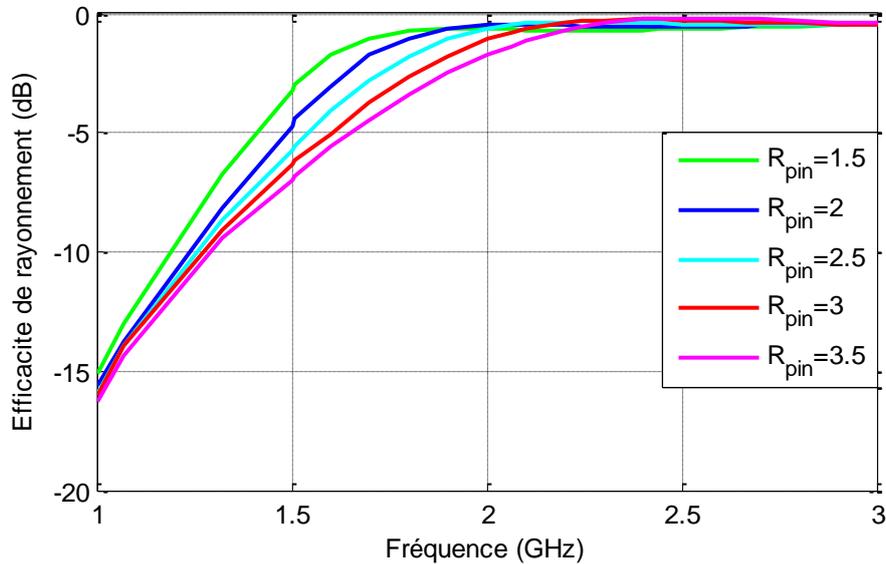


Figure II.5 : Variation de l'efficacité de rayonnement en fonction du rayon de fil de masse  $R_{pin}$ (mm).

Cette figure montre qu'en diminuant le rayon du fil de masse, la résonance se situe plus bas en fréquence et l'efficacité de rayonnement s'améliore en basses fréquences et reste stable sur une plus large bande fréquentielle. Ainsi, une antenne même désadaptée peut présenter une efficacité de rayonnement quasi-similaire à celle d'une antenne adaptée et cela à des fréquences plus basses.

### II.2.b. Influence de la distance entre le fil de masse et la sonde

Une étude similaire à la précédente est maintenant faite sur la distance séparant le fil de masse et le fil d'alimentation. Pour étudier son influence sur les performances de l'antenne, les paramètres géométriques de l'antenne (hauteur du substrat, dimensions du toit, etc.) sont fixés et  $R_{pin}$  est choisi égal à 1,5mm. Les résultats de cette étude sont présentés dans la Figure II.6 et la Figure II.7.

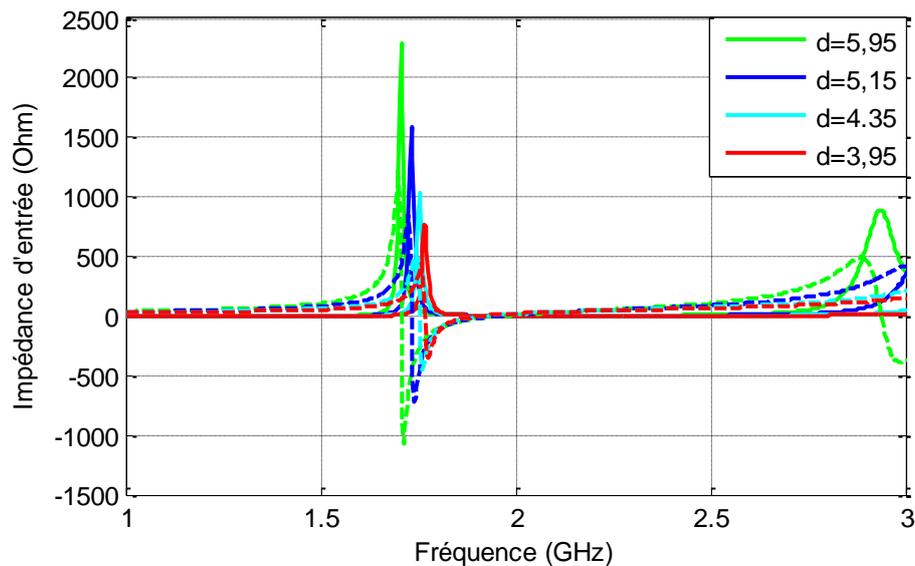


Figure II.6: Variation de l'impédance d'entrée en fonction de la distance séparant le fil de masse et le fil d'alimentation  $d$  (mm).

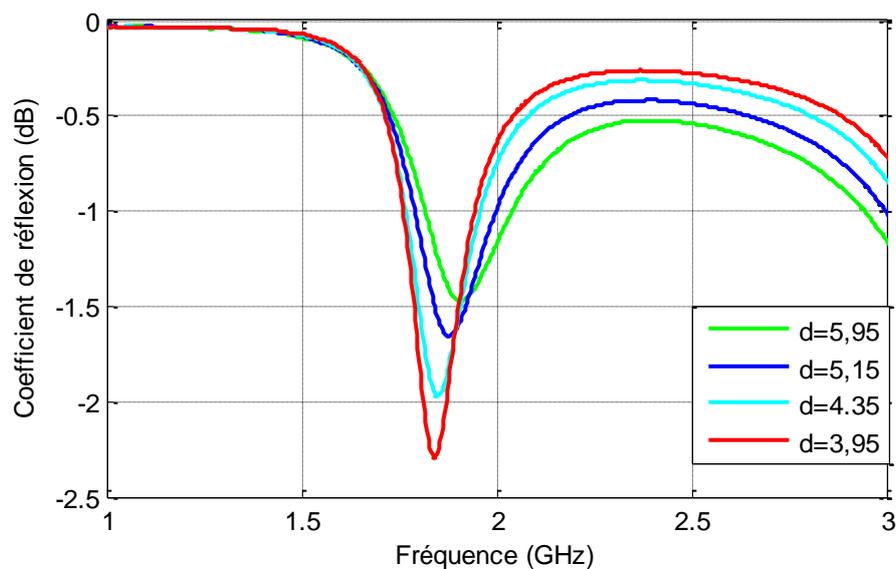


Figure II.7 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la distance séparant le fil de masse et le fil d'alimentation  $d$  (mm).

Ce paramètre impacte directement l'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire) et la fréquence de résonance de l'antenne. En effet, la Figure II.6 et la Figure II.7 montrent que l'augmentation de la distance séparant le fil de masse et le fil d'alimentation induit un décalage de la fréquence de résonance de l'antenne vers les basses fréquences.

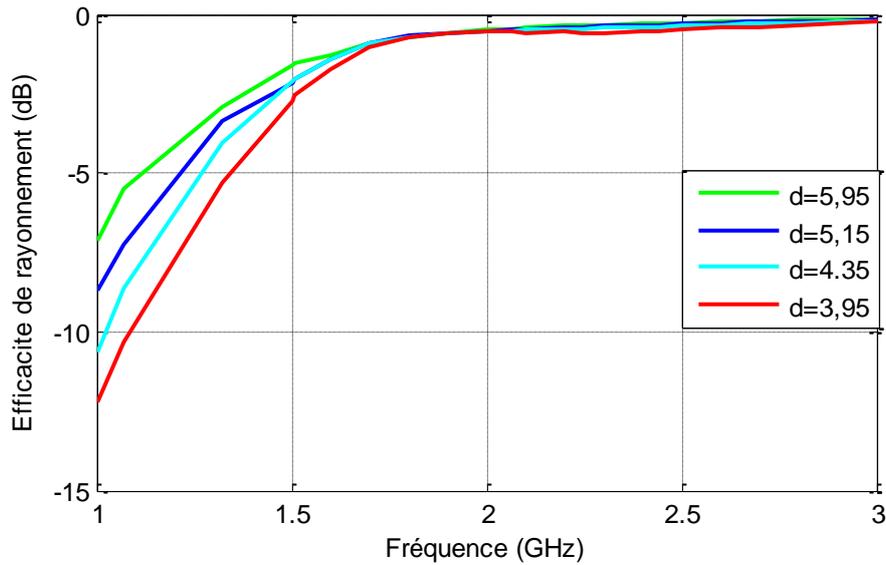


Figure II.8 : Variation de l'efficacité de rayonnement en fonction de la distance séparant le fil de masse et le fil d'alimentation ( $d$  (mm))

La Figure II.8 montre la variation de l'efficacité de rayonnement en fonction de  $d$ . Tout comme le rayon du fil de retour à la masse, la distance «  $d$  » influence l'efficacité de rayonnement de l'antenne. En effet, l'augmentation de  $d$  induit une amélioration de l'efficacité de rayonnement en basses fréquences.

### II.2.c. Influence du rayon de fil d'alimentation

Afin d'estimer l'effet du rayon du fil d'alimentation, les performances de l'antenne, ont été étudiées pour différentes valeurs du rayon du fil d'alimentation «  $R_{\text{alim}}$  ». Pour cette étude, les paramètres géométriques de l'antenne (hauteur du substrat, dimensions du toit, etc.) sont fixés et  $R_{\text{pin}}$  est choisi égal à 1,5mm. Les résultats de cette étude sont présentés sur la Figure II.9 et la Figure II.10.

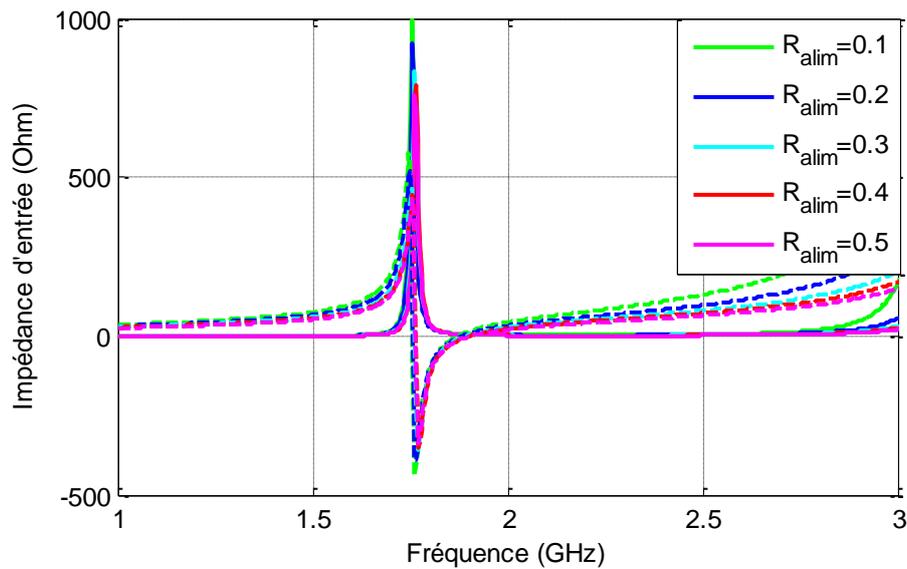


Figure II.9 : Variation de l'impédance d'entrée en fonction du rayon du fil d'alimentation  $R_{alim}$  (mm)

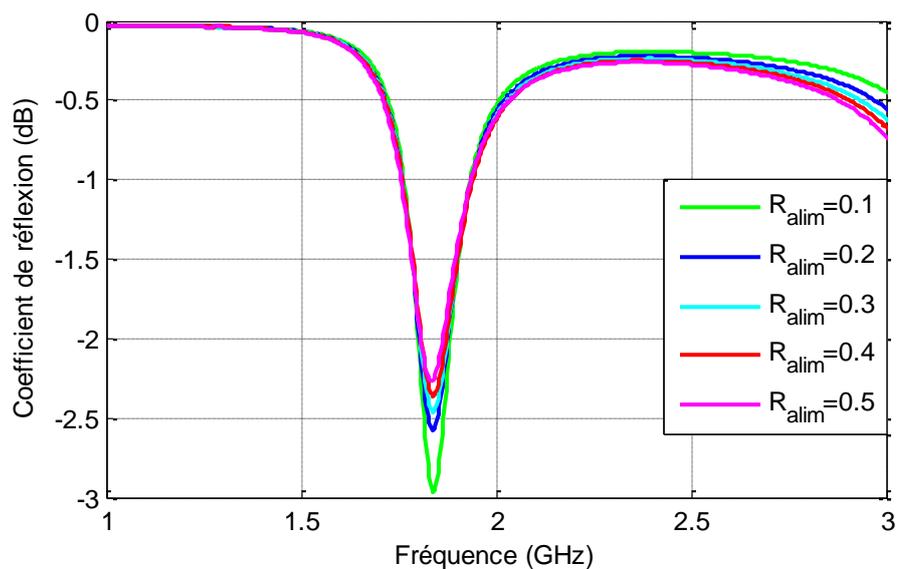


Figure II.10 : Variation du coefficient de réflexion en fonction du rayon du fil d'alimentation  $R_{alim}$  (mm)

Ce paramètre présente un effet quasi négligeable au niveau de l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne comme le montre la Figure II.9 et la Figure II.10.

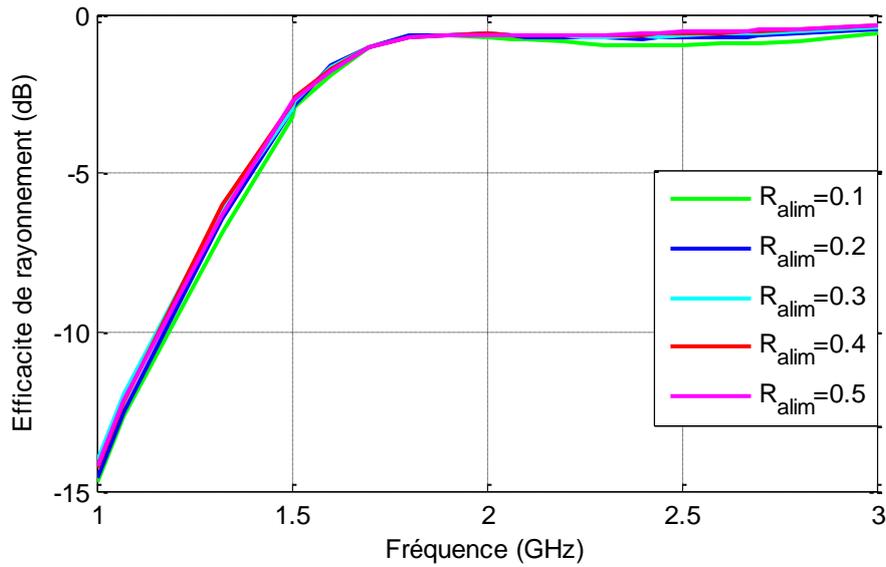


Figure II.11 : variation de l'efficacité de rayonnement en fonction du rayon du fil de retour

La Figure II.11 montre la variation de l'efficacité de rayonnement en fonction du rayon de fil d'alimentation, on note que ce paramètre n'influe pas sur les performances de rayonnement de l'antenne.

#### II.2.d. Influence de la hauteur du substrat

Un autre paramètre important à étudier est l'effet de la hauteur du substrat sur les performances de l'antenne fil-plaque. Pour cette étude nous avons fixé les paramètres géométriques de l'antenne (distance de séparation entre le fil de retour et le fil de masse, dimensions du toit, etc...) et  $R_{pin}$  est choisi égal à 1,5mm. Les résultats en simulation de cette étude sont présentés sur la Figure II.12 et la Figure II.13

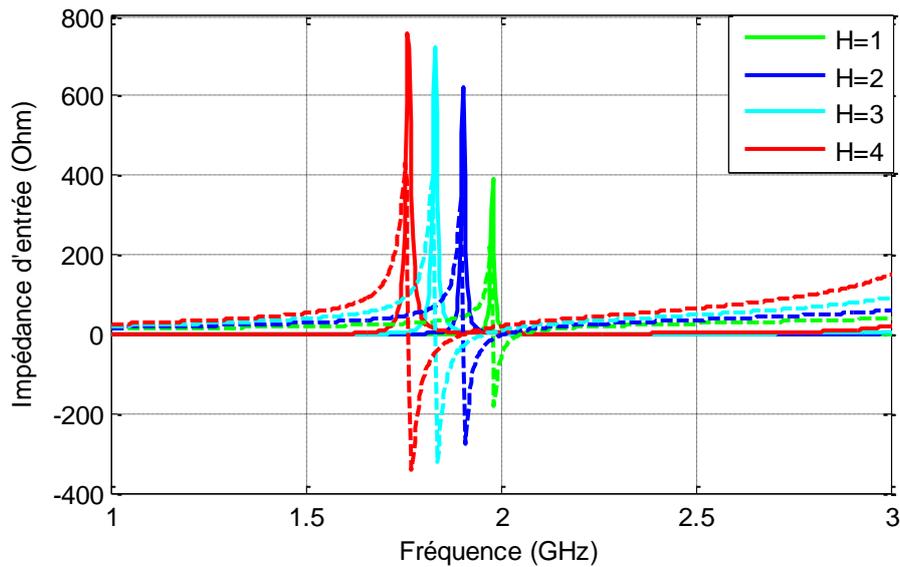


Figure II.12 : Variation de l'impédance d'entrée en fonction de la hauteur du substrat  $H(mm)$

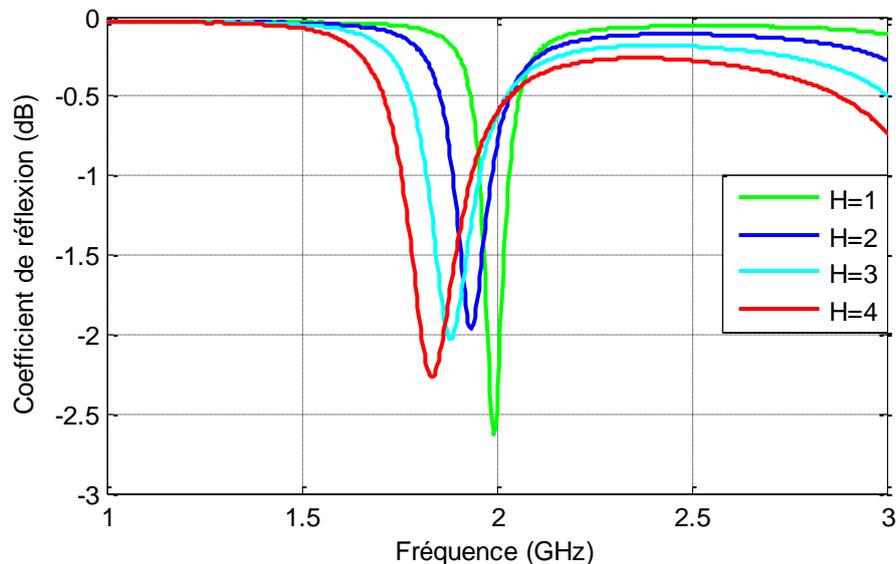


Figure II.13 : variation du coefficient de réflexion en fonction de la hauteur du substrat  $H(mm)$

On note que la hauteur du substrat ( $H$ ) impacte directement l'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire) et la fréquence de résonance de l'antenne. En effet, la Figure II.12 et la Figure II.13 montrent que l'augmentation de la hauteur du substrat induit un décalage de la fréquence de résonance de l'antenne vers les basses fréquences avec une augmentation de son facteur de qualité.

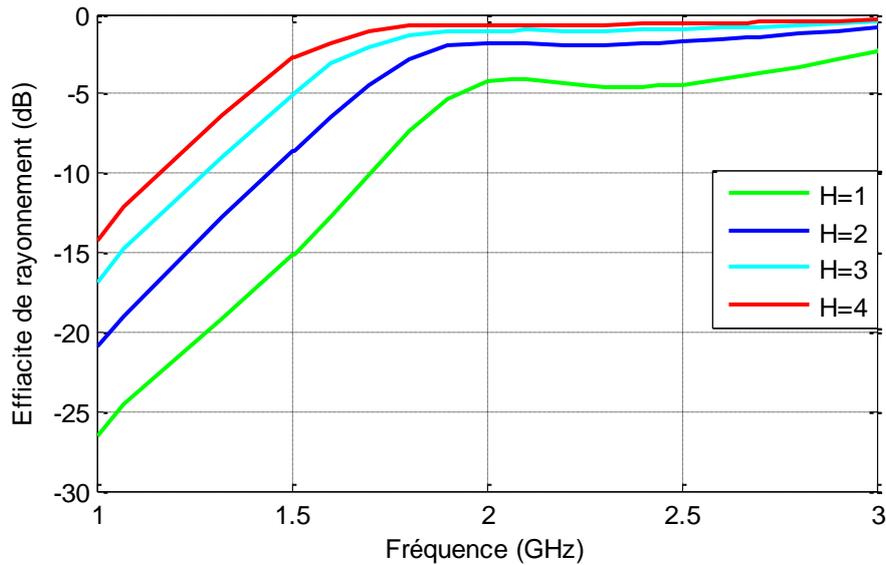


Figure II.14 : variation de l'efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction de la hauteur du substrat

La Figure II.14 montre la variation de l'efficacité de rayonnement en fonction de H (hauteur du substrat). On note que ce paramètre influence directement l'efficacité de rayonnement de l'antenne. En effet, l'augmentation de H induit une nette amélioration de l'efficacité de rayonnement sur toute la bande fréquentielle.

L'annexe 1 détaillera l'influence d'autres paramètres de l'antenne comme les dimensions du toit de l'antenne de l'antenne, et la permittivité du substrat.

Pour un volume donné d'antenne, il est donc possible de trouver un optimal de l'efficacité de rayonnement en jouant à la fois sur le rayon du fil de masse et sur la distance le séparant de l'âme central du câble d'alimentation tout en considérant une hauteur du substrat constante.

### II.3. Conclusion

En se basant sur l'étude faite précédemment sur les effets des différents paramètres de l'antenne fil-plaque sur ses performances, deux méthodologies de conception se distinguent :

-Une méthodologie « classique » consiste à optimiser les différents paramètres géométriques de l'antenne afin d'obtenir une proportion adéquate entre les effets selfiques et capacitifs permettant son adaptation sur une large bande fréquentielle. Dans ce cas, nous

voyons qu'un rayon de fil de masse  $R_{pin}$  important avec une distance  $d$  minimale facilitent l'adaptation de notre antenne.

-Une méthodologie originale consiste à optimiser l'efficacité de rayonnement de l'antenne sans se préoccuper de l'adaptation (ou de la désadaptation) de l'antenne. Dans ce cas, un rayon de fil de masse  $R_{pin}$  faible avec une distance  $d$  maximale permettent d'obtenir des efficacités de rayonnement en basses fréquences du même ordre de grandeur que celle obtenue avec la méthodologie classique à plus hautes fréquences.

La suite de notre étude va donc consister à proposer plusieurs types d'antennes. La première antenne s'appuiera sur une conception « classique » d'une antenne fil-plaque fonctionnant à 2,5 GHz et nous servira d'antenne de référence. En se basant sur l'étude faite précédemment, une seconde antenne dont les dimensions seront les mêmes que l'antenne de référence sera optimisée afin de présenter une efficacité de rayonnement optimale à plus basses fréquences. Finalement, une dernière antenne sera développée pour fonctionner à 2,5 GHz tout en présentant des dimensions minimales (inférieures à l'antenne de référence) et une efficacité de rayonnement identique à celle de l'antenne de référence.

### III. Antenne de référence

En se basant sur l'étude présentée précédemment, nous avons montré les paramètres principaux à optimiser afin d'adapter l'impédance de l'antenne sur la fréquence voulue de 2,5GHz.

L'antenne proposée que nous appellerons « antenne de référence » est une antenne fil-plaque classique présentée sur la Figure II.15, adaptée sur  $50 \Omega$  à 2,5 GHz grâce au dimensionnement de ses paramètres géométriques  $R_{pin}=3,65\text{mm}$  et  $d=5,85\text{mm}$ . Ses dimensions globales sont 24 mm x 24 mm par 4 mm en hauteur (i.e.  $\lambda_0/5 \times \lambda_0/5 \times \lambda_0/30$  à 2,5 GHz,  $\lambda_0$  étant longueur d'onde en espace libre).

L'antenne est placée sur un plan de masse des dimensions  $90 \times 90 \text{mm}^2$  afin d'éviter toutes altérations éventuelles dues au câble de mesure.

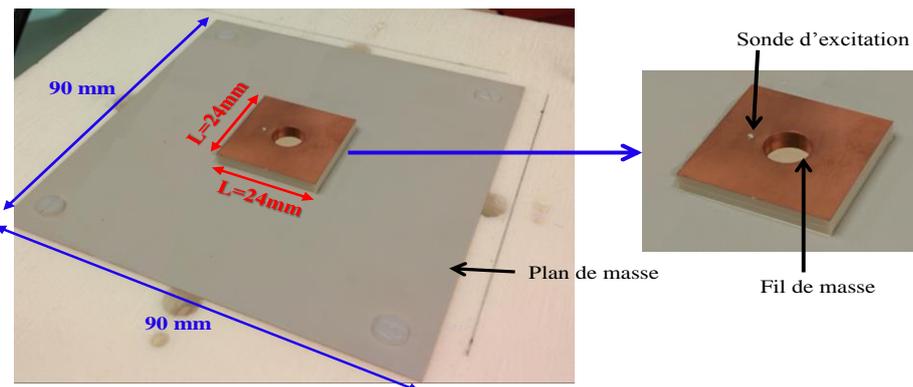


Figure II.15 : Photo du prototype de l'antenne de référence

### III.1. Impédance d'entrée

Nous présentons dans ce paragraphe l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de cette antenne en simulation (CST microwave studio) et en mesure (chambre anéchoïque du laboratoire Xlim). La Figure II.16 et la Figure II.17 présentent la comparaison de l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion normalisée sur  $50\Omega$  de l'antenne. Il est à noter que la référence de phase est faite au niveau de plan de masse.

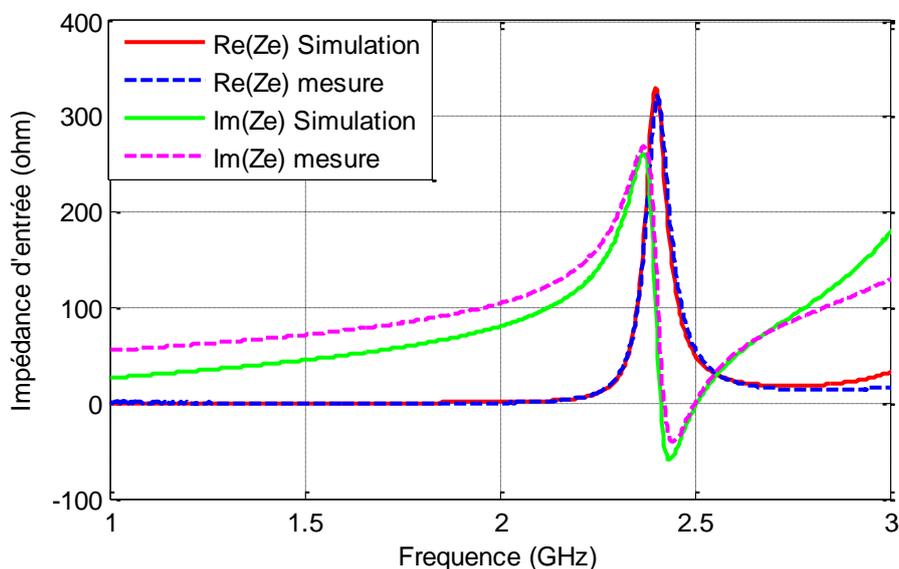


Figure II.16 : Coefficient de réflexion de l'antenne Proposée

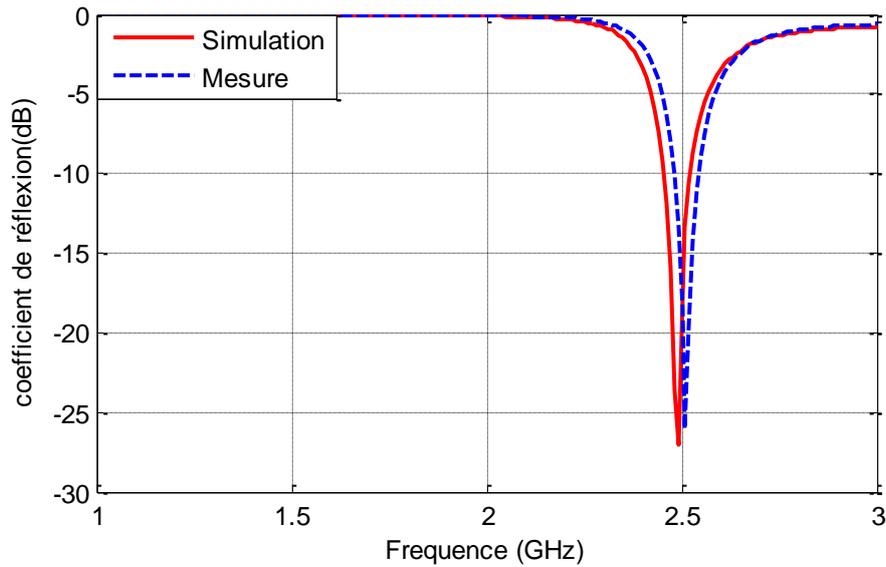


Figure II.17 : Coefficient de réflexion de l'antenne Proposée

La Figure II.17 montre un bon accord entre la simulation et la mesure. Comme l'antenne présente une impédance d'entrée  $Z_e \approx 50,22-j0,54\Omega$  en simulation et  $Z_e \approx 49,78-j0,8\Omega$  en mesure à 2,5GHz, l'antenne est bien adaptée sur  $50\Omega$  et présente ainsi un niveau de  $|S_{11}|$  inférieur à -10dB sur 2,5% de bande autour de 2,5 GHz.

### III.2. Diagramme en gain

Les diagrammes de gain dans les deux plans d'élévations xOz ( $\varphi=0^\circ$ ) et yOz ( $\varphi=90^\circ$ ) et dans le plan xOy ( $\theta=90^\circ$ ) simulés sont comparées avec ceux mesurés dans la chambre anéchoïque (Figure II.18). Ils sont présentés dans le Tableau II-2 à la fréquence de travail de l'antenne (2,5GHz).

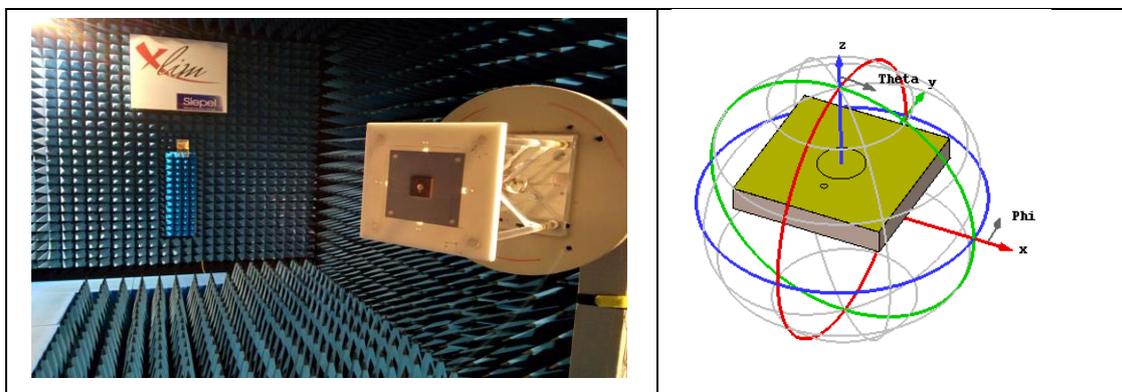
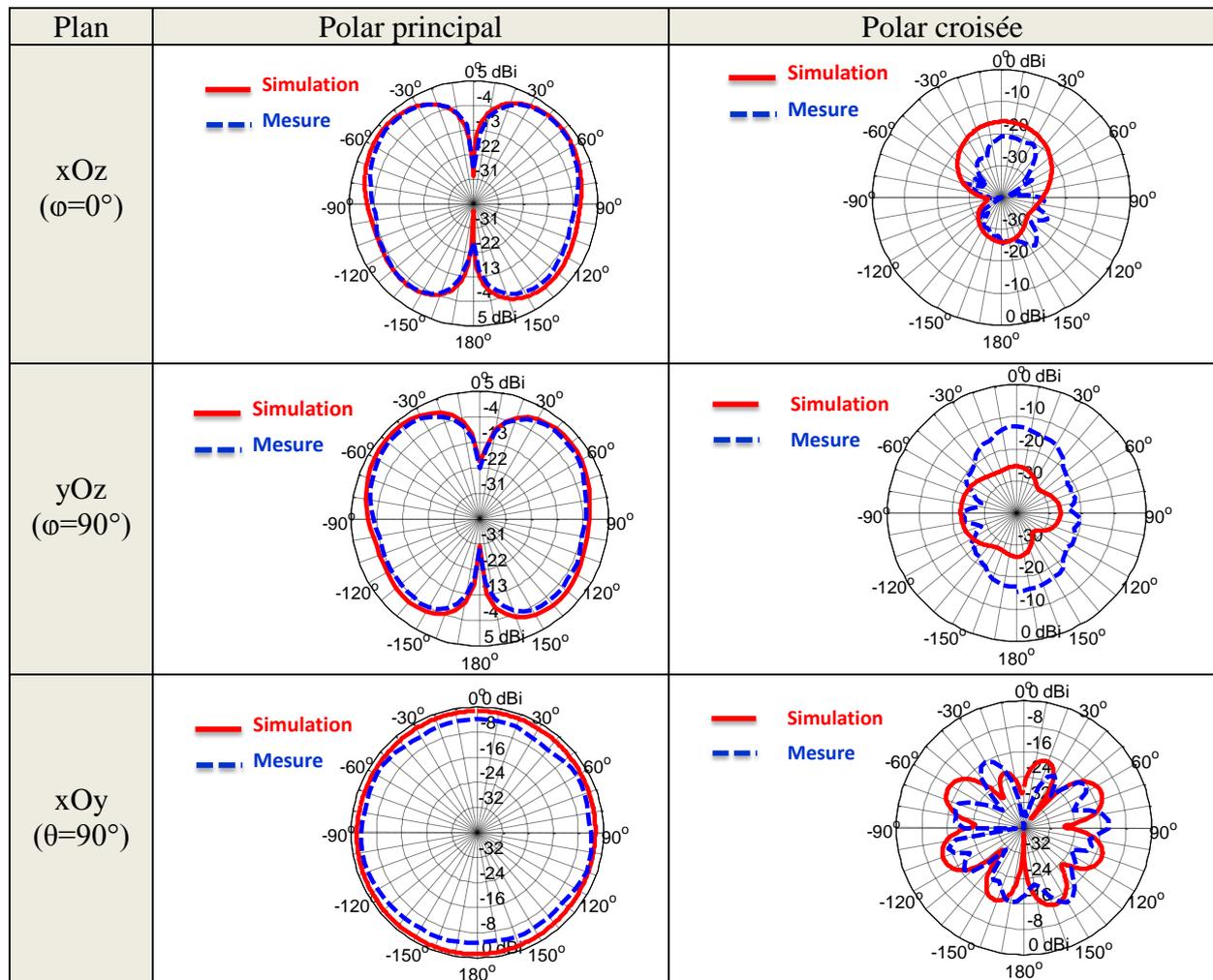


Figure II.18 : Mesure de l'antenne et repères cartésien et sphérique associés à l'antenne

Tableau II-2 : Diagrammes en gain simulés (rouge) et mesurés (bleu)



L'antenne présente un rayonnement dipolaire avec un niveau de gain réalisé maximum de l'ordre de 3,15 dBi en simulation et 2,9 dBi en mesure ainsi qu'un niveau de polarisation croisée faible par rapport à la polarisation principale (<10dB).

### III.3. Efficacité de rayonnement

Un autre paramètre important pour notre étude est l'efficacité de rayonnement. L'efficacité totale de l'antenne en fonction de la fréquence est déduite de l'intégration des diagrammes de gain réalisé. Ensuite, l'équation II-1 nous permet de calculer l'efficacité de rayonnement.

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

Avec  $\eta_{ray}$  l'efficacité de rayonnement et  $\eta_{tot}$  l'efficacité totale

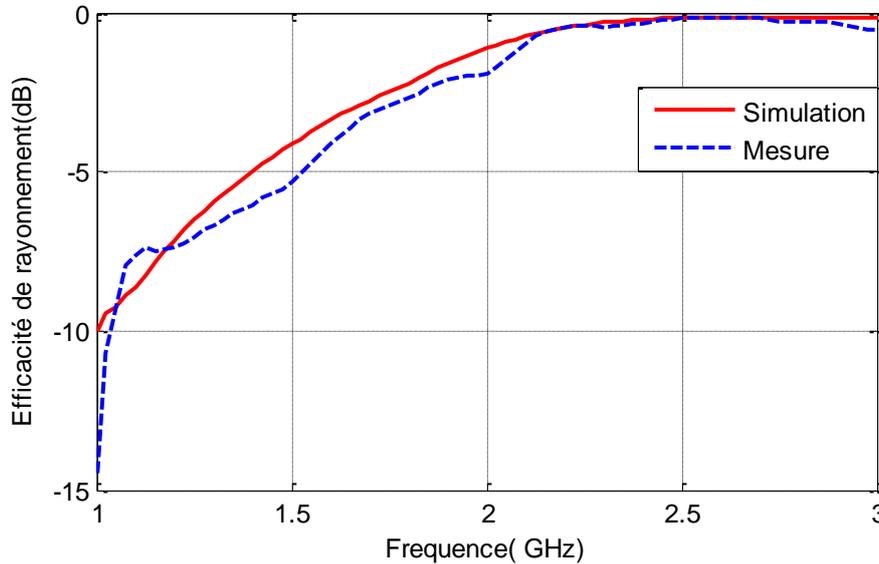


Figure II.19 : Efficacité de rayonnement simulé (rouge) et mesurés (bleu)

La Figure II.19 présente la comparaison des résultats de l'efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction de la fréquence en simulation et sa validation expérimentale en mesure. Il est à noter que l'efficacité de rayonnement présente un maximum à 2,5GHz et elle est de l'ordre de 96,5% en simulation et 95,9% en mesure.

Les performances de l'antenne de référence sont donc validées. En se basant sur les conclusions faites à l'issue du paragraphe II, nous allons maintenant chercher à maximiser son efficacité de rayonnement à plus basse fréquence en optimisant certains de ses paramètres géométriques intrinsèques. Le volume global restera constant ( $24 \times 24 \times 4 \text{ mm}^3$ ) et le substrat utilisé est conservé.

#### IV. Evolution de l'efficacité de rayonnement d'une antenne fil-plaque présentant un volume constant

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons à la diminution des dimensions électriques de l'antenne fil-plaque de référence tout en maximisant son efficacité de rayonnement, c'est-à-dire que l'antenne fonctionnera à plus basses fréquences tout en gardant des dimensions

physiques constantes et des performances en rayonnement identiques. En se basant sur l'étude présentée précédemment, nous avons vu qu'il était possible d'optimiser le rayon de fil de retour à la masse  $R_{\text{pin}}$  et la distance entre le fil de masse et la sonde d'alimentation  $d$  afin que l'antenne présente une efficacité de rayonnement maximale à plus basses fréquences.

Des résultats présentés sur la Figure II.24 nous pouvons voir qu'en gardant des dimensions globales de 24 mm x 24 mm x 4 mm, un niveau d'efficacité du même ordre de grandeur que l'antenne de référence peut être obtenu aux alentours de 1,8 GHz. Nous choisissons donc d'optimiser  $R_{\text{pin}}$  et  $d$  afin d'avoir une efficacité de rayonnement maximale indépendamment de l'adaptation de l'antenne à cette fréquence. Les paramètres géométriques optimisés sont telles que  $R_{\text{pin}}=1,5\text{mm}$  et  $d= 3,95\text{mm}$  et la structure de l'antenne est présentée sur la Figure II.20

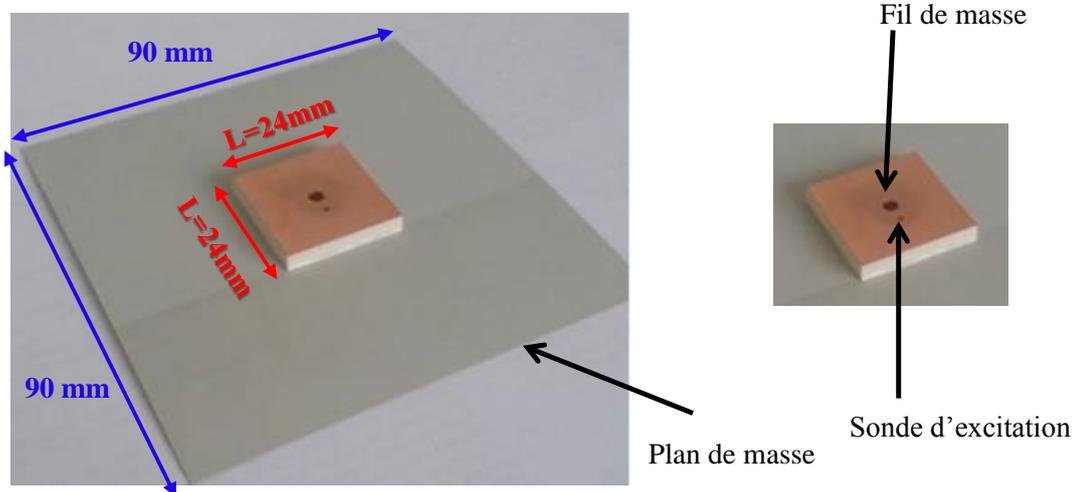


Figure II.20 : Photo du prototype de la seconde antenne réalisée

#### IV.1. Impédance d'entrée

Les résultats en simulation et en mesure de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion sont présentés sur la Figure II.21 et la Figure II.22.

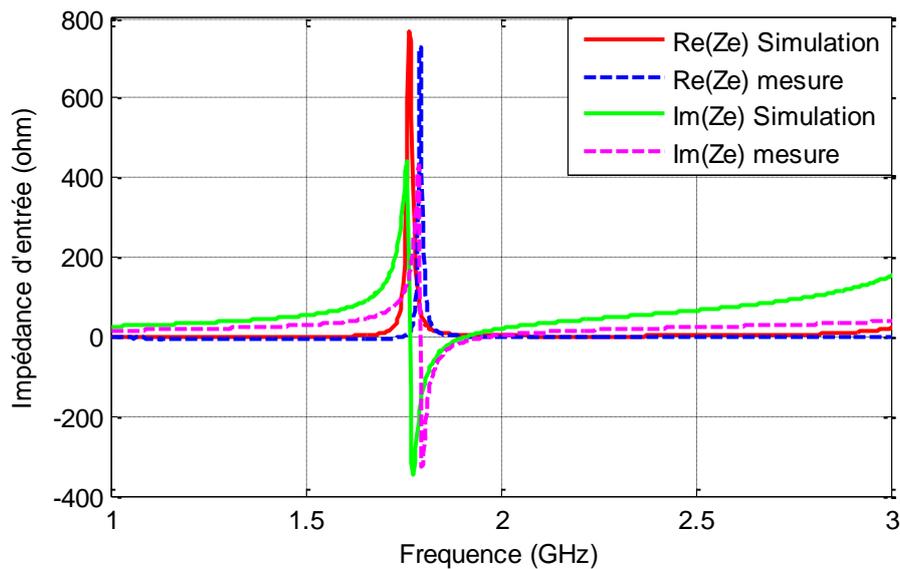


Figure II.21 : (a) Impédance d'entrée de la seconde antenne

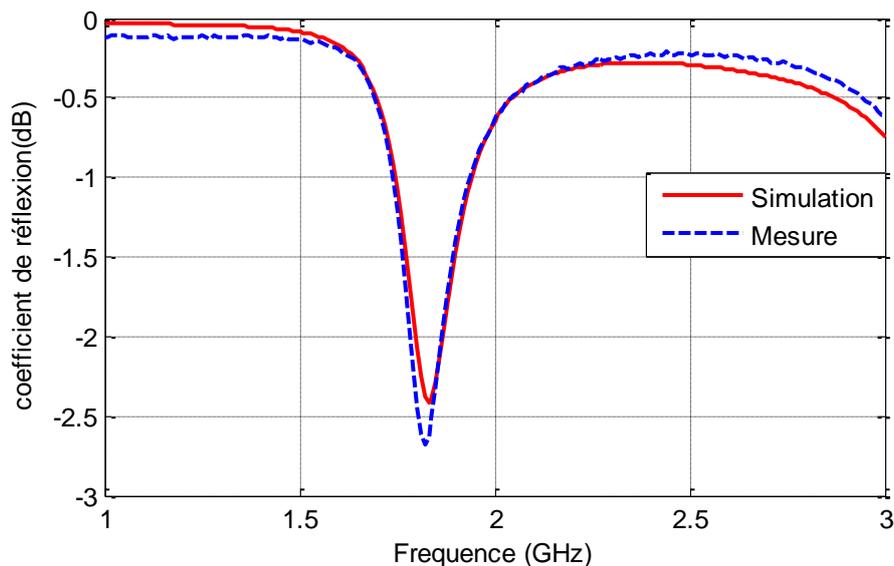


Figure II.22 : Coefficient de réflexion de la seconde antenne

Comme montré précédemment, la réduction du rayon du fil de retour à la masse induit un décalage de la fréquence de travail de l'antenne vers les basses fréquences. L'antenne présente une impédance complexe égale à  $(12-j42)\Omega$  à 1,84 GHz expliquant une mauvaise adaptation de l'antenne à cette fréquence comme l'illustre la Figure II.22.

## IV.2. Diagramme en gain

Les diagrammes de gain dans les deux plans d'élévations  $xOz$  ( $\varphi=0^\circ$ ) et  $yOz$  ( $\varphi=90^\circ$ ) et dans le plan  $xOy$  ( $\theta=90^\circ$ ) en simulation et en mesure sont présentés dans le Tableau II-3. Les diagrammes de rayonnement sont relevés à la fréquence de résonance de l'antenne (1,84GHz).

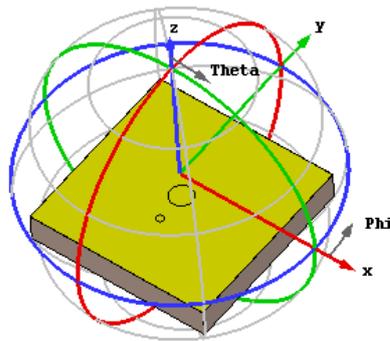
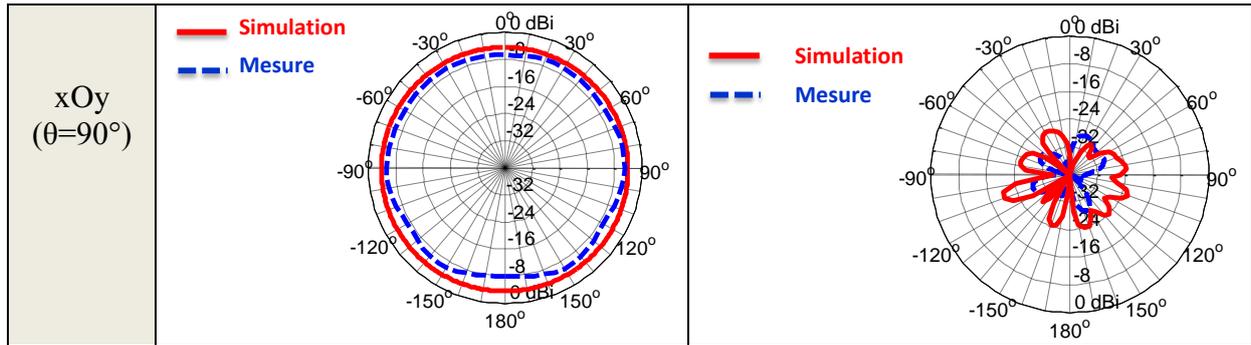


Figure II.23 : Repère cartésien et sphérique associé à seconde l'antenne

Tableau II-3 : diagrammes en gain de la seconde antenne.

Plan	Polarisation principale	Polarisation croisée
$xOz$ ( $\varphi=0^\circ$ )	<p>Diagramme de gain en polarisation principale pour le plan <math>xOz</math> (<math>\varphi=0^\circ</math>). L'axe de l'angle est en degrés (de <math>-150^\circ</math> à <math>150^\circ</math>), et l'axe radial est en dB (de 0 à -32). Les courbes de simulation (rouge) et de mesure (bleu) sont superposées, montrant un diagramme à deux lobes symétriques.</p>	<p>Diagramme de gain en polarisation croisée pour le plan <math>xOz</math> (<math>\varphi=0^\circ</math>). L'axe de l'angle est en degrés (de <math>-150^\circ</math> à <math>150^\circ</math>), et l'axe radial est en dB (de 0 à -30). Les courbes de simulation (rouge) et de mesure (bleu) sont superposées, montrant un diagramme à deux lobes très faibles.</p>
$yOz$ ( $\varphi=90^\circ$ )	<p>Diagramme de gain en polarisation principale pour le plan <math>yOz</math> (<math>\varphi=90^\circ</math>). L'axe de l'angle est en degrés (de <math>-150^\circ</math> à <math>150^\circ</math>), et l'axe radial est en dB (de 0 à -32). Les courbes de simulation (rouge) et de mesure (bleu) sont superposées, montrant un diagramme à deux lobes symétriques.</p>	<p>Diagramme de gain en polarisation croisée pour le plan <math>yOz</math> (<math>\varphi=90^\circ</math>). L'axe de l'angle est en degrés (de <math>-150^\circ</math> à <math>150^\circ</math>), et l'axe radial est en dB (de 0 à -30). Les courbes de simulation (rouge) et de mesure (bleu) sont superposées, montrant un diagramme à deux lobes très faibles.</p>



Comme dans le cas de l'antenne de référence, cette antenne présente un rayonnement dipolaire. L'antenne présentant un niveau de  $|S_{11}|$  de -2,5 dB à 1,84 GHz, son gain réalisé maximum est inférieur à celui de l'antenne de référence puisqu'il est de l'ordre de -3,46 dBi en simulation et -2,76 dBi en mesure. Le niveau de polarisation croisée reste faible par rapport à la polarisation principale (<10dB).

### IV.3. Efficacité de rayonnement

Afin de s'affranchir des pertes par désadaptation (rappelons que le but final est de compenser la désadaptation d'impédance par le filtre), il est nécessaire de caractériser l'efficacité de rayonnement de cette antenne. La Figure II.24 présente l'évolution de l'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence, en se basant sur l'équation II-1 présentée précédemment.

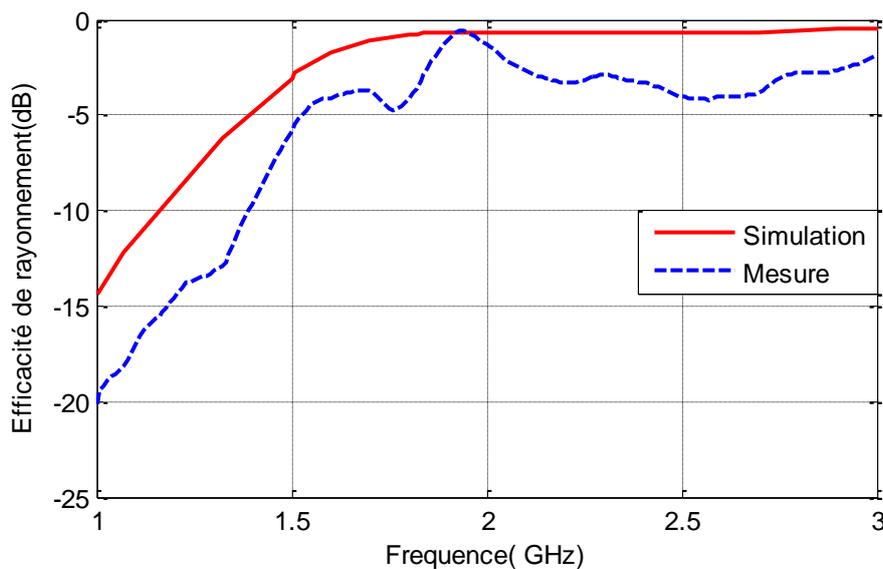


Figure II.24 : Evolution de l'efficacité de rayonnement pour la seconde antenne

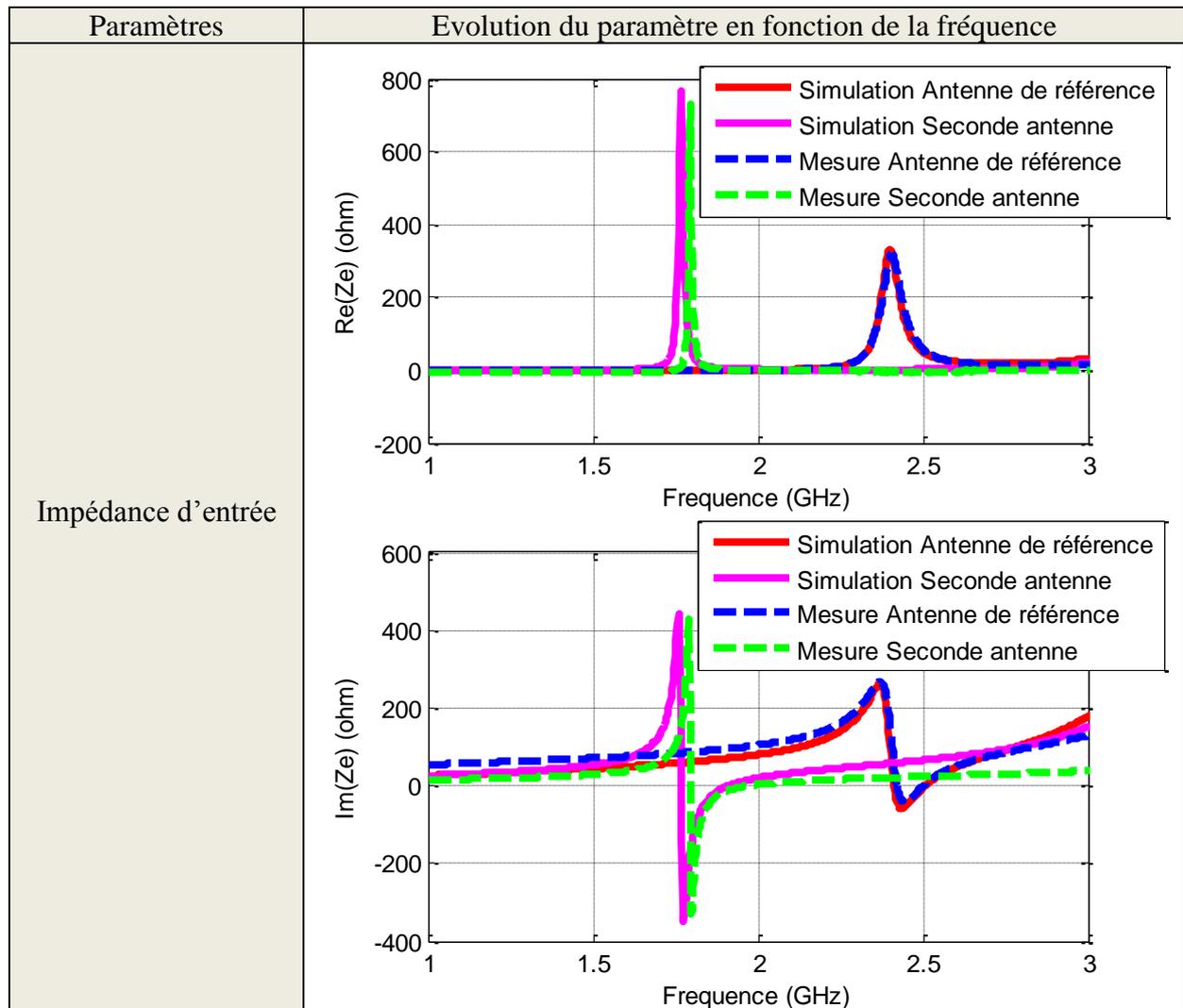
Un bon accord entre la mesure et la simulation est obtenu et l'efficacité de rayonnement présente son maximum à 1,84GHz. En effet, elle atteint un niveau de l'ordre de -0,6dB (~87%) en simulation et -0,67dB (~85%) en mesure.

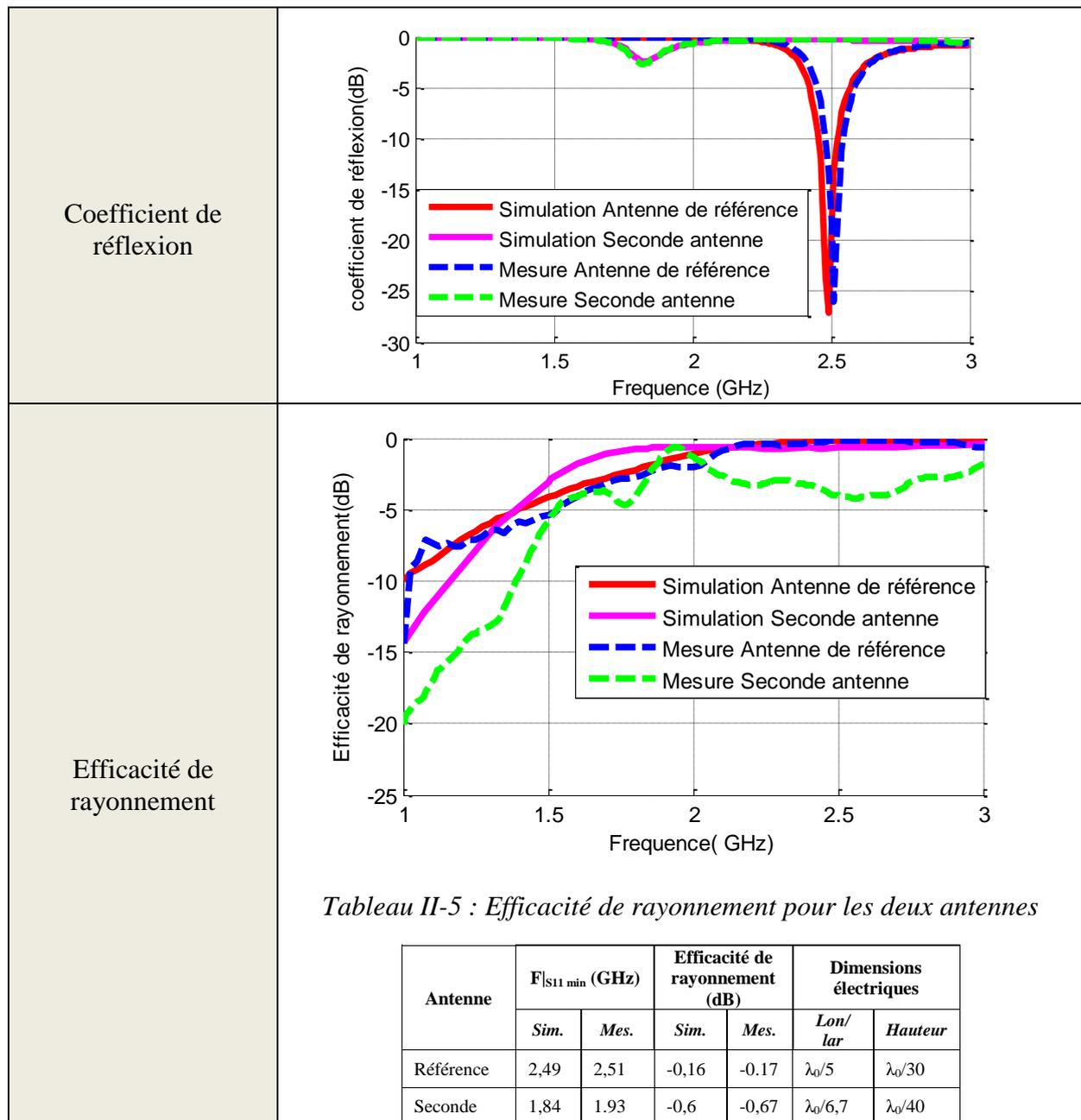
Afin de valider notre approche et montrer sa plus-value, il convient de comparer les performances de cette antenne avec l'antenne de référence.

#### IV.4. Comparaison avec les performances de l'antenne de référence

Le Tableau II-4 récapitule les performances des deux antennes présentées précédemment.

Tableau II-4 : Comparaison des performances des antennes présentées.





Rappelons que ces études ont été faites pour des antennes présentant un volume global constant. Seuls les paramètres n'influençant pas les dimensions globales de l'antenne ont été optimisés, c'est-à-dire le rayon du fil de retour à la masse  $R_{pin}$  et la distance séparant le fil de masse et la sonde d'alimentation  $d$ .

Le Tableau II-5 montre que pour un volume constant d'une antenne fil-plaque, des niveaux d'efficacité de rayonnement similaires sont obtenus à des fréquences bien différentes. En effet, l'antenne de référence présente une efficacité de rayonnement maximale de -0,16 dB à 2,5 GHz, alors que l'antenne optimisée possède une efficacité de rayonnement maximale de -0,6 dB à 1,84 GHz. Cette optimisation permet donc de réduire électriquement les dimensions

de l'antenne à  $\lambda_0/6,7 \times \lambda_0/6,7 \times \lambda_0/40,7$  à 1,84GHz tout en conservant quasiment les mêmes performances en rayonnement.

#### IV.5. Facteur de qualité

Le facteur de qualité est l'un des paramètres importants lors de la miniaturisation d'une antenne. C'est un paramètre sans dimension qui peut être défini comme étant le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée. Il est inversement proportionnel à la bande passante maximale de l'antenne. Il est lié à l'efficacité et au volume de l'antenne selon la loi fondamentale des antennes électriquement petites [110]. Le facteur de qualité est déterminé par diverses expressions disponibles dans la littérature.

Dans notre étude, nous avons choisi d'utiliser la formule du facteur de qualité  $Q$  défini par [111], ou le facteur de qualité est calculé directement à partir de l'impédance d'entrée de l'antenne :

$$Q = \frac{w_0}{2R_0(w_0)} |Z'_0(w_0)| \quad II-2$$

Avec  $R_0$  la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne,  $Z'_0$  la dérivée de l'impédance d'entrée et  $w_0$  la pulsation de résonance de l'antenne.

Le Tableau II-6 présente une synthèse sur les valeurs de  $Q_0$  en simulation et en mesure pour chacune des antennes présentées.

*Tableau II-6 : Facteur de qualité pour les deux antennes étudiées*

Antenne	Fr (GHz)		Facteur de qualité	
	Sim.	Mes.	Sim.	Mes.
Référence	2,49	2,51	33,46	31,05
Seconde	1,84	1,94	158,1	149,8

Les résultats ci-dessus, montrent un bon accord entre la simulation et la mesure au niveau des facteurs de la qualité des deux antennes. On note que la miniaturisation de l'antenne a été obtenue avec une forte augmentation du facteur de qualité comme prévu par les lois fondamentales des antennes électriquement petites. Cette évolution du facteur de qualité rend compliqué l'adaptation d'impédance mais peut apparaître bénéfique à la fonction de filtrage

L'idée est maintenant de réduire physiquement les dimensions de l'antenne et de maximiser son efficacité de rayonnement à la fréquence de fonctionnement de l'antenne de référence à savoir 2,5 GHz.

### V. Antenne miniature

L'étude précédente a montré qu'il était possible de réduire électriquement les dimensions d'une antenne tout en conservant une efficacité de rayonnement optimale. En se basant sur les résultats de l'étude précédente et en faisant le ratio entre la fréquence où l'efficacité est maximale et les dimensions du toit de l'antenne, nous pouvons évaluer une diminution des dimensions du toit à 16 mm x 16 mm pour avoir un comportement similaire à 2,5 GHz. La hauteur du substrat jouant un rôle prépondérant dans l'efficacité de rayonnement d'une antenne fil-plaque et le plan de masse participant au rayonnement de l'antenne, afin de montrer la plus-value de notre méthodologie, nous choisissons de garder la même hauteur de substrat (4 mm), le même diélectrique et le même plan de masse. Cette nouvelle géométrie d'antenne, que nous appellerons « antenne miniature » par la suite, possède donc des dimensions de 16x16x4 mm<sup>3</sup> soit un volume total divisé par 2,25 par rapport à l'antenne de référence.

De la même manière que précédemment, les paramètres  $R_{pin}$  et  $d$  sont optimisés afin de maximiser l'efficacité de rayonnement. La Figure II.25 présente l'évolution de l'efficacité de rayonnement à 2,5 GHz en fonction des différents couples ( $R_{pin}, d$ ). Il est à noter que certaines paires ne sont pas physiquement réalisables (chevauchement entre le fil de masse et l'âme centrale de l'excitation), cas pour lesquels aucune efficacité n'est représentée sur la Figure II.25.

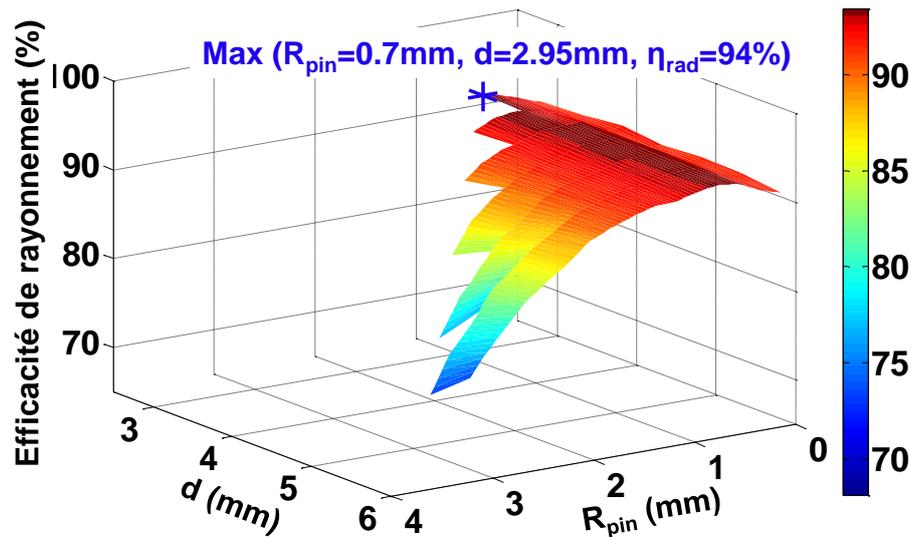


Figure II.25: Evolution de l'efficacité de rayonnement à 2.5 GHz en fonction des différents couples ( $R_{pin}$ ,  $d$ ).

La Figure II.25 montre qu'un maximum de l'efficacité de rayonnement est atteint pour  $R_{pin}=0,7\text{mm}$  et  $d=2,95\text{mm}$ . Dans ce cas, une efficacité de rayonnement de 94% est obtenue correspondant à l'efficacité de rayonnement de l'antenne de référence. Cette antenne a été réalisée et est présentée sur la Figure II.26.

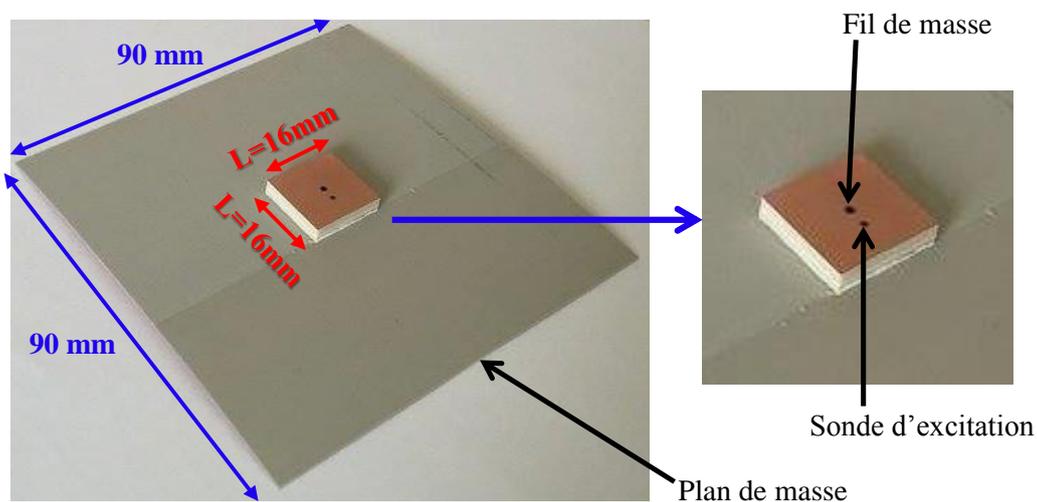


Figure II.26 : Photo du prototype de l'antenne miniature réalisée

## V.1. Impédance d'entrée

La Figure II.27 et la Figure II.28 présentent la comparaison entre la mesure et la simulation de l'impédance d'entrée et du paramètre  $|S_{11}|$  de l'antenne miniature.

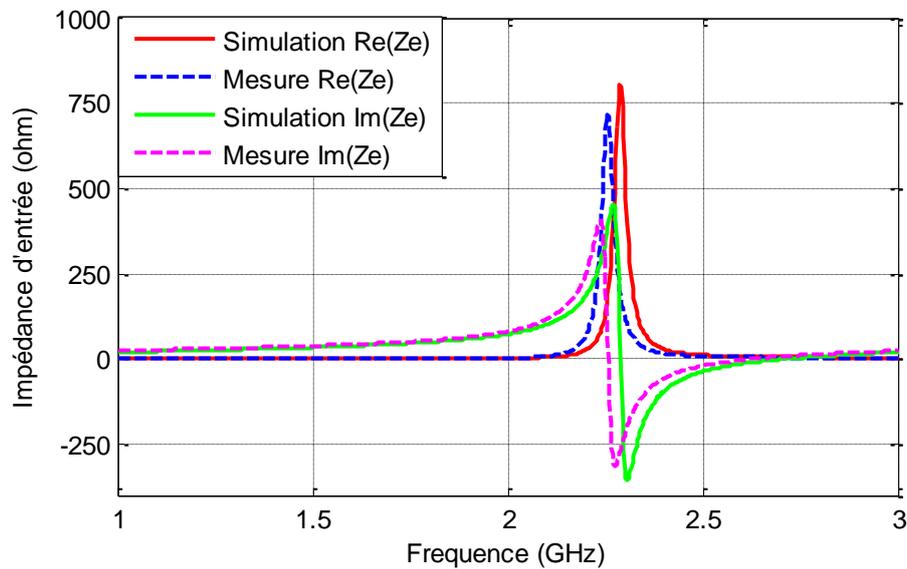


Figure II.27 : Impédance d'entrée de l'antenne miniature

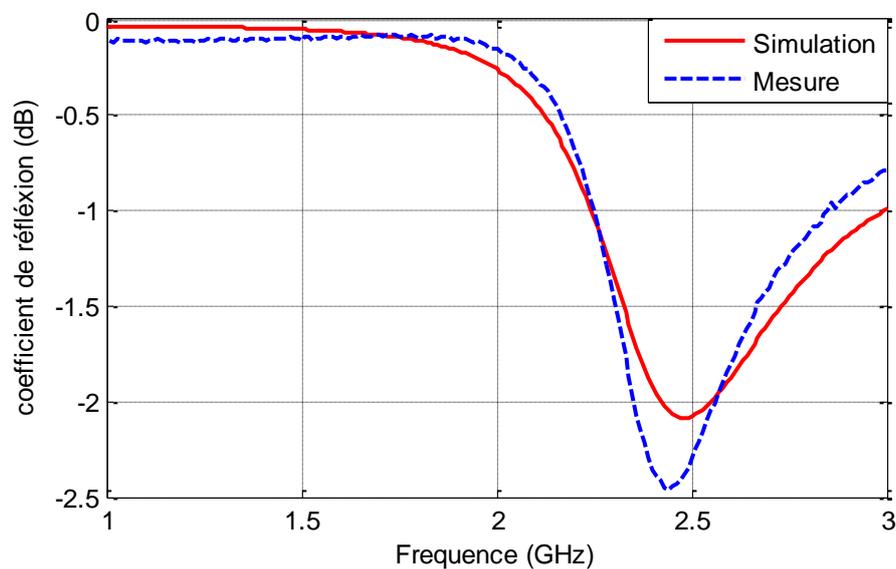


Figure II.28 : Coefficient de réflexion de l'antenne miniature

Comme pour l'antenne optimisée à 1,84 GHz, l'antenne miniature est faiblement adaptée sur  $50\Omega$  et présente une impédance d'entrée de l'ordre de  $9-j36\Omega$  à 2,5GHz.



L'antenne conserve un rayonnement dipolaire. On note que le niveau du gain réalisé maximum est de l'ordre de -1,13 dBi en simulation et -0,23 dBi en mesure avec un niveau de polarisation croisée faible par rapport à la polarisation principale (<10dB).

### V.3. Efficacité de rayonnement

La Figure II.30 montre l'évolution de l'efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction de la fréquence en simulation et en mesure.

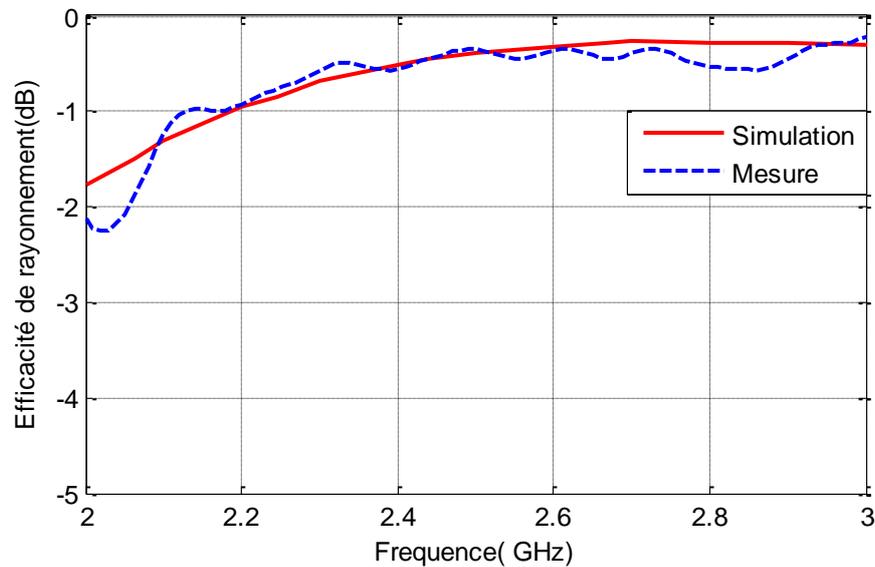


Figure II.30 : évolution de l'efficacité de rayonnement de l'antenne miniature

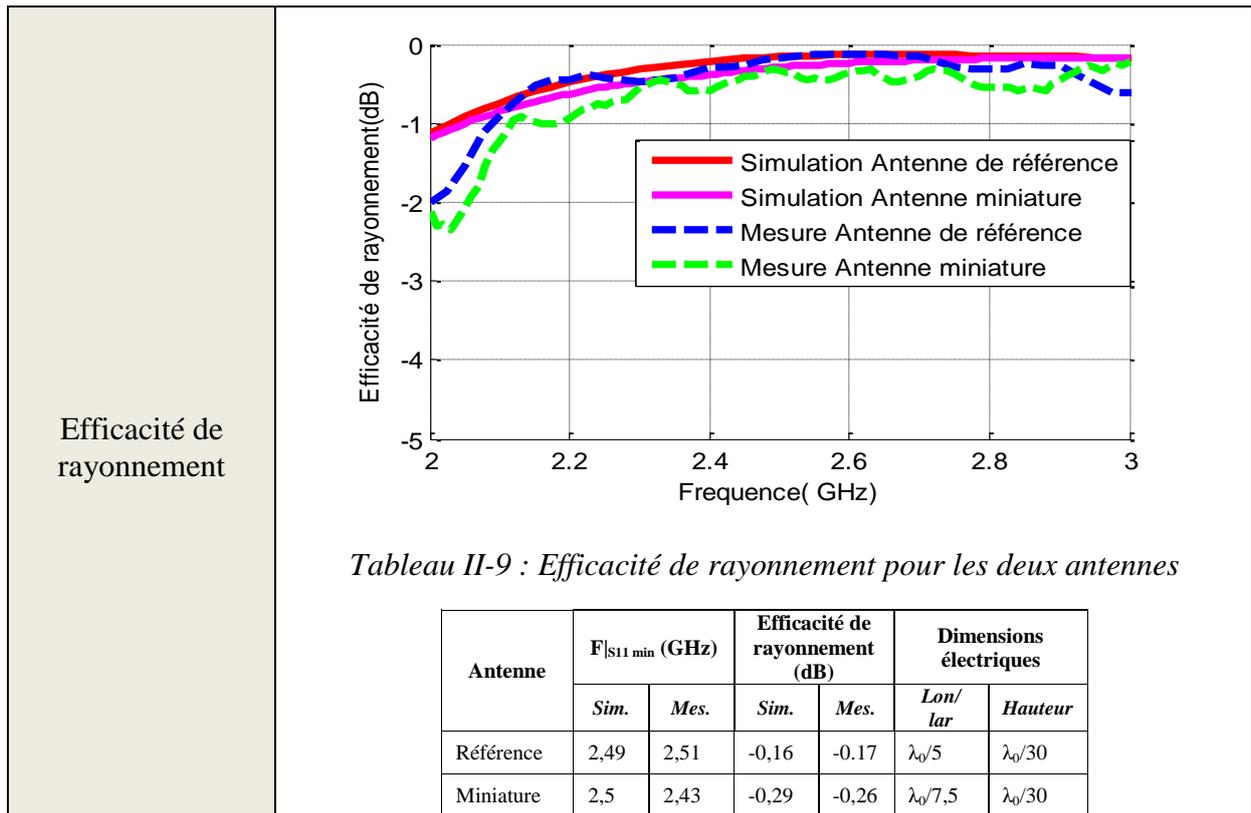
Notre méthodologie consistait à obtenir une efficacité de rayonnement maximale à 2,5 GHz. La Figure II.30 valide notre méthode puisqu'un bon accord entre la mesure et la simulation est obtenu et l'antenne miniature présente une efficacité maximale de l'ordre de 93.5% en simulation et 94.2% en mesure.

### V.4. Comparaison avec les performances de l'antenne de référence

Pour valider la méthodologie mise en œuvre dans ce chapitre, il convient de comparer les performances de l'antenne de référence à celles de l'antenne miniature. Le Tableau II-8 récapitule et compare les performances de ces deux antennes.

Tableau II-8 : Comparaison des performances des antennes présentées

Paramètres	Evolution du paramètre en fonction de la fréquence
Impédance d'entrée	<p>The top graph displays the real part of the input impedance, <math>Re(Z_e)</math> (ohm), on the y-axis (0 to 1000) against frequency (GHz) on the x-axis (1 to 3). It features four curves: a solid red line for 'Simulation Antenne de référence', a dashed blue line for 'Simulation antenne miniature', a solid magenta line for 'Mesure Antenne de référence', and a dashed green line for 'Mesure antenne miniature'. All curves show a sharp resonance peak around 2.3 GHz, with the reference antenna reaching approximately 800 ohms and the miniaturized antenna reaching approximately 350 ohms.</p> <p>The bottom graph displays the imaginary part of the input impedance, <math>Im(Z_e)</math> (ohm), on the y-axis (-400 to 600) against frequency (GHz) on the x-axis (1 to 3). It features the same four curves. The curves show a sharp dip at approximately 2.3 GHz, with the reference antenna reaching approximately -300 ohms and the miniaturized antenna reaching approximately -350 ohms.</p>
Coefficient de réflexion	<p>The graph shows the reflection coefficient (dB) on the y-axis (-30 to 0) against frequency (GHz) on the x-axis (1 to 3). It features four curves: a solid red line for 'Simulation Antenne de référence', a solid magenta line for 'Simulation Antenne miniature', a dashed blue line for 'Mesure Antenne de référence', and a dashed green line for 'Mesure Antenne miniature'. All curves show a sharp dip at approximately 2.3 GHz, with the reference antenna reaching approximately -28 dB and the miniaturized antenna reaching approximately -25 dB.</p>



Les résultats du Tableau II-9 valide notre méthodologie puisque des efficacités de rayonnement similaires sont obtenues dans le cas de l'antenne de référence et de l'antenne miniature.

Les limites fondamentales des antennes électriquement petites indiquent que l'efficacité de rayonnement est généralement réduite avec ses dimensions. Dans la méthodologie que nous proposons, une même efficacité de rayonnement est obtenue alors que le volume global de l'antenne est divisé par 2,25. En effet, il a été montré qu'une antenne avec des dimensions électriques de  $\lambda_0/7,5 \times \lambda_0/7,5 \times \lambda_0/30$  à 2,5 GHz représentant un volume de 1023 mm<sup>3</sup> pouvait présenter une efficacité de 94%. Cette efficacité est la même que celle obtenue pour l'antenne fil-plaque de référence présentant des dimensions supérieures de l'ordre de  $\lambda_0/5 \times \lambda_0/5 \times \lambda_0/30$  à 2,5GHz pour un volume de 2304 mm<sup>3</sup>

### V.5. Facteur de qualité

Le Tableau II-10 présente une synthèse sur les valeurs de Q<sub>0</sub> en simulation et en mesure pour chacune des antennes présentées.

*Tableau II-10 : Facteur de qualité pour les deux antennes*

Antenne	Fr (GHz)		Facteur de qualité	
	Sim.	Mes.	Sim.	Mes.
Référence	2,49	2,51	33,46	31,05
Miniature	2,5	2,43	114,36	107,56

Les résultats ci-dessus, montrent un bon accord entre la simulation et la mesure au niveau des facteurs de la qualité des deux antennes. On note que la miniaturisation volumique de l'antenne a été obtenue avec une forte augmentation du facteur de qualité comme prévu par les lois fondamentales des antennes électriquement petites. La différence ici est que l'augmentation du facteur de qualité n'implique pas la diminution de l'efficacité de rayonnement de l'antenne.

## VI. Conclusion

Dans ce chapitre, trois structures d'antennes ont été comparées :

-Une antenne fil-plaque de conception classique dont la géométrie a été optimisée pour présenter une bonne adaptation autour de 2,5 GHz. Le volume global de l'antenne est de 2304 mm<sup>3</sup> et la mesure de son prototype présente une très bonne adaptation sur la bande fréquentielle souhaitée et une efficacité de rayonnement de l'ordre de 96% à 2,5 GHz.

-Une antenne présentant les mêmes dimensions globales c'est-à-dire un volume de 2304 mm<sup>3</sup> pour laquelle ses paramètres géométriques intrinsèques ont été optimisés afin qu'elle présente un niveau d'efficacité de rayonnement maximal dans une gamme fréquentielle plus basse. Dans ce cas, une efficacité de 85% a été obtenue à 1,84 GHz.

-Une antenne dont les dimensions ont été réduites et qui a été optimisée afin de présenter un maximum d'efficacité de rayonnement à 2,5 GHz. Le volume global de cette antenne a été divisé par 2,25 (1023 mm<sup>3</sup>) tout en présentant une efficacité de rayonnement similaire à l'antenne de référence puisqu'elle est de l'ordre de 94%.

Les deux antennes miniatures présentées ont été optimisées sur des impédances complexes différentes de 50Ω pour lesquelles elles présentaient une efficacité de rayonnement optimale. Rappelons que nous sommes dans une approche de co-développement d'un dispositif filtre-antenne. Dans ce cas, le filtre et l'antenne peuvent s'adapter sur des impédances conjuguées pouvant être totalement différentes de 50Ω. La problématique de l'impédance complexe optimale, pour laquelle l'antenne est capable de rayonner plus de 94% de sa puissance

acceptée sera donc abordée dans notre approche globale de co-développement présentée dans le chapitre 4 de ce mémoire.



**Chapitre III Conception et réalisation d'un filtre  
compact à fort facteur de qualité**



<b>CHAPITRE III CONCEPTION ET REALISATION D'UN FILTRE COMPACT A FORT FACTEUR DE QUALITE .....</b>	<b>109</b>
<b>I. Introduction .....</b>	<b>113</b>
<b>II. Conception et réalisation d'un filtre compact à fort facteur de qualité .....</b>	<b>115</b>
II.1. Technologie d'intégration : cavité diélectrique.....	115
II.1.a. Spécifications de filtrage.....	116
II.2. Intégration du filtre à base des cavités diélectriques avec un matériau à forte permittivité .....	118
II.2.a. Cavité résonante en Zircone .....	118
II.2.b. Simulation électromagnétique et validation expérimentale.....	120
II.2.c. Filtre deux pôles.....	121
II.3. Intégration du filtre à base des cavités diélectriques à plot capacitif .....	124
II.3.a. Dimensionnement du plot capacitif .....	125
II.3.b. Cavité à plot capacitif en alumine .....	127
II.3.c. Simulation électromagnétique et validation expérimentale .....	128
II.3.d. Filtre deux pôles .....	130
II.3.e. Validation expérimentale .....	131
II.4. Synthèse des résultats pour les résonateurs et filtres multicouches.....	133
II.5. Intégration monolithique du filtre à 2 pôles .....	135
II.5.a. Résonateur compact et miniature .....	135
II.5.b. Filtre monocouche à deux pôles.....	138
II.6. Conclusions.....	141
<b>III. Accordabilité fréquentielle du filtre compact .....</b>	<b>143</b>
III.1. Rappel des spécifications .....	143
III.2. Élément d'accord : la capacité digitale DTC PE64909.....	143
III.3. Résonateur compact accordable .....	145
III.3.a. Rayon de l'anneau .....	146
III.3.b. Largeur de l'anneau .....	147
III.3.c. Profondeur du plot .....	148
III.4. Intégration de la capacité DTC .....	150
III.5. Résonateur compact accordable en fréquence .....	154
III.5.a. Simulation du cas nominal avec une capacité idéale .....	154
III.5.b. Report de l'élément d'accord sur le PCB de commande .....	156
III.5.c. Report de l'élément d'accord sur le résonateur .....	158
III.6. Filtre compact accordable en fréquence.....	160
III.6.a. Report des éléments d'accord sur le PCB de commande .....	160
III.6.b. Report des éléments d'accord sur le filtre .....	161
<b>IV. Conclusions .....</b>	<b>164</b>



## I. Introduction

Un filtre hyperfréquence est un élément essentiel que l'on retrouve dans la plupart des systèmes de télécommunication puisqu'il permet de sélectionner les signaux d'intérêt tout en éliminant ceux qui perturbent le système. Afin de répondre au besoin d'intégration de plus en plus fort, il est nécessaire de développer des composants et des sous-systèmes plus compacts. Cependant, de manière générale, la miniaturisation d'un filtre s'accompagne d'une dégradation de ses performances électriques.

Les filtres à cavités résonantes sont utilisés dans des applications où les performances électriques sont cruciales alors que l'encombrement et le poids sont des critères secondaires. Pour miniaturiser une cavité remplie d'air, on peut la charger par des matériaux diélectriques, mais cela induit une réduction du facteur de qualité à vide, même avec des matériaux à faibles pertes. Une miniaturisation encore plus importante peut être obtenue en utilisant des technologies planaires ou des composants localisés, mais là encore le facteur de qualité sera réduit.

Au cours de notre travail, nous avons choisi de réaliser des filtres céramiques basés sur des cavités résonantes à base de matériaux à faibles pertes. Nous montrerons comment cette technologie permet de diminuer les dimensions globales tout en respectant les performances fixées dans nos spécifications.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante. Dans un premier temps nous présenterons la théorie d'une cavité résonante et les spécifications du filtrage proposées à 2,5 GHz. Ensuite, nous présenterons la topologie d'un filtre deux pôles multicouches miniatures basée sur des cavités diélectriques carrées couplées entre elles par une fente insérée dans le plan de masse commun. Ce filtre sera miniaturisé par deux techniques :

- L'utilisation de matériaux hautes permittivités (Zircone).
- L'insertion d'un plot capacitif au milieu du résonateur. Une étude de l'effet des différents paramètres physiques du plot sur les performances du filtre sera alors menée.

Afin de valider théoriquement cette topologie, deux filtres deux pôles ont été optimisés et fabriqués.

Dans la troisième partie, nous présenterons la topologie d'un filtre compact intégré en monocouche qui pour atteindre le même objectif de compacité combine les approches précédentes (matériau forte permittivité et effet capacitif). Afin de valider cette topologie, un filtre deux pôles a été optimisé et fabriqué, avec le matériau Zircone.

L'objectif de la dernière partie est de rendre le filtre miniature accordable en fréquence. Pour cela nous nous focaliserons sur la conception d'un filtre monocouche en Zircone avec une fente en anneau gravée sur la face inférieure du résonateur destinée à accueillir un composant accordable. L'optimisation des dimensions physiques du plot et de l'anneau permettra de trouver un compromis entre les performances du filtre et son accordabilité fréquentielle rendue possible par l'utilisation d'une capacité variable.

Toutes les structures exposées dans ce chapitre ont été modélisées par des simulations électromagnétiques 3D (HFSS) et fabriquées par une technologie de stéréo-lithographie céramique 3D (SLA) réalisée par le CTTC à Limoges et les différentes validations expérimentales ont été réalisées au laboratoire XLIM.

## II. Conception et réalisation d'un filtre compact à fort facteur de qualité

### II.1. Technologie d'intégration : cavité diélectrique

Avant de présenter les spécifications de filtrage et d'apprécier les contraintes liées à ces spécifications, un rappel est effectué sur les performances atteignables, notamment en termes de pertes, en fonction de la technologie choisie.

La Figure III.1 illustre le compromis pertes/encombrement pour les principales technologies d'intégration des filtres.

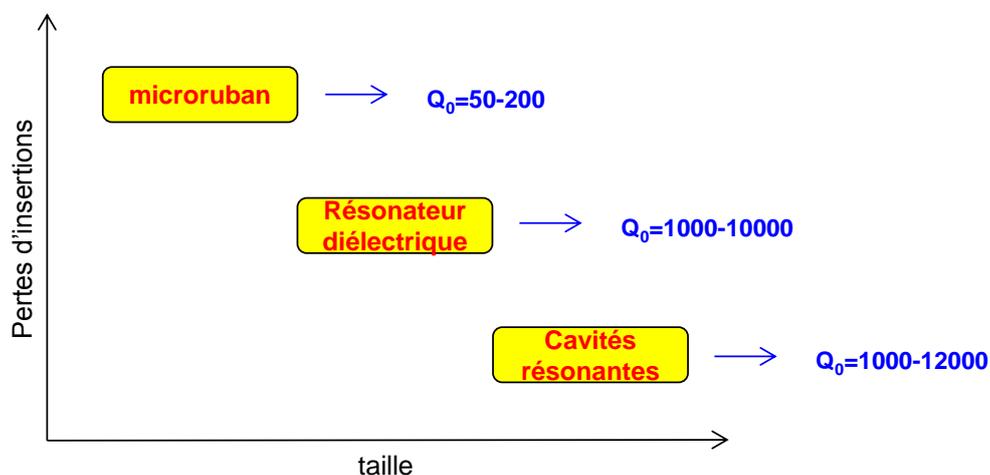


Figure III.1 : caractéristiques des principales technologies de résonateurs [112]

La Figure III.1 montre que les filtres à cavités résonantes remplies d'air possèdent moins de pertes d'insertion que les autres technologies, ils sont cependant plus encombrants. Au contraire, les technologies planaires sont compactes mais possèdent des pertes d'insertion beaucoup plus élevées.

Dans l'objectif de trouver un compromis entre la taille et le facteur de qualité (lié directement aux pertes du filtre), nous avons choisi, dans ce travail, des cavités résonantes chargées de diélectrique.

En effet, les facteurs de qualité pour des résonateurs planaires aux fréquences supérieures à 1 GHz n'excèdent pas classiquement 150 à 200 [113] alors que les résonateurs ou cavités diélectriques permettent d'atteindre des facteurs de qualité de plusieurs centaines, voire supérieurs au millier.

Les cavités et les résonateurs diélectriques possèdent une résonance en volume. On considère par la suite uniquement les cavités diélectriques, c'est-à-dire que le volume est fermé par une couche métallique. La littérature détaille le fonctionnement des cavités cylindriques et rectangulaires. Dans notre étude, nous considérons la seconde car adaptée à la forme de l'antenne.

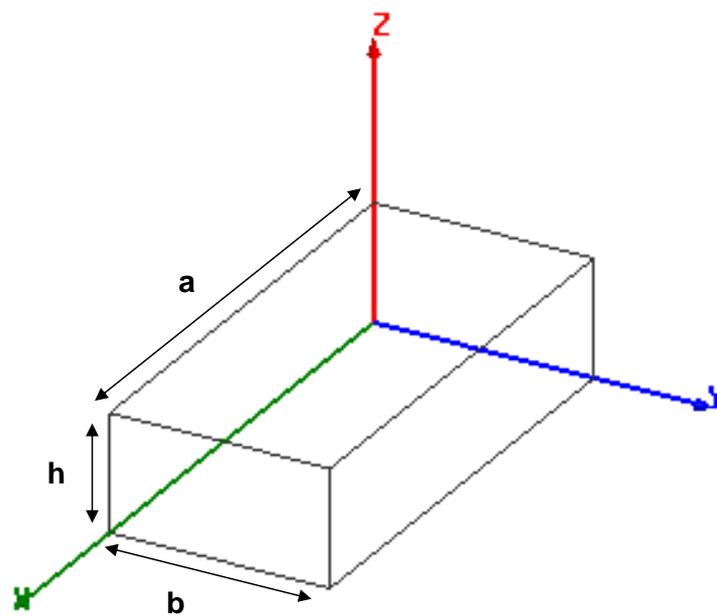


Figure III.2 : Cavité rectangulaire

Les modes de résonance (modes propres) de la cavité sont appelés des modes transverses électriques  $TE_{mnp}$  et magnétiques  $TM_{mnp}$ . Les fréquences de résonances (fréquences propres) sont données par :

$$f_{mnp} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \left[ \left( \frac{m}{2a} \right)^2 + \left( \frac{n}{2b} \right)^2 + \left( \frac{p}{2h} \right)^2 \right] \quad III-1$$

Avec n, m et p des entiers naturels,  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  la permittivité et la perméabilité relatives du matériau et c la célérité de la lumière.

### II.1.a. Spécifications de filtrage

Dans le cadre de nos travaux, les spécifications de filtrage proposées pour la bande ISM sont les suivantes (Figure III.3) :

- Fréquence de résonance ( $f_0$ ) : 2,5 GHz

- Bande passante : 8 MHz
- Pertes d'insertion < 5 dB
- Sélectivité : 20 dB à  $f_0 \pm 5$  MHz.

Le filtre doit avoir des dimensions compatibles avec son intégration en amont de l'antenne miniature présentée dans le chapitre 2. Les dimensions latérales maximales du filtre ont donc été fixées à  $16 \times 16 \text{ mm}^2$  en incluant les accès.

Pour satisfaire ces spécifications de bande passante étroite et de faible niveau de pertes, un filtre 2 pôles est nécessaire avec un facteur de qualité qui doit idéalement atteindre 360.

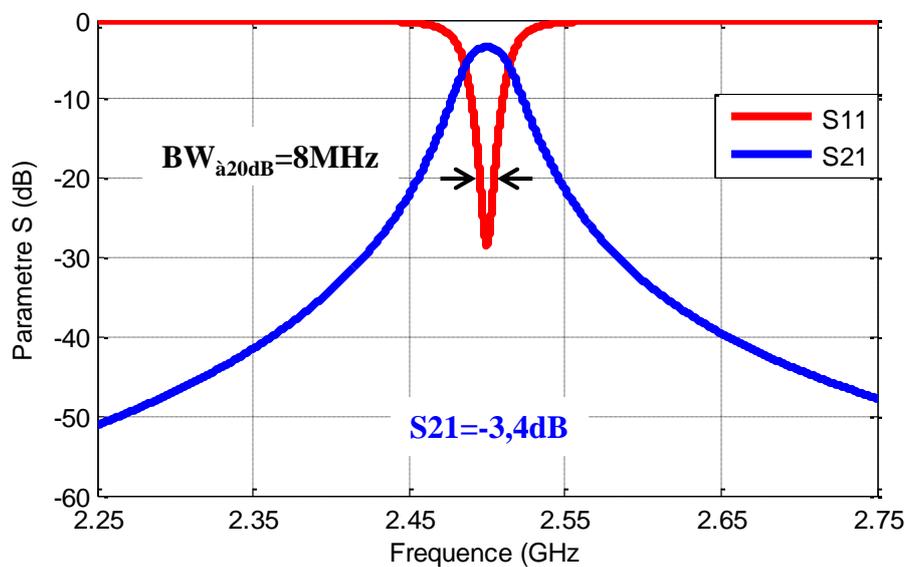


Figure III.3 : Réponse idéal d'un filtre 2 pôles avec un facteur de qualité de 360

Dans les parties suivantes, nous nous intéresserons à la conception d'un filtre deux pôles basé sur des cavités diélectriques. Nous présenterons dans un premier temps la cavité résonante miniaturisée par l'utilisation d'un matériau à haute permittivité (Zircone). Dans un second temps, nous détaillerons la miniaturisation de la cavité diélectrique constituée d'un matériau plus classique (alumine) par l'insertion d'un plot capacitif.

## II.2. Intégration du filtre à base des cavités diélectriques avec un matériau à forte permittivité

### II.2.a. Cavité résonante en Zircon

Pour dimensionner le résonateur sans dépasser l'encombrement imposé, tout en conservant un facteur de qualité supérieur à 300, une cavité carrée remplie de matériau céramique peut convenir si le matériau présente une forte permittivité et de faibles pertes diélectriques.

La zircon est un matériau diélectrique à forte permittivité utilisée par le CTTC et caractérisée par le laboratoire XLIM [114]. Les caractéristiques diélectriques de la Zircon à 2,5 GHz sont les suivantes:

- Permittivité relative  $\epsilon_r=33,3$
- Tangente de pertes  $\tan\delta=9,2 \times 10^{-4}$ .

Avec ces caractéristiques, la cavité diélectrique peut être dimensionnée sur son mode fondamental  $TE_{110}$  en respectant les dimensions maximales de 16mm x 16mm. Le champ électrique de ce mode fondamental, tracé sur la Figure III.4, présente un maximum au milieu de la cavité.

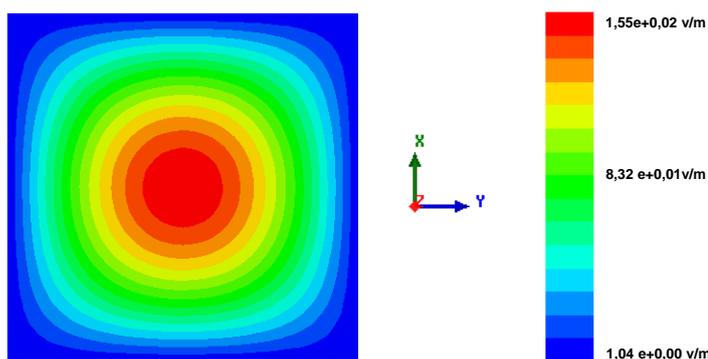


Figure III.4 : Répartition du champ électrique pour le mode fondamental

Les faces extérieures de la cavité sont métallisées à l'argent dont la conductivité est de  $15 \times 10^6$  S/m. La hauteur (suivant l'axe z) n'a pas d'influence sur la fréquence de résonance mais elle est directement liée au facteur de qualité de la cavité.

Une étude du facteur de qualité à vide en fonction de la hauteur de la cavité diélectrique est effectuée en utilisant le logiciel de simulation HFSS (en oscillations forcées).

Le Tableau III-1 récapitule l'évolution du facteur de qualité en fonction de la hauteur du substrat.

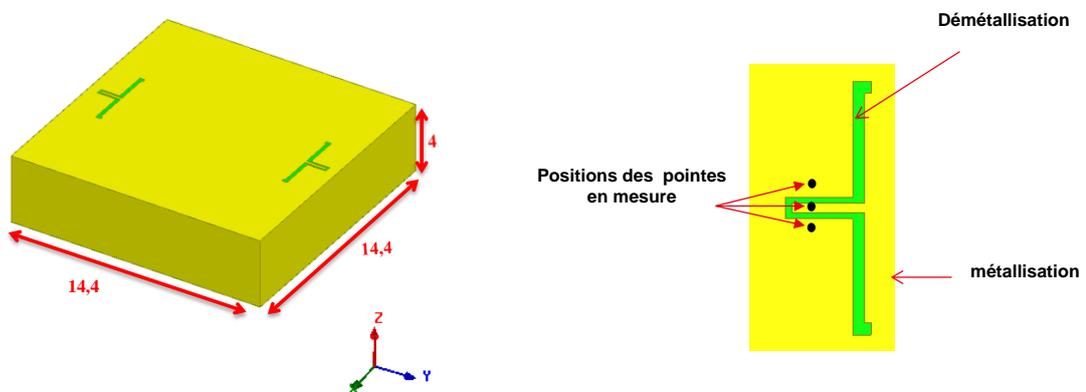
*Tableau III-1 : Evolution du facteur de qualité en fonction de la hauteur du substrat de la cavité*

H res (mm)	$f_0$ (GHz)	$Q_0$
1	2,519	169
2	2,521	372
3	2,529	424
4	2,53	520

Plus particulièrement, il montre que l'augmentation de la hauteur de la cavité implique une augmentation du facteur de qualité avec une fréquence de résonance quasiment constante. Comme la hauteur de 4 mm présente un facteur de qualité supérieur à 500, nous choisissons cette hauteur pour la suite dans notre travail.

La cavité diélectrique est présentée sur la Figure III.5. Pour avoir une fréquence de résonance à 2.5 GHz, les dimensions des faces latérales doivent être égales à  $14,4 \times 14,4 \text{ mm}^2$ . Les dimensions de la structure globale sont présentées sur la Figure III.5.

Le résonateur est excité par des motifs coplanaires gravés sur les faces supérieures du résonateur. Ce système d'excitation offre l'avantage d'être compatible avec l'intégration avec d'autres fonctions (antenne, amplificateur, etc). Ce motif permet d'assurer le couplage entrée /sortie de la cavité tout en couplant le champ électromagnétique du mode de résonance dans la cavité.



*Figure III.5 : Dimensions de la cavité diélectrique en (mm) et le motif d'excitation coplanaire.*

Plusieurs prototypes du résonateur ont été réalisés par le CTTC de Limoges par stéréolithographie céramique (SLA). Ces résonateurs ont été métallisés, gravés (systèmes d'excitation) et testés afin de valider expérimentalement les résultats théoriques. Un des prototypes fabriqués est montré sur la Figure III.6.

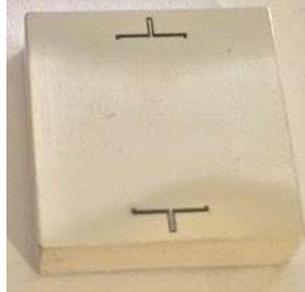


Figure III.6 : Prototype fabriqué

## II.2.b. Simulation électromagnétique et validation expérimentale

Les réponses électromagnétiques en simulation et en mesure sont montrées sur la Figure III.7. Pour une cavité résonante excitée, le facteur de qualité est calculé en utilisant l'équation III-2 :

$$Q_0 = \frac{Q_{ch}}{1 - |S_{21}(f)|} \quad III-2$$

Avec  $Q_{ch}$  : le facteur de qualité en charge

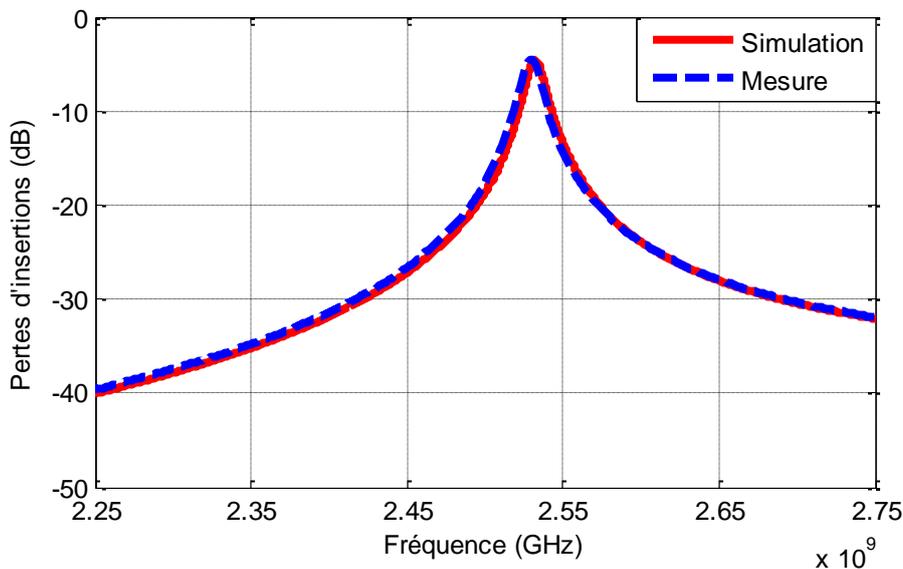


Figure III.7 : Réponse EM du résonateur en simulation et en mesure

Les résultats de mesure et de simulation sont en adéquation avec un facteur de qualité de l'ordre de 520 en simulation et 525 en mesure.

### II.2.c. Filtre deux pôles

La structure 3D du filtre est montrée sur la Figure III.8. Il est composé de deux cavités en Zircono empilées l'une sur l'autre avec des parois métallisées à l'argent (conductivité  $15 \times 10^6$  S/m). Chaque résonateur possède des dimensions  $14,4 \times 14,4 \times 4$  mm<sup>3</sup> (comme précédemment). Par contre, l'excitation du filtre s'effectue par un système d'excitation coplanaire qui amène les couplages entrée/sortie sur la tranche du filtre comme illustré sur la Figure III.8. Le couplage entre résonateurs s'effectue à travers une fente de couplage gravée dans le plan de masse commun entre les deux résonateurs.

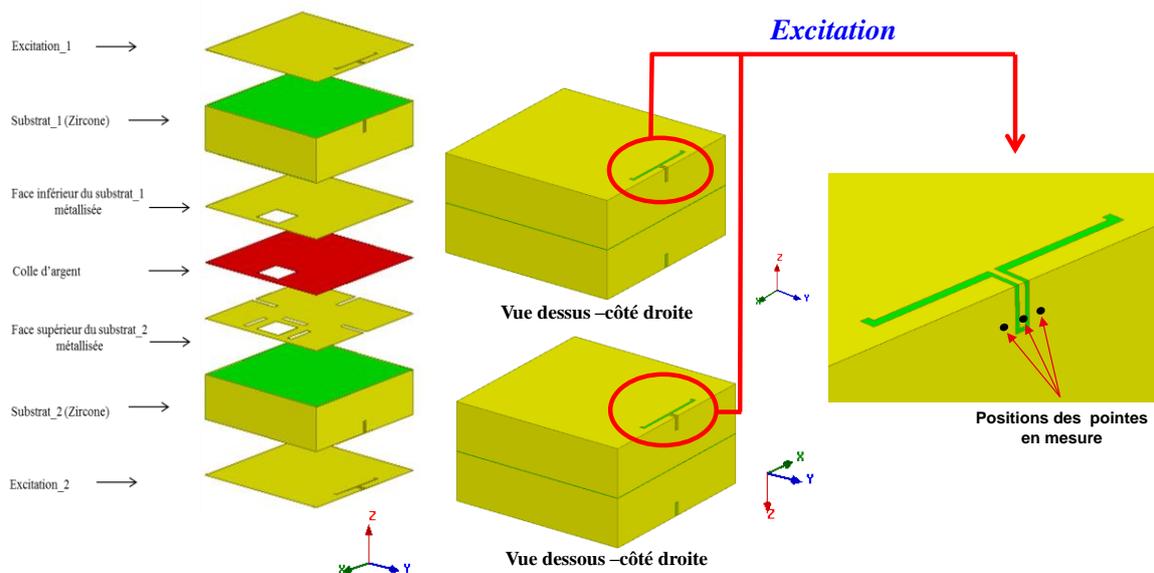


Figure III.8 : Structure 3D du filtre à base de résonateurs diélectriques et les motifs d'excitation

Après l'optimisation des différents paramètres de couplage (entrée/sortie et entre les résonateurs) afin d'obtenir les spécifications proposées, la réponse électromagnétique en simulation d'un tel filtre est présentée sur la Figure III.9.

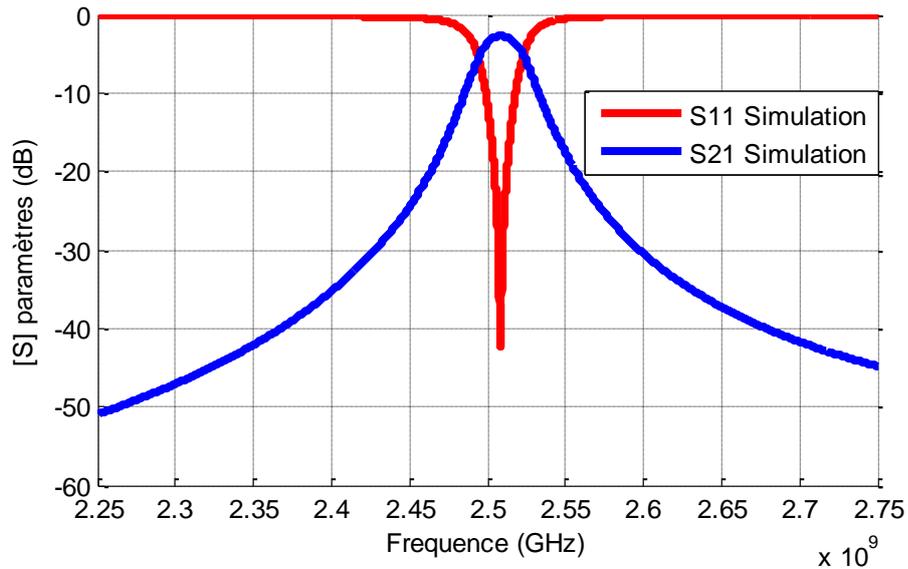


Figure III.9 : Réponse EM du filtre

Le filtre est bien adapté en impédance et il présente un coefficient de réflexion inférieur à  $-20$  dB à 2,51 GHz, avec une bande de 8 MHz à  $-20$ dB. Le niveau des pertes d'insertion est de l'ordre de  $-2,8$  dB. Ainsi, les performances théoriques satisfont la spécification fixée pour ce filtre.

La partie céramique de chacune des cavités de ce filtre a été réalisée en Zircone par le CTTC. La Figure III.10 montre le prototype du filtre deux pôles constitué des deux cavités assemblées et couplées par un iris dans le plan de masse commun. L'assemblage des deux cavités est effectué par des microbilles d'étain au laboratoire XLIM.



Figure III.10 : Prototypes du filtre deux pôles multicouches

La réponse mesurée est montrée sur la Figure III.11. Le filtre est centré à 2,5 GHz et présente 3,1dB de pertes d'insertion pour un paramètre  $|S_{11}|$  inférieur à  $-20$ dB.

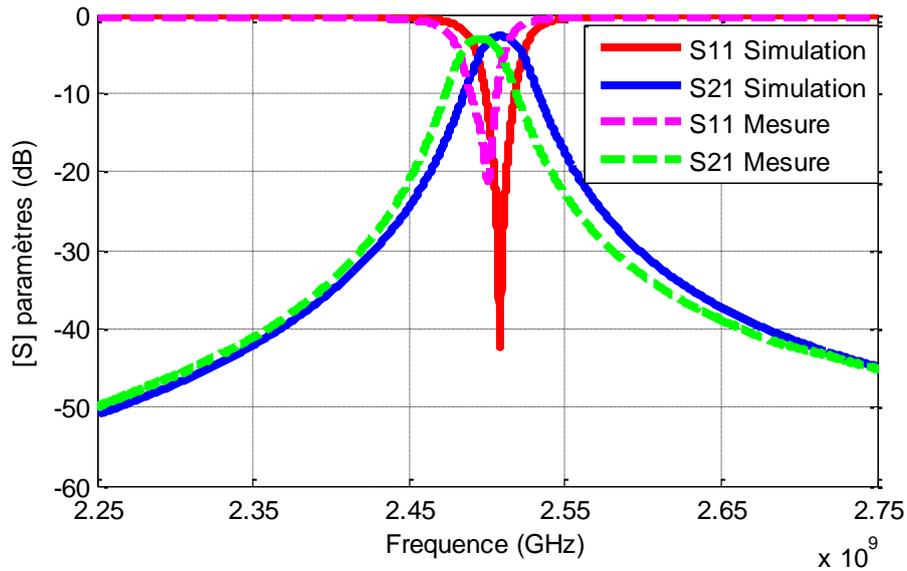


Figure III.11 : Comparaison entre les réponses de mesure et en simulation

La différence au niveau des pertes d'insertion entre la réponse mesurée et la réponse simulée peut s'expliquer par une incertitude sur l'alignement de la fente de couplage entre les deux résonateurs lors de la réalisation.

Par rétro simulation, une erreur de seulement deux degrés dans l'alignement des résonateurs du filtre permet d'aboutir à un niveau de pertes d'insertion de l'ordre de 3,1dB.

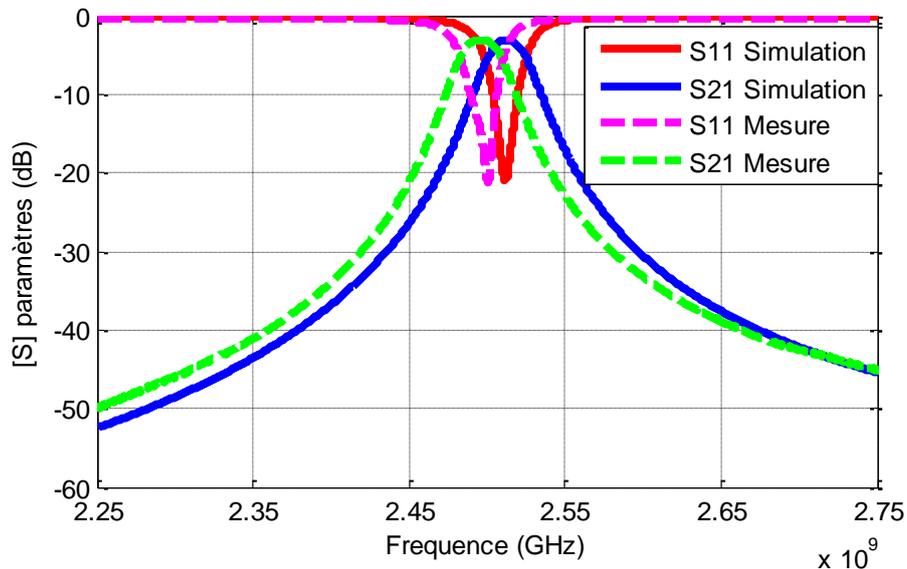


Figure III.12 : Comparaison entre les réponses de mesure et de rétro simulation pour  $\alpha=2^\circ$

Ainsi, dans cette partie, nous avons validé expérimentalement le principe de fonctionnement des structures (résonateur sur la Figure III.5 et filtre deux pôles sur la Figure III.8) ainsi que les caractéristiques des matériaux utilisées.

### **II.3. Intégration du filtre à base des cavités diélectriques à plot capacitif**

La structure présentée dans le paragraphe précédent est un résonateur en cavité avec un matériau à haute permittivité et à faibles pertes afin d'obtenir des dimensions et un facteur de qualité compatibles avec les spécifications proposées. Nous allons maintenant étudier une seconde solution basée sur l'insertion d'un plot capacitif au milieu d'un résonateur tout en utilisant un matériau plus classique et présentant de faibles pertes.

Pour cette étude, nous avons choisi d'utiliser l'alumine qui possède une tangente de pertes encore plus faible que la Zircone. Les caractérisations effectuées à 2,5 GHz au laboratoire XLIM [115] sont les suivantes:

- Permittivité relative  $\epsilon_r=8,7$
- Tangente de pertes  $\tan\delta=1 \times 10^{-4}$ .

Les dimensions latérales de la cavité diélectrique à 2,5 GHz sur le mode fondamental  $TE_{110}$  avec l'alumine sont de  $28,6 \times 28,6 \text{ mm}^2$ , ce qui dépasse les dimensions maximales de  $16 \times 16 \text{ mm}^2$  fixées par les spécifications.

L'ajout d'un plot capacitif au milieu du résonateur permet de décaler la fréquence de résonance vers les basses fréquences selon la profondeur dans le résonateur [116]. Cette technique permet de miniaturiser le résonateur au risque de dégrader son facteur de qualité. Il s'avère donc nécessaire de trouver le bon compromis entre la profondeur du plot et l'encombrement du résonateur.

Afin de trouver les dimensions optimales du plot (longueur, largeur, profondeur) tout en tenant compte des dimensions latérales maximales autorisées, une étude est menée sur l'évolution des performances du résonateur. Dans cette étude, les dimensions latérales du résonateur sont fixées à  $16 \times 16 \text{ mm}^2$  et sa hauteur à 4 mm. L'étude porte donc sur les trois variables restantes : la longueur, la largeur et la hauteur du plot.

## II.3.a. Dimensionnement du plot capacitif

### II.3.a.1. Effet de la longueur et le largeur du plot

Dans cette partie, la profondeur du plot est fixée à 3,1 mm. Les études portent sur les performances du filtre (fréquence de résonance et facteur de qualité) pour une variation de la longueur du plot avec une largeur fixe et vice-versa.

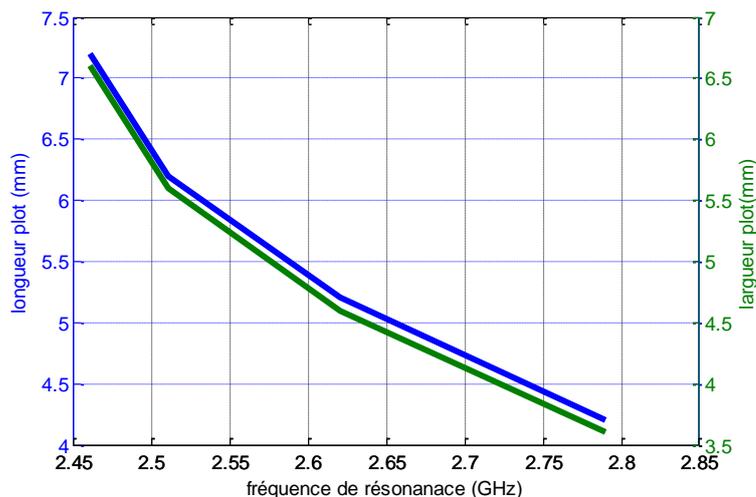


Figure III.13 ; Evolution de la fréquence de résonance en fonction de la longueur du plot (pour une largeur de 5,6 mm) et de sa largeur du plot (pour une longueur de 6,2 mm)

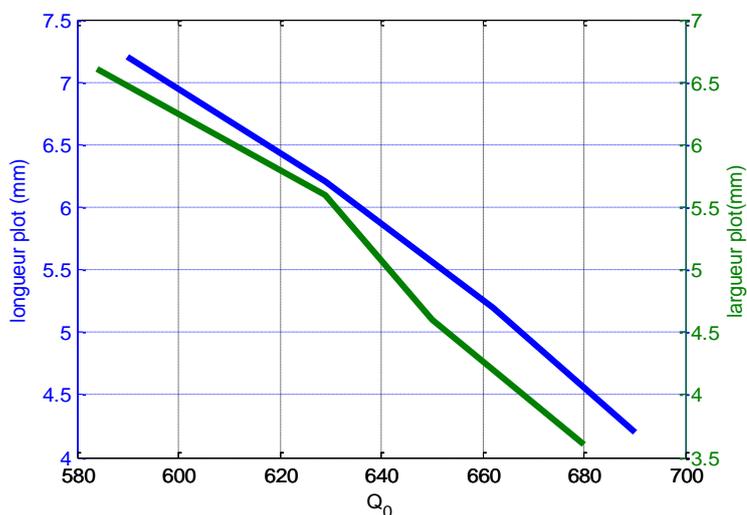


Figure III.14 : Evolution du facteur de qualité en fonction de la longueur du plot (pour une largeur de 5,6 mm) et de la largeur du plot (pour une longueur de 6,2 mm)

L'étude présentée dans les Figure III.13 et Figure III.14 montre que l'augmentation de la longueur ou de la largeur du plot s'accompagne d'un décalage fréquentiel vers les basses fréquences avec une réduction du facteur de qualité.

Des valeurs optimales de 6,2 mm pour la longueur et de 5,6 mm pour la largeur sont obtenues.

### II.3.a.2. Effet de la profondeur du plot

En complément de l'étude précédente, les dimensions latérales du plot sont fixées à 6,2x5,6 mm<sup>2</sup> et nous pouvons maintenant étudier l'effet de la profondeur du plot.

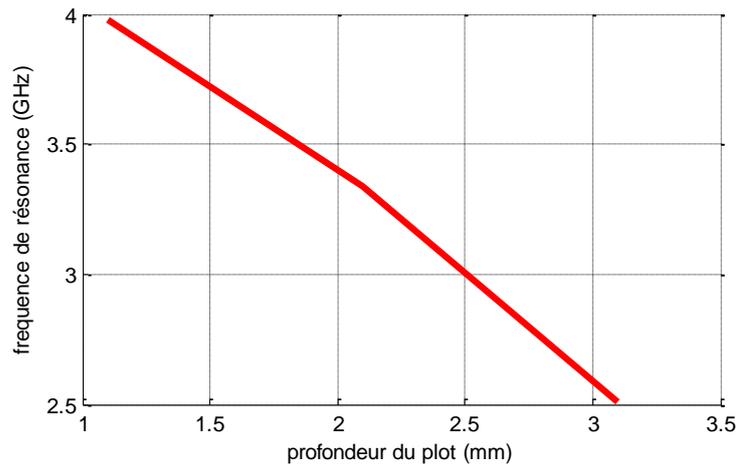


Figure III.15 : Evolution de la fréquence de résonance en fonction de la profondeur du plot

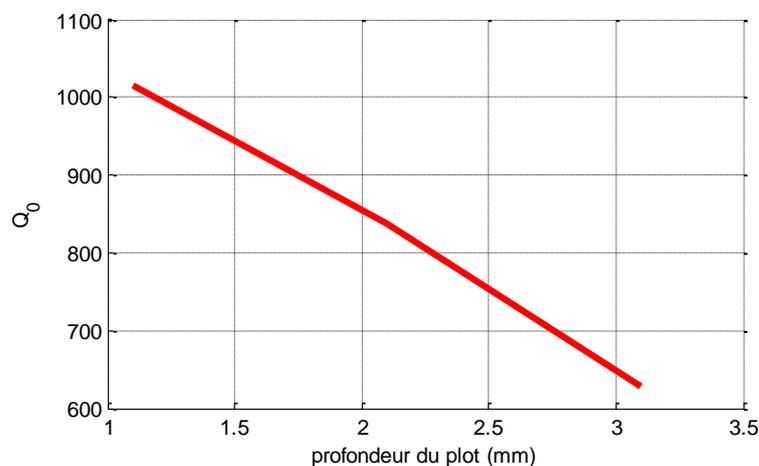


Figure III.16 : Evolution du facteur de qualité en fonction de la profondeur du plot

Les évolutions de la fréquence de résonance et du facteur de qualité pour différentes hauteurs du plot sont respectivement tracées sur les Figure III.15 et Figure III.16. On remarque que plus le plot est profond plus la fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences et plus le facteur de qualité diminue.

D'après l'étude présentée dans ces deux paragraphes (I.5.a-b), on remarque que le décalage fréquentiel et la variation du facteur de qualité varient plus vite avec la profondeur

du plot qu'avec les dimensions latérales du plot. Un plot suffisamment large doit donc être conservé afin de ne pas trop augmenter la profondeur pour conserver un facteur de qualité supérieur à 500. Il est à noter que les dimensions latérales du plot ne doivent pas non plus être trop importantes pour permettre de positionner les accès coplanaires.

Le compromis sur la hauteur du plot donne une valeur optimale de 3,1 mm en hauteur.

### II.3.b. Cavity à plot capacitif en alumine

En se basant sur l'étude précédente, nous avons dimensionné le résonateur ( $16 \times 16 \times 4 \text{ mm}^3$ ) et les dimensions du plot ( $6,2 \times 5,6 \times 3,1 \text{ mm}^3$ ) afin d'obtenir une fréquence de résonance à 2,5 GHz tout en conservant un facteur de qualité supérieur à 500.

La Figure III.17 présente une vue du résonateur diélectrique en alumine miniaturisé par l'ajout du plot capacitif. Le système d'excitation est constitué de deux motifs coplanaires gravés après métallisation du toit du résonateur afin d'assurer le couplage en entrée/sortie du résonateur.

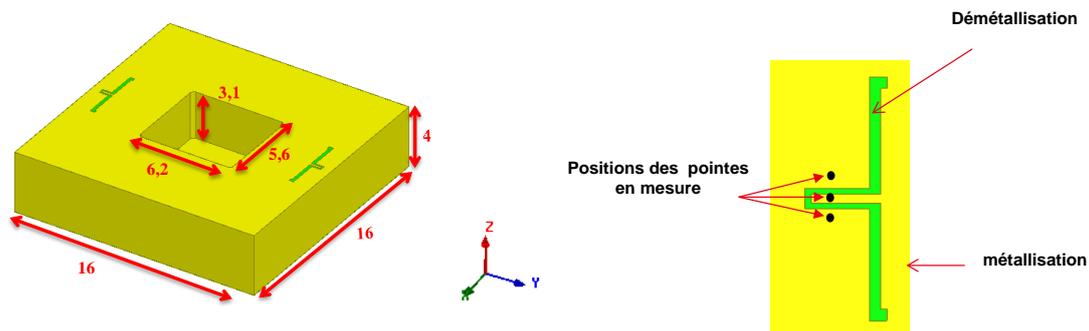


Figure III.17 : Dimensions du résonateur avec la profondeur du plot en mm et le motif coplanaire

Afin de valider expérimentalement les résultats simulés, nous avons fait prototyper le résonateur par le CTTC. Le prototype est présenté sur la Figure III.18 avec les différents paramètres physiques décrivant le plot. Le résonateur est métallisé par une épaisseur de  $5 \mu\text{m}$  de cuivre complété par 200 nm d'or (conductivité  $15 \times 10^6 \text{ S/m}$ )

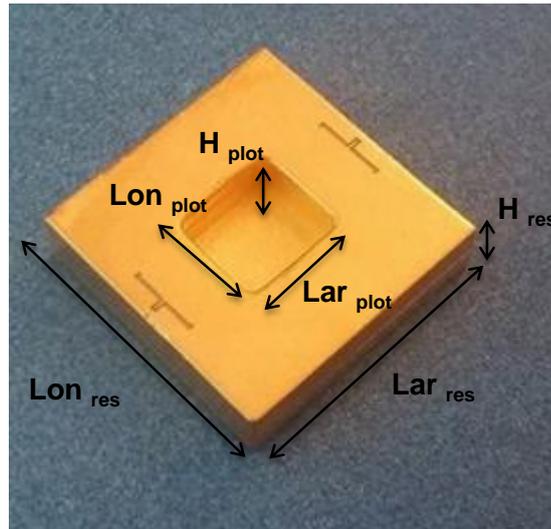


Figure III.18 : photographie du prototype réalisé

### II.3.c. Simulation électromagnétique et validation expérimentale

La réponse EM en simulation et la mesure expérimentale sont présentées sur la Figure III.19. Le résonateur est testé en utilisant une sonde dont les pointes sont compatibles avec les dimensions du motif d'excitation.

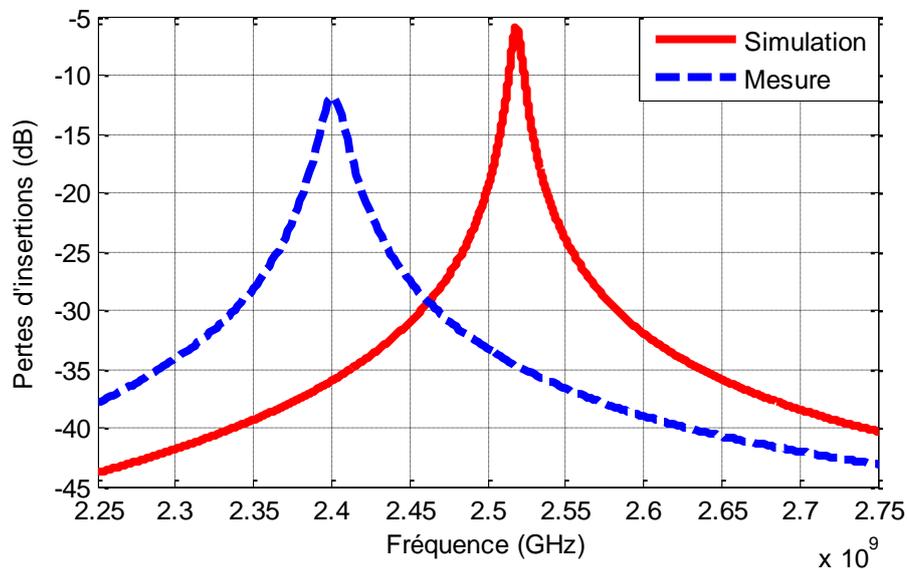


Figure III.19 : Réponse EM et mesure expérimentale

Afin d'évaluer les performances d'un tel résonateur, nous avons calculé le facteur de qualité à vide  $Q_0$  en utilisant l'équation III-2. En considérant un matériau avec une tangente

de pertes de l'ordre de  $10^{-4}$ , le facteur de qualité à vide est de l'ordre de 629 en simulation. En mesure, nous avons identifié deux problèmes :

- un décalage fréquentiel important est observé,
- le facteur de qualité est beaucoup plus faible que celui prédit en simulation puisqu'il est de l'ordre de 210.

Le décalage en fréquence n'est pas lié aux dimensions réelles du résonateur, elles ont été mesurées et aucun écart significatif n'a été décelé. Une explication possible de ce décalage fréquentiel est la permittivité de l'alumine utilisée lors de la fabrication. La réponse simulée donnée sur la Figure III.19 est obtenue pour une alumine de permittivité de 8,7 avec une tangente de pertes de l'ordre de  $10^{-4}$ . Pour la rétro-simulation présentée en Figure III.20, la permittivité relative qui permet d'aboutir à cette fréquence de résonance est de 9,4.

D'autre part, en mesure le facteur de qualité à vide est beaucoup plus faible puisqu'il est de l'ordre de 210. Ce niveau de pertes est causé par une conductivité dégradée de la métallisation en or. Des rétro-simulations ont été réalisées afin de faire converger la réponse simulée vers la réponse expérimentale. La compensation sur la conductivité donne une valeur de  $5 \times 10^6$  S/m, soit quasiment un ordre de grandeur par rapport à la valeur théorique et au moins 3 fois moins que les valeurs classiquement obtenues en pratique.

La comparaison en rétro-simulation/mesure est présentée sur la Figure III.20. On note qu'avec les nouvelles caractéristiques de l'alumine ( $\epsilon_r=9,4$ ) et de la métallisation (conductivité= $5 \times 10^6$  S/m) les deux réponses sont en bon accord.

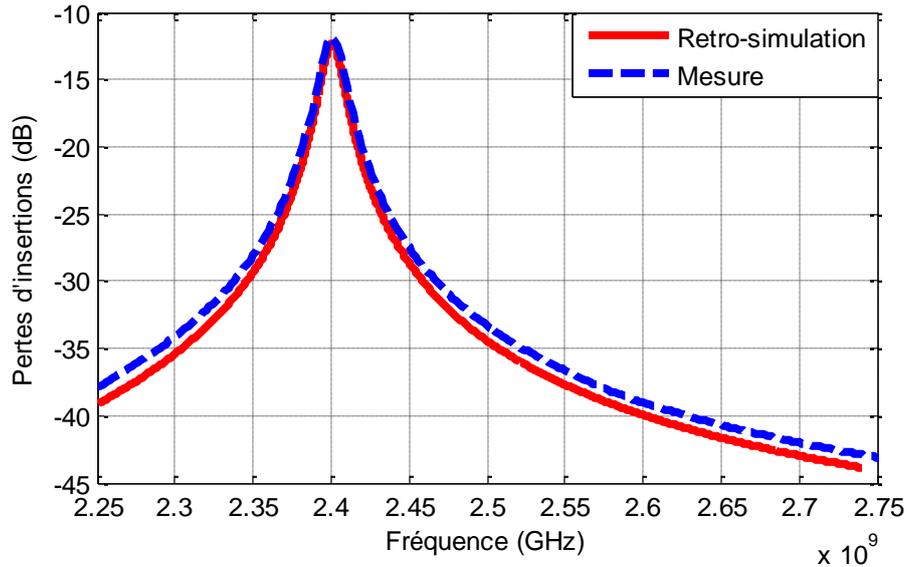


Figure III.20: Comparaison entre les réponses de mesure et de rétro-simulation pour  $\epsilon_r=9.4$  et conductivité= $5 \times 10^6$  s/m

### II.3.d. Filtre deux pôles

Similairement à ce qui a été présenté précédemment, une deuxième topologie de filtre, présentée sur la Figure III.21, est proposée. Elle est composée de deux résonateurs à cavité diélectrique à plot en utilisant le matériau d'alumine.

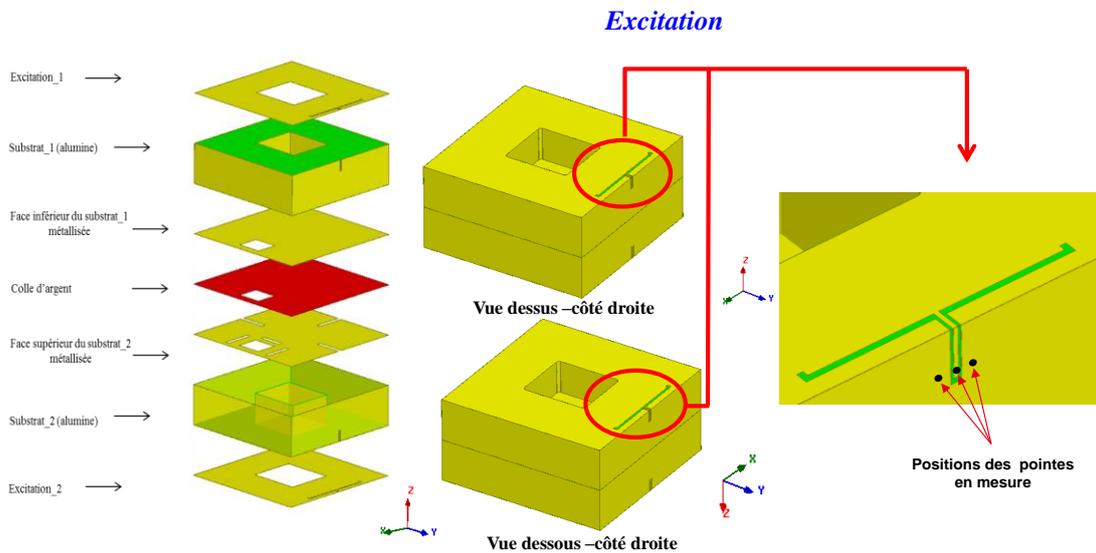


Figure III.21 : Structure 3D du filtre à base des résonateurs diélectriques et les motifs d'excitation.

La réponse électromagnétique de ce filtre est présentée sur la Figure III.22. La fréquence centrale est de 2,51 GHz et la bande passante est de 8MHz à -20 dB avec 2,3 dB de

pertes d'insertion. Comme nous pouvons le constater, les performances simulées satisfont les performances visées pour ce filtre.

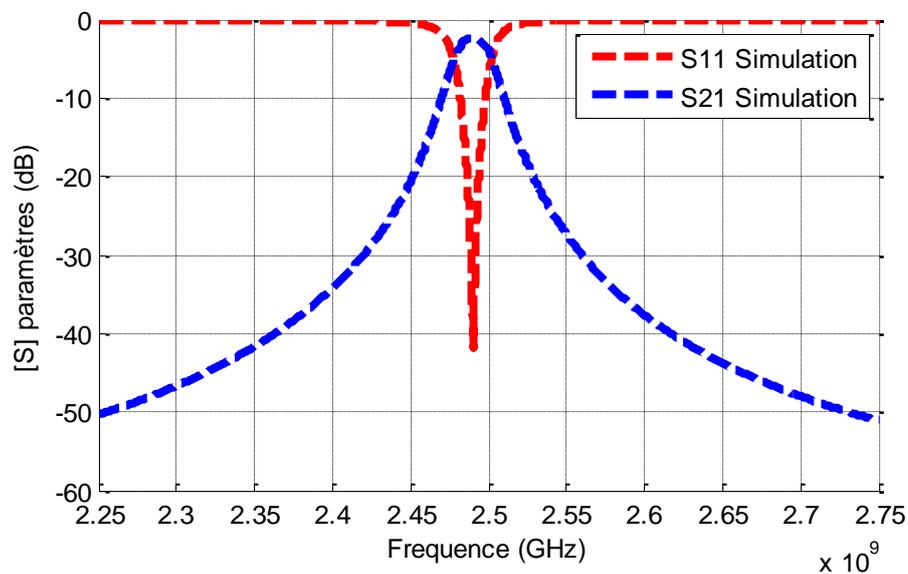


Figure III.22 : Réponse EM du filtre

### II.3.e. Validation expérimentale

Les deux résonateurs céramiques de ce filtre ont été réalisés en alumine par le CTTC. La Figure III.23 montre le prototype du filtre deux pôles assemblant 2 résonateurs couplés par un iris de couplage dans le plan de masse commun. L'assemblage des deux cavités s'effectue par des microbilles d'étain au laboratoire XLIM.

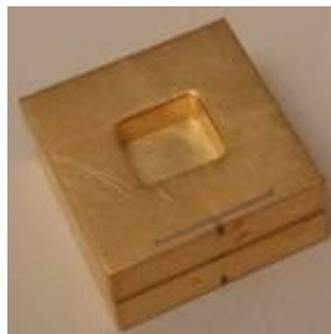


Figure III.23 : Prototype du filtre deux pôles

La réponse mesurée est montrée sur la Figure III.24. Le filtre est centrée à 2,35GHz avec un niveau de pertes d'insertion de l'ordre de 7,3 dB. On remarque une différence au niveau de la fréquence centrale entre cette réponse mesurée et la réponse simulée pour une alumine présentant une permittivité de 8,7 et une tangente de pertes de l'ordre de  $10^{-4}$  et une métallisation de conductivité  $15 \times 10^6$  S/m.

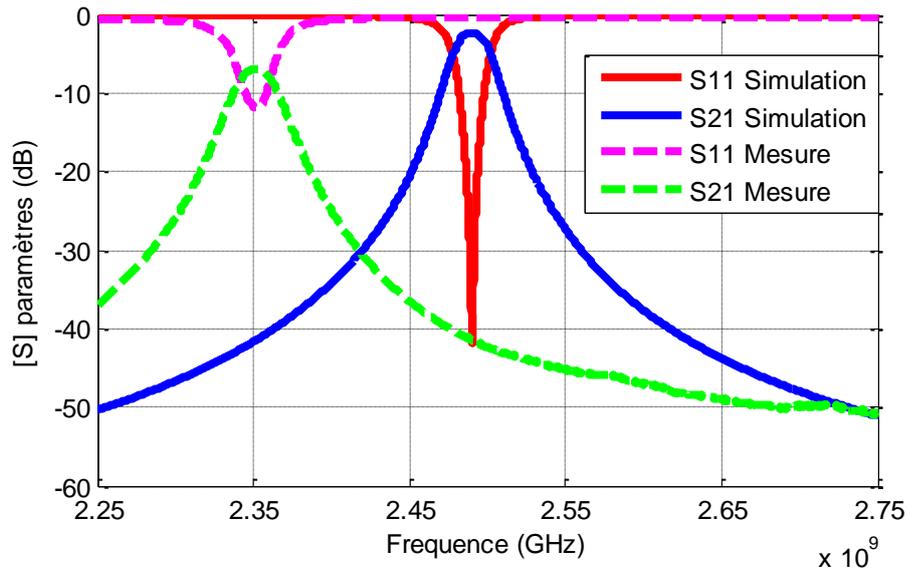


Figure III.24 : Réponses expérimentale et simulée en réflexion et transmission

Comme précédemment, nous observons un décalage fréquentiel causé par la permittivité de l'alumine utilisée lors de la fabrication et un fort niveau de pertes lié à la conductivité de la métallisation utilisée, une rétro-simulation est réalisée avec la nouvelle permittivité relative de l'alumine de 9,4 et la nouvelle conductivité de l'or de  $5 \times 10^6$  S/m. La comparaison rétro-simulation/mesure du filtre deux pôles est présentée sur la Figure III.25. On note qu'avec les nouvelles caractéristiques des matériaux, les deux réponses sont en bon accord

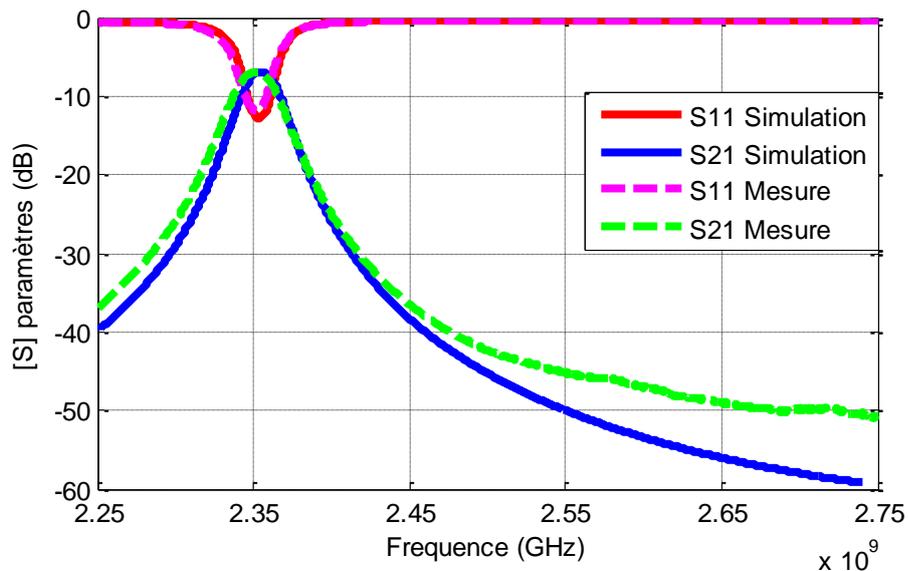


Figure III.25 : comparaison entre les réponses de mesure et de retro-simulation pour  $\epsilon_r=9,8$  et une conductivité de l'or de  $5 \times 10^6$  S/m

Au cours de cette étude du filtre deux pôles, nous avons validé expérimentalement le principe de fonctionnement de la structure proposée. La fabrication d'un filtre multicouche à deux cavités a de même été validée. La valeur de la permittivité relative de l'alumine s'est révélée plus forte que prévue. On a également identifié que la conductivité de la métallisation utilisée est plus faible que celle utilisée en simulation.

## II.4. Synthèse des résultats pour les résonateurs et filtres multicouches

Dans cette partie nous avons présenté deux solutions pour la réalisation d'un filtre miniature à résonateur en cavités diélectriques. La première solution consiste à utiliser des matériaux à haute permittivité et présentant de faibles pertes comme la Zircone. La deuxième solution utilise un matériau possédant une permittivité moins élevée, mais une tangente de pertes très faible. La miniaturisation est obtenue grâce à l'insertion d'un effet capacitif au sein du résonateur, dans notre cas, un plot qui permet d'ajuster la fréquence de résonance selon ses dimensions et sa profondeur. Une comparaison de chaque solution a été effectuée et synthétisée dans les tableaux ci-dessous.

Tableau III-2 : Performances des résonateurs et filtres réalisés en Zircone

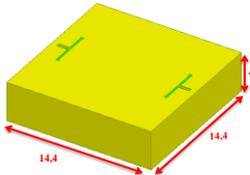
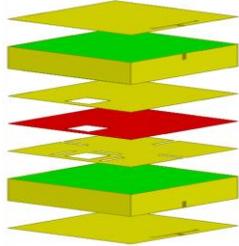
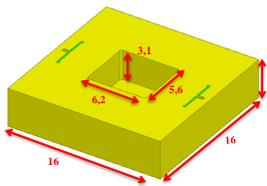
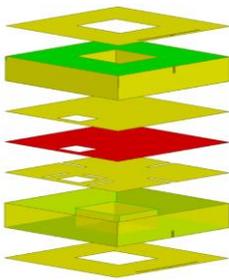
Techniques de miniaturisation	Résonateurs/Filtres 3D	$f_0$ (GHz)		$Q_0$		Pertes d'insertion (dB)		
		Sim	Mes	Sim	Mes	Sim	Mes	Retro sim
Résonateur à matériaux hautes permittivité (Zircone $\epsilon_r=33,3$ et $\tan\delta=9,2 \times 10^{-4}$ )		2,53	2,53	520	525	--	--	--
Filtre à matériaux hautes permittivité (Zircone $\epsilon_r=33,3$ et $\tan\delta=9,2 \times 10^{-4}$ )		2,51	2,5	--	--	-2,7	-3,1	-3,09

Tableau III-3 : Performances des résonateurs et des filtres à plot réalisés et conçus en alumine

Techniques de miniaturisation	Résonateurs/Filtres 3D	$f_0$ (GHz)			$Q_0$			Pertes d'insertion (dB)		
		Sim	Mes	Retro sim	Sim	Mes	Retro sim	Sim	Me s	Retro sim
Résonateur à plot capacitif (alumine $\epsilon_r=8,7$ et $\tan\delta=1 \times 10^{-4}$ )		2,51	2,4	2,4	630	210	213	--	--	--
Filtre à plot capacitif (alumine $\epsilon_r=8,7$ et $\tan\delta=1 \times 10^{-4}$ )		2,49	2,35	--	--	--	--	-2,3	-7,3	-7,1

Le Tableau III-2 et le Tableau III-3 récapitulent les différentes techniques de miniaturisations présentées précédemment et les performances de chacun des filtres multicouches deux pôles intégrés en cavités diélectriques occupant la même surface que l'antenne miniature ( $16 \times 16 \text{ mm}^2$ ). En simulation, il est à noter qu'à volume quasi identique de l'ordre de  $2048 \text{ mm}^3$ , les deux techniques aboutissent quasiment aux mêmes performances au niveau du facteur de qualité (cas résonateurs) et pertes d'insertions (cas filtres). Expérimentalement, nous avons rencontré un problème au niveau des caractéristiques de matériaux (diélectrique et conducteur) utilisés (paragraphe II.3.b. II.3.d. ). Enfin, nous avons rencontré un problème d'alignement des deux résonateurs superposés du filtre pendant l'assemblage.

Afin de résoudre la problématique d'assemblage, nous avons opté dans la suite des travaux de combiner les deux techniques de miniaturisation présentés précédemment afin d'avoir un filtre monocouche moins volumineux et plus simple à réaliser.

## II.5. Intégration monolithique du filtre à 2 pôles

Pour réduire de nouveau l'encombrement, notamment en épaisseur, et pour limiter les problématiques d'assemblage, nous avons développé une version monolithique, et plus précisément monocouche du filtre à deux pôles. En effet, nous avons combiné les techniques de miniaturisation présentées précédemment en réalisant la structure de filtrage compacte en Zirconne et en insérant un plot capacitif.

Nous nous intéressons donc dans cette partie à la conception d'un filtre monocouche compact miniature en cavité en Zirconne tout en respectant les contraintes en dimensionnement données par les spécifications.

### II.5.a. Résonateur compact et miniature

Le résonateur étudié est présenté sur la Figure III.26. Il est composé d'un substrat en Zirconne ( $\epsilon_r=33,3$ ,  $\tan\delta=9,2 \times 10^{-4}$ ) dont les faces sont métallisées en utilisant de l'argent ( $\sigma=15 \times 10^6$  S/m). Un plot inséré au milieu du résonateur crée un effet capacitif qui permet de décaler la fréquence de résonance vers les basses fréquences. L'excitation s'effectue par deux motifs de type coplanaire (en entrée/sortie) gravés sur le toit du résonateur après métallisation.

Nous avons dimensionné les différents paramètres physiques afin d'obtenir la fréquence de résonance voulue. Ces paramètres sont présentés dans la Figure III.26

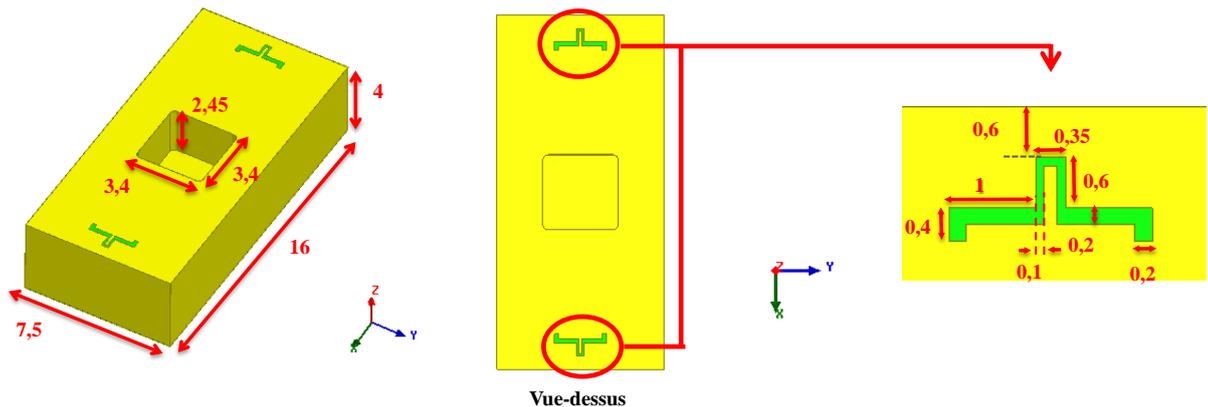


Figure III.26 : Dimensions globales du résonateur en mm (à gauche) et dimensions du motif d'excitation en mm (à droite).

Le résonateur a été réalisé par stéréolithographie céramique 3D par le CTTC. Le prototype est présenté sur la Figure III.27. Le résonateur a été ensuite testé dans la salle de mesure à XLIM.

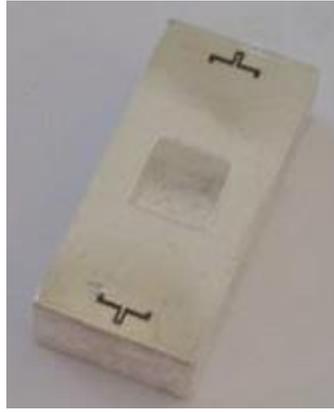


Figure III.27 : Photos du prototype réalisé

Les performances du résonateur sont caractérisées par son facteur de qualité. En se basant sur l'équation III-2, on peut estimer le facteur de qualité à vide de ce résonateur aux alentours de 365 en simulation et de 390 en mesure. Les résultats de simulation et de mesure en transmission ( $|S_{21}|$ ) sont représentés sur la Figure III.28

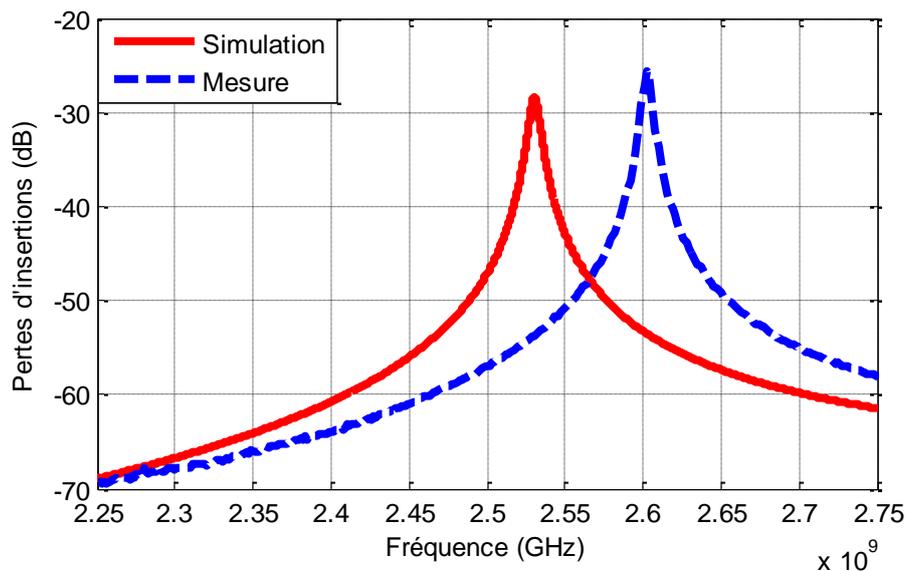


Figure III.28 : Réponses simulée et expérimentale du paramètre  $S_{21}$  du résonateur

La réponse mesurée montre que le résonateur fonctionne à 2,59 GHz tandis qu'en simulation le résonateur est dimensionné pour fonctionner à 2,53 GHz. Ce décalage en fréquence peut s'expliquer par deux phénomènes

- Première hypothèse : la permittivité du matériau utilisé (Zircone) est plus importante que prévue
- Deuxième hypothèse : les dimensions fabriquées sont différentes de ce qui était prévu.

La première hypothèse est à écarter puisque les caractéristiques des matériaux utilisées en simulation ont déjà été validées avec le résonateur en zircone sans plot (paragraphe II.2. ). Donc la seule hypothèse qui peut expliquer le décalage fréquentiel est la variation des dimensions du résonateur et/ou de son plot capacitif.

De ce fait, nous décidons de mesurer les différentes dimensions du résonateur et du plot de la pièce fabriquée. Les dimensions sont mesurées à l'aide d'un microscope numérique au laboratoire XLIM avec une précision de  $\pm 20\mu\text{m}$ . Le Tableau III-4 présente la comparaison des différentes dimensions simulées et mesurées.

*Tableau III-4 : comparaison des dimensions réelle et en simulation du résonateur*

Paramètre (mm)	Simulation	Mesure
Longueur du résonateur	16	15,965
Largueur du résonateur	7,5	7,486
Hauteur du résonateur	4	4.079
Longueur du plot	3.4	3.407
Largueur du plot	3.4	3.411
Hauteur du plot	2.45	2.428

Une rétro-simulation est effectuée avec les dimensions réelles mesurées pour comparer la réponse simulée présentée sur la Figure III.29 et la réponse expérimentale.

La comparaison des pertes d'insertion ( $|S_{21}|$ ) en rétro-simulation avec les dimensions réelles mesurées et en mesure est présentée sur la Figure III.29. On note que, les deux réponses sont en bon accord puisque le résonateur en rétro-simulation présente un facteur de qualité de l'ordre de 385 et qu'il a été évalué en mesure à 390.

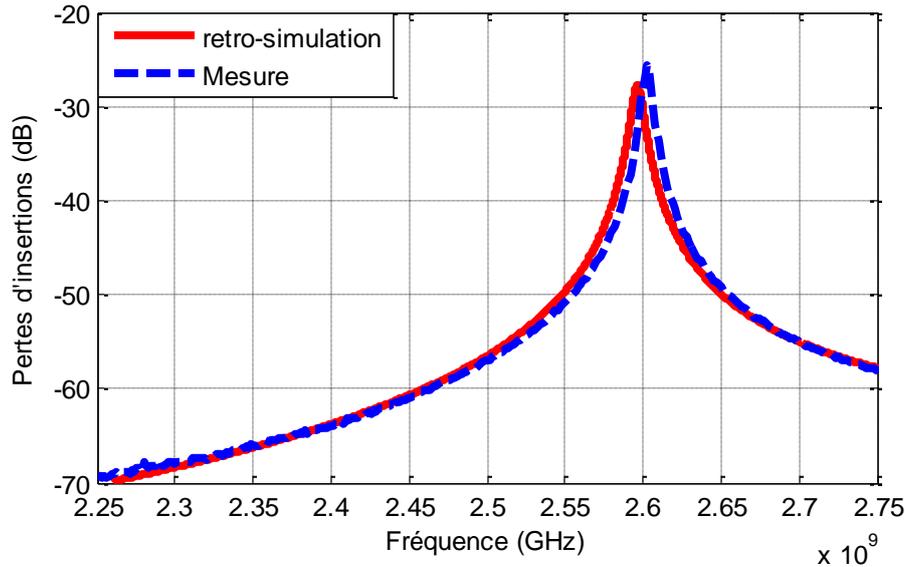


Figure III.29 : Comparaison entre les réponses de mesure et en retro-simulation avec les dimensions réelles du résonateur

### II.5.b. Filtre monocouche à deux pôles

Dans ce paragraphe, nous présenterons le développement du filtre monolithique à résonateurs compacts, son optimisation et sa fabrication par stéréolithographie céramique 3D.

Le filtre proposé est constitué de deux résonateurs compacts présentés précédemment. Ces résonateurs sont connectés entre eux par un iris rectangulaire pour assurer leur couplage. L'iris et les résonateurs ont les mêmes hauteurs et sont fabriqués en une seule pièce céramique. Le filtre est excité par un motif coplanaire gravé sur sa face supérieure qui assure le couplage en entrée/sortie. Le modèle 3D du filtre est présenté sur la Figure III.30 avec les différentes dimensions physiques de la structure.

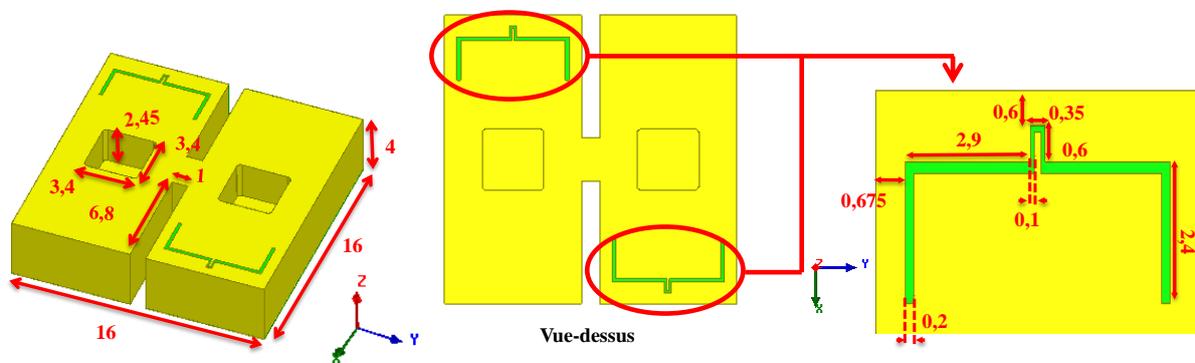


Figure III.30 : Dimensions globale du filtre en mm (à gauche) et les dimensions correspondantes du motif d'excitation en mm (à droite).

La réponse électromagnétique de ce filtre est présentée sur la Figure III.31. La fréquence de résonance est de 2,5 GHz, avec une bande passante de 8 MHz à -20dB (bande passante relative de 0,28%). Les pertes d'insertion sont de 3,47 dB.

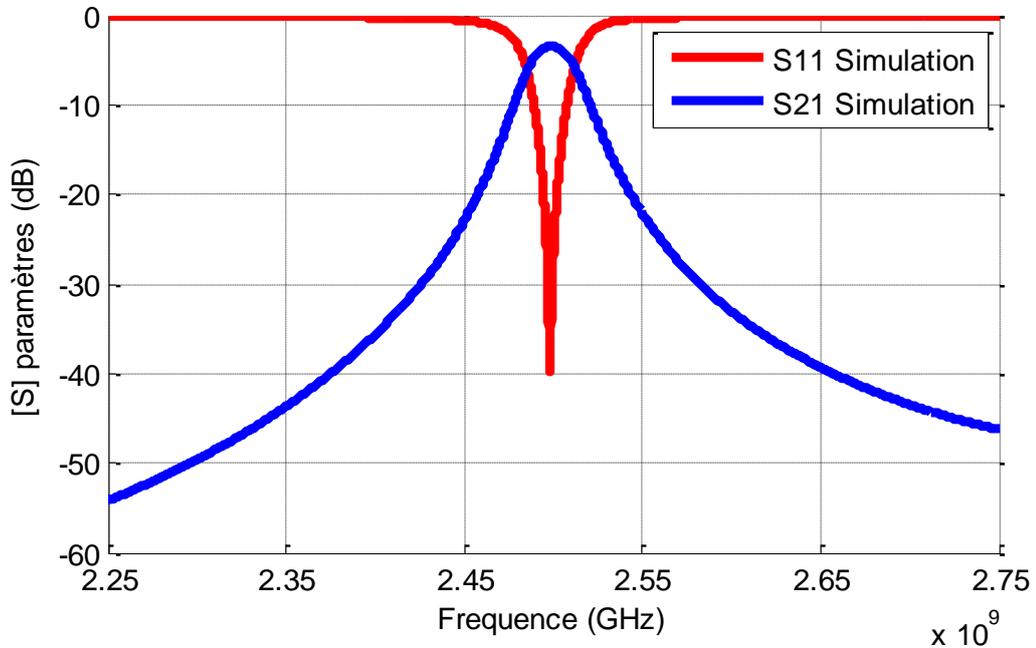


Figure III.31 : Réponse EM globale du filtre deux pôles

La fabrication de ce filtre a été réalisée par le CTTC. Comme mentionné précédemment, ce filtre à deux résonateurs couplés par iris est fabriqué en une seule pièce. La métallisation de cette pièce de céramique s'effectue avec de l'argent.

Le prototype réalisé est présenté sur la Figure III.32. La mesure est réalisée en utilisant une sonde comportant des pointes compatibles avec la ligne d'excitation coplanaire.

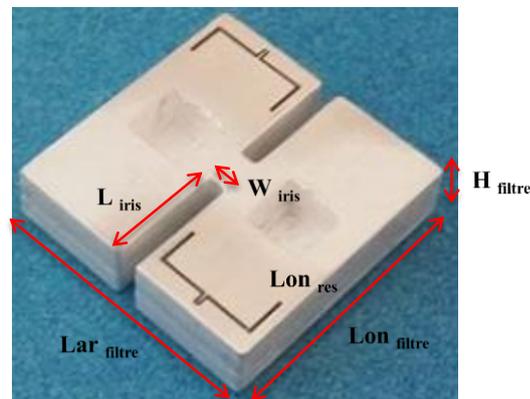


Figure III.32 : Prototype du filtre

La réponse mesurée du filtre est présentée sur la Figure III.33. Le filtre est centré à 2,55 GHz avec une bande passante de 5 MHz à -20 dB. Le niveau de pertes d'insertion de l'ordre de 5 dB.

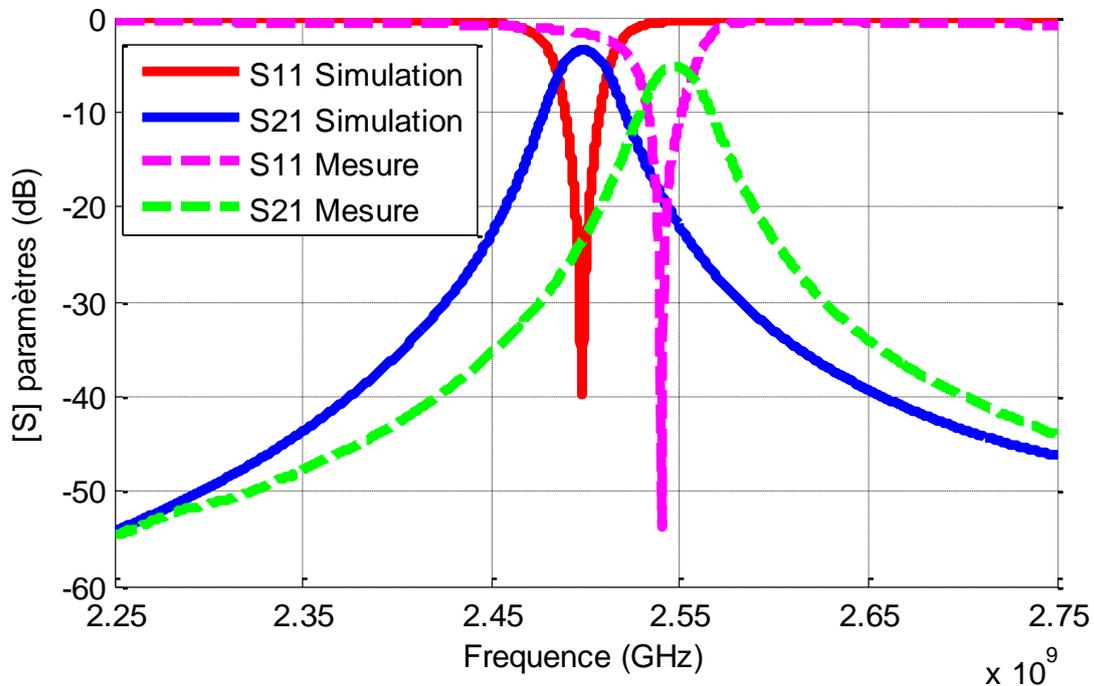


Figure III.33 : Comparaison entre les réponses en mesure et en simulation

La réponse mesurée du filtre présente un décalage fréquentiel de l'ordre de 50MHz par rapport celle simulée. Comme dans le cas du résonateur, nous avons mesuré les différentes dimensions du filtre et des deux plots de la pièce fabriquée. La Figure III.34 présente une comparaison des différentes dimensions prises en simulation et celles mesurées. De ce fait une rétro-simulation est effectuée avec les dimensions réelles des filtres pour rapprocher la réponse expérimentale de la réponse simulée.

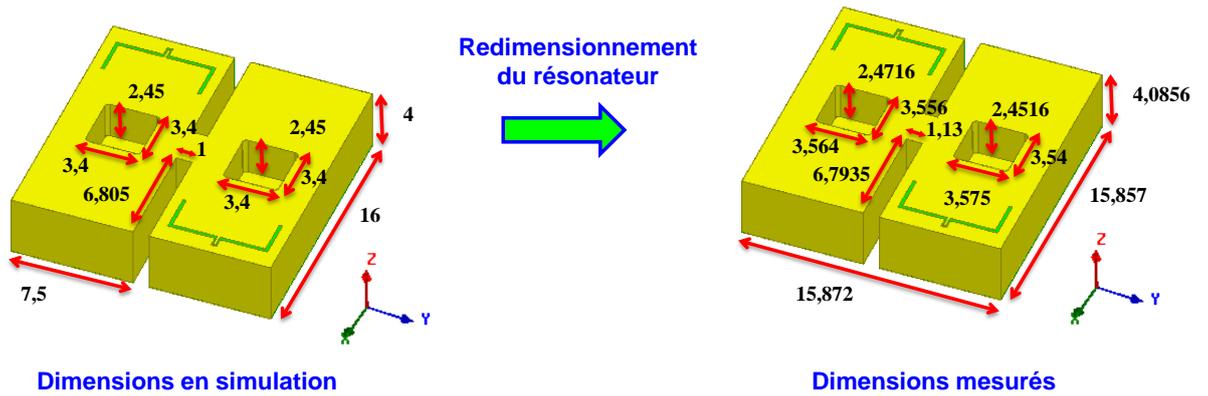


Figure III.34 : comparaison des dimensions réelle et en simulation du résonateur

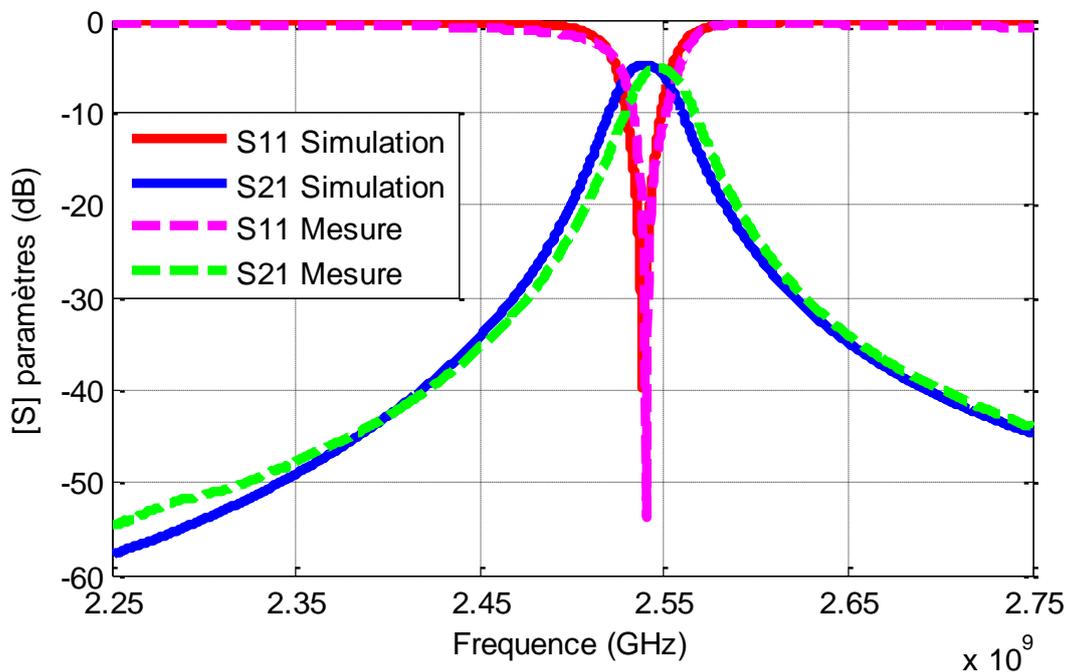


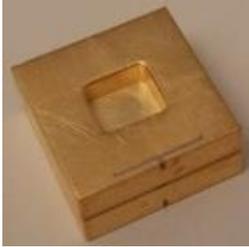
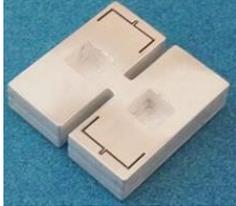
Figure III.35 : Comparaison entre les réponses en mesure et en retro-simulation pour une profondeur du plot de 2,38 mm.

La comparaison des performances mesurée et rétro-simulée est présentée sur la Figure III.35. On note qu'avec les dimensions réelles, les deux réponses sont en bon accord avec un niveau de pertes d'insertion quasi-identique.

## II.6. Conclusions

Au cours de cette étude nous avons conçu différentes versions d'un filtre à deux pôles intégré en cavité diélectrique. Toutes les solutions occupent la même surface que l'antenne miniature, à savoir  $16 \times 16 \text{ mm}^2$ .

Tableau III-5 : Performances des différentes versions d'un filtre deux pôles intégré en cavités conçue

	Structure	F0(GHz)			S21  (dB)		
		Sim	Mes	Retro-Sim	Sim	Mes	Retro-Sim
Filtre Multicouche à matériaux hautes permittivité (Zircone $\epsilon_r=33,3$ et $\tan\delta=9,2 \times 10^{-4}$ )		2,51	2,5	2,51	-2,7	-3,1	-3,09
Filtre multicouche à plot capacitif (alumine $\epsilon_r=8,7$ et $\tan\delta=1 \times 10^{-4}$ )		2,49	2,35	2,35	-2,3	-7,3	-7,1
Filtre monocouche à plot capacitif matériaux hautes permittivité (Zircone $\epsilon_r=33,3$ et $\tan\delta=9,2 \times 10^{-4}$ )		2,5	2,55	2,548	-3,47	-5	-4,8

En utilisant les différentes techniques de miniaturisation présentées précédemment (utilisation de matériaux à haute permittivités et insertion d'un plot capacitif), nous observons que la combinaison de ces deux techniques permet de miniaturiser à mi-volume les filtres multicouches ( $1659 \text{ mm}^3 / 2048 \text{ mm}^3$ ) et d'avoir un filtre compact monocouche de volume  $1024 \text{ mm}^3$  tout en conservant quasiment le même niveau de pertes d'insertion.

### **III. Accordabilité fréquentielle du filtre compact**

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à réaliser une structure de filtrage accordable en fréquence dans la bande ISM à 2,4 GHz. La structure choisie est le filtre monocouche en zircone présenté précédemment. Il est possible de rendre cette structure accordable en fréquence en insérant une fente chargée par un élément capacitif variable sur sa face inférieure afin de contrôler la fréquence de résonance.

Dans un premier temps, nous allons étudier l'effet de cette fente sur un résonateur puis la dimensionner pour atteindre l'accordabilité en fréquence souhaitée en dégradant au minimum les performances du résonateur.

Finalement, nous présenterons la conception d'un filtre à deux pôles accordable en fréquence.

#### **III.1. Rappel des spécifications**

Dans le cadre de nos travaux, nous voulons respecter la spécification d'accordabilité suivante :

- Bande d'accord en fréquence : 2,4-2,48 GHz
- Accord continu par pas de 8MHz
- Dimensions latérales maximales de 16 mmx16 mm

#### **III.2. Élément d'accord : la capacité digitale DTC PE64909**

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, il existe plusieurs techniques pour rendre un filtre accordable. Nous avons choisi d'utiliser une capacité digitale car elle possède [117] plusieurs avantages :

- Une linéarité élevée
- Une bonne tenue en puissance
- Un temps de réponse rapide

La capacité DTC (digital tunable capacitor) est une capacité variable contrôlée par une interface numérique (microcontrôleur). L'interface de commande numérique est entièrement intégrée à la puce, aucun composant externe n'est requis pour l'interfaçage.

Plusieurs types de capacités DTC peuvent être trouvées dans le commerce. La plage de variation et le nombre d'états de la capacité jouent un rôle important pour obtenir la plage de variation voulue.

Notre choix s'est porté sur une capacité DTC à 4 bits (donc 16 états) dont la référence est PE64909. La capacité présentée sur la Figure III.36 varie sur la gamme 0,6pF - 2,35pF lorsqu'elle est montée en configuration parallèle. Dans son circuit équivalent, décrit sur la Figure III.37, le circuit équivalent est dépendant de l'état choisi.

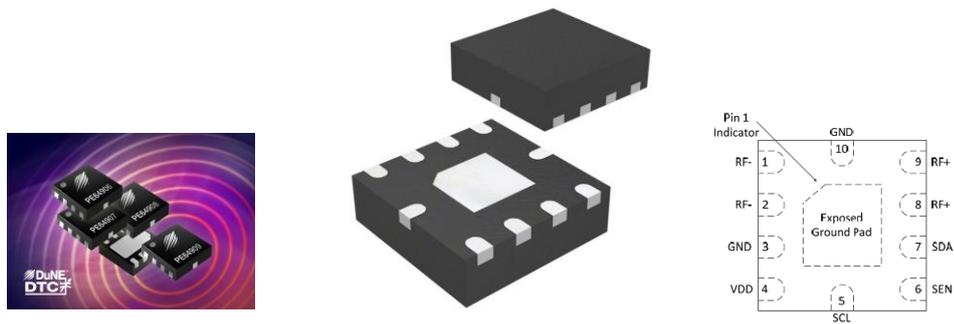
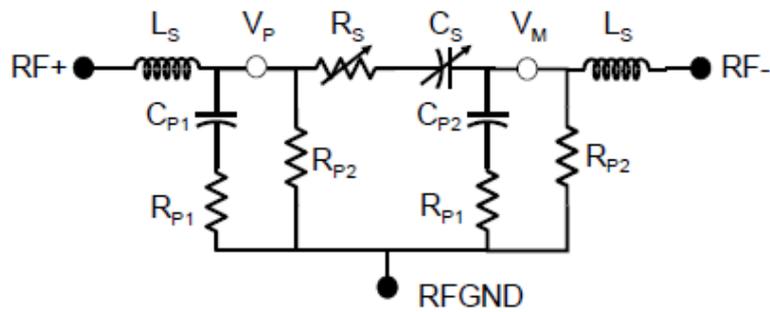


Figure III.36 : Digital tunable capacitor



Variable	Equation (state = 0, 1, 2...15)	Unit
$C_S$	$0.127 \cdot \text{state} + 0.20$	pF
$R_S$	$20 / (\text{state} + 20 / (\text{state} + 0.7)) + 0.7$	$\Omega$
$R_{P1}$	$10 + 4 \cdot \text{state}$	$\Omega$
$R_{P2}$	$40000 + 10 \cdot \text{state}^3$	$\Omega$
$C_{P1}$	$-0.01 \cdot \text{state} + 0.40$	pF
$C_{P2}$	$0.0133 \cdot \text{state} + 0.45$	pF
$L_S$	0.35	nH

Figure III.37 : Circuit équivalent de la capacité DTC

Il est important d'estimer les pertes ohmiques de cette capacité en fonction de l'état. En se basant sur le circuit équivalent, les valeurs des pertes peuvent être estimées à 2,5 GHz selon chaque état. Le Tableau III-6 récapitule les valeurs des différents paramètres du circuit avec les valeurs de la capacité équivalente ( $C_{eq}$ ) et la résistance de pertes équivalente ( $R_{eq}$ ) pour chacun des états.

Tableau III-6 : Valeurs des différents paramètres du circuit équivalent

state	Cs (pF)	Rs ( $\Omega$ )	Cp1 (pF)	Cp2 (pF)	Rp1 ( $\Omega$ )	Rp2 (K $\Omega$ )	Ceq (//)	Req ( $\Omega$ )
0	0.2000	1.4000	0.4000	0.4500	10	40.0000	0.6000	4.8023
1	0.3270	2.2668	0.3900	0.4633	14	40.0100	0.7170	4.7516
2	0.4540	2.8260	0.3800	0.4767	18	40.0800	0.8340	4.6704
3	0.5810	3.0794	0.3700	0.4900	22	40.2700	0.9510	4.5461
4	0.7080	3.1227	0.3600	0.5033	26	40.6400	1.0680	4.3709
5	0.8350	3.0505	0.3500	0.5167	30	41.2500	1.1850	4.1589
6	0.9620	2.9259	0.3400	0.5300	34	42.1600	1.3020	3.9292
7	1.0890	2.7839	0.3300	0.5433	38	43.4300	1.4190	3.6971
8	1.2160	2.6420	0.3200	0.5566	42	45.1200	1.5360	3.4724
9	1.3430	2.5080	0.3100	0.5700	46	47.2900	1.6530	3.2603
10	1.4700	2.3850	0.3000	0.5833	50	50.0000	1.7700	3.0635
11	1.5970	2.2736	0.2900	0.5966	54	53.3100	1.8870	2.8826
12	1.7240	2.1733	0.2800	0.6100	58	57.2800	2.0040	2.7174
13	1.8510	2.0831	0.2700	0.6233	62	61.9700	2.1210	2.5671
14	1.9780	2.0020	0.2600	0.6366	66	67.4400	2.2380	2.4306
15	2.1050	1.9290	0.2500	0.6500	70	73.7500	2,2355	2.3067

Les capacités DTC présentent ainsi une flexibilité importante pour réaliser des structures accordables sur une large bande de fréquence. Le principal handicap de ces capacités est leur niveau de pertes ohmiques qui induit une dégradation des performances de la structure rendue accordable (filtre, antenne ou autre composant).

### III.3. Résonateur compact accordable

Le résonateur de départ est le résonateur de base du filtre monolithique en Zircone. La première étape consiste à introduire une fente où sera insérée la capacité sans dégrader les performances du résonateur. Plusieurs configurations de la fente ont été étudiées. La structure présentée sur la Figure III.38 a été retenue avec une fente en anneau puisqu'elle possède le meilleur facteur de qualité comparé aux autres configurations et qu'elle conserve un niveau de facteur de qualité quasi identique à celle sans la fente.

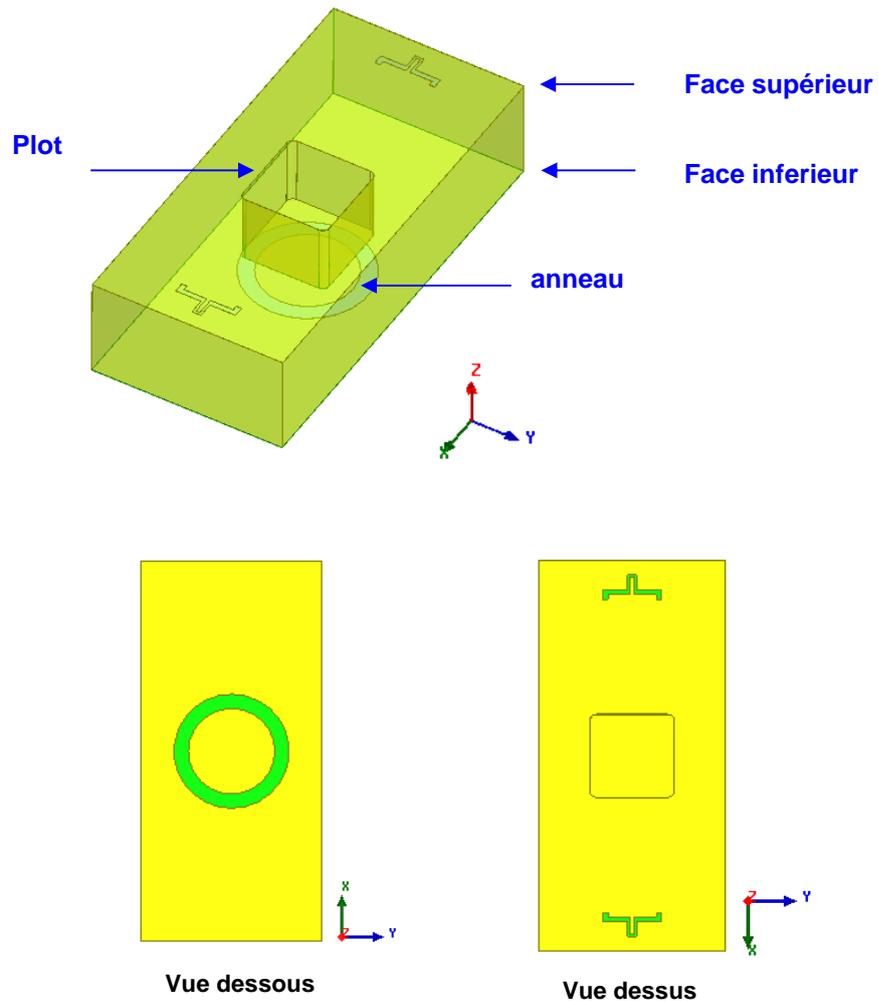


Figure III.38 : Résonateur à fente

L'introduction de la fente en anneau ajoute une charge sur la face inférieure du résonateur ce qui modifie son comportement. Dans la suite, nous optimisons le dimensionnement de la fente et des autres paramètres du résonateur

### III.3.a. Rayon de l'anneau

Pour cette analyse, nous fixons la profondeur du plot à 2,45 mm et le gap de l'anneau à 0,6 mm afin d'évaluer l'effet du rayon de l'anneau sur les performances du résonateur.

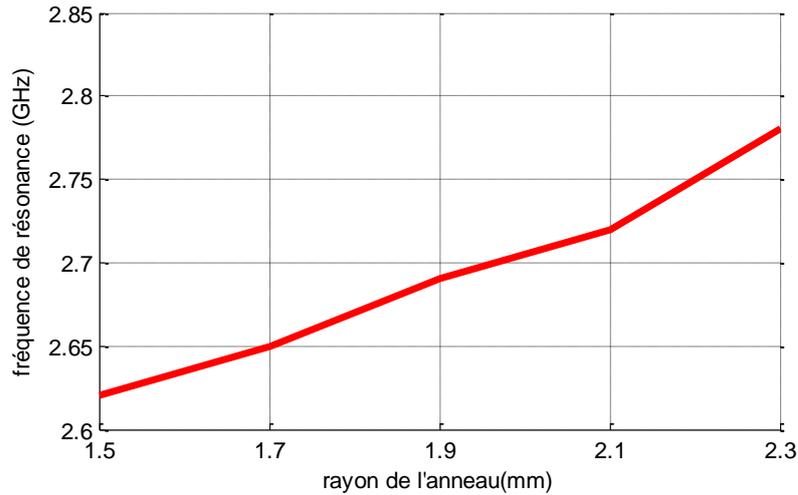


Figure III.39 : Evolution de la fréquence de résonance en fonction du rayon de l'anneau

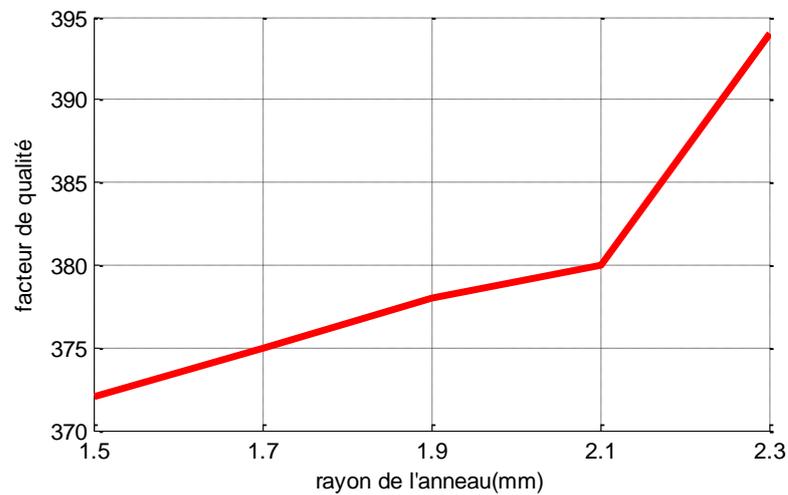


Figure III.40. Evolution du facteur de qualité en fonction du rayon de l'anneau

Nous remarquons sur la Figure III.39 que l'augmentation du rayon de l'anneau s'accompagne d'un décalage fréquentiel vers les hautes fréquences avec, comme montré sur la Figure III.40, une amélioration du facteur de qualité.

### III.3.b. Largeur de l'anneau

Afin d'évaluer l'effet de la largeur de l'anneau sur les performances du résonateur, on fixe cette fois la profondeur du plot à 2,45 mm et le rayon de l'anneau à 2,1 mm.

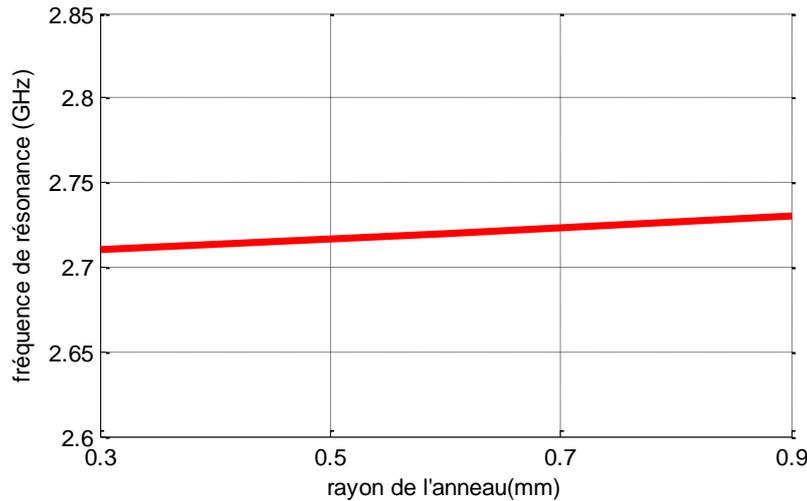


Figure III.41 : Evolution de la fréquence de résonance en fonction du gap de l'anneau

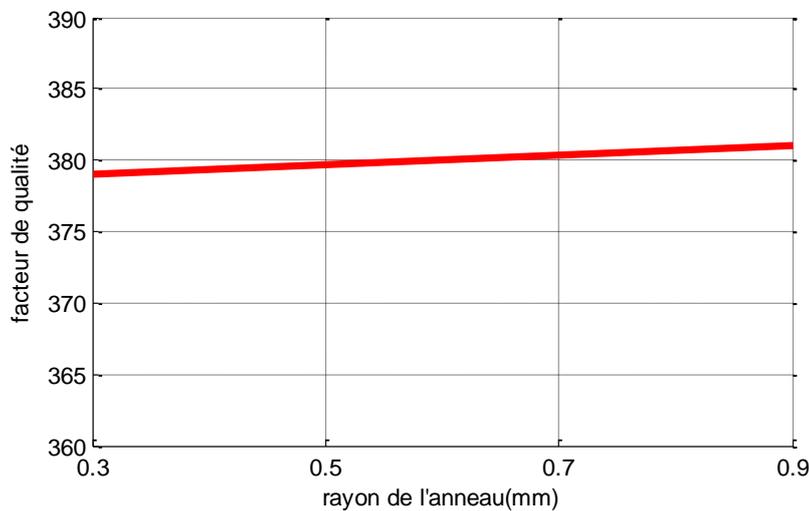


Figure III.42 : Evolution de la fréquence de résonance en fonction du gap de l'anneau

Comme le montrent la Figure III.41 et la Figure III.42, la largeur de démétallisation de l'anneau ne joue pas un rôle prépondérant sur les performances du résonateur, ni au niveau de la fréquence de résonance ni au niveau du facteur de qualité.

### III.3.c. Profondeur du plot

L'étude sur la profondeur du plot a déjà été menée pour le résonateur : il a été montré que plus le plot est profond plus la fréquence de résonance du résonateur est basse et plus le facteur de qualité est dégradé.

En résumé, d'après notre étude, les paramètres jouant un rôle important sur les performances du résonateur et donc du filtre sont: le rayon de l'anneau et la profondeur du plot. Leur impact sur les performances du résonateur est résumé dans le Tableau III-7.

Tableau III-7 : Effet des principaux paramètres du résonateur à fente

Paramètres	Etat	Fréquence de résonance	Facteur de qualité
Rayon de l'anneau	augmente	↗	↗
Profondeur du plot	Plus profond	↘	↘

Une étude paramétrique avec ces deux paramètres a ainsi été menée et est synthétisée sur la Figure III.43 et la Figure III.44.

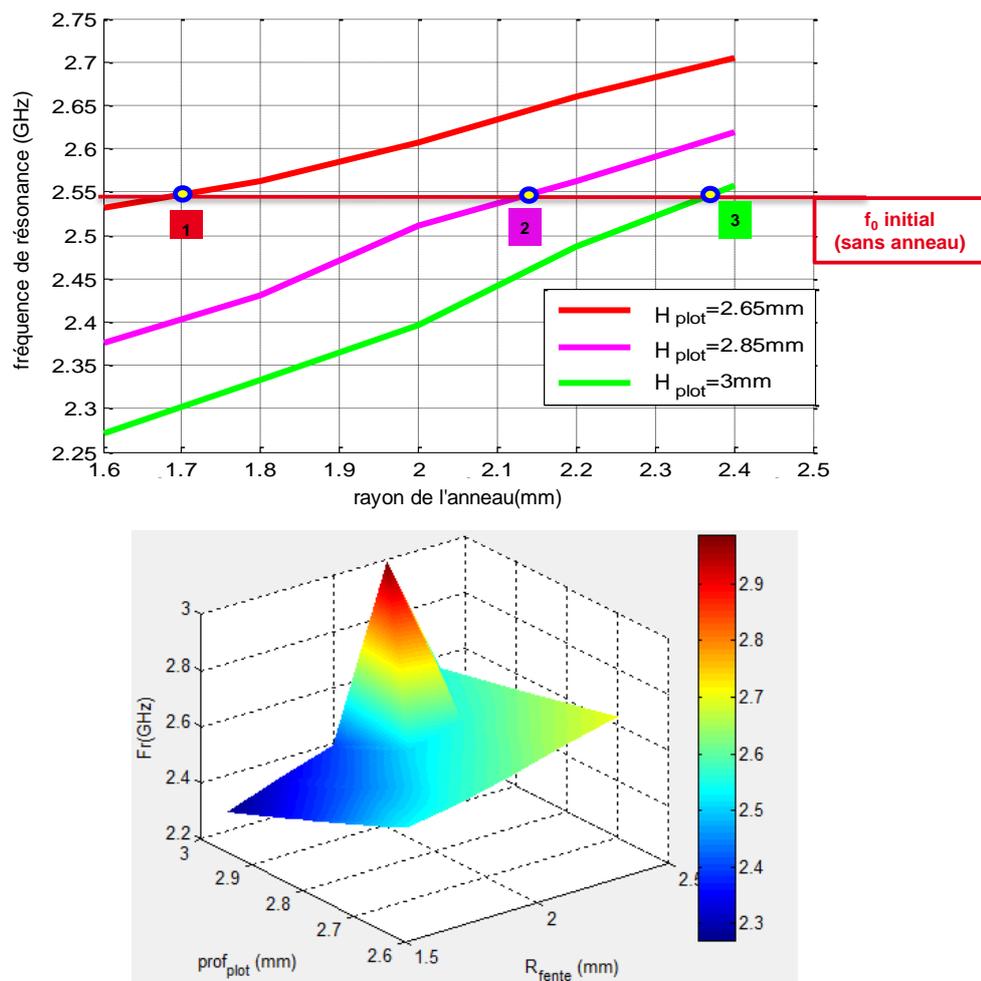


Figure III.43 : Fréquence de résonance en fonction du rayon de l'anneau pour différentes valeurs du plot

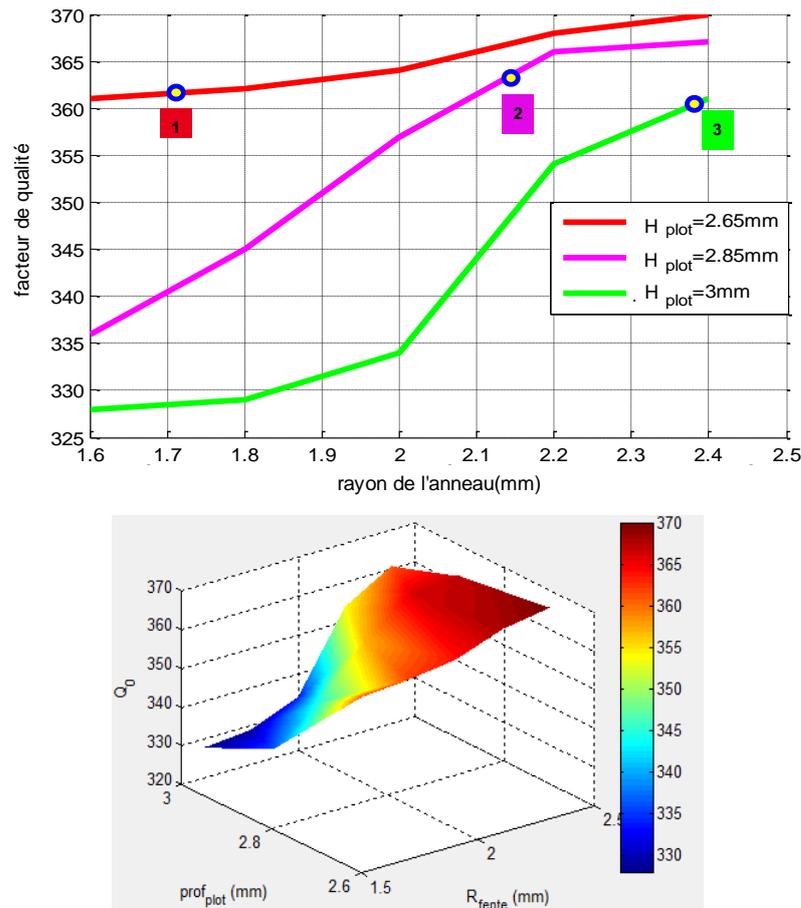


Figure III.44 : Facteur de qualité en fonction du rayon de l'anneau pour différentes valeurs du plot

D'après cette étude, on remarque qu'il existe plusieurs couples rayon de fente / profondeur de plot qui permettent d'ajuster la fréquence de résonance sans dégrader les pertes du résonateur. Afin de dimensionner le résonateur accordable, on pourra donc trouver un compromis entre le rayon de l'anneau et la profondeur du plot.

Dans la suite, nous allons introduire une capacité variable dans la fente en anneau pour rendre le résonateur accordable et nous pourrions ainsi ajuster les dimensions de l'anneau et du plot pour optimiser la plage d'accord et les pertes du résonateur accordable.

### III.4. Intégration de la capacité DTC

La structure du résonateur est présentée sur la Figure III.45. Ses dimensions sont données dans le Tableau III-8. Le maximum de champ électrique du mode fondamental  $TE_{110}$  se situe sous le plot, dans le disque formé par l'anneau comme montré sur la Figure III.46. La

capacité sera placée à l'endroit où le champ électrique afin de modifier de manière significative la fréquence de résonance. Elle est donc placée sur l'anneau au niveau de la face inférieure du résonateur.

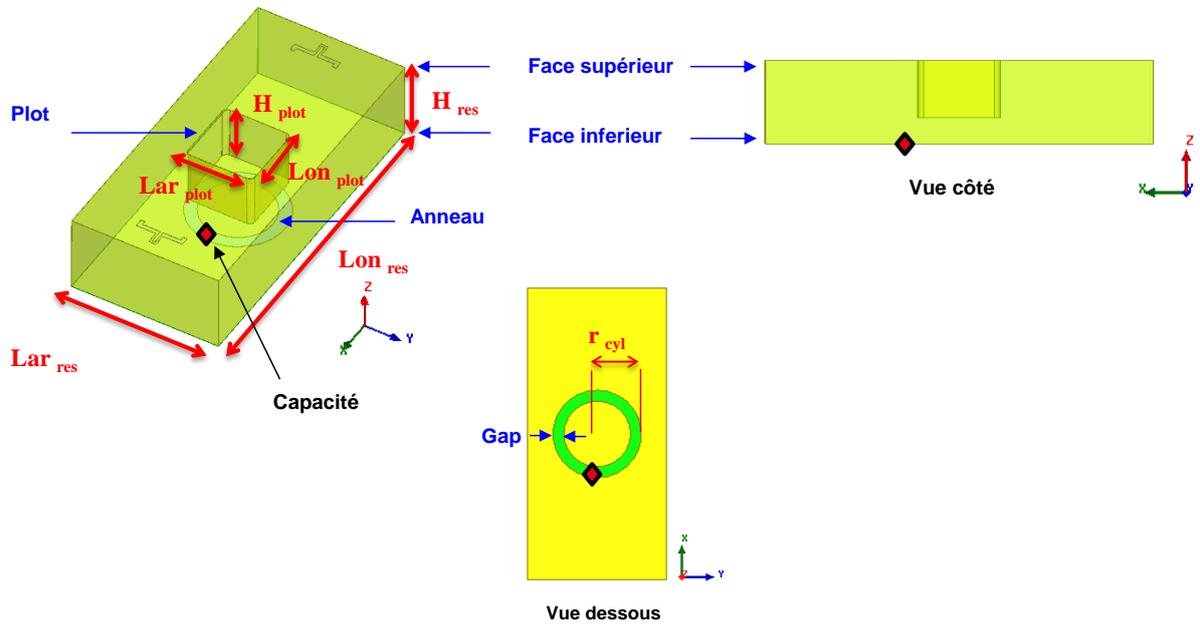


Figure III.45 : Résonateur à charge capacitif variable

Tableau III-8 : Dimensions du résonateur accordable

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur du résonateur	$Lon_{res}$	16
Largueur du résonateur	$Lar_{res}$	7,5
Hauteur du résonateur	$H_{res}$	4
Longueur du plot	$Lon_{plot}$	3,4
Largueur du plot	$Lar_{plot}$	3,4
Profondeur du plot	$H_{plot}$	<i>Variable</i>
Gap de l'anneau	Gap	0,6
Rayon de l'anneau	$R_{cyl}$	<i>Variable</i>

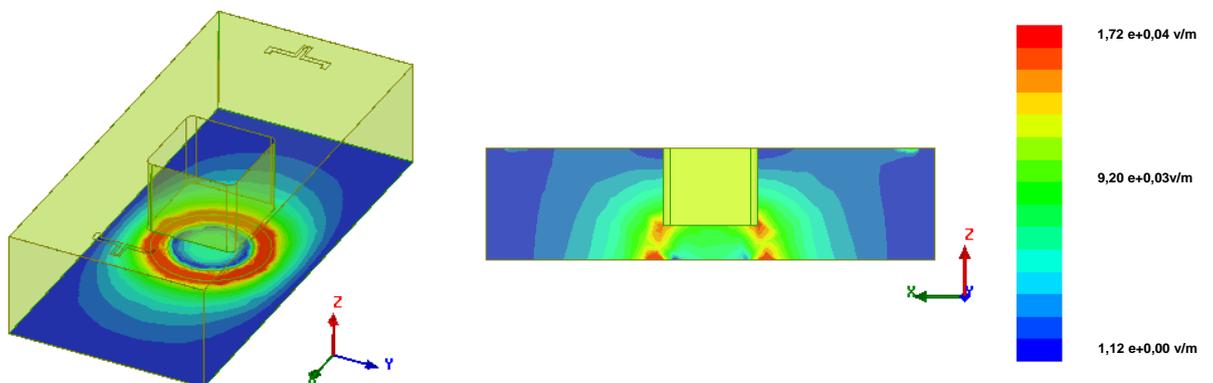


Figure III.46 : Distribution du Champ Electrique dans le résonateur à  $f_0$

L'objectif maintenant est d'optimiser les différentes dimensions variables du résonateur présentées dans le Tableau III-8 (rayon de l'anneau et la profondeur du plot) pour rendre la structure agile en fréquence avec une excursion respectant les spécifications.

Dans une première approche, nous considérons une charge capacitive idéale (c.à.d. sans perte) qui est modélisée grâce à des accès localisés. Nous faisons varier cette charge capacitive afin d'obtenir la variation souhaitée de 80 MHz, entre 2,4 et 2,48 GHz avec un pas de 8 MHz. Il s'agit alors d'optimiser le rayon de l'anneau et la profondeur du plot qui permettent de couvrir cette variation en fréquence avec le minimum de pertes.

Cette optimisation passe par l'introduction d'un nouveau paramètre que nous appelons sensibilité ( $S$ ) et que nous définissons comme étant l'inverse de la variation de capacité nécessaire au parcours des 80 MHz avec un pas de 8 MHz.

Nous avons également défini une limite à cette sensibilité, notée  $S_{min}$ , qui est donnée par les valeurs extrêmes de la capacité utilisée (DTC PE69404), soit  $C_{max} = 2,35$  pF et  $C_{min} = 0,6$  pF :

$$S_{min} = \frac{1}{\Delta C_{max}} \approx 0,57 \text{ pF}^{-1} \quad III-3$$

Où  $\Delta C_{max} = C_{max} - C_{min}$ .

$C_{max}$  : valeur maximum de la capacité (2,35 pF).

$C_{min}$  : valeur minimum de la capacité (0,6 pF).

Pour que le résonateur puisse être accordé sur la plage de fréquence souhaitée, il faut, pour le couple de paramètres rayon de l'anneau - hauteur du plot, que la sensibilité  $S$  soit supérieure à  $S_{min} = 0,57 \text{ pF}^{-1}$

La Figure III.47 montre les sensibilités obtenues pour différents couples rayon de l'anneau - profondeur de plot. Les solutions permettant de couvrir la bande de 80 MHz avec différents pas d'agilité se trouvent au-dessus de  $0,57 \text{ pF}^{-1}$

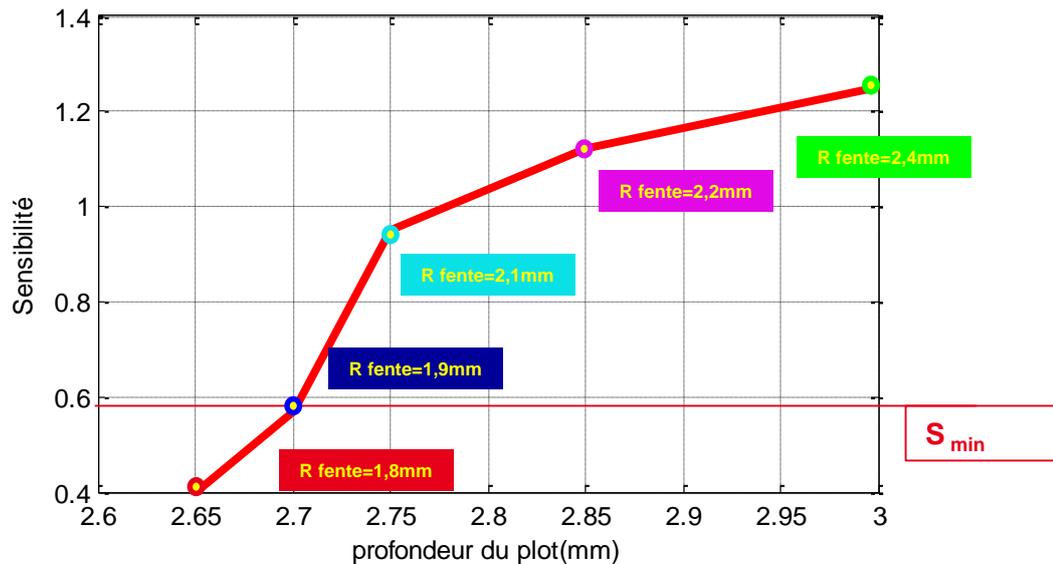


Figure III.47 : Sensibilité avec différents jeux de dimensions

Grâce à cette courbe, on constate que la profondeur du plot doit être supérieure à 2,7 mm et, par conséquent, que le rayon de l'anneau doit être de l'ordre de 2 mm pour caler la fréquence dans la gamme spécifiée.

Dans notre cas, nous voulons couvrir une bande de 80 MHz (2,4-2,48 GHz) avec un pas de 8MHz donc nous pouvons nous restreindre à 10 états correspondant à une variation de la capacité située entre 0,6 pF et 1,65 pF. En réduisant l'excursion vers les valeurs élevées de capacité, nous réduirons les pertes plus importantes pour ces états. La sensibilité dans ce cas, notée  $S_{solution}$  est défini par :

$$S_{solution} = \frac{1}{\Delta c} \approx 0,95 pF^{-1} \quad III-4$$

Où  $\Delta C = C_{\text{état } 8} - C_{\text{état } 0}$

$C_{\text{état } 8}$  : valeur à l'état 9 de la capacité (1,65 pF).

$C_{\text{état } 0}$  : valeur à l'état 0 de la capacité (0,6 pF).

En se basant sur cette étude, une profondeur du plot de 2,75 mm a été retenue, avec un rayon de l'anneau de l'ordre de 2,1 mm permettant d'assurer l'accordabilité sur la bande spécifiée.

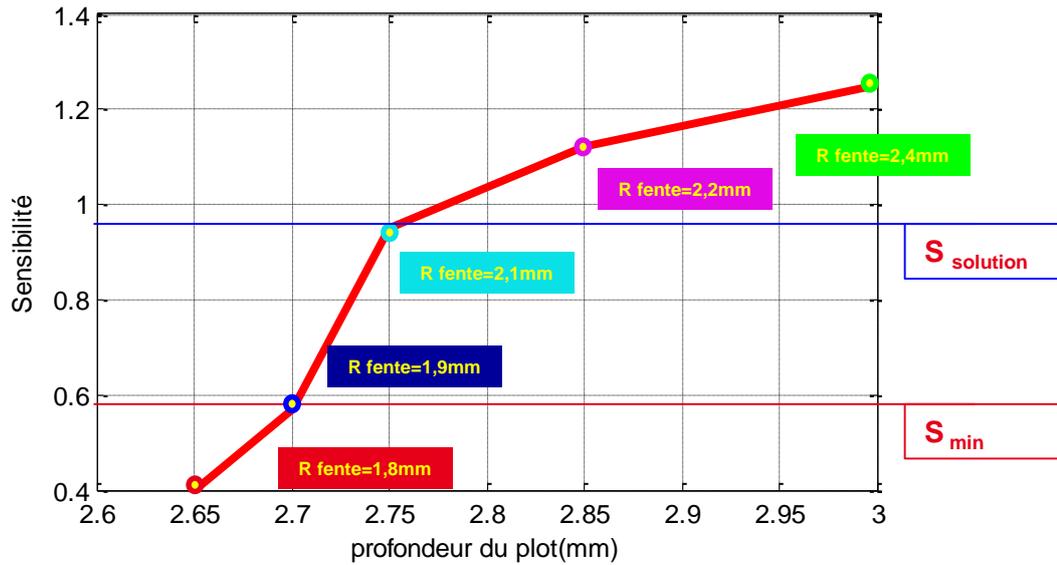


Figure III.48 : Sensibilité en fonction de différents jeux des dimensions

Pour minimiser les pertes et assurer l'accordabilité sur la bande spécifiée, une profondeur du plot de 2,75 mm a donc été retenue, avec un rayon de l'anneau de l'ordre de 2,1 mm.

### III.5. Résonateur compact accordable en fréquence

#### III.5.a. Simulation du cas nominal avec une capacité idéale

La simulation du résonateur avec un plot de 2,75 mm de profondeur et un anneau de 2,1 mm de rayon conduit à l'ensemble de réponses présenté sur la Figure III.49

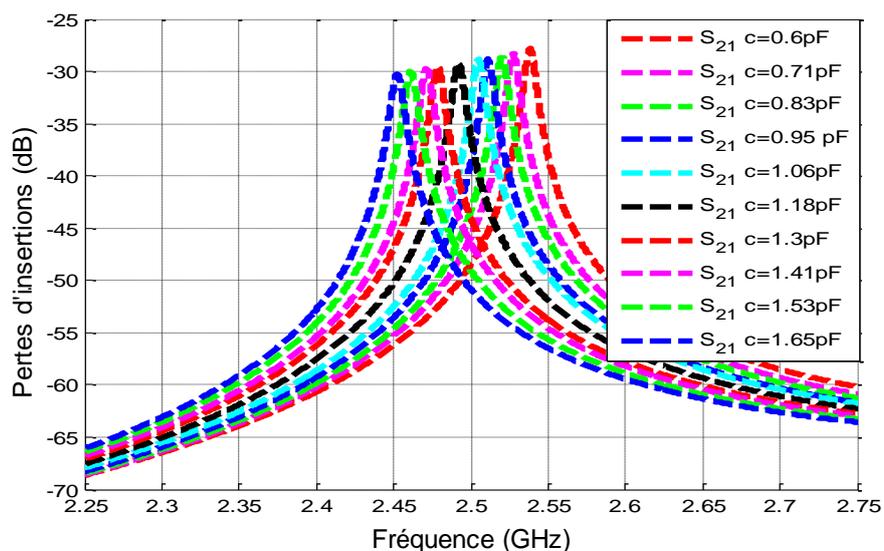


Figure III.49 : Evolution de la réponse du résonateur en fonction des valeurs de la capacité

Le décalage fréquentiel du résonateur est dû à l'introduction des motifs coplanaires sur le toit du résonateur. Ainsi les dimensions sont bien choisies afin de couvrir la bande de 80 MHz avec un pas de 8 MHz. La Figure III.49 montre que l'augmentation de la valeur de la capacité induit un décalage fréquentiel vers les basses fréquences. A partir de ces réponses, on peut également estimer un facteur de qualité, qui ne tient cependant pas compte des pertes de l'élément accordable, mais on voit cependant sur la figure précédente que la valeur de la capacité modifie légèrement le facteur de qualité. Le Tableau III-9

récapitule les performances du résonateur accordable avec un élément d'accord idéal (sans pertes).

Tableau III-9 : Résumé des performances du résonateur en fonction des valeurs de la capacité

Valeur de la capacité	Fréquence de résonance	Facteur de qualité
0,6	2,536	358
0,71	2,527	356
0,83	2,518	354
0,95	2,51	345
1,06	2,502	338
1,18	2,494	332
1,3	2,485	329
1,41	2,476	315
1,53	2,462	305
1,65	2,451	295

### III.5.b. Report de l'élément d'accord sur le PCB de commande

Afin de finaliser cette étude sur l'accordabilité, nous devons considérer une capacité plus fidèle du comportement réel et concevoir un circuit (PCB pour *printed circuit board*) de commande.

La Figure III.50 présente la structure du résonateur accordable par capacité DTC montée sur un PCB qui permet également un routage des commandes. Le PCB est réalisé sur un substrat RO4003C ( $\epsilon_r=3,55$  et  $\tan\delta=2,7 \times 10^{-3}$ ). Une rangée de vias est insérée sur les bords du PCB afin de relier les masses de métallisations. Deux autres vias sont insérés au milieu du PCB : le premier relie la borne RF<sup>+</sup> de la capacité au disque flottant formé par l'anneau et le deuxième relie la borne RF<sup>-</sup> de la capacité à la masse du résonateur.

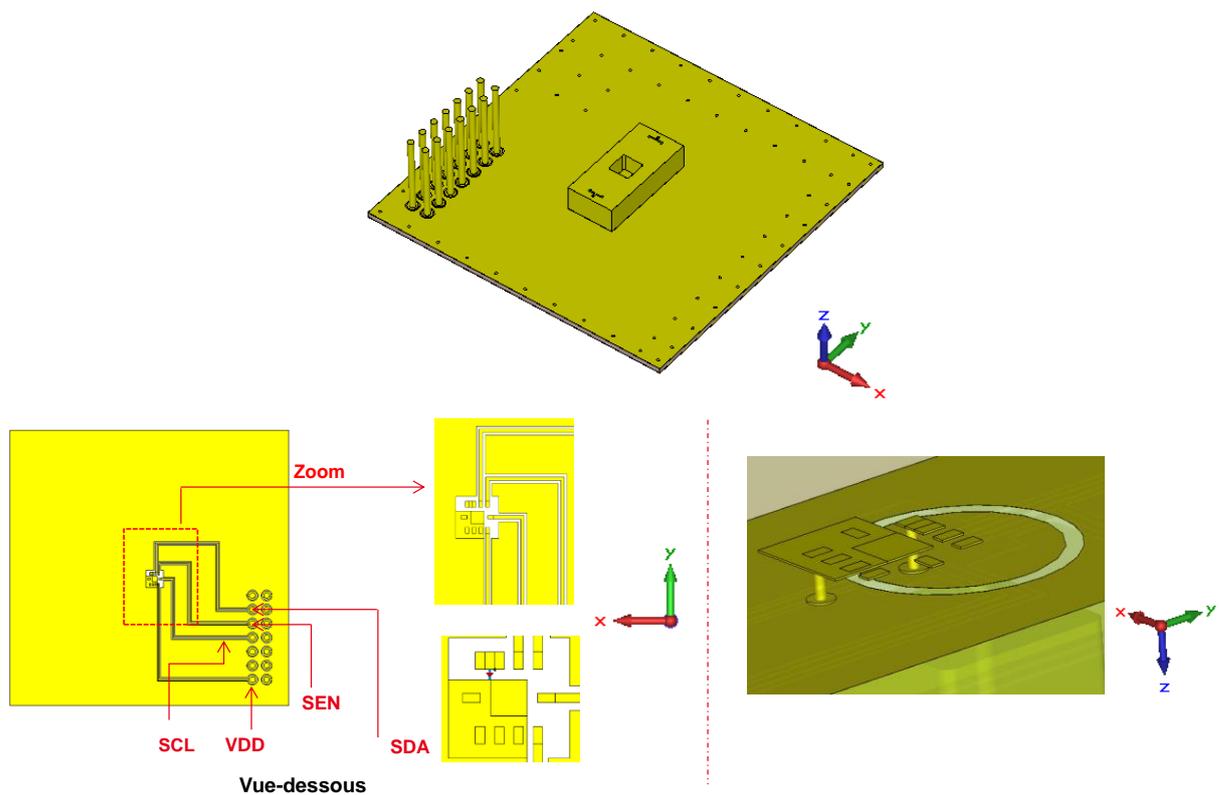


Figure III.50 : Résonateur accordable avec PCB de commande sur lequel est reportée la capacité variable

En vue de la réalisation, afin de positionner les deux vias reliant les bornes RF<sup>+</sup> et RF<sup>-</sup> de la capacité variable, la largeur de démétallisation (gap) de l'anneau est réduite à 0,3 mm.

Cette dernière a un effet négligeable sur les performances du résonateur comme expliqué auparavant.

Les résultats de simulation de cette structure, prenant en compte la résistance équivalente de pertes,  $Req$ , du composant accordable et les pertes que peut engendrer son circuit de commande, sont montrés sur la Figure III.51. L'élément accordable permet effectivement de décaler la fréquence de résonance de 2,52 à 2,43 GHz avec un pas de 8 MHz.

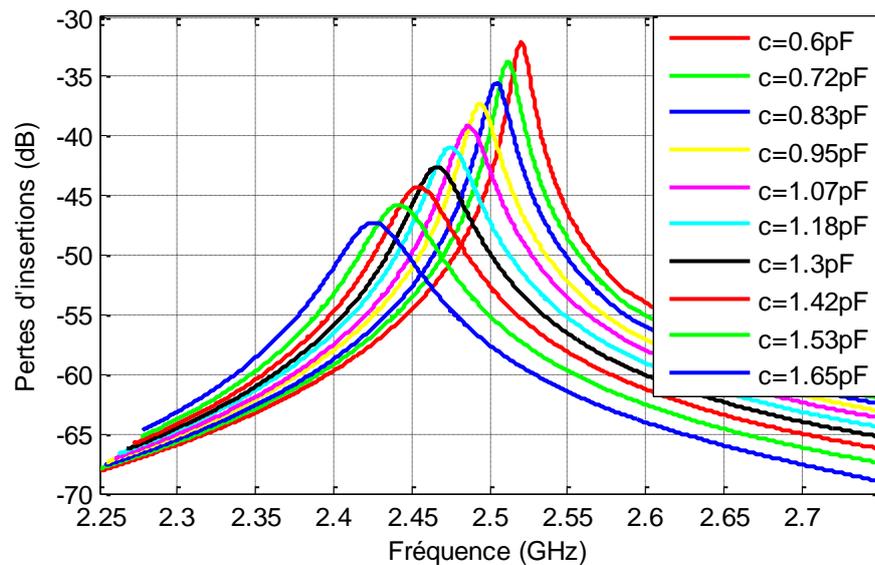


Figure III.51 : Réponse du résonateur en prenant en compte toutes les sources de pertes, y compris pour la commande de l'élément accordable

On observe cependant que le facteur de qualité est fortement dégradé lorsqu'on se décale vers les basses fréquences. Les facteurs de qualité sont extraits pour chaque état et reportés dans le Tableau III-10.

Tableau III-10 : Synthèse des performances du résonateur en fonction des valeurs l'état

Etats	Valeur de la capacité	Fréquence de résonance	Facteur de qualité
0	0,6	2,521	220
1	0,71	2,512	175
2	0,83	2,505	130
3	0,95	2,494	116
4	1,06	2,487	107
5	1,18	2,475	94

6	1,3	2,466	88
7	1,41	2,455	79
8	1,53	2,442	71
9	1,65	2,434	68

### III.5.c. Report de l'élément d'accord sur le résonateur

Pour tenter de réduire les pertes obtenues avec la première solution, nous avons également étudié un report direct de la capacité sur le résonateur et reporté l'ensemble sur un PCB de commande comme présenté sur la Figure III.52.

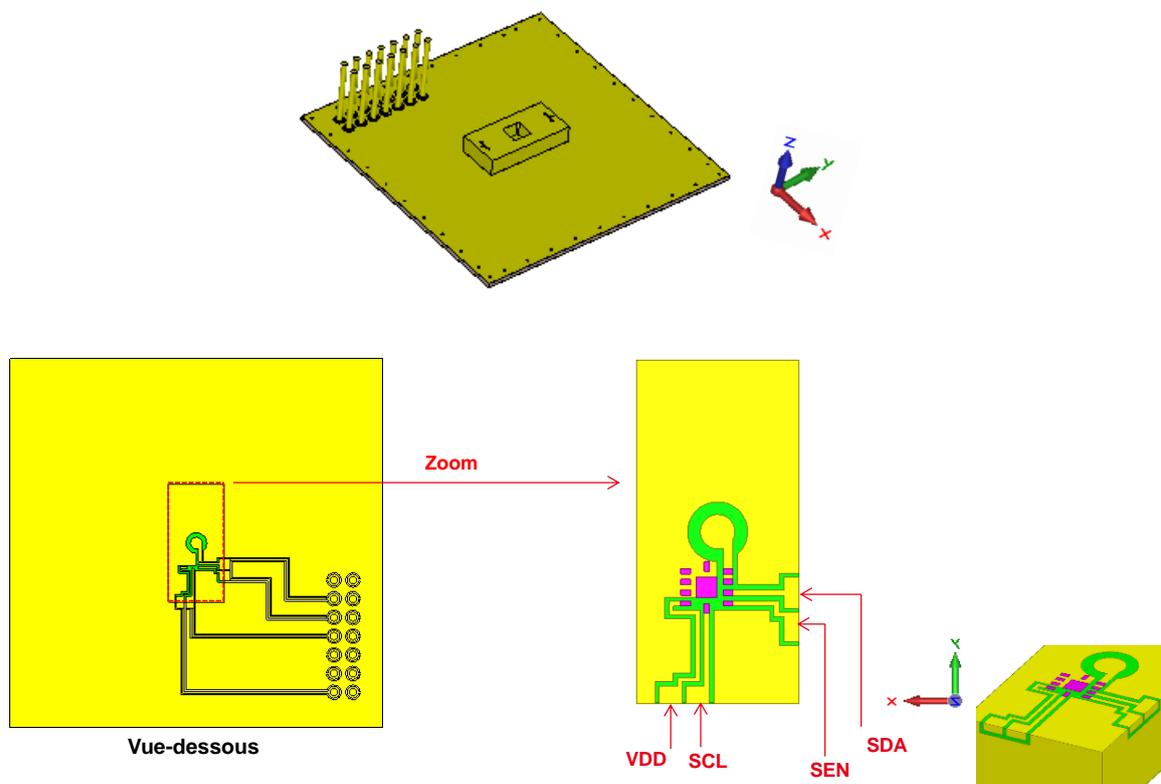


Figure III.52 : Résonateur accordable avec PCB de commande

Le report de la capacité directement sur le résonateur implique d'intégrer également à sa surface les lignes de commande qui modifient la charge capacitive vue par le résonateur à plot par rapport à la simple fente en anneau précédente. Une optimisation a donc été effectuée selon la méthodologie présentée précédemment, en incluant les motifs de commande.

Dans cette configuration, on aboutit à une profondeur de plot de 2,52 mm et à un rayon d'anneau de 1,4 mm.

Les résultats simulés sont présentés sur la Figure III.53. La variation de la capacité entre ses valeurs extrêmes permet de décaler la fréquence de résonance entre 2,54 et 2,44 GHz par pas de 8 MHz.

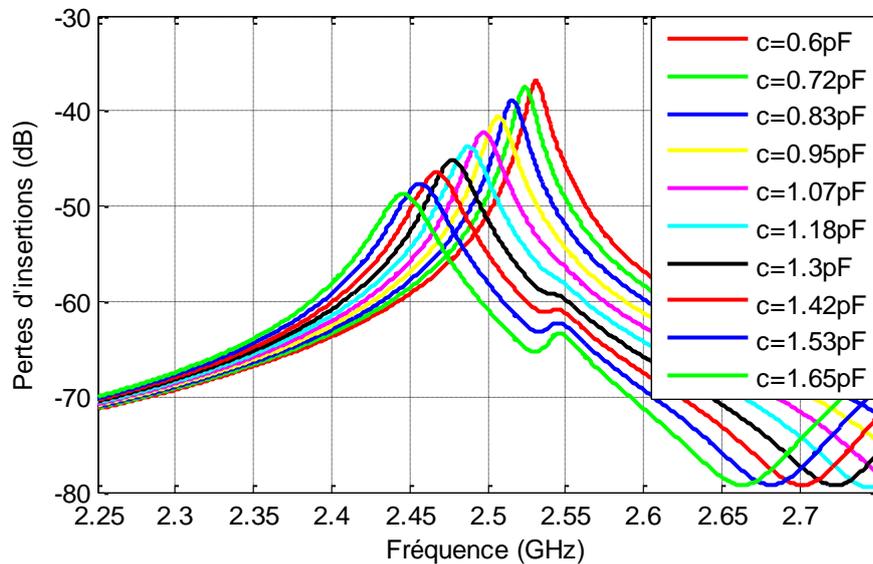


Figure III.53 : Pertes d'insertion du résonateur

Encore une fois, les facteurs de qualité sont fortement impactés. Le Tableau III-11 récapitule les performances du résonateur accordable dans cette configuration. On observe ici un peu moins de pertes que pour la première solution (report de l'élément accordable sur le PCB), mais on note des résonances parasites en haute fréquence.

Tableau III-11 : Synthèse des performances du résonateur en fonction des valeurs de la capacité

Etats	Valeur de la capacité	Fréquence de résonance	Facteur de qualité
0	0,6	2,531	219
1	0,71	2,523	181
2	0,83	2,515	164
3	0,95	2,507	149
4	1,06	2,5	131
5	1,18	2,492	125
6	1,3	2,484	109
7	1,41	2,476	94
8	1,53	2,467	88

9	1,65	2,448	74
---	------	-------	----

### III.6. Filtre compact accordable en fréquence

#### III.6.a. Report des éléments d'accord sur le PCB de commande

Le filtre compact comporte deux résonateurs accordables présentés précédemment et couplés entre eux par un iris de couplage rectangulaire. Dans cette première version, les éléments d'accord sont reportés sur le PCB de commande.

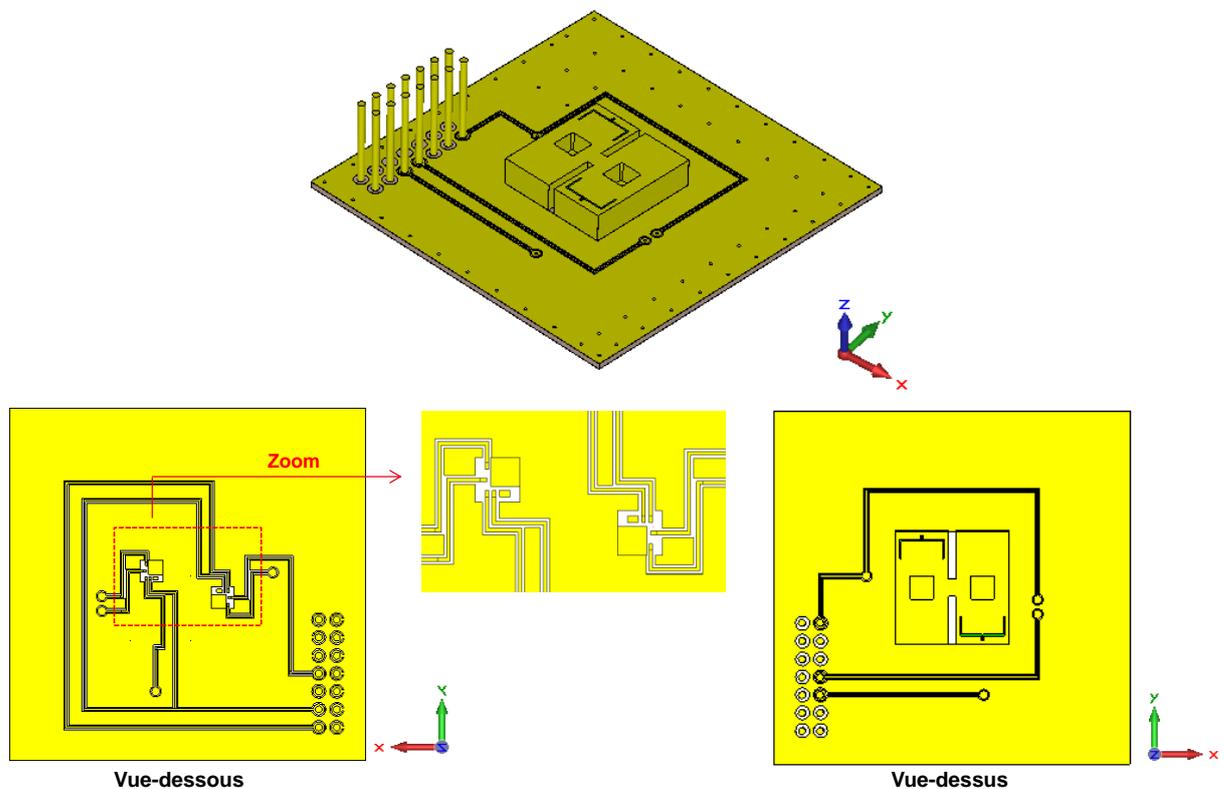


Figure III.54 : Filtre accordable avec PCB de commande (éléments d'accord sur le PCB)

La conception suit les mêmes étapes que celles du résonateur. La réponse simulée du filtre est présentée sur la Figure III.55. La bande couverte grâce à la variation de la charge capacitive est de 80 MHz, entre 2,48 et 2,4 GHz, avec un pas de 8 MHz. Le niveau de pertes d'insertion varie entre 4,8 et 12,3 dB.

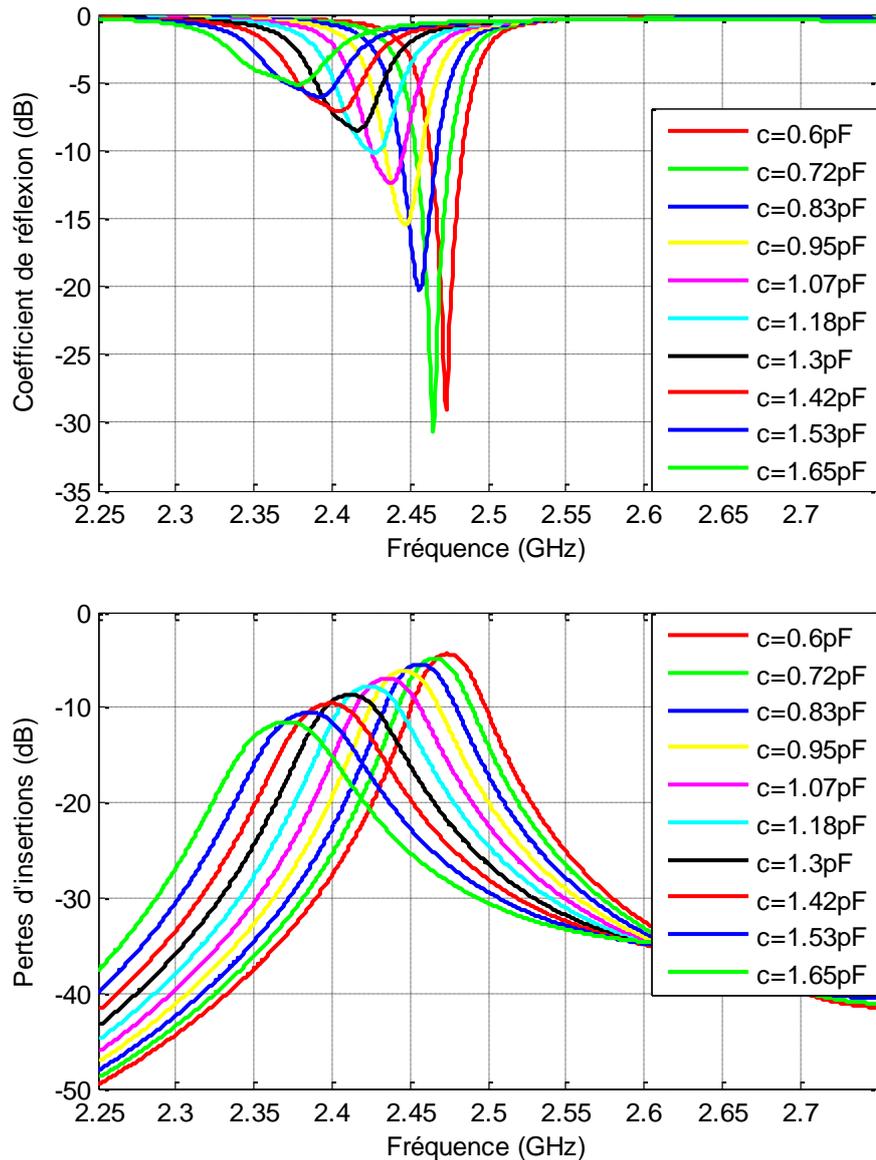


Figure III.55 : Paramètres S du filtre en fonction des valeurs de la capacité

### III.6.b. Report des éléments d'accord sur le filtre

La deuxième topologie du filtre intègre les éléments d'accord directement sur les résonateurs comme présenté sur la Figure III.56

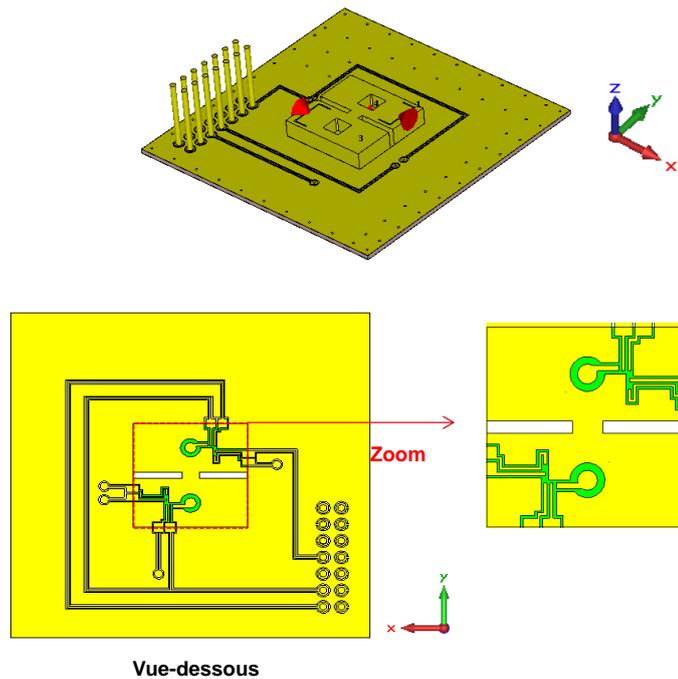
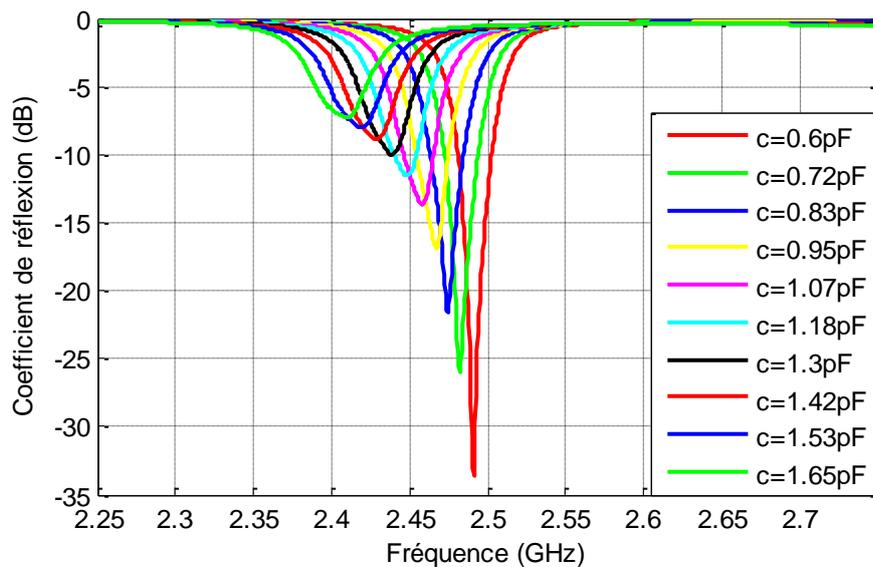


Figure III.56 : Filtre accordable avec PCB de commande (éléments d'accord sur le filtre)

La réponse simulée de ce filtre est présentée sur la Figure III.57. La bande totale balayée grâce à la variation de la charge capacitive est de 80 MHz entre 2,49 et 2,41 GHz, avec un pas de 8 MHz. Le niveau de pertes d'insertion varie entre 4,8 et 12,1 dB.

Comme pour le résonateur unitaire, on constate que le filtre possède moins de pertes dans cette configuration, mais que les réponses sont perturbées une nouvelle fois par des remontées parasites en haute fréquence.



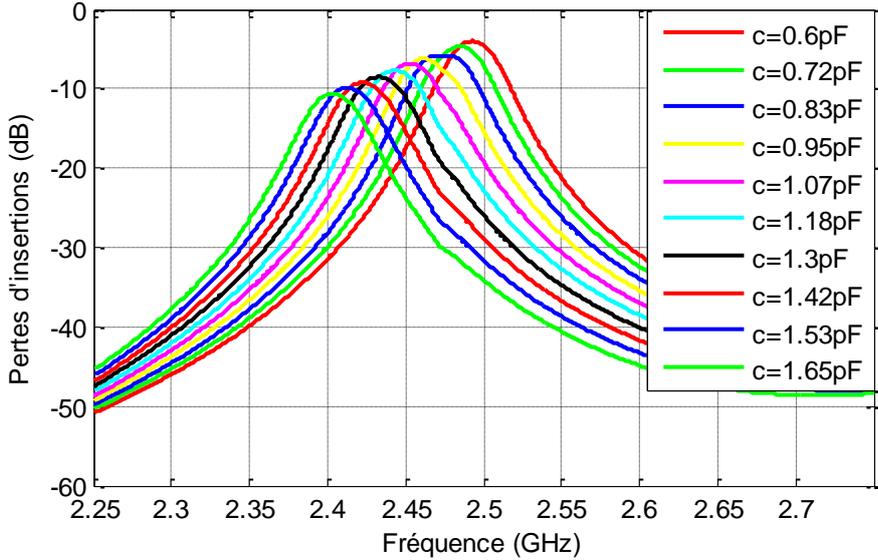


Figure III.57 : Paramètres S du filtre en fonction des valeurs de la capacité

## IV. Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté plusieurs topologies pour concevoir un filtre miniature à fort facteur de qualité à base de cavités diélectriques résonantes. Deux techniques de miniaturisation ont été présentées et sont susceptibles de répondre aux besoins:

- La première technique consiste à charger la cavité par des matériaux céramiques à haute permittivité et à faibles pertes afin de réduire les dimensions. Cette approche est validée par des simulations et des mesures de prototypes (résonateur et filtre constitué de résonateurs empilés).
- La deuxième technique consiste à insérer un plot capacitif au milieu du résonateur pour décaler la fréquence de résonance vers les basses fréquences et de ce fait, réduire les dimensions du filtre. Cette approche permet d'utiliser des matériaux céramiques à très faible pertes comme l'alumine. Une étude approfondie a été menée sur le meilleur dimensionnement possible d'un résonateur et du filtre réalisé par empilement de résonateurs. L'analyse présentée a été validée par les simulations et des mesures.

Une deuxième topologie a été proposée, combinant les 2 approches précédentes pour intégrer le filtre de manière monolithique, afin de réduire les problèmes liés à l'assemblage de résonateurs. Un filtre à deux pôles a été optimisé, fabriqué et mesuré pour valider le principe de fonctionnement de la structure. Les résultats théoriques et expérimentaux sont en bon accord avec des rétro-simulations effectuées en utilisant les dimensions réelles des prototypes réalisés.

Cette structure a ensuite servi de base à la conception d'un filtre compact accordable. L'accord est effectué grâce à une capacité accordable introduite dans une fente en anneau gravée sur la face inférieure de chaque résonateur, au niveau du plot, là où l'effet capacitif est le plus important. Une analyse paramétrique complète a été menée afin d'optimiser les dimensions du plot et de l'anneau démétallisé, avec la capacité accordable sélectionnée, et atteindre un accord de 80 MHz tout en garantissant des pertes minimales.

Deux solutions de report de l'élément d'accord, directement sur la structure de filtrage ou par l'intermédiaire du circuit de commande, ont été étudiées. Une validation expérimentale des différentes structures accordables est prévue.





**Chapitre IV - Conception conjointe d'un sous –  
système filtre-antenne**



## **CHAPITRE IV - CONCEPTION CONJOINTE D'UN SOUS –SYSTEME FILTRE-ANTENNE**

**167**

<b>I. Introduction .....</b>	<b>171</b>
I.1. Etude des performances d'un filtre chargé sur différentes impédances .....	173
I.1.a. Circuit équivalent d'un filtre chargé sur une charge réelle fixe	175
I.1.b. Circuit équivalent d'un filtre chargé sur une impédance complexe	176
I.1.b.1. Caractéristique d'une ligne de transmission idéale	177
I.1.b.2. Exemple explicatif	178
I.1.b.3. Effet de l'impédance caractéristique de la ligne	180
I.1.c. Application sur un filtre compact chargé par différentes charges réelles en simulation électromagnétique	180
<b>II. Conception conjointe du sous-système filtre-antenne miniature .....</b>	<b>182</b>
II.1. Rappel des performances de l'antenne fil-plaque miniature.....	182
II.2. Synthèse d'une ligne triplaque sur l'impédance complexe de l'antenne.....	183
II.3. Synthèse du filtre .....	187
II.4. Optimisation de la structure globale filtre antenne .....	189
II.4.a. Modèle circuit du sous-système	189
II.5. Modèle électromagnétique du sous-système .....	191
II.6. Validation expérimentale .....	193
II.7. Comparaison des approches de conception classique et de conception conjointe.....	201
<b>III. Conclusion.....</b>	<b>204</b>



## I. Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté une antenne miniature adaptée sur une impédance optimale différente de  $50 \Omega$  pour laquelle l'antenne présente une efficacité de rayonnement maximale. D'autre part, un filtre compact intégré présentant deux pôles, de mêmes dimensions que l'antenne miniature a été développé pour présenter des pertes d'insertion minimales.

Dans ce chapitre, une nouvelle approche concernant la conception conjointe d'un sous-système filtre-antenne pour des applications dans la bande ISM à 2,4 GHz sera présentée. En effet, contrairement à l'approche classique qui consiste à optimiser l'adaptation de l'antenne miniature et du filtre sur  $50 \Omega$ , on cherche ici à trouver une impédance optimale qui peut être différente de  $50 \Omega$  sur laquelle l'antenne présentera une efficacité de rayonnement maximale et le filtre des pertes minimales.

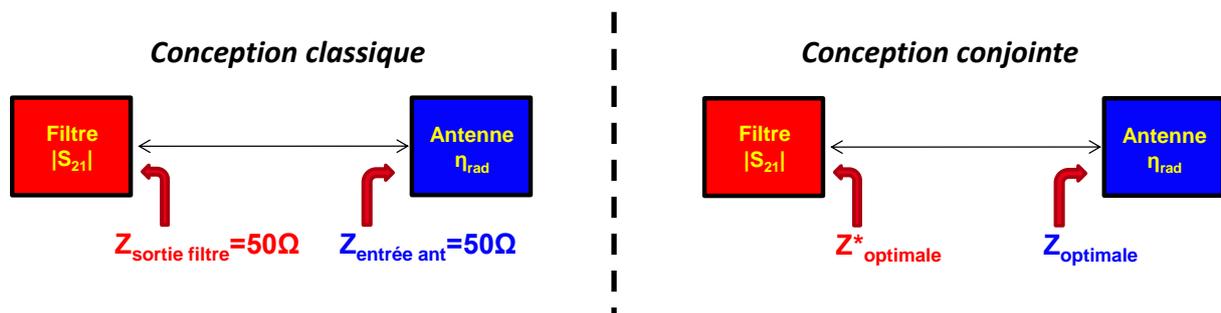


Figure IV.1 : approche classique (à gauche) et approche conjointe (à droite) d'un sous-système filtre-antenne.

Le chapitre 2 a montré qu'il était possible de miniaturiser une antenne tout en conservant un niveau d'efficacité de rayonnement constant au détriment de son adaptation sur  $50 \Omega$ . L'idée ici est de développer et d'optimiser le filtre sur l'impédance complexe conjuguée. La première partie de ce chapitre sera donc consacrée à une étude en circuit équivalent d'un filtre à deux pôles chargé sur diverses impédances (réelles et complexes). L'optimisation portera sur les différents paramètres de couplage (entrée/sortie et entre résonateurs) et de fréquences de résonance afin de conserver les performances d'un filtre chargé sur  $50 \Omega$ . Cette première partie se terminera par la conception électromagnétique d'un filtre compact optimisé sur une impédance différente de  $50 \Omega$  à 2,5 GHz.

En se basant sur les performances de l'antenne fil-plaque présentées dans le chapitre 2 et de l'étude faite sur l'optimisation du filtre sur une impédance complexe, la deuxième partie

montera la conception conjointe d'un sous-système filtre antenne miniature à 2,5 GHz. Une étude, présentant la conception classique d'un dispositif filtre-antenne, sera menée en parallèle et notre méthodologie de co-développement sera finalement validée par la comparaison des performances obtenues par les deux approches.

## I.1. Etude des performances d'un filtre chargé sur différentes impédances

### I.1.a. Circuit équivalent d'un filtre chargé sur une 50Ω

Dans ce paragraphe, nous étudions les performances d'un filtre en fonction de sa charge en sortie. Pour cela, nous avons décidé d'élaborer un circuit équivalent du filtre à deux pôles en éléments localisés grâce au logiciel de circuit ADS (Advanced Design Simulator d'Agilent). A partir d'une fonction de filtrage désirée, la théorie des filtres permet de déterminer l'architecture, les coefficients de couplage (en entrée/sortie et entre les résonateurs) et la fréquence de résonance de chaque résonateur, ce qui caractérise entièrement le circuit équivalent en éléments localisés, présenté sur la Figure IV.2.

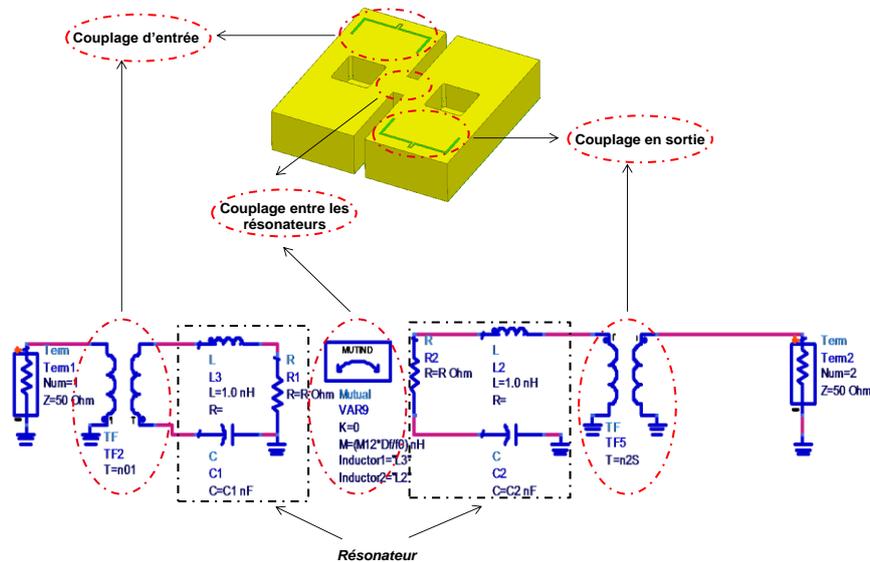


Figure IV.2 : Modèle d'un circuit équivalent du filtre proposé

Les paramètres d'optimisation du filtre sont donc :

- Les couplages en entrée/sortie, modélisés par deux transformateurs. Les rapports de transformation ( $n_{01}$  et  $n_{2S}$ ) sont reliés aux coefficients du couplage ( $M_{01}$ ,  $M_{2S}$ ) par la relation IV-1:

$$n_{01,2S} = M_{01,2S} \times \frac{\Delta f}{50} \quad IV-1$$

$n_{01,2S}$  caractérise le rapport de transformation du transformateur,

$M_{01,2S}$  est le coefficient de couplage en entrée/sortie,

$\Delta f$  est la bande passante du filtre.

- le couplage entre les résonateurs, modélisé par la mutuelle inductance ( $M$ ), est reliée au coefficient de couplage  $M_{12}$  par la relation IV-2.

$$M = M_{12} \times \frac{\Delta f}{f_0} \quad \text{IV-2}$$

$M_{12}$  est le coefficient de couplage entre les deux résonateurs,  
 $\Delta f$  est la bande passante du filtre,  
 $f_0$  la fréquence de résonance.

Le circuit équivalent chargé sur une impédance de 50  $\Omega$  correspond à la simulation électromagnétique présentée précédemment dans le troisième chapitre. Les valeurs des différents coefficients de couplage sont obtenues classiquement par synthèse [118] :

- ✓  $M_{01}=1,64$ .
- ✓  $M_{12}=2,58$ .
- ✓  $M_{2s}=1,64$ .

Les réponses du modèle EM et du circuit équivalent sont comparées sur la Figure IV.3

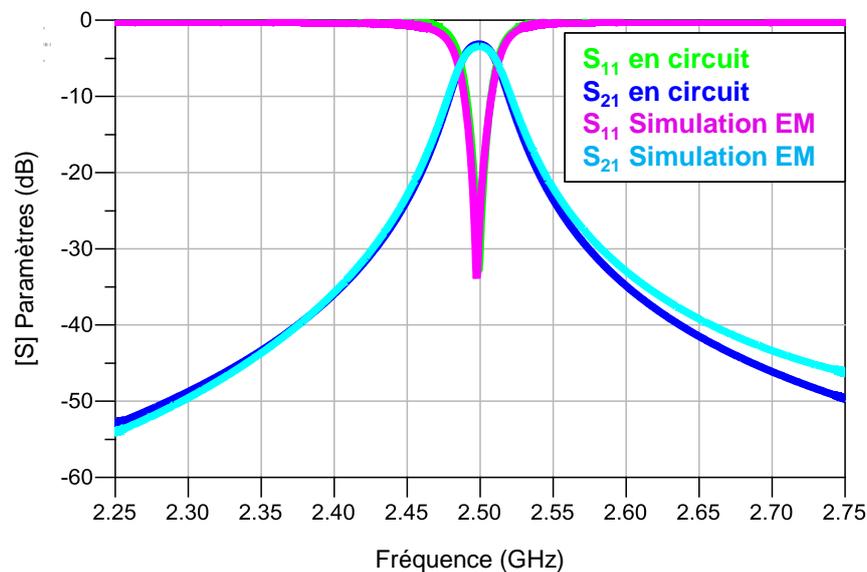


Figure IV.3 : Paramètres  $S$  en circuit et en simulation EM du filtre

Par la suite, nous voulons étudier la variation des performances d'un filtre chargé par des impédances réelles, puis complexes, mais toujours fixes en fonction de la fréquence.

### I.1.b. Circuit équivalent d'un filtre chargé sur une charge réelle fixe

Dans ce paragraphe, nous étudions la variation des coefficients de couplage pour un filtre chargé sur différentes impédances réelles fixes, de 25 Ω à 150Ω.

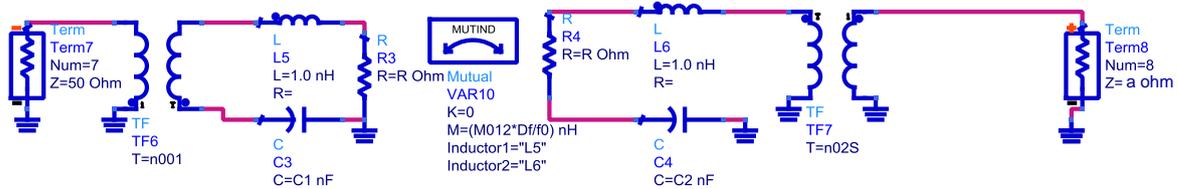


Figure IV.4 : circuit équivalent d'un filtre chargé sur une charge réelle

Le Tableau IV-1 récapitule les coefficients de couplage du filtre chargé sur différentes impédances réelles ( $Z_s$ ). Ces valeurs de paramètres permettent de conserver la réponse nominale du filtre chargé sur 50 Ω.

Tableau IV-1 : valeurs des paramètres de couplage du filtre pour différentes impédances réelles

$Z_{\text{sortie}}(\text{a}\Omega)$	$M_{01}$	$M_{2S}$	$M_{12}$	$Q_0$	$S_{21}$ (dB)	BW(MHz)
<b>25</b>	1.64	<b>2,31</b>	2,58	370	-3,42	8
<b>50</b>	1.64	<b>1,64</b>	2,58	370	-3,42	8
<b>75</b>	1.64	<b>1,33</b>	2,58	370	-3,42	8
<b>100</b>	1.64	<b>1,16</b>	2,58	370	-3,42	8
<b>150</b>	1.64	<b>0,94</b>	2,58	370	-3,42	8

Le Tableau IV-1 montre que pour conserver les performances du filtre quelle que soit la valeur de la charge réelle considérée à la sortie ( $Z_s$ ), et notamment un niveau de pertes d'insertion identique, il suffit d'ajuster le coefficient de couplage en sortie,  $M_{2S}$ , avec la relation IV-3 (les autres coefficients du couplage restent fixes).

$$M_{2S(Z_{\text{sortie}})} = \frac{1}{\sqrt{K}} \times M_{2S(50\Omega)} \quad \text{IV-3}$$

$$\text{Avec } K = \frac{Z_{\text{sortie}}}{50}$$

$M_{2S(Z_{\text{sortie}})}$  est le couplage en sortie du filtre chargé sur une charge réelle,

$M_{2S_{50\Omega}}$  est la valeur du couplage en sortie du filtre chargé sur  $50\ \Omega$ .

On remarque ainsi que, plus la charge en sortie du filtre est faible, plus le couplage de sortie augmente. Les réponses du circuit pour différentes valeurs d'impédance en sortie sont présentées sur la Figure IV.5.

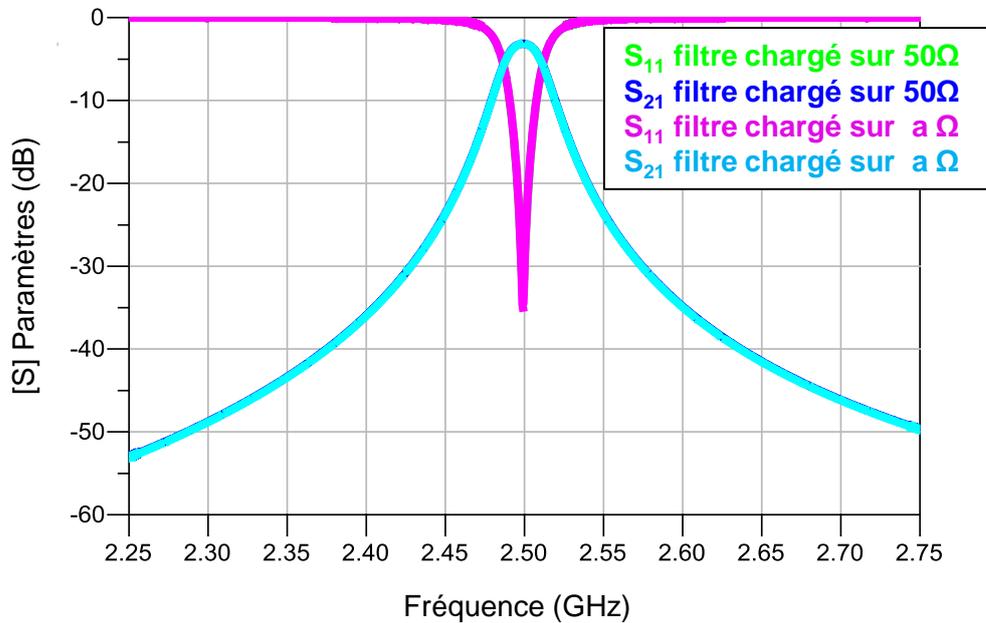


Figure IV.5 : paramètres  $S$  du filtre chargé sur une impédance réelle [a]

En résumé, on peut dire que quelle que soit la charge réelle à la sortie du filtre, il est théoriquement possible de conserver les mêmes performances en ajustant le coefficient de couplage en sortie du filtre ( $M_{2S}$ ).

### I.1.c. Circuit équivalent d'un filtre chargé sur une impédance complexe

Afin d'étudier les performances d'un filtre chargé sur une impédance complexe, il est possible d'ajouter une ligne ou un guide apportant un déphasage entre la charge et la sortie du filtre. De cette manière, la charge complexe devient réelle à la sortie du filtre.

Le circuit équivalent du filtre chargé sur une impédance complexe ( $a + j.b\ \Omega$ ) par l'intermédiaire d'une ligne idéale de longueur électrique ( $E$ ) est présenté sur la Figure IV.6

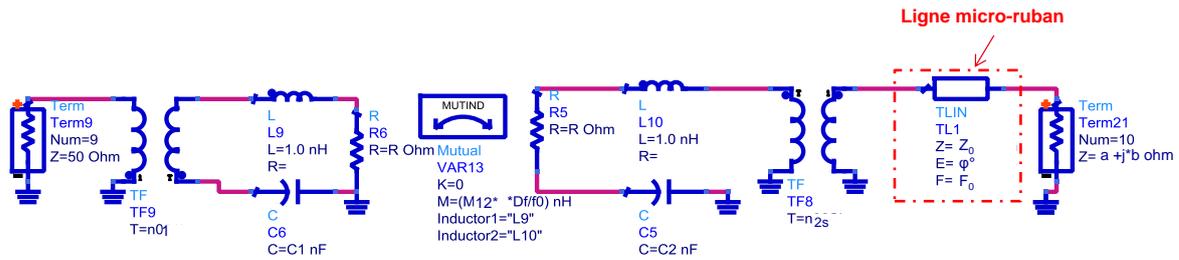


Figure IV.6 : circuit équivalent d'un filtre chargé sur une impédance complexe

### I.1.c.1. Caractéristique d'une ligne de transmission idéale

La ligne ajoutée est caractérisée par :

- $Z_0$  : impédance caractéristique de la ligne
- $F$  : fréquence de résonance.
- $E$  : longueur électrique de la ligne

Le tour de l'abaque de Smith, correspondant à une longueur électrique de  $360^\circ$ , équivaut à la demi-longueur d'onde ( $\lambda_0/2$ ) comme rappelé sur la Figure IV.7. Pour calculer la longueur réelle d'une ligne qui possède une longueur électrique  $E=\varphi^\circ$ , on aboutit donc simplement à la relation IV-4

$$l = \frac{E^{\text{deg}} \times \lambda}{2 \times 360} \quad \text{IV-4}$$

$l$  est la longueur réelle de la ligne en mm

$E^{\text{deg}}$  est la longueur électrique de la ligne en degré

$\lambda$  est la longueur d'onde est la constante de propagation.

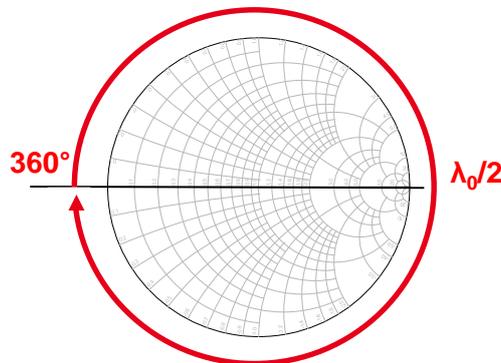


Figure IV.7 : Longueur électrique sur abaque de Smith

### I.1.c.2. Exemple explicatif

Le circuit présenté sur la Figure IV.8 peut être schématisé sous forme de trois blocs fonctionnels.

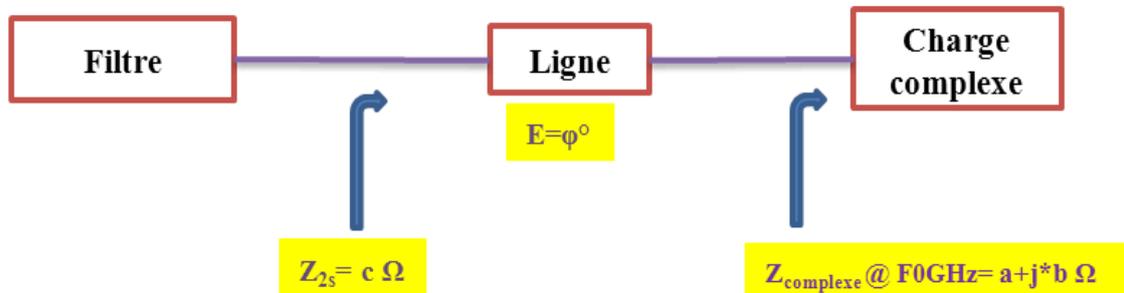


Figure IV.8 : Blocs fonctionnels d'un filtre chargé sur une impédance complexe -  $a$ ,  $b$ ,  $c$  et  $\varphi$  sont des valeurs réelles.

L'exemple pris pour expliquer notre étude sur la charge complexe, est l'impédance présentée par l'antenne miniature à sa fréquence de résonance de 2,5 GHz. Cette impédance est de l'ordre de  $9,54 - j.36 \Omega$  (cf chapitre 2).

Pour valider le concept, on fixe l'impédance caractéristique de la ligne à  $50 \Omega$  et on place la charge complexe optimale sur l'abaque de Smith. Ensuite, dans notre cas, on tourne sur l'abaque vers la source afin de déterminer la longueur électrique de la ligne ( $\varphi^\circ$ ) qui permet d'obtenir une charge réelle.

La Figure IV.9 montre l'impédance optimale sur l'abaque (pour  $E=0^\circ$ ) et la longueur électrique ( $E=36,5^\circ$ ) qui permet de la rendre réelle.

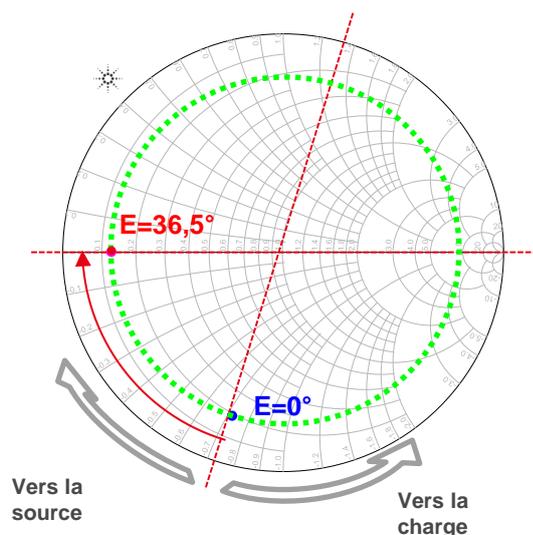


Figure IV.9 : impédance optimale sans ( $E=0^\circ$ ) et avec ( $E=36.5^\circ$ ) déphasage électrique

La Figure IV.9 montre qu'avec une longueur électrique de la ligne de l'ordre de  $36,5^\circ$ , on peut ramener l'impédance complexe présentée précédemment ( $9,54-j.36 \Omega$ ) à une impédance réelle de l'ordre de  $6 \Omega$ .

Une fois que le filtre est chargé sur une impédance réelle, on peut appliquer la relation IV-3 pour déterminer le couplage de sortie optimal. Pour une impédance caractéristique de la ligne valant  $50 \Omega$ , les valeurs des différents paramètres du circuit sont classées dans le Tableau IV-2.

Tableau IV-2 : paramètres optimisés du circuit équivalent

$Z_{\text{sortie}}(\Omega)$	$M_{01}$	$M_{12}$	$M_{2S}$	$E (^\circ)$	$L(mm)$
$9,54-j36$	1,64	2,58	4,73	36,5	6,15

La réponse du circuit équivalent est représentée sur la Figure IV.10.

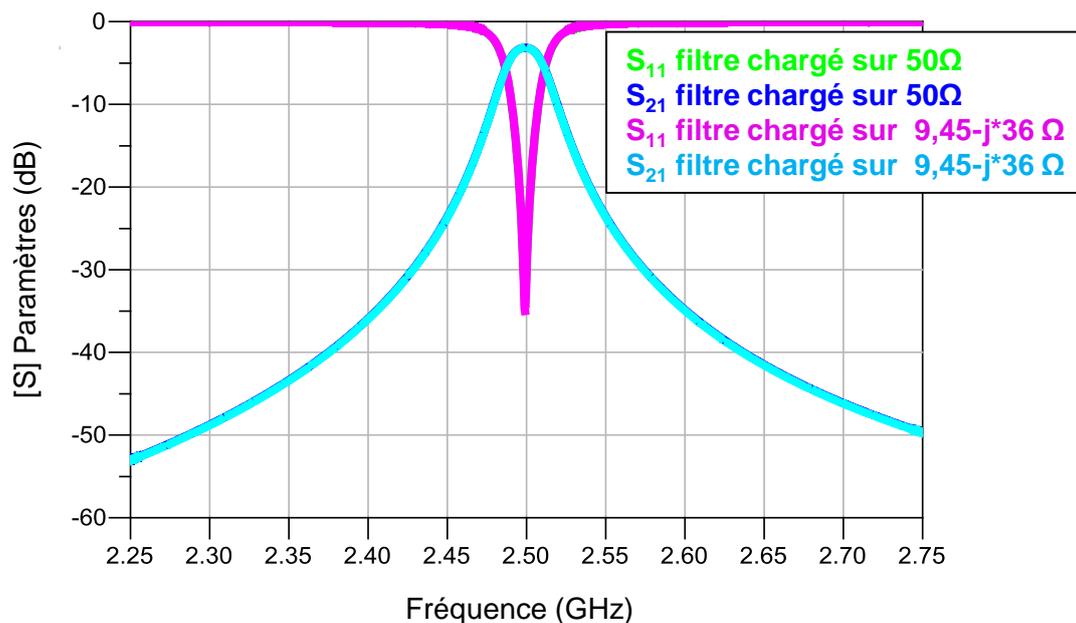


Figure IV.10 : réponse du filtre chargé sur l'impédance complexe  $9,45-j36 \Omega$  à phase compensée

En résumé, on peut dire que quelle que soit la charge complexe à la sortie du filtre il est possible de conserver les mêmes performances que pour un filtre chargé sur  $50 \Omega$  par l'ajout d'une ligne qui permet de rendre l'impédance réelle à la sortie du filtre, puis en ajustant le coefficient du couplage en sortie du filtre ( $M_{2S}$ ) par rapport à l'impédance réelle ramenée.

### I.1.c.3. Effet de l'impédance caractéristique de la ligne

Un autre paramètre de la ligne qu'il faut étudier est l'influence de son impédance caractéristique, sur l'impédance réelle ramenée à son entrée et sur sa longueur. Dans ce cas, nous avons connecté, à la sortie d'une ligne de transmission idéale, une impédance complexe de  $9,54-j36 \Omega$ , et nous avons optimisé la longueur électrique de la ligne pour différentes impédances caractéristiques.

Le Tableau IV-3 récapitule les valeurs des différents paramètres en fonction des impédances caractéristiques.

Tableau IV-3 : paramètres obtenus pour différentes impédances caractéristiques

$Z_c(\Omega)$	$M_{01}$	$M_{12}$	$M_{2S}$	$E^{\text{deg}}(^{\circ})$	$Z_e(\Omega)$	$L(\text{mm})$
25	1,64	2,58	<b>6,75</b>	56,44	2,95	9,4
50	1,64	2,58	<b>4,73</b>	36,5	6	6,1
75	1,64	2,58	<b>4,21</b>	26	7,56	4,35
100	1,64	2,58	<b>4,01</b>	20,15	8,35	3,35

Le Tableau IV-3 montre que quelle que soit l'impédance caractéristique de la ligne, il est possible d'obtenir théoriquement la même réponse mais que les longueurs de la ligne et les impédances d'entrée ramenées seront différentes. On note que, plus on augmente l'impédance caractéristique de la ligne plus la longueur de la ligne se réduit

### I.1.d. Application sur un filtre compact chargé par différentes charges réelles en simulation électromagnétique

Dans le paragraphe précédent, nous avons réalisé l'étude pour différentes impédances de charge, réelles ou complexes, à l'aide d'un circuit équivalent. Ce paragraphe est consacré à la validation de l'étude pour un modèle électromagnétique (EM).

Pour ce faire, nous avons considéré le filtre compact à deux pôles, optimisé sur  $50 \Omega$  dans le troisième chapitre. En se basant sur l'étude présentée précédemment, nous allons maintenant l'optimiser sur une charge réelle de l'ordre de  $6,15 \Omega$ , ce qui correspond, comme nous le verrons par la suite, à l'impédance ramenée par l'antenne miniature.

Les deux filtres optimisés sur  $50 \Omega$  et  $6,15 \Omega$  sont présentés sur la Figure IV.11

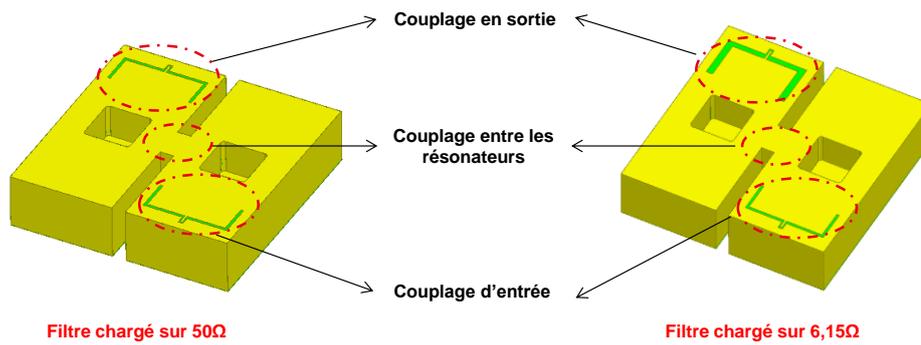


Figure IV.11 : filtre chargé sur différentes charges réelles

Sur la Figure IV.11 on peut reconnaître :

- Les couplages en entrée/ sortie caractérisés par deux motifs coplanaires
- Le couplage entre les deux résonateurs réalisé par un iris de couplage

Afin de conserver la réponse du filtre conçu sur  $50 \Omega$ , il suffit d'ajuster les dimensions du motif coplanaire à la sortie du filtre pour augmenter le coefficient du couplage, les autres systèmes de couplage demeurant identiques.

La réponse électromagnétique du filtre chargé sur  $6,15 \Omega$  est comparée à celle du filtre chargé sur  $50 \Omega$  sur la Figure IV.12

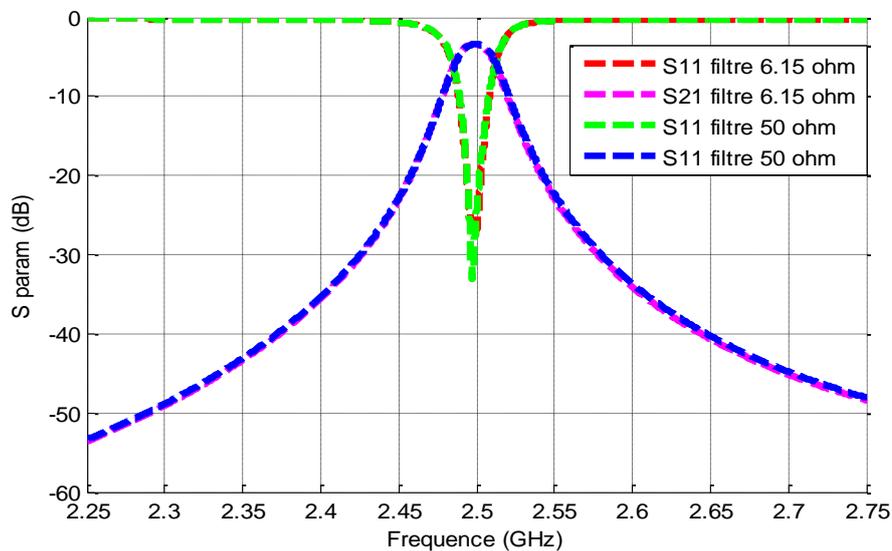


Figure IV.12 : Réponse EM du filtre chargé sur différentes charges réelles

Ces méthodes vont être appliquées aux deux structures antennaires présentées dans le deuxième chapitre, à savoir l'antenne de référence développée sur  $50 \Omega$  et l'antenne miniature optimisée sur une impédance complexe. Le développement d'une structure filtre antenne adaptée sur  $50 \Omega$  étant plus classique que celle sur une impédance complexe, seule la

conception conjointe de l'antenne miniature (désadaptée) et du filtre complémentaire sera présentée dans ce chapitre. La conception classique avec une antenne et un filtre adaptés sur  $50 \Omega$  est détaillée en annexe 2.

## II. Conception conjointe du sous-système filtre-antenne miniature

Le paragraphe précédent a montré qu'il était possible d'optimiser un filtre sur des impédances réelles quelconques en conservant des performances similaires au filtre adapté sur  $50 \Omega$ . En se basant sur ces résultats et sur les performances de l'antenne fil-plaque miniature présentée au chapitre 2, nous allons présenter dans ce paragraphe la co-conception du dispositif filtre-antenne miniature.

### II.1. Rappel des performances de l'antenne fil-plaque miniature

Dans le chapitre 2, nous avons vu qu'il était possible de diviser par deux le volume d'une antenne tout en conservant une efficacité de rayonnement optimale. Rappelons que le but n'était pas de chercher à adapter l'antenne mais d'optimiser sa capacité à rayonner. L'impédance d'entrée de l'antenne (qui est rappelée Figure IV.13) n'est donc pas égale à  $50 \Omega$  à 2,5 GHz (fréquence pour laquelle l'efficacité de rayonnement est maximale).

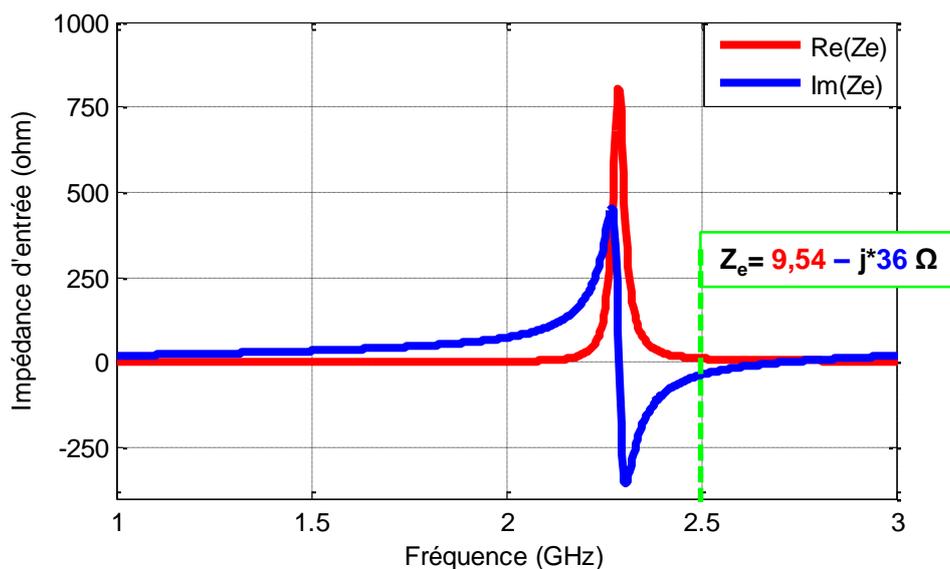


Figure IV.13 : Impédance d'entrée de l'antenne

La géométrie de l'antenne fil-plaque miniature est rappelée sur la Figure IV.14, elle présente des dimensions de  $16 \times 16 \times 4 \text{ mm}^3$  avec un rayon du fil de masse et une distance entre le fil de masse et le fil d'alimentation valant respectivement  $R_{\text{pin}}=1,5 \text{ mm}$  et  $d=2,95 \text{ mm}$ . Afin de ne pas perturber la mesure, elle a été étudiée sur un plan de masse de  $90 \times 90 \text{ mm}^2$ .

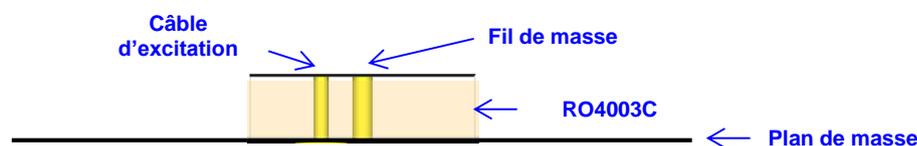


Figure IV.14 : Antenne fil-plaque miniature

L'efficacité de rayonnement mesurée atteignait 94,2 % à 2,5 GHz avec une impédance d'entrée égale à  $(9,54-j36) \Omega$ . Nous avons montré dans le paragraphe précédent qu'il était possible d'optimiser un filtre sur des impédances réelles. Afin d'adapter le filtre sur l'impédance complexe présentée par l'antenne à 2,5 GHz, il convient donc de rajouter une ligne entre le filtre et l'antenne pour compenser le déphasage et rendre la partie imaginaire nulle.

## II.2. Synthèse d'une ligne triplaque sur l'impédance complexe de l'antenne

Afin de connecter le filtre à l'antenne tout en ramenant une partie imaginaire nulle à la sortie du filtre, une ligne triplaque (stripline en anglais) est intégrée sous l'antenne. Son impédance est directement liée à sa largeur, à l'épaisseur du substrat et ses propriétés diélectriques (Figure IV.15).

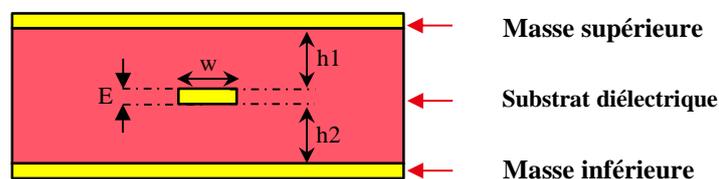


Figure IV.15 : Vue en coupe d'une ligne triplaque

Une ligne triplaque d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  et chargée sur l'impédance d'entrée de l'antenne est optimisée sous ADS afin d'ajuster sa longueur pour, qu'à 2,5 GHz, l'impédance d'entrée du système {ligne-antenne} soit purement réelle (Figure IV.16).

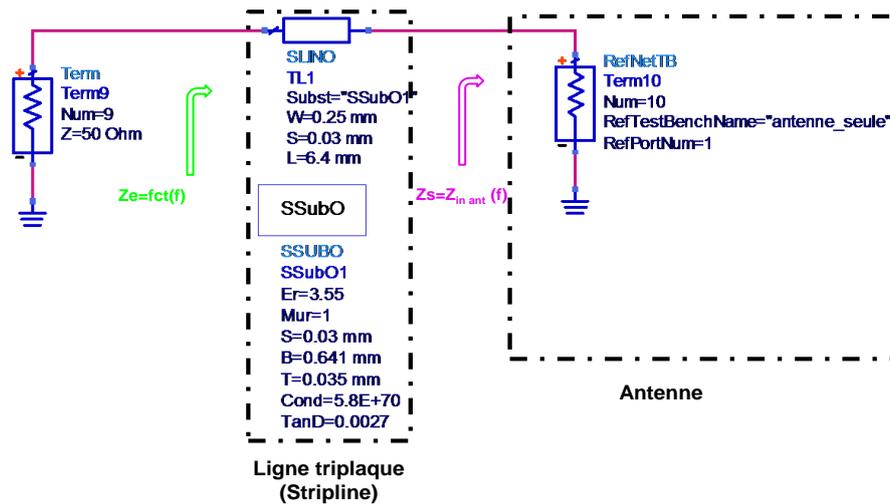


Figure IV.16 : Optimisation de la ligne triplaque sur l'impédance de l'antenne (variable en fonction de la fréquence)

La Figure IV.17 montre une comparaison de l'impédance d'entrée de l'antenne seule et de l'impédance d'entrée du système {ligne-antenne}. L'ajout d'une ligne d'impédance caractéristique 50  $\Omega$  et de longueur 6,4 mm permet ainsi de passer d'une impédance de (9,54-j36)  $\Omega$  à une impédance de 6,15  $\Omega$  à 2,5 GHz.

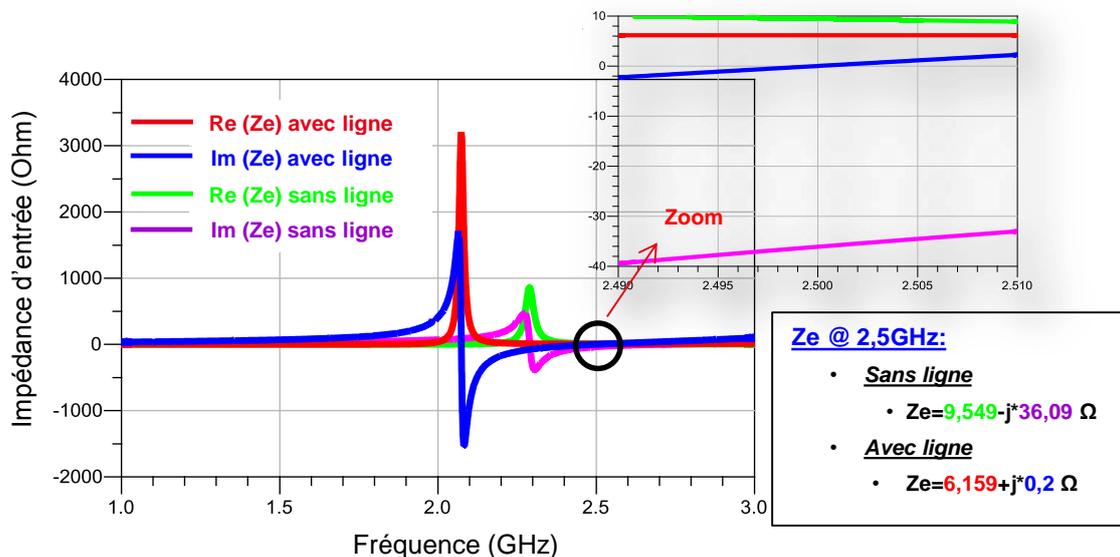


Figure IV.17 : comparaison de l'impédance d'entrée de l'antenne sans et avec ligne

Afin de valider le concept présenté précédemment en circuit, nous réalisons la simulation électromagnétique d'une ligne de même impédance caractéristique que celle présentée en circuit. Le modèle 3D de la ligne est présentée sur la Figure IV.18. Elle est réalisée sur un substrat Rogers RO4003C ( $\epsilon_r=3,55$ ,  $\tan\delta=0,0027$ ) d'épaisseur totale 0,641mm

et possède une largeur de  $250\ \mu\text{m}$  et une longueur de  $6,4\ \text{mm}$ . Elle est positionnée à  $h_1=0,203\text{mm}$  de la masse inférieure et à  $h_2=0,403\text{mm}$  de la masse supérieure . Des vias métalliques permettent de relier les deux faces métalliques entre elles.

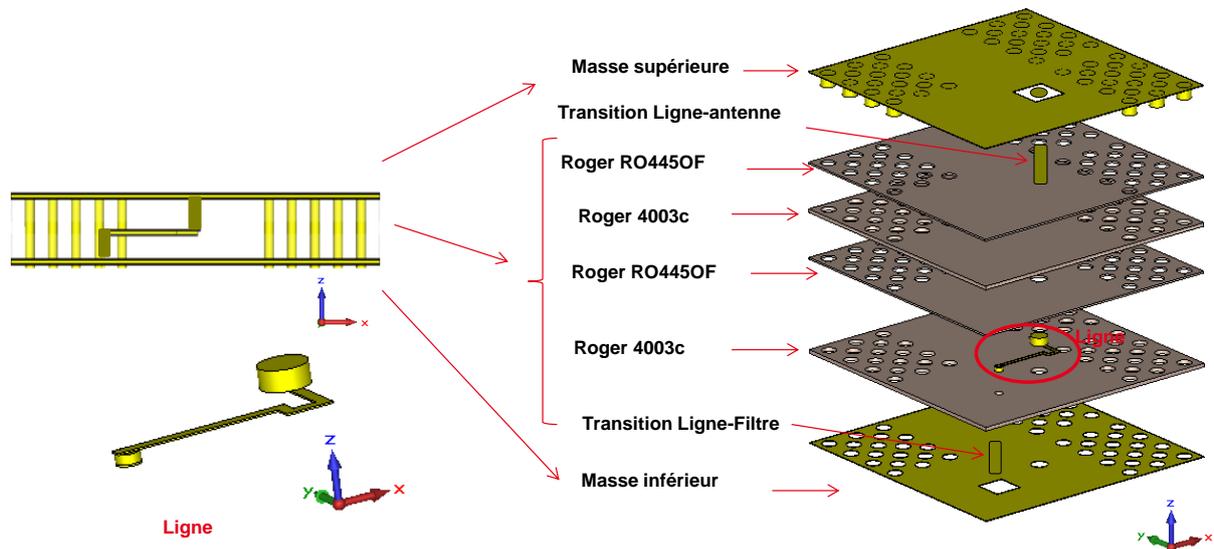


Figure IV.18 : Modèle 3D électromagnétique de la ligne triplaque (stripline)

Afin d'estimer les pertes dans la ligne, on charge la ligne sur  $50\ \Omega$  en entrée et en sortie et on détermine ses paramètres S. La Figure IV.19 présente le paramètre  $S_{21}$  de la ligne et montre que la ligne présente des pertes de l'ordre de  $0,03\ \text{dB}$  à  $2,5\ \text{GHz}$ .

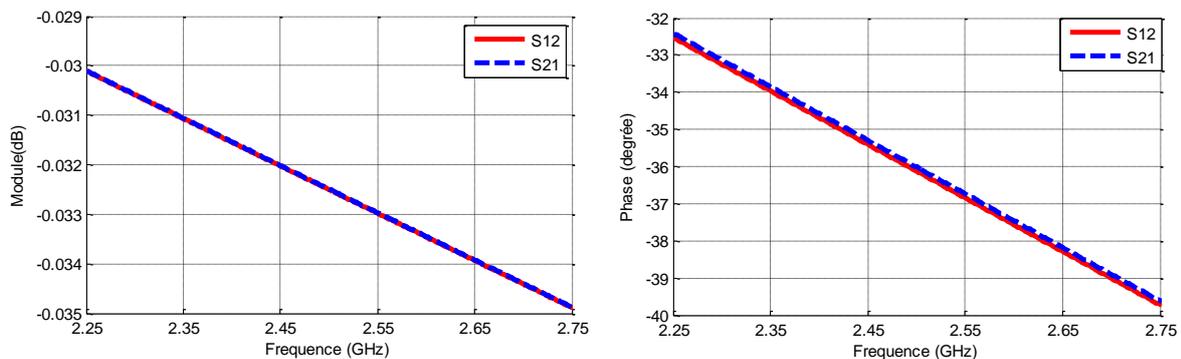


Figure IV.19 : Paramètres S en module et en phase de la ligne microstrip

Les pertes dans la ligne étant estimées, nous pouvons intégrer la ligne en-dessous de l'antenne (c.à.d. charger la ligne sur l'impédance d'entrée de l'antenne) comme le présente la Figure IV.20.

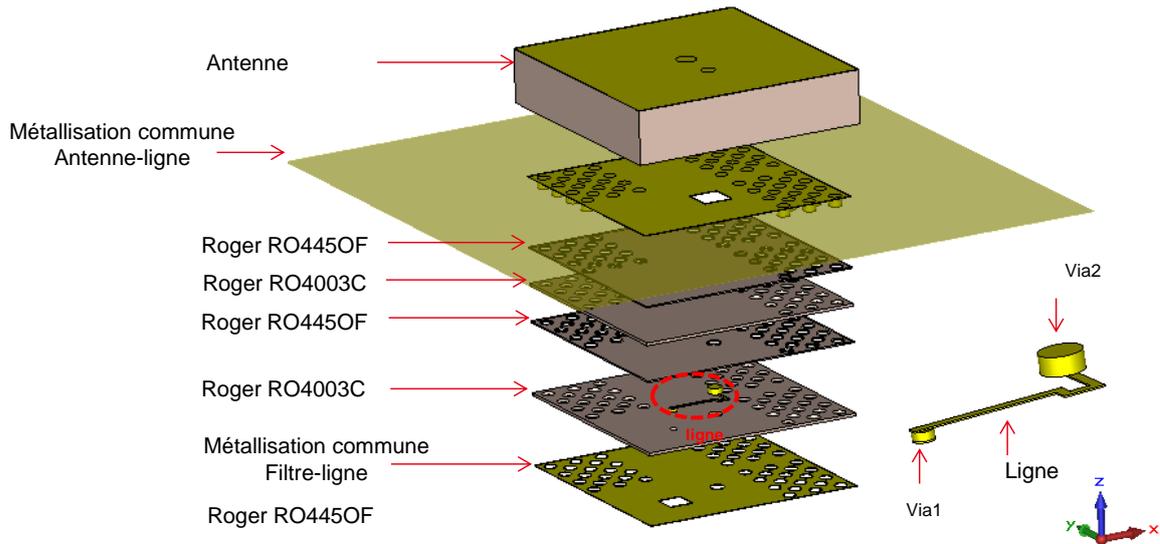


Figure IV.20 : Antenne Fil plaque à ligne intégrée

La Figure IV.21 montre une comparaison du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  entre l'antenne seule et l'antenne avec la ligne triplaque intégrée en simulation électromagnétique et en simulation circuit.

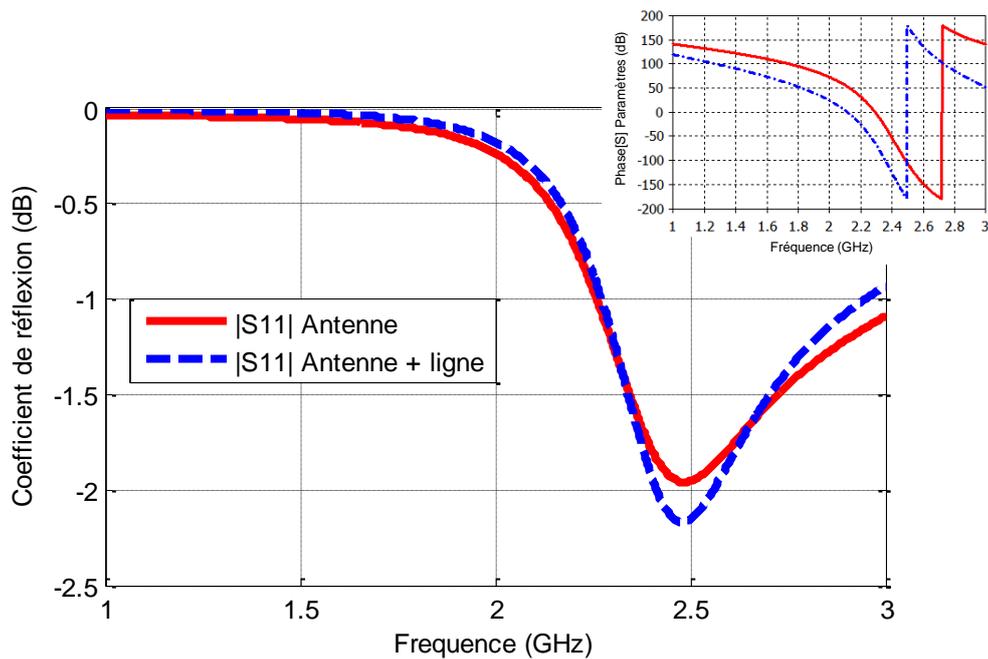


Figure IV.21 : Coefficient de réflexion en module et en phase

Le coefficient de réflexion de l'antenne reste quasiment identique une fois l'antenne associée à la ligne. L'impédance d'entrée présentée sur la Figure IV.22 valide la simulation circuit et montre qu'à l'entrée de la ligne, l'impédance d'entrée est quasiment réelle puisque qu'elle est égale à  $(6.05-j1.2) \Omega$ .

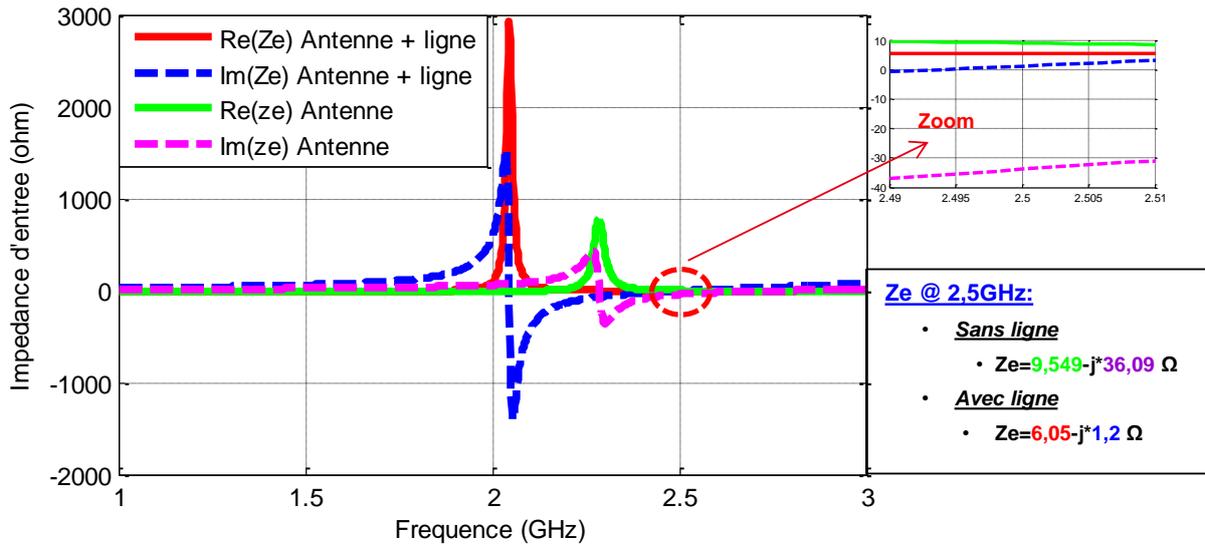


Figure IV.22 : Impédance d'entrée de l'antenne seule et de l'antenne avec ligne

De plus, l'efficacité de rayonnement reste quasiment identique au cas de l'antenne seule c'est-à-dire égale à 94%.

L'impédance ramenée étant maintenant purement réelle à 2,5 GHz, il est maintenant possible d'optimiser le filtre en se basant sur l'étude faite précédemment.

### II.3. Synthèse du filtre

Dans ce paragraphe, nous nous sommes intéressés à l'optimisation du filtre chargé sur l'impédance réelle ramenée à l'entrée de la ligne triplaque chargée par l'antenne ( $\sim 6 \Omega$  à 2,5 GHz). L'étude en circuit a été menée précédemment, et on rappelle que dans notre cas il est possible d'ajuster le coefficient de couplage à la sortie du filtre tout en gardant les autres paramètres fixes.

Afin de relier le filtre à la ligne triplaque, il est possible de rajouter une couche de substrat diélectrique RO4003C ( $\epsilon_r=3,55$  et  $\tan\delta=0,0027$ ) entre les deux faces métallisées. La métallisation supérieure du substrat diélectrique contient une ouverture rectangulaire autour d'un via de connexion qui relie l'accès du filtre à la ligne, et la métallisation inférieure contient une démétallisation rectangulaire entourant le motif (fente) de couplage gravée sur le filtre. Les deux faces métalliques sont reliées entre elles par des rangées de vias positionnées sur les bords du substrat. Sur son autre accès, le filtre est excité en entrée par un connecteur

SMA positionné sur la face inférieure. Le modèle 3D d'un tel filtre est présenté sur la Figure IV.23.

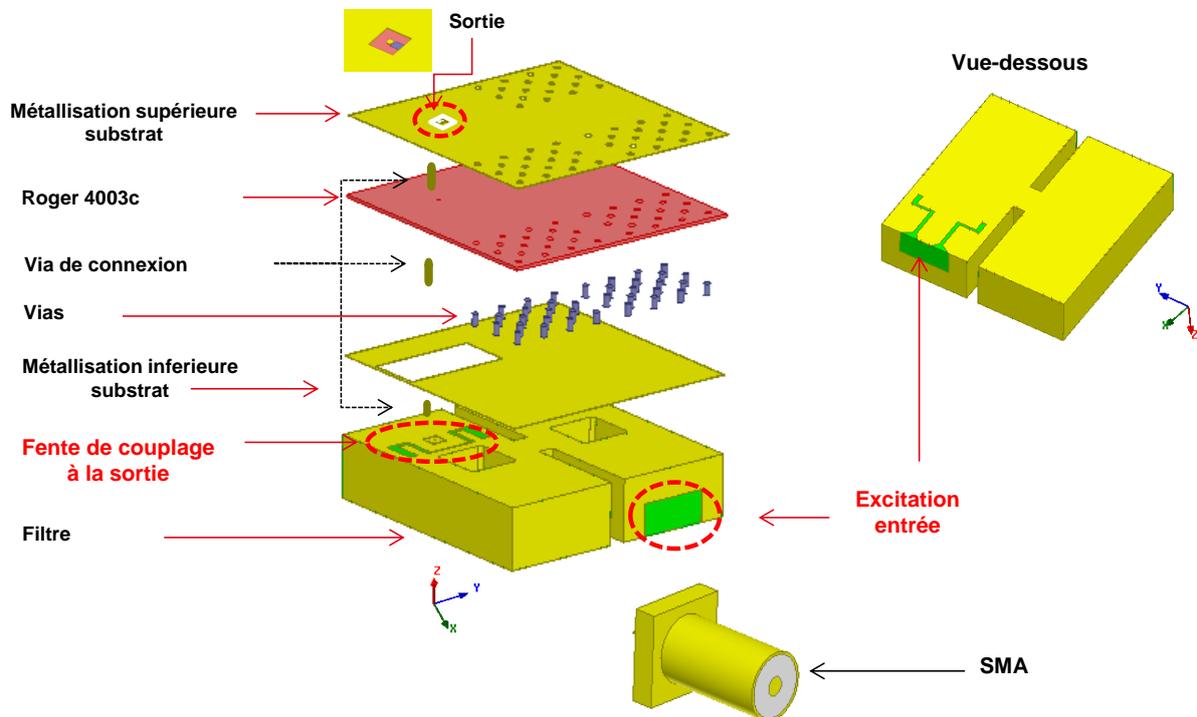


Figure IV.23 : Modèle 3D du filtre avec sa connexion à la ligne triplaque

Après optimisation de ce filtre, les coefficients de couplage respectent les valeurs préconisées, et la réponse électromagnétique, présentée sur la Figure IV.24 respecte les spécifications. La bande passante est centrée à 2,5 GHz, avec une largeur de 8 MHz à -20 dB ( $S_{11}$ ) et l'on trouve 4,23 dB de pertes d'insertion.

On note que la transition intégrée dans un substrat diélectrique RO4003C qui possède une tangente de pertes de l'ordre  $10^{-3}$ , rajoute des pertes de l'ordre de 0,8 dB.

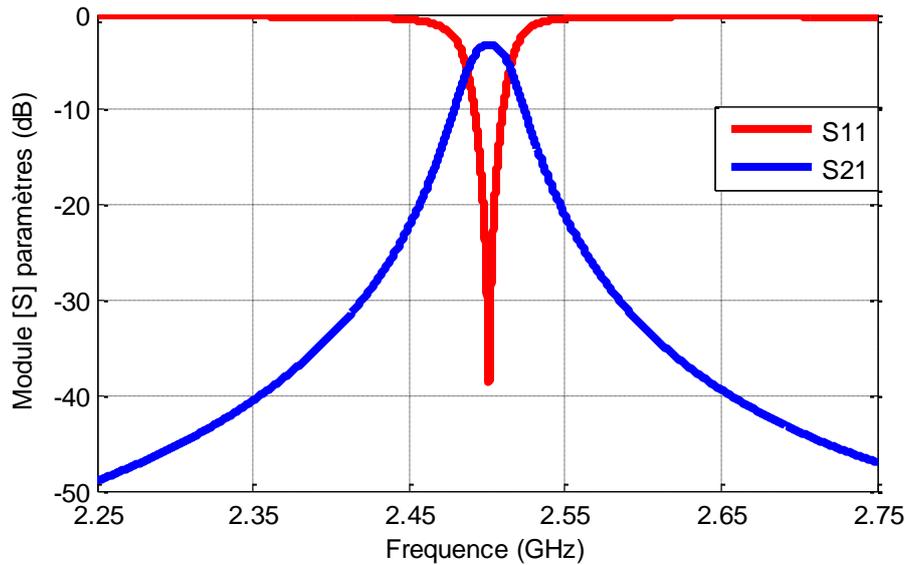


Figure IV.24 : Réponse EM du filtre

## II.4. Optimisation de la structure globale filtre antenne

### II.4.a. Modèle circuit du sous-système

La Figure IV.25 illustre le chaînage réalisé afin de calculer les performances de la structure globale filtre-antenne en fonction de la fréquence. Le filtre et l'antenne sont reliés par la ligne triplaque précédemment détaillée.

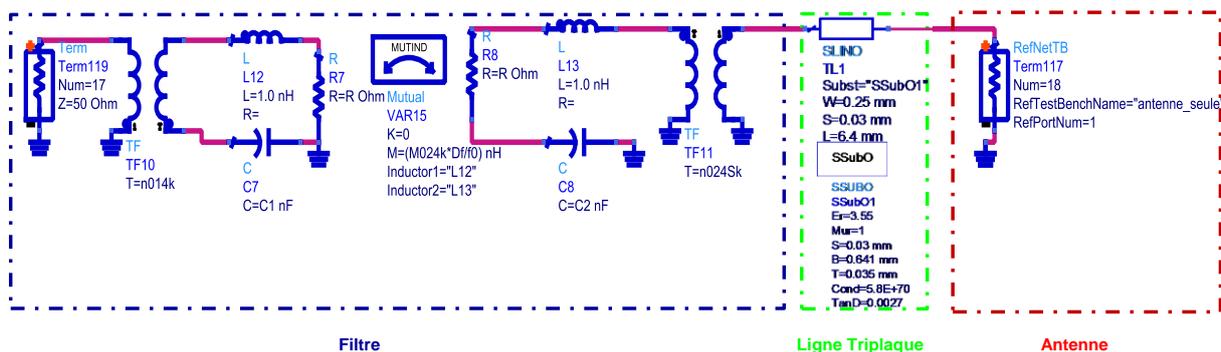


Figure IV.25 : circuit équivalent du sous-système filtre-antenne

Le filtre est modélisé par son circuit équivalent et le fichier au format *Touchstone* issu de la simulation électromagnétique de l'antenne est intégré dans le modèle circuit. Les différents couplages du filtre sont ainsi légèrement optimisés en prenant en compte la variation fréquentielle de l'impédance d'entrée de l'antenne.

Après optimisation des paramètres de couplage, la réponse en circuit de la structure {filtre-ligne-antenne} est calculée et le paramètre  $|S_{11}|$  est présenté sur la Figure IV.26.

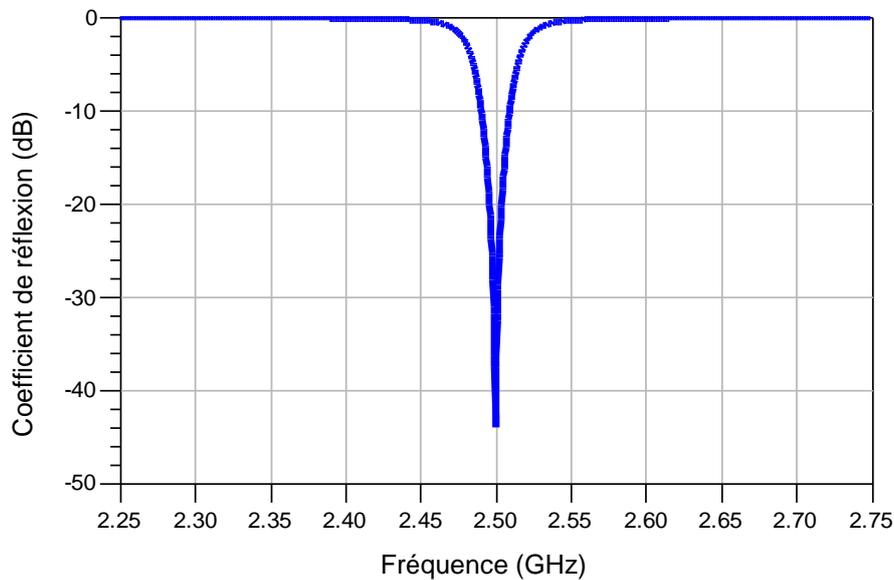


Figure IV.26 : Paramètres  $S_{11}$  du structure filtre antenne

Les spécifications correspondent à celles recherchées puisque le dispositif est adapté sur 8 MHz de bande à -20dB.

L'efficacité totale de la structure globale correspond à l'efficacité totale de l'antenne diminuée des pertes dans les autres éléments de notre circuit et elle peut être calculée (en dB) comme suit:

$$\eta_{totale}(dB) = \eta_{ray(antenne)} + S_{21(filte)}(dB) + S_{21(ligne)}(dB) \quad IV-5$$

$\eta_{totale}$  : efficacité totale du système {filtre- ligne-antenne} en dB,

$S_{21(filte)}$  : pertes d'insertion du filtre en dB (valeur négative en dB),

$S_{21(ligne)}$  : pertes de la ligne en dB.

$\eta_{ray(antenne)}$  : efficacité de rayonnement de l'antenne seule

La Figure IV.27 présente l'efficacité totale du dispositif global en fonction de la fréquence calculé par la relation IV-5.

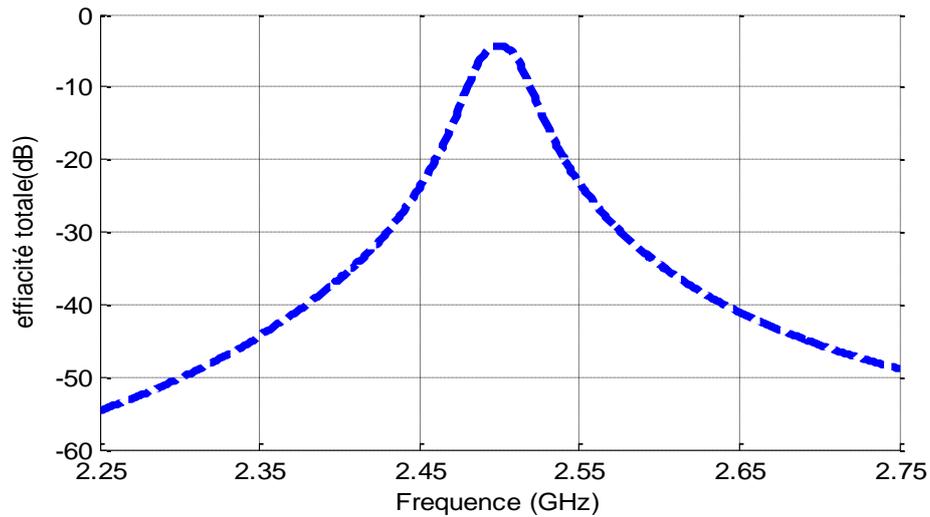


Figure IV.27 : efficacité totale du dispositif global

On constate sur cette réponse que l'efficacité totale présente une valeur maximum de l'ordre de -4,69 dB à 2,5 GHz.

## II.5. Modèle électromagnétique du sous-système

Afin de valider les études précédentes, nous effectuons la simulation électromagnétique de la structure globale. La Figure IV.28 présente le modèle 3D de la structure globale {filtre-ligne-antenne}.

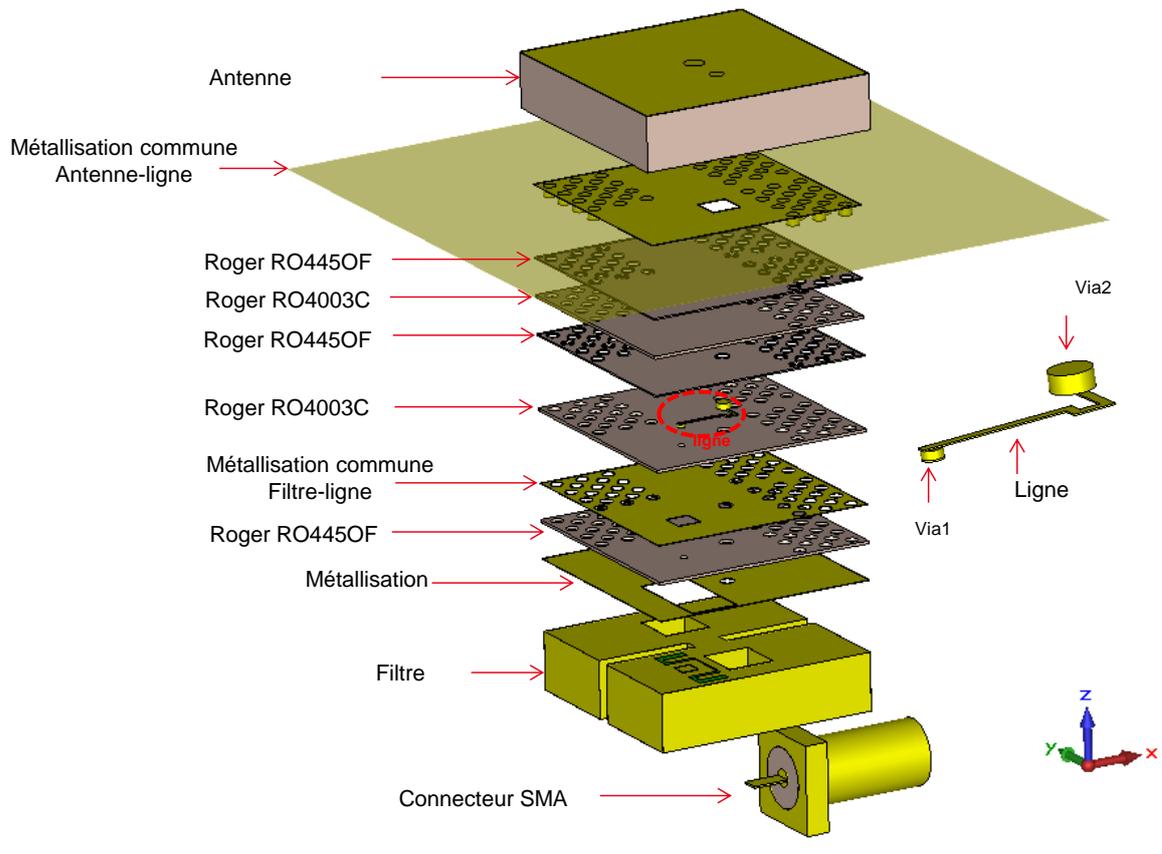


Figure IV.28 : structure globale de la conception conjointe filtre-antenne

Le coefficient de réflexion obtenu à l'issue de la simulation électromagnétique de la structure globale est présenté sur la Figure IV.29. La fréquence d'adaptation se situe à 2,5 GHz avec une bande passante de 8 MHz à -20dB ce qui vient confirmer la simulation circuit précédente.

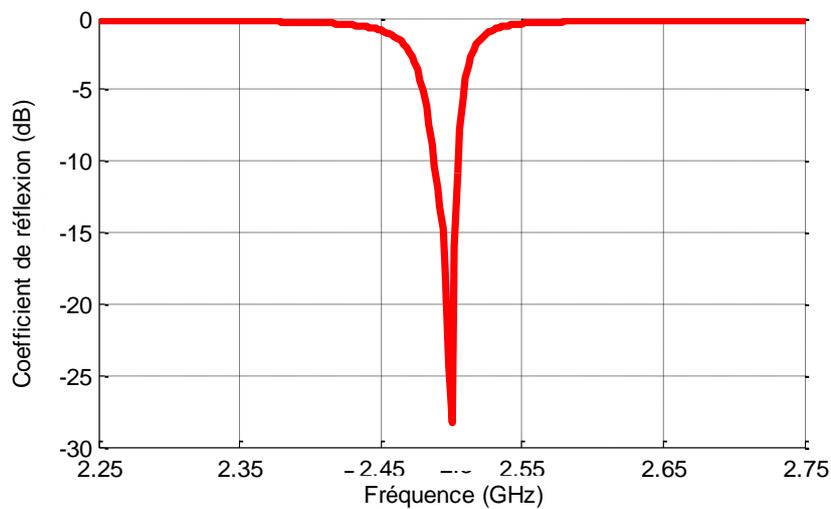


Figure IV.29 : paramètres S11 du sous-système filtre-antenne

L'efficacité totale de la structure globale issue de la simulation électromagnétique est présentée sur la Figure IV.30. Elle atteint un maximum de -4,73 dB à 2,5 GHz, ce qui est également concordant avec le modèle circuit précédent.

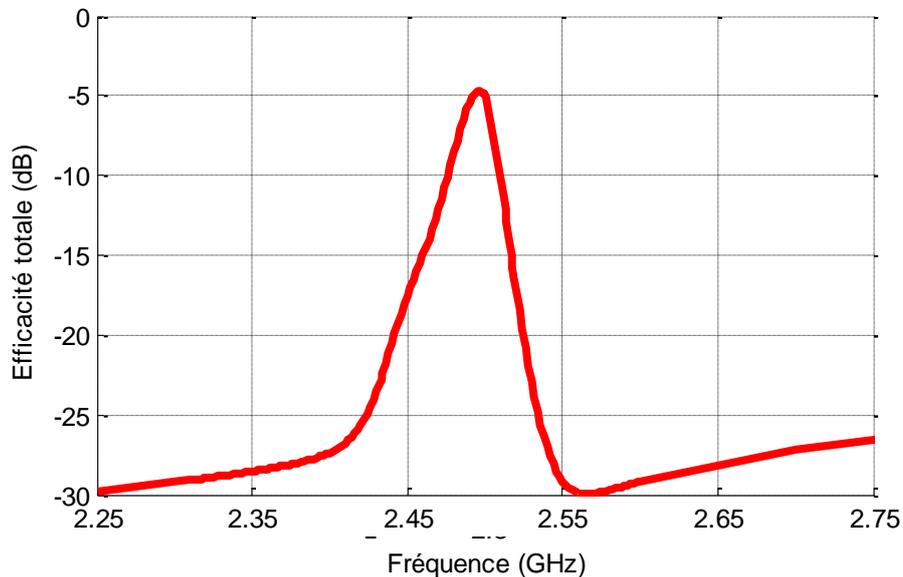
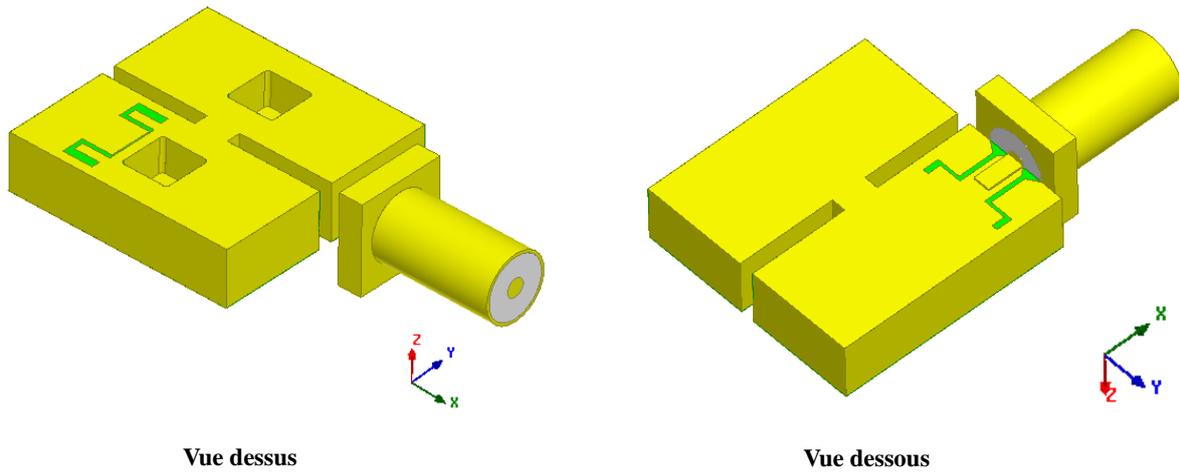


Figure IV.30 : Efficacité totale du sous-système filtre-antenne

## II.6. Validation expérimentale

Pour limiter la dégradation des performances de la structure globale filtre-antenne, il faut s'assurer que le filtre et l'antenne fonctionnent sur la même fréquence. Afin d'éviter les problèmes de décalage fréquentiel rencontrés notamment pour le filtre, nous décidons dans un premier temps de réaliser et de caractériser le filtre adapté à l'antenne miniature.

Pour cela, le coefficient de réflexion du filtre est mesuré à son accès libre excité par un connecteur SMA ( $50\Omega$ ). L'autre accès du filtre, destiné à être connecté à l'antenne reste en circuit ouvert comme le montre la Figure IV.31. Cette réponse du filtre mesurée va être comparée à la simulation pour estimer la déviation éventuelle de réponse de la pièce fabriquée.



*Figure IV.31 : Filtre deux pôles excités avec un seul accès*

Plusieurs prototypes du filtre ont été réalisés par le CTTC de Limoges par stéréolithographie céramique (SLA) et ont été métallisés et gravés. La photographie d'un prototype fabriqué est montrée sur la Figure IV.32.



**Vue dessus**



**Vue dessous**

*Figure IV.32 : Prototype de filtre deux pôles avec son connecteur coaxial*

Les réponses simulée et mesurée du filtre (un seul accès de mesure) sont montrées sur la Figure IV.33

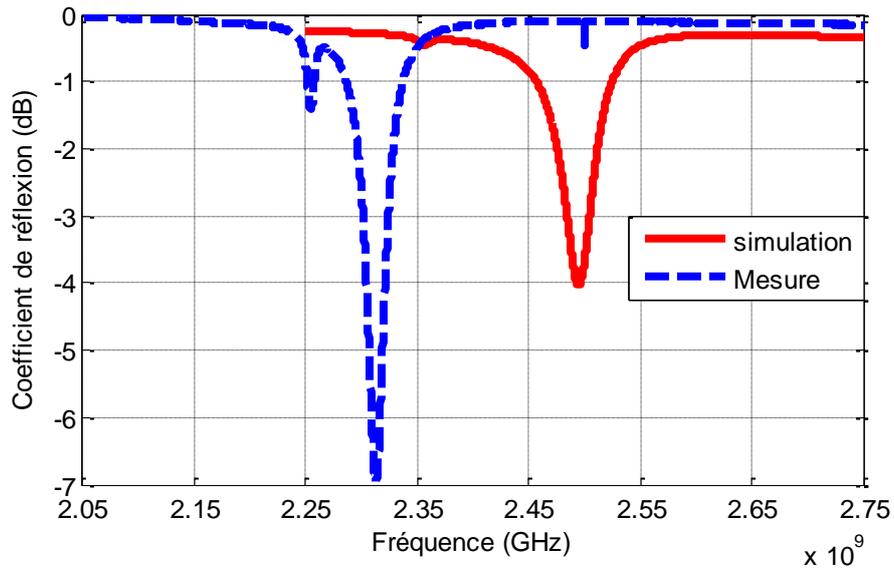


Figure IV.33 : Comparaison du coefficient de réflexion du filtre en simulation et en mesure

La réponse mesurée montre que le filtre fonctionne à 2,31 GHz tandis qu'en simulation il est dimensionné pour fonctionner à 2,5 GHz. Au cours du chapitre 3, nous avons montré que le décalage fréquentiel avec les dispositifs réalisés en Zircone était principalement dû à une déviation des dimensions réelles du résonateur.

De ce fait nous décidons de mesurer les différentes dimensions du filtre, notamment les dimensions des plots, à l'aide du microscope numérique avec une précision de  $\pm 20 \mu\text{m}$ . La Figure IV.34 présente la comparaison des dimensions prises en compte en simulation et celles relevées sur le prototype.

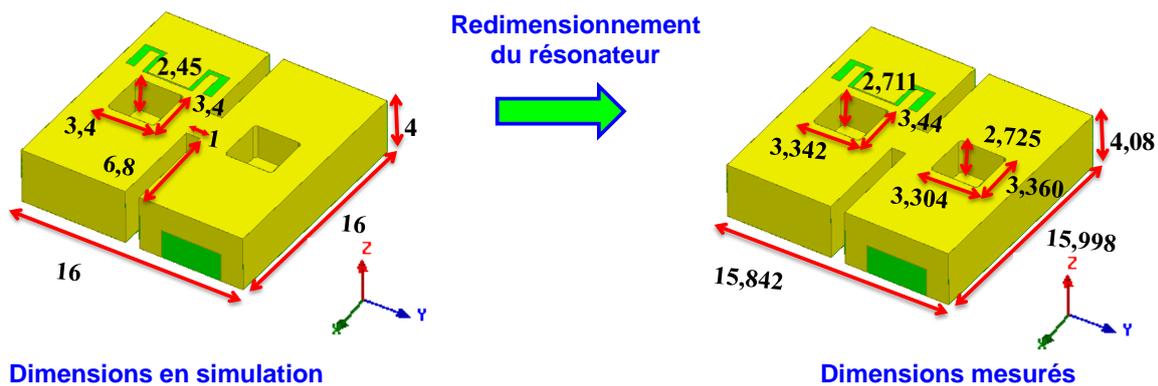


Figure IV.34 : comparaison des dimensions réelles et en simulation du filtre

Une rétro simulation est effectuée avec les dimensions réelles mesurées. La comparaison des réponses est présentée sur la Figure IV.35 et on note qu'avec les dimensions réelles, les courbes de  $|S_{11}|$  sont similaires.

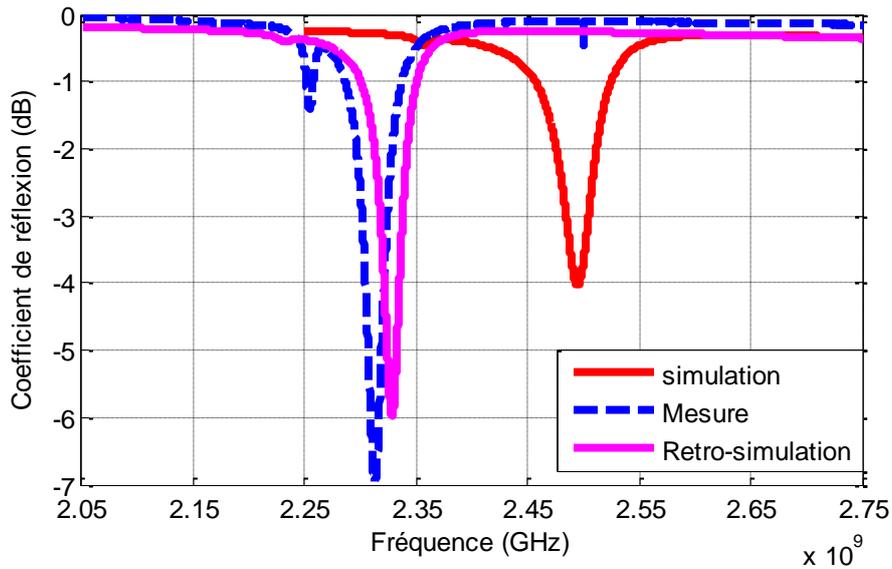


Figure IV.35 : Comparaison du coefficient de réflexion du filtre en retro-simulation et en mesure

Pour la suite , nous décidons de décaler la fréquence de travail théorique de l'antenne à la fréquence de résonance expérimentale du filtre (2,32 GHz), sans dégrader ses performances de rayonnement. De ce fait, nous avons redimensionné l'antenne tout en gardant les paramètres de réglage qui maximisent son efficacité de rayonnement. Les nouvelles dimensions globales de l'antenne sont  $17 \times 17 \text{ mm}^2$  et 4 mm en hauteur. L'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne rétrosimulée avec ces nouvelles dimensions sont présentés respectivement sur la Figure IV.36 et la Figure IV.37.

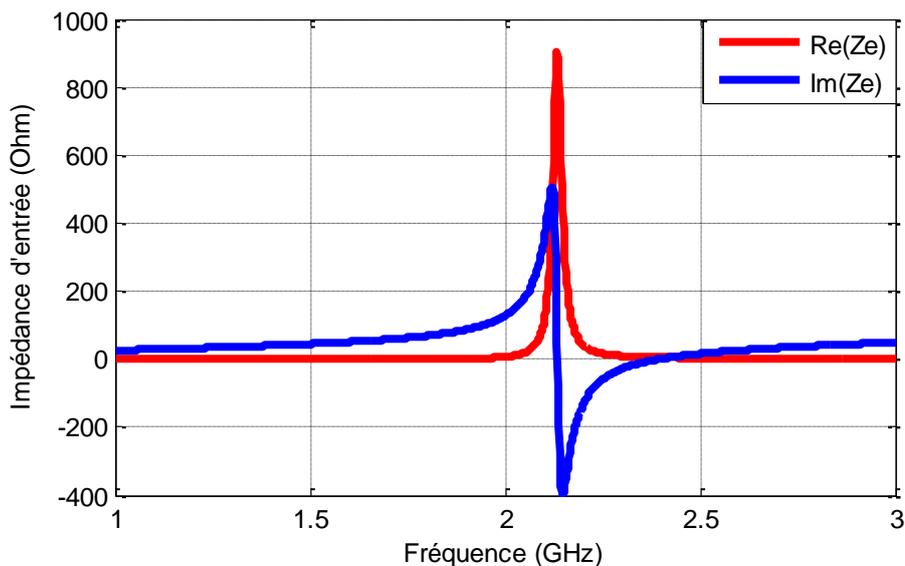


Figure IV.36 : Impédance d'entrée de l'antenne

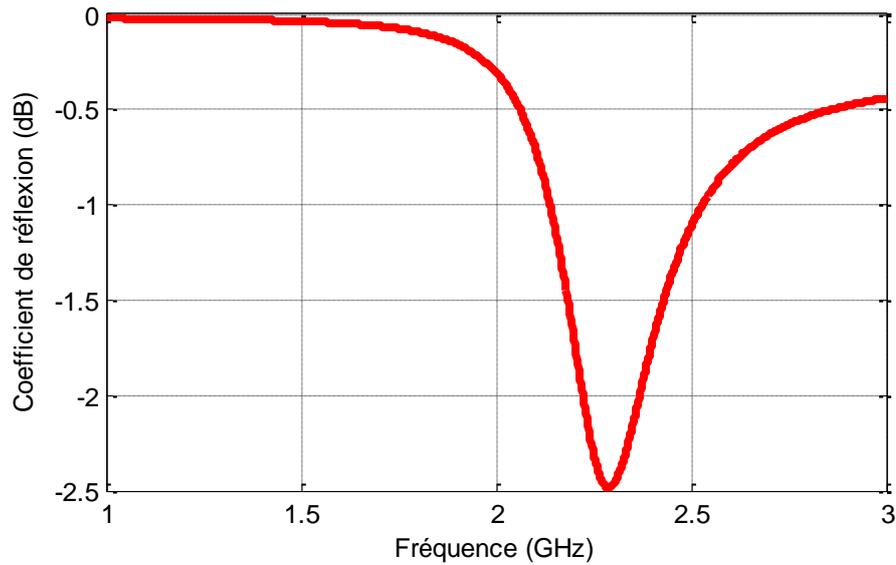


Figure IV.37 : Coefficient de réflexion

Comme prévu, l'antenne est adaptée sur une impédance complexe différentes de  $50\Omega$ , de l'ordre cette fois de  $9,35-j.28,8 \Omega$  à 2,31 GHz.

D'autre part, le paramètre important pour notre étude est l'efficacité de rayonnement. La Figure IV.38 présente le résultat de l'efficacité de rayonnement de la nouvelle antenne en fonction de la fréquence. Il est à noter que l'efficacité de rayonnement à 2,31 GHz est de l'ordre de -0,63dB soit environ 87%.

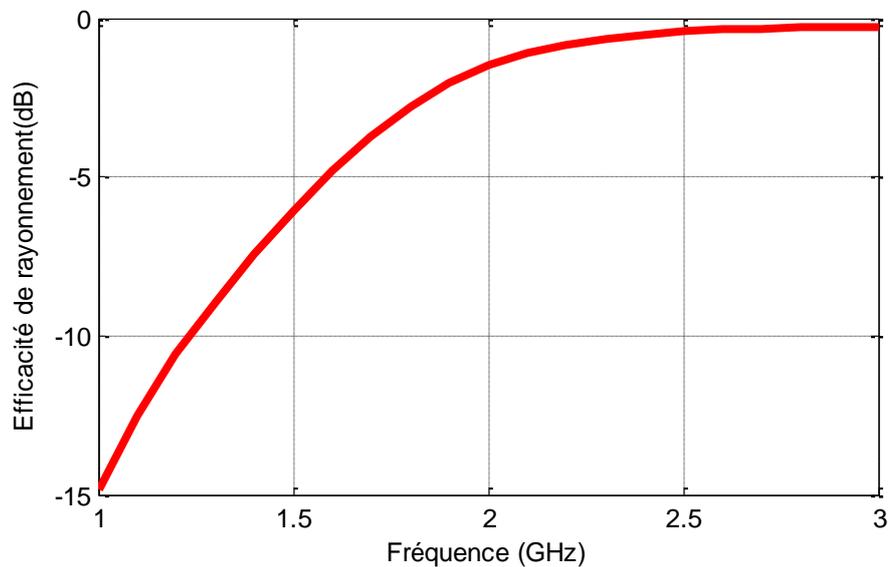


Figure IV.38 : Efficacité de rayonnement simulée de l'antenne

Afin de réaliser la structure globale {filtre –ligne -antenne}, il est nécessaire de compenser la phase en optimisant la longueur de la ligne triplaque (stripline)

De ce fait une longueur de la ligne de l'ordre de 2,8 mm permet de ramener l'impédance complexe de l'antenne à une valeur réelle de l'ordre de  $6-j0,7 \Omega$ . Les comparaisons, obtenues par simulations électromagnétiques, des coefficients de réflexion  $|S_{11}|$  et des impédances d'entrée ramenés par l'antenne seule et l'antenne associée à la ligne, sont présentées sur la Figure IV.39 et la Figure IV.40.

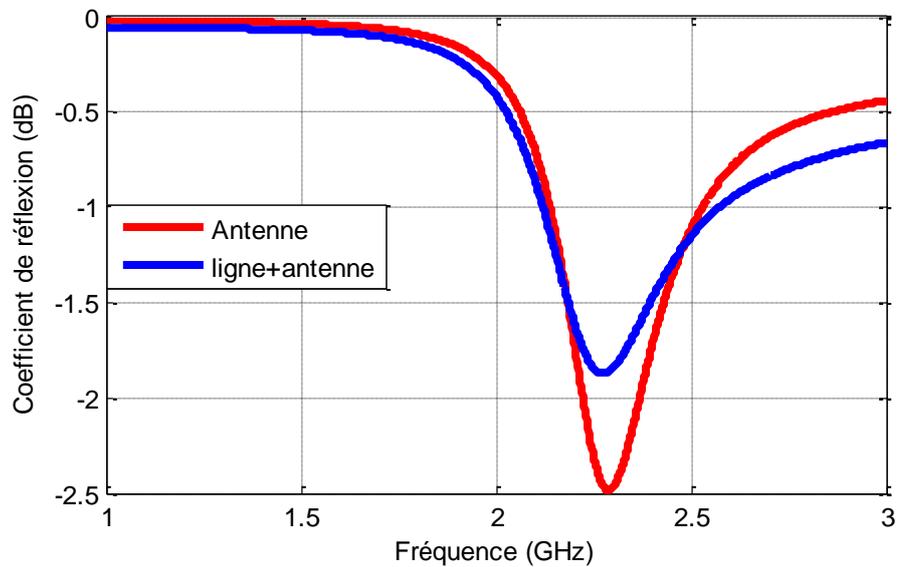


Figure IV.39 : Comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne seule et de l'antenne avec ligne

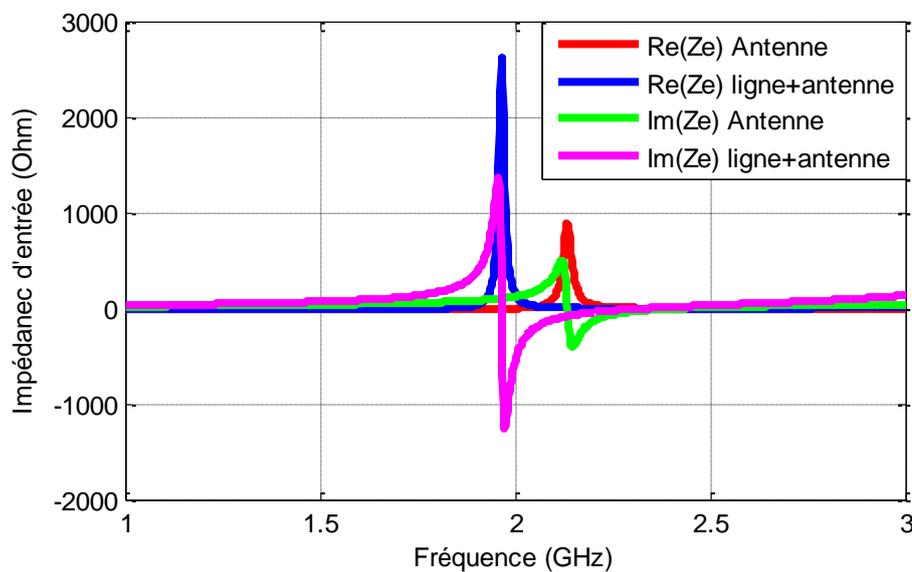


Figure IV.40 : Comparaison des impédances d'entrée de l'antenne seule et de l'antenne avec ligne

La Figure IV.41 présente également une comparaison des efficacités de rayonnement en fonction de la fréquence. Il est à noter que l'efficacité de rayonnement de l'antenne avec le tronçon de ligne est de l'ordre de -0,76dB à 2,31 GHz, soit environ 84%.

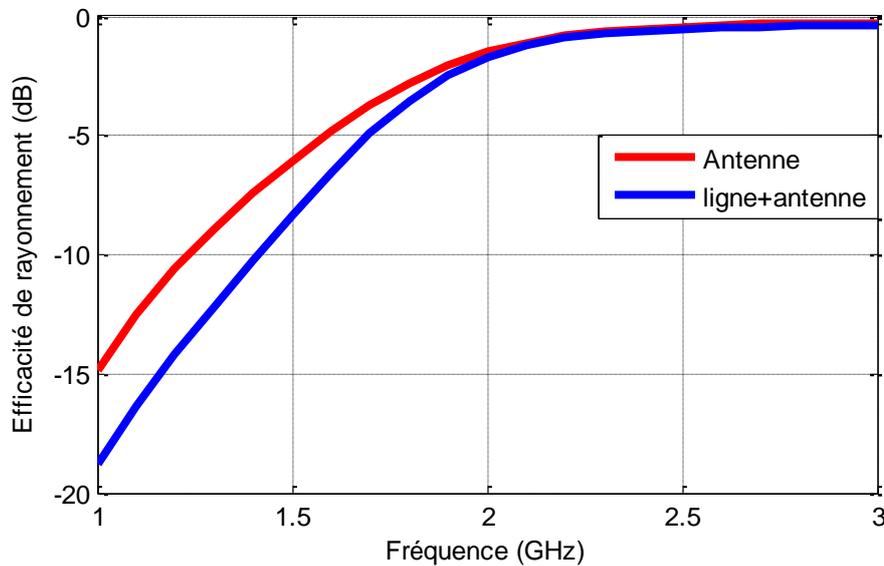


Figure IV.41 : Comparaison de l'efficacité de rayonnement de l'antenne seule et l'antenne + ligne triplaquée

Après avoir déterminé l'impédance d'entrée de l'antenne avec sa ligne, le filtre rétro-simulé avec les dimensions mesurées est connecté à la ligne chargée par l'antenne. La Figure IV.42 présente la réponse du filtre connecté à une charge constante ou à celle présentée par l'antenne et la ligne modifiées. On vérifie ainsi le bon fonctionnement de l'ensemble avec une adaptation proche de 15 dB et des pertes d'insertion de l'ordre de 4,45 dB. On note que la variation d'impédance de l'antenne de charge avec la fréquence améliore les performances de réjection

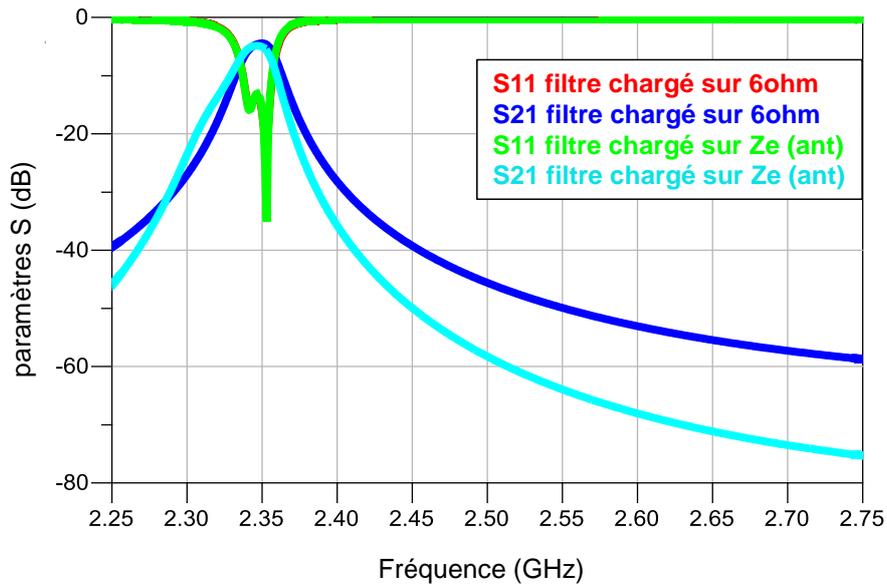


Figure IV.42 : Réponse électromagnétique du filtre chargé sur  $6\Omega$  et sur l'impédance complexe de l'antenne avec les dimensions réelles.

Afin d'affiner encore notre estimation, nous effectuons la simulation électromagnétique de la structure globale avec le filtre rétro simulé par rapport aux dimensions mesurées associée à la ligne et à l'antenne modifiées.

Le coefficient de réflexion obtenu à l'issue de la simulation électromagnétique de cette structure est présenté sur la Figure IV.43. La fréquence d'adaptation est à 2,33 GHz avec une bande passante de 8 MHz.

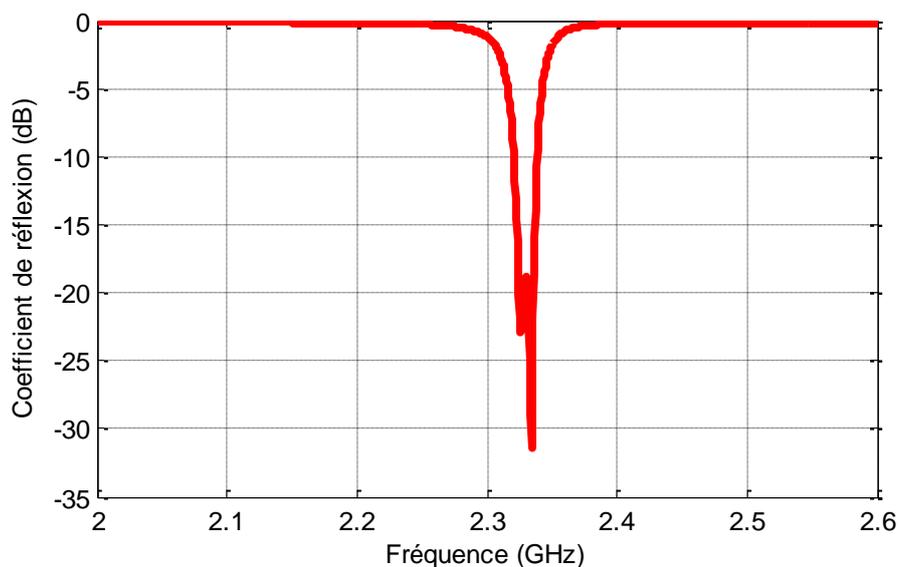


Figure IV.43 : Coefficient de réflexion de la structure globale {Filtre mesuré-ligne-nouvelle antenne}

L'efficacité totale de la structure globale est présentée sur la Figure IV.44. Elle atteint un maximum de -5,2 dB à 2,32 GHz,

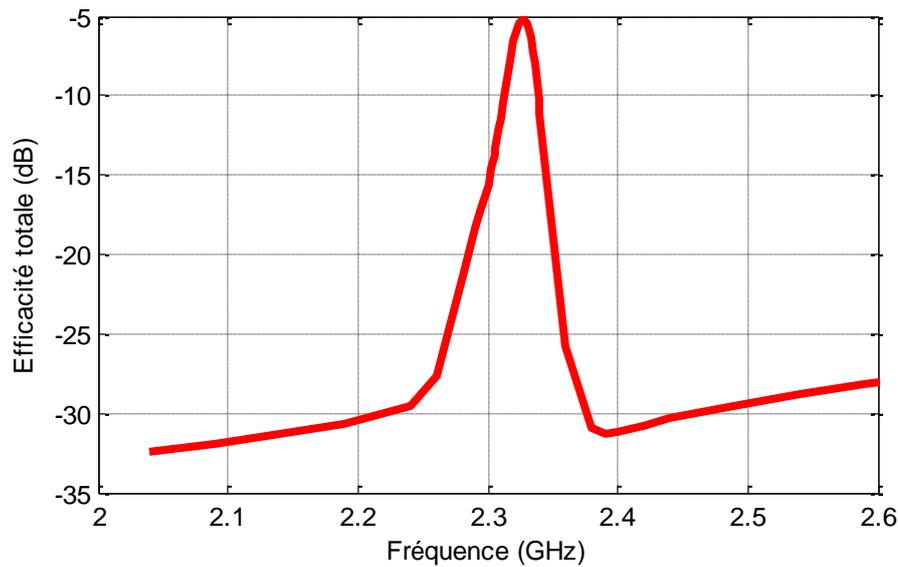


Figure IV.44 : Efficacité totale de la structure globale {Filtre-ligne-antenne}

L'antenne et la ligne associées au filtre fabriqué sont en cours de prototypage. Une caractérisation de l'ensemble est prévu prochainement pour valider cette approche de conception.

Une démarche similaire a été développée pour l'antenne de référence, adaptée sur  $50\Omega$ , et est présentée en annexe 2. Nous allons pour terminer comparer les résultats obtenus afin d'évaluer l'apport de cette approche de co-conception.

## II.7. Comparaison des approches de conception classique et de conception conjointe

Avant de comparer les dispositifs filtre-antennes, la Figure IV.45 compare les réponses simulées en adaptation et en rayonnement de l'antenne seule (bleu) et du dispositif filtre-antenne miniature (rouge).

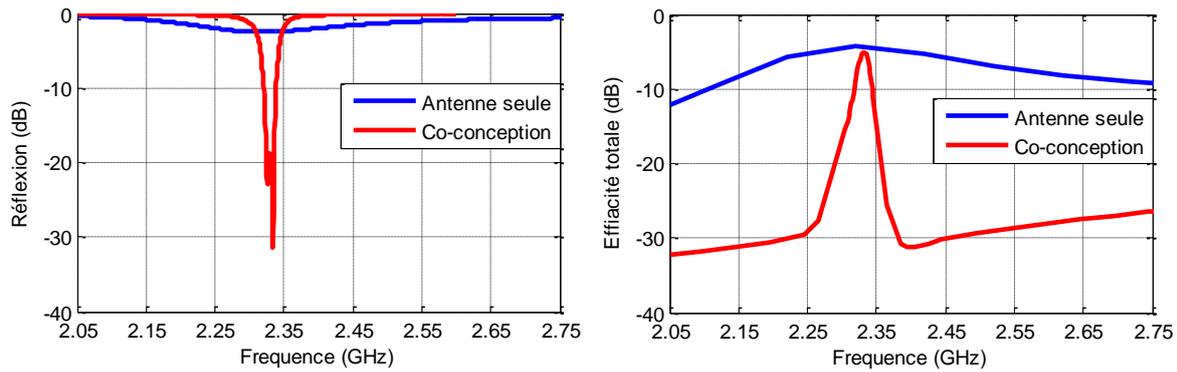


Figure IV.45 : Comparaison des coefficients de réflexion et des efficacités totales de l'antenne seule (bleu) et de la structure globale filtre-antenne miniature (rouge)

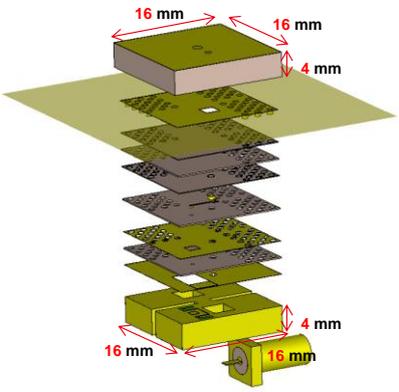
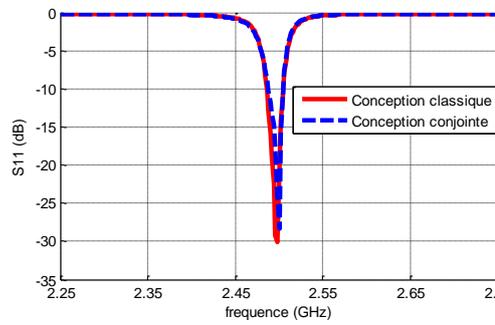
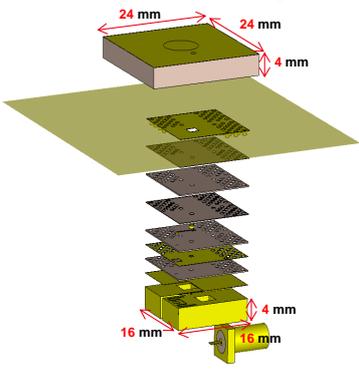
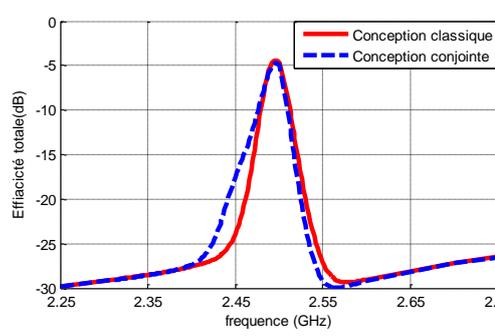
On note que, la bande passante du système filtre-antenne miniature est très proche de celle recherchée (8MHz), avec une adaptation proche de 20 dB. La sélectivité fréquentielle peut être appréciée via l'efficacité totale qui intègre la fonction de filtrage dans la cas de l'antenne + filtre. Sa spécification initiale qui était spécifiée idéalement à 20 dB à  $\pm 5$  MHz n'est pas atteinte à cause notamment des pertes dans le filtre compact.

Nous comparons à présent les performances des dispositifs conçus par les deux approches de conception présentées précédemment :

- La première approche est la conception conjointe où le filtre est adapté sur l'impédance d'entrée de l'antenne,
- La deuxième l'approche est la conception classique où le filtre et l'antenne sont adaptés sur  $50\Omega$ .

Le Tableau IV-4 récapitule les performances en termes de coefficient de réflexion et d'efficacité totale (incluant le terme d'adaptation d'impédance) en simulation.

Tableau IV-4 : comparaison des performances pour l'approche de conception classique et l'approche de conception conjointe

Structure Filtre-antenne	paramètres	Evolution du paramètre en fonction de la fréquence
<p style="text-align: center;"><b>Co-conception</b></p>  <p style="text-align: center;">Volume de l'antenne = 1024mm<sup>3</sup></p>	<p>Coefficient de réflexion</p>	
<p style="text-align: center;"><b>Conception classique</b></p>  <p style="text-align: center;">Volume de l'antenne = 2304mm<sup>3</sup></p>	<p>Efficacité totale</p>	

Comme souligné dans le Tableau IV-4, l'approche de conception classique conduit à une antenne de taille plus conséquente, tandis qu'en levant cette contrainte d'adaptation à 50 Ω, l'approche de conception conjointe permet d'obtenir une structure filtre-antenne moins volumineuse. La co-conception filtre antenne permet au final de réduire la taille du sous-système en conservant des performances similaires, ni dégradées, ni améliorées étant donné que le critère essentiel était de miniaturiser la structure.

### III. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle approche de conception pour un système filtre-antenne, où l'antenne et le filtre sont optimisés sur une impédance optimale différente de  $50 \Omega$ . Dans cette configuration, l'antenne, rendue compacte, possède une efficacité de rayonnement maximale et le filtre des pertes qui restent minimales.

Une étude a été effectuée à l'aide d'un circuit équivalent afin d'adapter le filtre sur des impédances réelle et complexe différentes de  $50 \Omega$ . Nous avons alors montré que le filtre pouvait s'adapter théoriquement sur une gamme étendue de charges réelles et que généralement une charge complexe pouvait être rendue réelle en utilisant une ligne produisant un déphasage contrôlé.

Nous avons ensuite appliqué cette stratégie de co-conception au système filtre-antenne. Connaissant l'impédance ramenée par l'antenne à la fréquence centrale, une ligne triplaque a été optimisée pour ramener une impédance réelle à l'entrée du filtre. Le filtre a ensuite été dimensionné pour adapter cette impédance réelle différente de  $50 \Omega$ . Ensuite le sous-système {filtre-ligne-antenne} a été assemblé et simulé globalement, validant les performances estimées avec le modèle circuit.

Le sous-système filtre-antenne a été également conçu par une approche classique, en considérant une adaptation sur  $50\Omega$ . Dans cette approche, les deux éléments ont été connectés avec une ligne triplaque de même longueur que pour la co-conception. Cette conception permet une comparaison des deux approches de conception et montre en particulier qu'il devient possible de concevoir un système filtre-antenne plus compact sans dégrader ses performances.

## **Conclusion générale**



Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire ont été consacrés au développement d'un système multifonctions miniature et agile. Nous avons choisi de combiner les fonctions de rayonnement et de filtrage via une approche de conception conjointe pour répondre à un besoin de système intégré dans la bande ISM à 2,4 GHz. Cette approche de co-conception de fonctions permet généralement de répondre à des contraintes d'encombrement, de poids, de réduction des coûts ou d'amélioration des performances en levant les contraintes d'adaptation des éléments d'un sous-système. Ainsi, il n'est pas nécessaire de connecter les éléments par une connectique normalisée (typiquement 50 ou 75  $\Omega$ ), et d'autre part, il est possible de simplifier au maximum leur conception grâce au relâchement de contrainte.

Dans le chapitre I, nous avons présenté les deux fonctions étudiées. Nous avons décrit les différentes méthodes de conception des filtres intégrés et des antennes miniatures ainsi que leur développement conjoint.

Une première partie de ce chapitre décrit les différentes techniques de développement de filtres intégrés avec les principales grandeurs qui les caractérisent et les différentes techniques d'accordabilité en fréquence. Une deuxième partie concerne la revue des différentes techniques de miniaturisation d'antennes, les paramètres caractéristiques de la miniaturisation et les différentes techniques d'agilité fréquentielle.

Enfin, nous avons analysé plusieurs travaux menés sur l'association des fonctions de rayonnement et de filtrage, fixes ou reconfigurables en fréquence à travers divers exemples. Ce chapitre a permis de situer dans leur contexte les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit.

Dans le chapitre II, nous avons présenté une méthodologie d'optimisation de l'efficacité de rayonnement de l'antenne fil-plaque grâce à ses paramètres physiques. L'objectif n'était pas de chercher à adapter l'impédance de l'antenne mais de maximiser sa capacité de rayonnement. Nous avons présenté une analyse systématique sur l'effet des paramètres géométriques de l'antenne sur son impédance d'entrée et son efficacité de rayonnement. Cette étude a permis de réaliser trois prototypes d'antenne qui ont été comparés. Le premier est une antenne fil-plaque dont les dimensions ont été optimisées classiquement pour présenter une bonne adaptation d'impédance à 2,5 GHz avec une bonne efficacité de rayonnement (96%). Le deuxième prototype conserve le même volume mais certains paramètres géométriques intrinsèques ont été optimisés afin que l'antenne présente un niveau

d'efficacité de rayonnement maximal (85%) dans une gamme fréquentielle plus basse (autour de 1,84GHz). Finalement, le troisième présente un volume réduit d'un rapport d'environ 2,25 et une optimisation de ses paramètres a permis d'obtenir une efficacité de rayonnement similaire à l'antenne classique puisqu'elle est de l'ordre de 94%. Les deux antennes miniatures présentées ont été optimisées sur des impédances complexes différentes de  $50\Omega$  pour lesquelles elles présentaient une efficacité de rayonnement optimale.

Le chapitre III a été consacré à l'étude de plusieurs topologies de filtre intégré à fort facteur de qualité à base des cavités diélectriques résonantes pouvant satisfaire aux spécifications du filtrage proposées dans la bande ISM 2,4.

Dans la première topologie (multicouche), deux techniques de miniaturisation ont été présentées: la première consiste à charger les cavités par des matériaux diélectriques à haute permittivité et à faibles pertes et la deuxième consiste à insérer un plot capacitif au milieu du résonateur pour décaler la fréquence de résonance vers les basses fréquences. Deux filtres deux pôles ont été optimisés chacun avec une de ces techniques, puis fabriqués et mesurés pour valider le principe de fonctionnement de chacun des structures.

La deuxième topologie (monocouche) proposée résulte de la combinaison des deux approches précédentes et permet de réduire de nouveau la taille du résonateur afin d'envisager la réalisation d'un filtre monolithique solutionnant les problèmes liés à l'assemblage de résonateurs. Un filtre deux pôles monobloc a été optimisé, fabriqué et puis mesuré pour valider le principe de fonctionnement de la structure

Les résultats expérimentaux sont en bon accord avec la retro-simulation.

Finalement, nous avons développé un filtre monolithique accordable, pour lequel l'accord est effectué grâce à une capacité accordable introduite dans une fente en anneau gravée sur la face inférieure de chaque résonateur. Une analyse paramétrique complète a été menée afin d'optimiser les dimensions du plot et de l'anneau démétallisé, avec la capacité accordable sélectionnée pour aboutir aux spécifications proposées.

Des réalisations sont en cours et devraient être caractérisés prochainement pour valider les résultats obtenus en simulation.

Le chapitre IV a détaillé la nouvelle approche de conception pour un sous-système filtre-antenne, où l'antenne et le filtre sont optimisés sur une impédance optimale différente de  $50\Omega$ . Dans cette configuration, l'antenne rendue compacte possède une efficacité de rayonnement maximale et le filtre des pertes qui restent minimales. D'autre part, une étude a

été effectuée pour adapter le filtre sur cette impédance. Théoriquement le filtre est adapté sur une gamme d'impédances réelles alors qu'une charge complexe peut être rendue réelle en utilisant une ligne introduisant un déphasage contrôlé. Nous avons appliqué cette stratégie de co-conception au sous-système filtre-antenne. Connaissant l'impédance ramenée par l'antenne à la fréquence centrale, une ligne triplaque a été optimisée pour ramener une impédance réelle à l'entrée du filtre. Le filtre a ensuite été dimensionné pour adapter cette impédance réelle, différente de  $50\Omega$ . Finalement le sous-système {filtre-ligne-antenne} a été assemblé et simulé globalement, validant les performances estimées avec le modèle circuit. D'autre part, le sous-système filtre-antenne a été également conçu par une approche classique, en considérant une adaptation sur  $50\Omega$ . Dans cette approche, les deux éléments ont été connectés avec une ligne triplaque de même longueur que pour la co-conception. Cette conception permet une comparaison des deux approches et montre en particulier qu'il devient possible de concevoir un sous-système filtre-antenne plus compact sans dégrader les performances.

Les prototypes de filtre ont été fabriqués et caractérisés, les antennes et les lignes associées sont en cours de prototypage. Les différents éléments doivent ensuite être assemblés et caractérisés pour valider les calculs.

### *Perspectives*

En perspective immédiate à ce travail, il est indispensable de rendre la structure globale agile en fréquence en utilisant la solution d'agilité proposée pour le filtre et en implémentant une technique d'agilité pour l'antenne fil-plaque [86] afin de balayer la bande 2,4 GHz – 2,48 GHz avec une bande instantanée de 8 MHz, tout en conservant une capacité de rayonnement intacte.

Une analyse du « coût » de l'agilité en terme de performance intrinsèque (pertes) du système filtre antenne semble également indispensable pour de futures optimisations.

Les propriétés du système agile semblent également intéressantes à développer pour d'autres type d'application de télécommunication nécessitant par exemple :

- Une excursion fréquentielle plus importante.
- Des propriétés réglables de filtrage (bande passante variable)

A moyen terme, il apparait intéressant d'étudier le transfert du concept sur des technologies de la microélectronique pour envisager une réalisation encore plus intégrée et compacte



## Références



## Références

- [1] G. boudouris, « Cavités électromagnétiques » et p.74, Dunod Paris, 1996, .
- [2] P. F. Combes, *Micro-ondes: cours et exercices. Circuits passifs, propagation, antennes.* pp.297-314 Dunod, 1997.
- [3] Kazuhisa Sano et M. Miyashita, « Dielectric waveguide filter with low profile and low-insertion loss », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, n° 12, p. 2299-2303, déc. 1999.
- [4] K.-L. Wu, « An optimal circular-waveguide dual-mode filter without tuning screws », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, n° 3, p. 271-276, mars 1999.
- [5] K. A. Zaki, C. Chen, et A. E. Atia, « A circuit model of probes in dual-mode cavities », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 36, n° 12, p. 1740-1746, déc. 1988.
- [6] U. Rosenberg et W. Hagele, « Advanced multimode cavity filter design using source/load-resonance circuit cross couplings », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 2, n° 12, p. 508-510, déc. 1992.
- [7] R. J. Cameron et J. D. Rhodes, « Asymmetric Realizations for Dual-Mode Bandpass Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 29, n° 1, p. 51-58, janv. 1981.
- [8] P. Tetiana et O. Trubin, « Novel dual-band rectangular dielectric resonator filter », in *2014 X International Symposium on Telecommunications (BIH TEL)*, 2014, p. 1-5.
- [9] A. Enokihara, H. Nanba, T. Nakamura, T. Ishizaki, et T. Uwano, « 26 GHz TM/sub 11/spl delta// mode dielectric resonator filter and duplexer with high-Q performance and compact configuration », in *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, 2002, vol. 3, p. 1781-1784 vol.3.
- [10] E. E. Hoppenjans et W. J. Chappell, « Embedded dielectric resonator filter in layered polymer packaging », in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 2005, p. 4 pp.-pp.
- [11] S. J. Fiedziuszko, « Dual-Mode Dielectric Resonator Loaded Cavity Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 30, n° 9, p. 1311-1316, sept. 1982.
- [12] C. W. Hull et I. Uvp, *Apparatus for production of three-dimensional objects by stereolithography.* 1984.
- [13] Ali Kalil, « Technologies LTCC et stéréolithographie céramique 3D appliquées à la conception de dispositifs millimétriques et sub-millimétriques », Thèse de Doctorat, 2010.
- [14] K. Srisathit, J. Tangjit, et W. Surakampontorn, « Miniaturized microwave bandpass filter based on modified hairpin topology », in *2010 IEEE International Conference of Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC)*, 2010, p. 1-4.
- [15] A. C. Guyette, « Alternative architectures for narrowband varactor-tuned bandpass filters », in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, 2009, p. 1828-1831.
- [16] A. Guyette, « Controlled Agility: Frequency-Agile Planar Filters with Advanced Features », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, n° 5, p. 32-42, juill. 2014.
- [17] X.-P. Liang et Y. Zhu, « Hybrid resonator microstrip line electrically tunable filter », in *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, 2001, vol. 3, p. 1457-1460 vol.3.
- [18] B.-W. Kim et S.-W. Yun, « Varactor-tuned combline bandpass filter using step-impedance microstrip lines », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, n° 4, p. 1279-1283, avr. 2004.

- [19] C.-Y. Hsu, C.-Y. Chen, et H.-R. Chuang, « A Miniaturized Dual-Band Bandpass Filter Using Embedded Resonators », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, n° 12, p. 658-660, déc. 2011.
- [20] M. Doan, Q. T. Do, et V. H. Tran, « Compact tri-band bandpass filter using embedded resonators with multiple transmission zeros », in *2012 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, 2012, p. 345-348.
- [21] S.-C. Lin, C.-H. Wang, Y.-S. Lin, et C. H. Chen, « Dual Quarter-Wavelength Hairpin Bandpass Filter with Multiple Transmission Zeros », in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, 2006, p. 361-364.
- [22] J. A. Curtis et S. J. Fiedziuszko, « Miniature dual mode microstrip filters », in *Microwave Symposium Digest, 1991., IEEE MTT-S International*, 1991, p. 443-446 vol.2.
- [23] L. Zhu, P.-M. Wecowski, et K. Wu, « New planar dual-mode filter using cross-slotted patch resonator for simultaneous size and loss reduction », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, n° 5, p. 650-654, mai 1999.
- [24] A. Gorur et C. Karpuz, « Miniature Dual-Mode Microstrip Filters », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 17, n° 1, p. 37-39, janv. 2007.
- [25] J. Wang, J.-L. Li, J. Ni, S. Zhao, W. Wu, et D. Fang, « Design of Miniaturized Microstrip Dual-Mode Filter With Source-Load Coupling », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 20, n° 6, p. 319-321, juin 2010.
- [26] D. Chen et C. H. Cheng, « Coplanar waveguide bandpass filter using quarter-wavelength resonators », *Electron. Lett.*, vol. 43, n° 9, p. 526-527, avr. 2007.
- [27] Y.-S. Lin, M.-S. Hsu, C.-H. Wang, et C. H. Chen, « Millimeter-wave coplanar-waveguide parallel-coupled bandpass filters with lumped-element K-inverters », in *Microwave Conference, 2005 European*, 2005, vol. 2, p. 4 pp.-pp.
- [28] D. Deslandes et K. Wu, « Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 6, p. 2516-2526, juin 2006.
- [29] J. D. Martinez, S. Sirci, et V. E. Boria, « Compact SIW filter with asymmetric frequency response for C-band wireless applications », in *Wireless Symposium (IWS), 2013 IEEE International*, 2013, p. 1-4.
- [30] B. Potelon, J.-F. Favennec, C. Quando, E. Rius, C. Person, et J.-C. Bohorquez, « Design of a Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter Using a Novel Topology of Coupling », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, n° 9, p. 596-598, sept. 2008.
- [31] R. Li, X. Tang, et F. Xiao, « Design of Substrate Integrated Waveguide Transversal Filter With High Selectivity », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 20, n° 6, p. 328-330, juin 2010.
- [32] X. P. Chen, W. Hong, T. Cui, J. Chen, et K. Wu, « Substrate integrated waveguide (SIW) linear phase filter », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, n° 11, p. 787-789, nov. 2005.
- [33] J. D. Martinez, S. Sirci, M. Taroncher, et V. E. Boria, « Compact CPW-Fed Compline Filter in Substrate Integrated Waveguide Technology », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, n° 1, p. 7-9, janv. 2012.
- [34] T. Yang, M. Tamura, et T. Itoh, « Super Compact Low-Temperature Co-Fired Ceramic Bandpass Filters Using the Hybrid Resonator », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, n° 11, p. 2896-2907, nov. 2010.
- [35] A. PERIGAUD, « Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches »:, thesis, Université de Limoges.

- [36] C. C. W. Ruppel, L. Reindl, et R. Weigel, « SAW devices and their wireless communications applications », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, n° 2, p. 65-71, juin 2002.
- [37] G. Fischerauer, T. Ebner, P. Kruck, K. Morozumi, R. Thomas, et M. Pitschi, « SAW filter solutions to the needs of 3G cellular phones », in *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, 2001, vol. 1, p. 351-354 vol.1.
- [38] R. Weigel, D. P. Morgan, J. M. Owens, A. Ballato, K. M. Lakin, K.-Y. Hashimoto, et C. C. W. Ruppel, « Microwave acoustic materials, devices, and applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 3, p. 738-749, mars 2002.
- [39] S. Jose, R. J. E. Huetting, et A. B. M. Jansman, « Modelling of bulk acoustic wave resonators for microwave filters », in *Proceedings of the 11th Annual Workshop on Semiconductor Advances for Future Electronics and Sensors, SAFE 2008*, Utrecht, The Netherlands, 2008, p. 558-561.
- [40] A. C. Guyette, « Intrinsically Switched Varactor-Tuned Filters and Filter Banks », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, n° 4, p. 1044-1056, avr. 2012.
- [41] A. C. Guyette, « Alternative architectures for narrowband varactor-tuned bandpass filters », in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, 2009, p. 1828-1831.
- [42] M. Armendariz, V. Sekar, et K. Entesari, « Tunable SIW bandpass filters with PIN diodes », in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, 2010, p. 830-833.
- [43] F. Huang et R. Mansour, « A novel varactor tuned dielectric resonator filter », in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, p. 1-3.
- [44] N. Zhang, Z. Deng, et F. Sen, « CPW Tunable Band-Stop Filter Using Hybrid Resonator and Employing RF MEMS Capacitors », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 60, n° 8, p. 2648-2655, août 2013.
- [45] M. S. Arif et D. Peroulis, « A 6 to 24 GHz continuously tunable, microfabricated, high-Q cavity resonator with electrostatic MEMS actuation », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012, p. 1-3.
- [46] V. Sekar, M. Armendariz, et K. Entesari, « A 1.2-1.6-GHz Substrate-Integrated-Waveguide RF MEMS Tunable Filter », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, n° 4, p. 866-876, avr. 2011.
- [47] A. Takacs, D. Neculoiu, D. Vasilache, A. Muller, P. Pons, L. Bary, P. Calmon, H. Aubert, et R. Plana, « Tunable bandstop MEMS filter for millimetre-wave applications », *Electron. Lett.*, vol. 43, n° 12, p. 675-677, juin 2007.
- [48] S. Adhikari, A. Ghiotto, et K. Wu, « Simultaneous electric and magnetic two-dimensional tuning of substrate integrated waveguide cavity resonator », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012, p. 1-3.
- [49] H. A. Wheeler, « Fundamental Limitations of Small Antennas », *Proc. IRE*, vol. 35, n° 12, p. 1479-1484, déc. 1947.
- [50] H. A. Wheeler, « The Radiansphere around a Small Antenna », *Proc. IRE*, vol. 47, n° 8, p. 1325-1331, août 1959.
- [51] R. C. Hansen, « Fundamental limitations in antennas », *Proc. IEEE*, vol. 69, n° 2, p. 170-182, févr. 1981.
- [52] 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, et pp.1-12., .
- [53] D. M. Pozar, « New results for minimum Q, maximum gain, and polarization properties of electrically small arbitrary antennas », in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009*, 2009, p. 1993-1996.

- [54] A. D. Yaghjian et H. R. Stuart, « Lower Bounds on the Q of Electrically Small Dipole Antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, n° 10, p. 3114-3121, oct. 2010.
- [55] R. E. Collin et S. Rothschild, « Evaluation of antenna Q », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 12, n° 1, p. 23-27, janv. 1964.
- [56] A. D. Yaghjian et S. R. Best, « Impedance, bandwidth, and Q of antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, n° 4, p. 1298-1324, avr. 2005.
- [57] S. R. Best, « Bandwidth and the lower bound on Q for small wideband antennas », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, 2006, p. 647-650.
- [58] C. A. Balanis, « Antenna Theory : Analysis and Design, 2ed ed. », *John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997*.
- [59] J. R. James, P. S. Hall, et C. Wood, *Microstrip Antenna: Theory and Design*. IET, 1985.
- [60] F. N. M. Redzwan, M. T. Ali, M. N. M. Tan, et N. F. Miswadi, « Design of Planar Inverted F Antenna for LTE mobile phone application », in *2014 IEEE Region 10 Symposium*, 2014, p. 19-22.
- [61] B. Jecko et C. Decroze, « THE “Monopolar Wire Patch Antenna” concept », in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007*, 2007, p. 1-5.
- [62] C. Delaveaud, P. Leveque, et B. Jecko, « Small-sized low-profile antenna to replace monopole antennas », *Electron. Lett.*, vol. 34, n° 8, p. 716-717, avr. 1998.
- [63] C. Delaveaud, P. Leveque, et B. Jecko, « New kind of microstrip antenna: the monopolar wire-patch antenna », *Electron. Lett.*, vol. 30, n° 1, p. 1-2, janv. 1994.
- [64] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, et C. Salvador, « Dual-band slot-loaded patch antenna », *Microw. Antennas Propag. IEE Proc.*, vol. 142, n° 3, p. 225-232, juin 1995.
- [65] R. Azadegan et K. Sarabandi, « A novel approach for miniaturization of slot antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, n° 3, p. 421-429, mars 2003.
- [66] K. M. Luk, Y. X. Guo, K. F. Lee, et Y. L. Chow, « L-probe proximity fed U-slot patch antenna », *Electron. Lett.*, vol. 34, n° 19, p. 1806-1807, sept. 1998.
- [67] H. T. Nguyen, S. Noghianian, et L. Shafai, « Microstrip patch miniaturization by slots loading », in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, vol. 1B, p. 215-218 vol. 1B.
- [68] C. Delaveaud et S. Sufyar, « A miniaturization technique of a compact omnidirectional antenna », in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009*, 2009, p. 384-388.
- [69] S. Villeger, P. Le Thuc, R. Staraj, et G. Kossiavas, « Dual-band planar inverted-F antenna », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 38, n° 1, p. 40-42, juill. 2003.
- [70] A.CHAMI, « Miniaturisation et intégration d’antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés », *Thèse de doctorat Université de Nice-Sophia Antipolis, 2012*.
- [71] R. Caso, A. D’Alessandro, A. A. Serra, P. Nepa, et G. Manara, « Dual-band integrated G-PIFA antenna for DVB-T and WLAN applications », in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2011, p. 1131-1134.
- [72] L. J. Chu, « Physical Limitations of Omni-Directional Antennas », *J. Appl. Phys.*, vol. 19, n° 12, p. 1163, 1948.
- [73] R. K. Mongia et M. Cuhaci, « Low profile dielectric resonator antennas using a very high permittivity material », *Electron. Lett.*, vol. 30, n° 17, p. 1362-1363, août 1994.

- [74] R. C. Hansen et M. Burke, « Antennas with magneto-dielectrics », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 26, n° 2, p. 75-78, juill. 2000.
- [75] Y. Hwang, Y. P. Zhang, et T. K. C. Lo, « Planar inverted F antenna loaded with high permittivity material », *Electron. Lett.*, vol. 31, n° 20, p. 1710-1712, sept. 1995.
- [76] L. HUITEMA, « Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles »:, thesis, Université de Limoges.
- [77] M. Karkkainen, M. Ermutlu, S. Maslovski, P. Ikonen, et S. Tretyakov, « Numerical simulations of patch antennas with stacked split-ring resonators as artificial magnetic substrates », in *IWAT 2005. IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005.*, 2005, p. 395-398.
- [78] P. M. T. Ikonen, S. I. Maslovski, C. R. Simovski, et S. A. Tretyakov, « On artificial magnetodielectric loading for improving the impedance bandwidth properties of microstrip antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, n° 6, p. 1654-1662, juin 2006.
- [79] Y. Lee, S. Tse, Y. Hao, et C. G. Parini, « A compact microstrip antenna with improved bandwidth using Complementary Split-Ring Resonator (CSRR) loading », in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007*, p. 5431-5434.
- [80] J. M. Laheurte, « Switchable CPW-fed slot antenna for multifrequency operation », *Electron. Lett.*, vol. 37, n° 25, p. 1498-1500, déc. 2001.
- [81] T. Hirano, K. Miyazaki, M. Hatamoto, R. Yasumitsu, K. Hama, et F. Watanabe, « RF-MEMS for Reconfigurable Satellite Antenna », in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007, 2007*, p. 1-5.
- [82] A. Zohur, H. Mopidevi, D. Rodrigo, M. Unlu, L. Jofre, et B. A. Cetiner, « RF MEMS Reconfigurable Two-Band Antenna », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 72-75, 2013.
- [83] P. Panaia, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, G. Kossiavas, L. Dussopt, F. Vacherand, et C. Billard, « MEMS-based reconfigurable antennas », in *2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2004*, vol. 1, p. 175-179 vol. 1.
- [84] Y. Li, Z. Zhang, J. Zheng, Z. Feng, et M. F. Iskander, « A Compact Hepta-Band Loop-Inverted F Reconfigurable Antenna for Mobile Phone », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 1, p. 389-392, janv. 2012.
- [85] M. Komulainen, M. Berg, H. Jantunen, E. T. Salonen, et C. Free, « A Frequency Tuning Method for a Planar Inverted-F Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 4, p. 944-950, avr. 2008.
- [86] S. Sufyar, C. Delaveaud, et R. Staraj, « A frequency agility technique on a miniature omnidirectional antenna », in *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010*, p. 1-4.
- [87] L. Huitema, T. Reveyrand, E. Arnaud, C. Decroze, et T. Monediere, « A compact and reconfigurable DVB-H antenna for mobile handheld devices », in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2011*, p. 1314-1317.
- [88] « Digitally Tunable Capacitors (DTC) - Peregrine Semiconductor ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.psemi.com/products/digitally-tunable-capacitors-dtc>. [Consulté le: 16-déc-2015].
- [89] L. Trinh, F. Ferrero, L. Lizzi, R. Staraj, et J. M. Ribero, « Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. PP, n° 99, p. 1-1, 2015.
- [90] R. K. Mishra, S. S. Pattnaik, et N. Das, « Tuning of microstrip antenna on ferrite substrate », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, p. 230-233, févr. 1993.

- [91] D. M. Pozar et V. Sanchez, « Magnetic tuning of a microstrip antenna on a ferrite substrate », *Electron. Lett.*, vol. 24, n° 12, p. 729-731, juin 1988.
- [92] H. How, P. Rainville, F. Harackiewicz, et C. Vittoria, « Radiation frequencies of ferrite patch antennas », *Electron. Lett.*, vol. 28, n° 15, p. 1405-1406, juill. 1992.
- [93] Y. Yashchyshyn et J. Modelski, « The leaky-wave antenna with ferroelectric substrate », in *14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2002. MIKON-2002*, 2002, vol. 1, p. 218-221 vol.1.
- [94] A. M. Castro-Vilaro et R. A. R. Solis, « Tunable folded-slot antenna with thin film ferroelectric material », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003*, 2003, vol. 2, p. 549-552 vol.2.
- [95] Z. Zakaria, W. Y. Sam, M. Z. A. A. Aziz, A. A. M. Isa, et F. M. Johar, « Design of integrated rectangular SIW filter and microstrip patch antenna », in *2012 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE)*, 2012, p. 137-141.
- [96] H. M. Hizan, I. C. Hunter, et A. I. Abunjaileh, « Integrated SIW filter and microstrip antenna », in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, 2010, p. 184-187.
- [97] H. Cheng, Y. Yusuf, et X. Gong, « Vertically Integrated Three-Pole Filter/Antennas for Array Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, p. 278-281, 2011.
- [98] Y. Yusuf et X. Gong, « A vertical integration of high-Q filters with patch antennas with enhanced bandwidth and high efficiency », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, p. 1-4.
- [99] Y. Tawk, M. E. Zamudio, J. Costantine, et C. G. Christodoulou, « A cognitive radio reconfigurable antenna », in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, p. 3565-3568.
- [100] Y. Tawk et C. G. Christodoulou, « A New Reconfigurable Antenna Design for Cognitive Radio », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, p. 1378-1381, 2009.
- [101] A. H. Ramadan, J. Costantine, K. Y. Kabalan, Y. Tawk, C. G. Christodoulou, et M. Al-Husseini, « A polarization diverse tunable antenna for cognitive radio applications », in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, p. 1455-1456.
- [102] M. Al-Husseini, A. Ramadan, A. El-Hajj, et K. Y. Kabalan, « A tunable filter antenna for cognitive radio systems », in *2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2012, p. 1-2.
- [103] P.-Y. Qin, Y. J. Guo, et F. Wei, « Frequency agile monopole antenna using a reconfigurable bandpass filter », in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, p. 1250-1251.
- [104] Y. Tawk, J. Costantine, et C. G. Christodoulou, « A Varactor-Based Reconfigurable Antenna », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, p. 716-719, 2012.
- [105] R. Lovato, T. Li, et X. Gong, « Electrically tunable integrated patch antenna with planar filter », in *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2015 IEEE 16th Annual*, 2015, p. 1-3.
- [106] C. Delaveaud, « Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles », Thèse de doctorat, Université de Limoges. Faculté des sciences et techniques, France, 1996.
- [107] A. Ali-Khan, W. F. Richards, et S. A. Long, « Impedance control of microstrip antennas using reactive loading », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, n° 2, p. 247-251, févr. 1989.

- [108] D. H. Schaubert, F. G. Farrar, A. Sindoris, et S. T. Hayes, « Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 29, n° 1, p. 118-123, janv. 1981.
- [109] J.-P. Seaux, A. Reineix, et B. Jecko, « Susceptibilité aux impulsions électromagnétiques parasites des antennes plaquées sur substrat diélectrique », *Ann. Télécommunications*, vol. 45, n° 3-4, p. 215-223.
- [110] H. A. Wheeler, « Fundamental Limitations of Small Antennas », *Proc. IRE*, vol. 35, n° 12, p. 1479-1484, déc. 1947.
- [111] A. D. Yaghjian et S. R. Best, « Impedance, bandwidth, and Q of antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, n° 4, p. 1298-1324, avr. 2005.
- [112] R.R.MANSOUR, « Micro-machined and dielectric resonator tunable filters », *39th Eur. Microw. Conf. Workshop Rome Italy Sept. 2009*.
- [113] I. LIAMAS-GANO, K. YONGSUNG, B. CHANG-WOOK AND K. YONG-KWEON, « A micromachined monolithic half coaxial transmission line filter », *Asia-Pac. Microw. Conf. Proc. Vol 3 Décembre 2005*.
- [114] Mohamed Drissi, Damien Di-Marco, Nicolas Delhote, Olivier Tantot, Serge Verdeyme, « Caractérisation de céramiques hautes performances », *Journées Caractérisation Microondes Mater. Mars 2016 Calais Fr*.
- [115] D. C. Thompson, O. Tantot, H. Jallageas, G. E. Ponchak, M. M. Tentzeris, et J. Papapolymerou, « Characterization of liquid crystal polymer (LCP) material and transmission lines on LCP substrates from 30 to 110 GHz », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, n° 4, p. 1343-1352, avr. 2004.
- [116] D. Peroulis, E. Naglich, M. Sinani, et M. Hickie, « Tuned to Resonance: Transfer-Function-Adaptive Filters in Evanescent-Mode Cavity-Resonator Technology », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, n° 5, p. 55-69, juill. 2014.
- [117] « <http://www.psemi.com/> ».
- [118] S. B. Cohn, « Direct-Coupled-Resonator Filters », *Proc. IRE*, vol. 45, n° 2, p. 187-196, févr. 1957.



## **Annexes**



# Annexe 1

## I. Dimensionnement du plan de masse de l'antenne

La mesure des antennes de type monopole électriquement petites est problématique avec les méthodes classiques [49], [51]. En effet, selon la taille électrique du plan de masse, les courants sur l'antenne se couplent avec le câble de mesure impliquant son rayonnement. L'élément rayonnant n'est donc plus uniquement l'antenne mais l'antenne et son câble de mesure. Pour limiter ce problème de mesure, un plan de masse de bonne dimension peut être dimensionné sous l'antenne. Dans ce cas, son dimensionnement doit être précis afin de faiblement altérer le rayonnement de l'antenne tout en s'assurant que le câble ne perturbe plus la mesure (de l'impédance et du rayonnement). Un exemple illustratif de l'effet du câble sur une antenne fil-plaque disposée sur un plan de masse de petite dimension est proposé (dimensions de l'antenne présentées dans le Tableau II-1, avec  $R_{pin}=3,65\text{mm}$  et  $d=5,85\text{mm}$

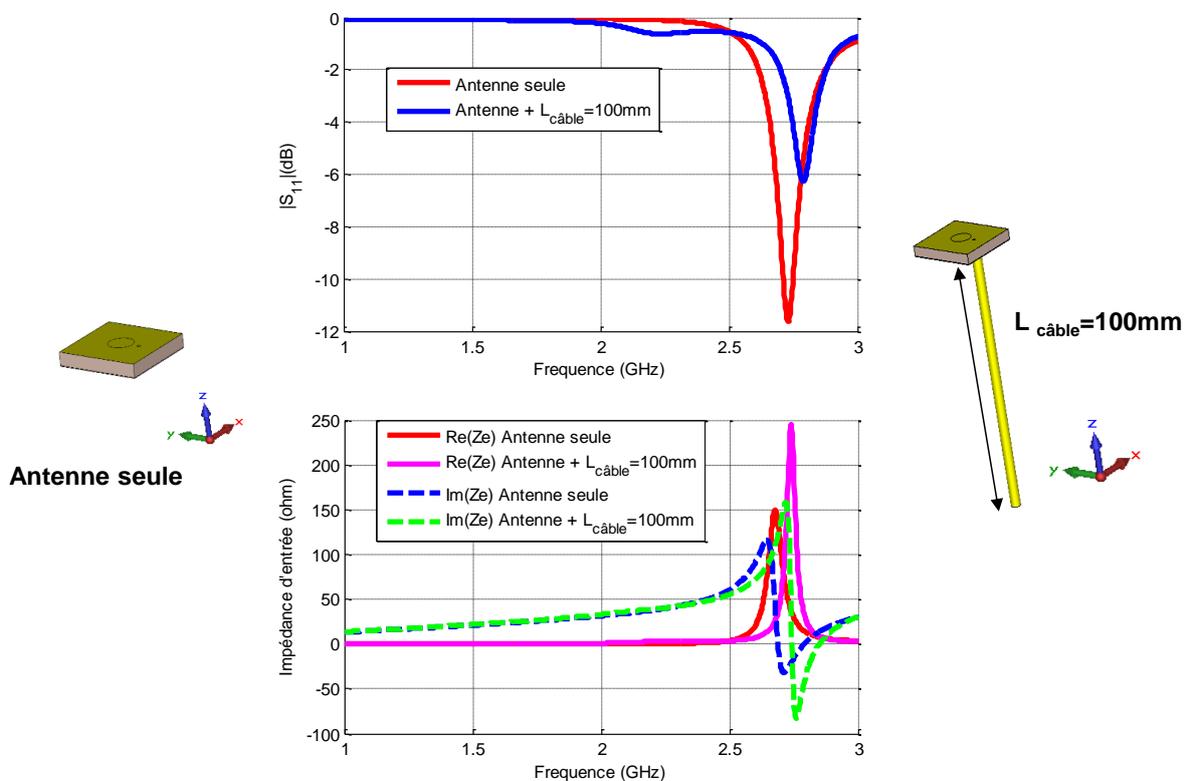


Figure A1. 1 : Impédance d'entrée et  $|S_{11}|$  de l'antenne seule et l'antenne + câble

La Figure A1. 1 montre l'évolution de l'impédance d'entrée et  $|S_{11}|$  en fonction de la fréquence de l'antenne seule et l'antenne avec un câble de longueur 100mm introduit dans le simulateur. On note que l'introduction d'un câble blindé au-dessous de l'antenne induit une variation de l'impédance d'entrée et une désadaptation de l'impédance de l'antenne.

D'autres part, en comparant les diagrammes de rayonnement 3D en directivité de ces deux structures (antenne seule et antenne plus câble) qui sont présentés dans la Figure A1. 2 à la fréquence du travail de l'antenne.

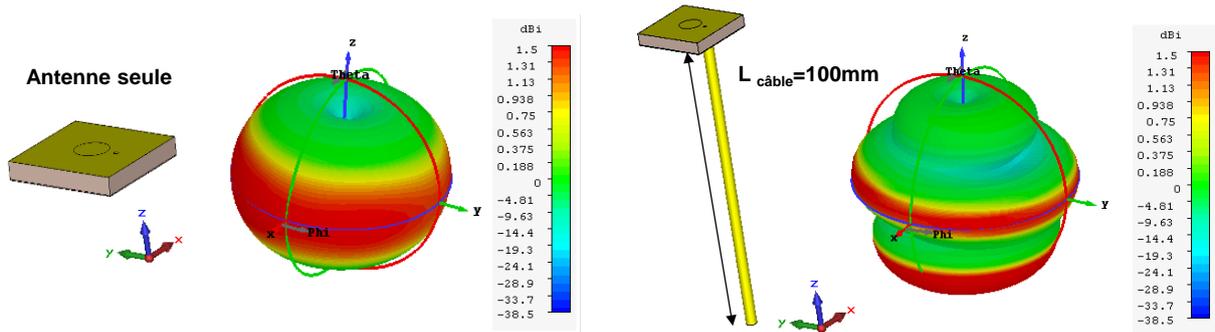


Figure A1. 2 : Directivité en 3D à la fréquence du travail

On remarque que l'antenne seule présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel à sa fréquence du travail alors que l'introduction du câble au-dessous de l'antenne dégrade ses performances en rayonnement : création de lobes de rayonnement lié à l'allongement de l'antenne équivalente.

Afin de limiter l'effet du câble sur les performances de l'antenne, une solution est d'agrandir la taille du plan de masse. Dans la suite, on considère l'antenne à grand plan de masse plus un câble qui mesure 100mm. Une étude approfondie sur les performances de l'antenne en fonction des différentes dimensions du plan de masse a été réalisée en simulation.

La Figure A1. 3 montre l'influence des dimensions du plan de masse sur de l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne

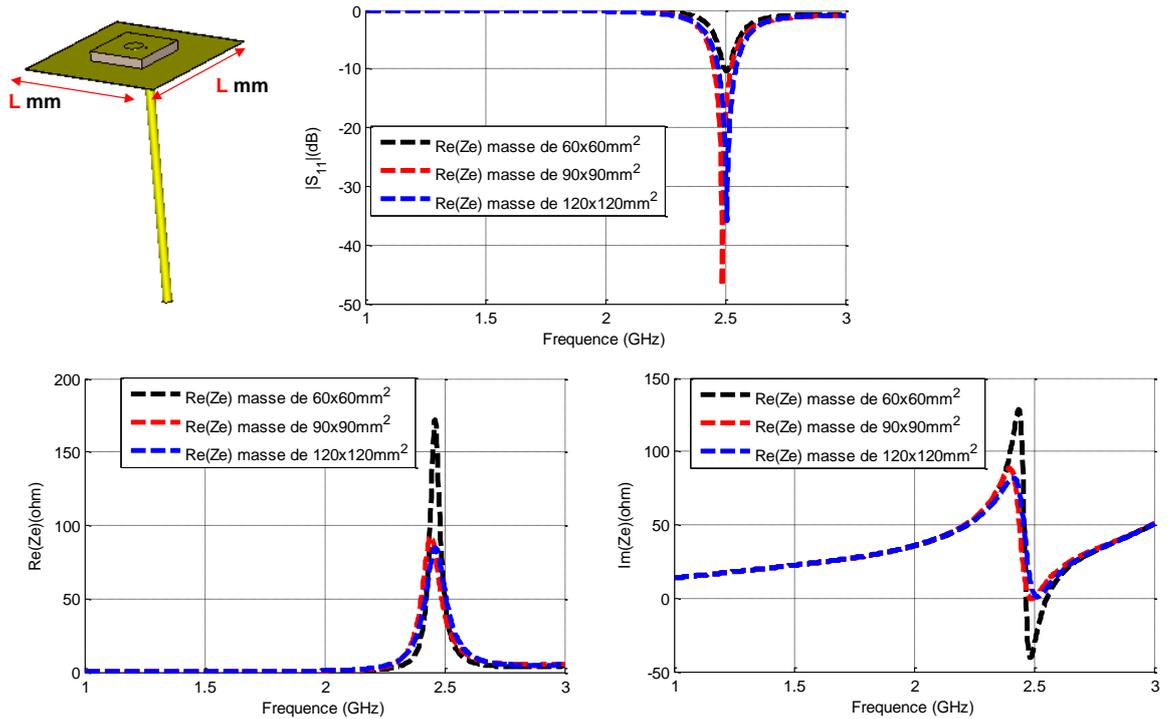


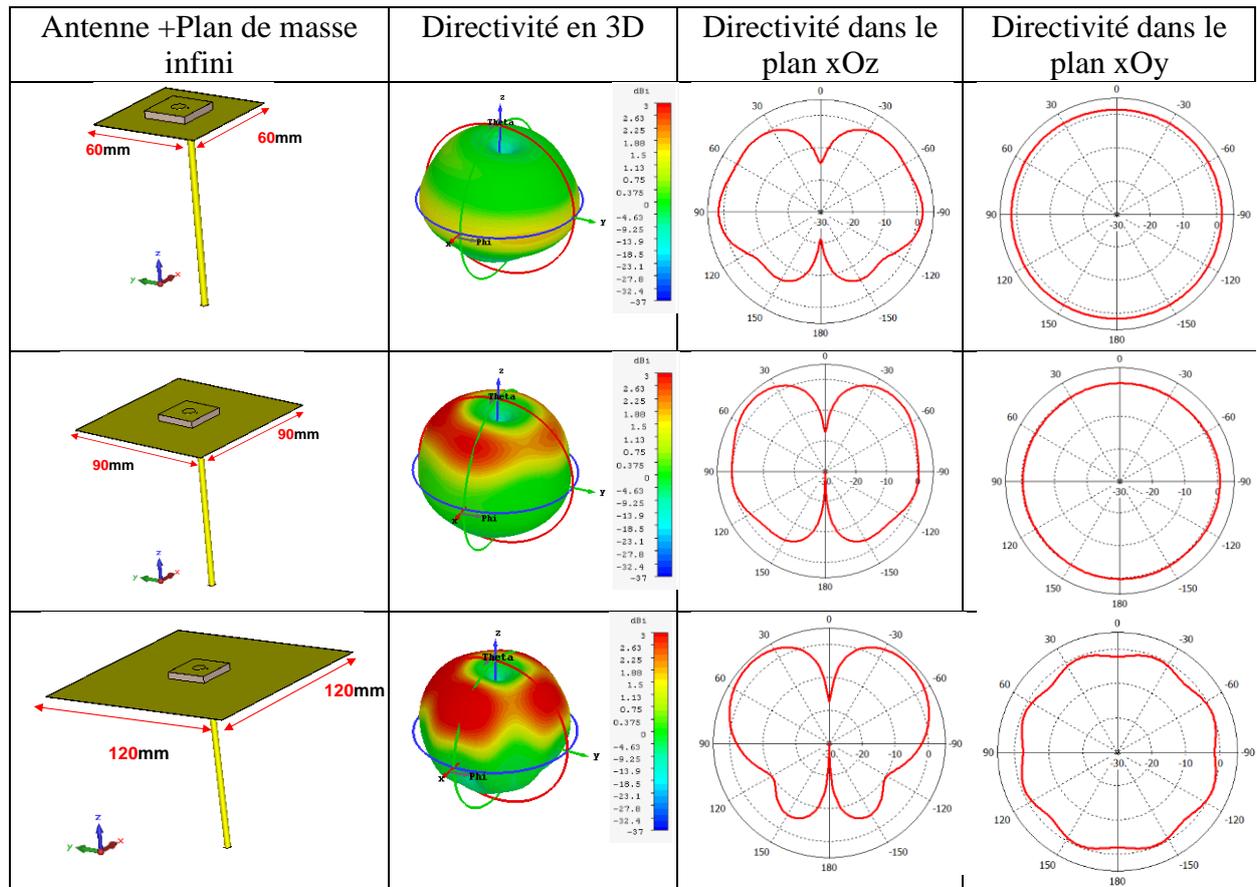
Figure A1. 3 : Impédance d'entrée est  $|S_{11}|$  pour différentes dimensions du plan de masse

Comme observé sur la Figure A1. 3, à partir des dimensions  $90 \times 90 \text{mm}^2$  ( $\lambda_0/1.33 \times \lambda_0/1.33$ ) l'effet du câble apparaît négligeable et on conserve presque les mêmes performances de l'antenne au niveau son l'impédance d'entrée et son coefficient de réflexion

D'autres part, il est important de visualiser l'effet des dimensions du plan de masse sur les performances en rayonnement de l'antenne de ce fait nous avons comparé les diagrammes de rayonnement 3D en directivité de ce structure pour différentes dimensions du plan de masse présenté dans la à la fréquence du travail de l'antenne à 2.5GHz.

D'autres part, il est important de visualiser l'effet des dimensions du plan de masse sur les performances en rayonnement de l'antenne . Pour cela nous avons comparé les diagrammes de rayonnement en directivité (3D, et 2D (plan xOz et xOy)) de ces structures pour différentes dimensions du plan de masse présenté dans la Tableau A1- 1 à la fréquence du travail de l'antenne à 2,5GHz.

Tableau A1- 1 : Directivité en 3D, dans le plan xOz et xOy pour différentes dimensions du plan de masse



On note qu'un plan de masse de la taille  $60 \times 60\text{mm}^2$  ( $\lambda_0/2 \times \lambda_0/2$ ) détériore l'impédance d'entrée de l'antenne, alors qu'un plan de masse de  $90 \times 90\text{mm}^2$  ( $\lambda_0/1.33 \times \lambda_0/1.33$ ) ne détériore pas son impédance d'entrée mais commence à pousser son rayonnement vers le haut. Pourtant c'est le meilleur compromis car un plan de masse de  $120 \times 120\text{mm}^2$  ( $\lambda_0 \times \lambda_0$ ) augmente fortement le rayonnement à  $45^\circ$ .

Afin de limiter l'altération du câble de mesure, il est nécessaire de mettre l'antenne sur un plan de masse ayant des dimensions de  $90 \times 90\text{mm}^2$  qui sera notre plan de masse de référence dans nos développements.

## II. Influence de la permittivité

Afin d'estimer l'effet de la permittivité, les performances de l'antenne présentée dans le Tableau II-1 ont été étudiées pour différentes valeurs de la permittivité « eps » avec une tangente de pertes fixé à  $2,7 \times 10^{-3}$ . La Figure A1. 4 et la Figure A1. 5 présentent

l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne et de son coefficient de réflexion pour différents permittivité. Dans ce cas, les autres dimensions de l'antenne (présentées dans le Tableau II-1) restent fixes et la distance centre à centre entre le fil de masse et l'âme centrale du câble d'excitation  $d$  est fixée à 3,95mm.avec un rayon de fil de masse de 1,5mm

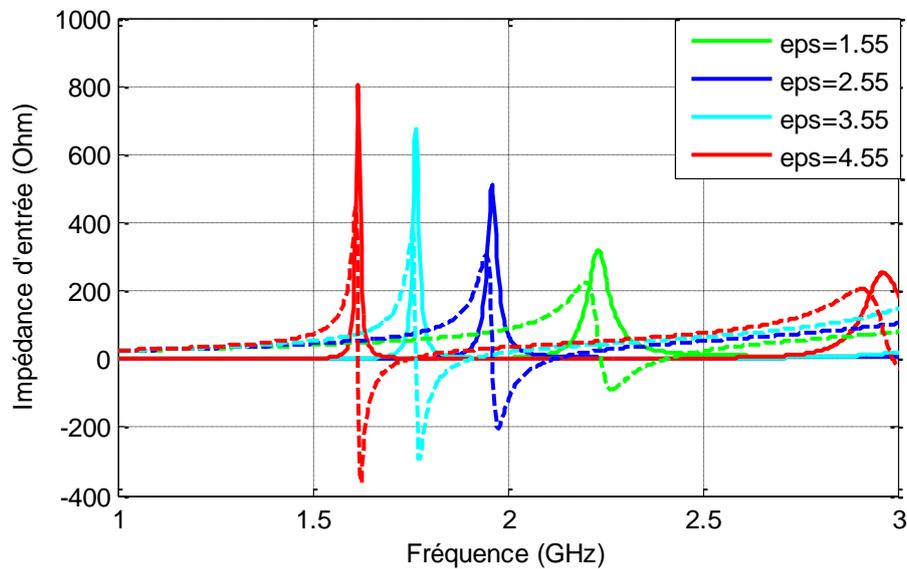


Figure A1. 4 : variation de l'impédance d'entrée en fonction de la permittivité du substrat ( $\epsilon_{ps}$ )

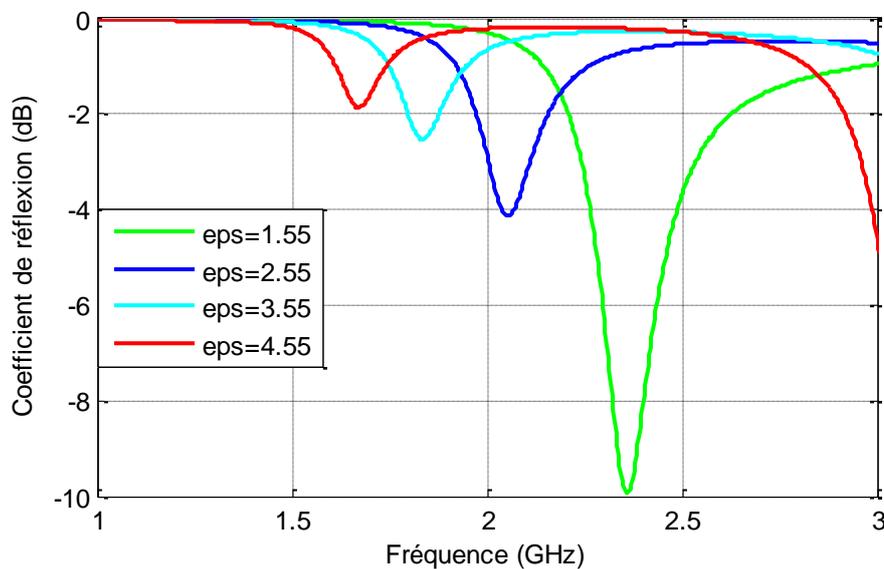


Figure A1. 5 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la permittivité du substrat ( $\epsilon_{ps}$ )

Ce paramètre impacte directement l'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire) et la fréquence de résonance de l'antenne. En effet, la Figure A1. 4 et la Figure A1. 5 montrent que l'augmentation de la permittivité induit un décalage de la fréquence de résonance de l'antenne vers les basses fréquences.

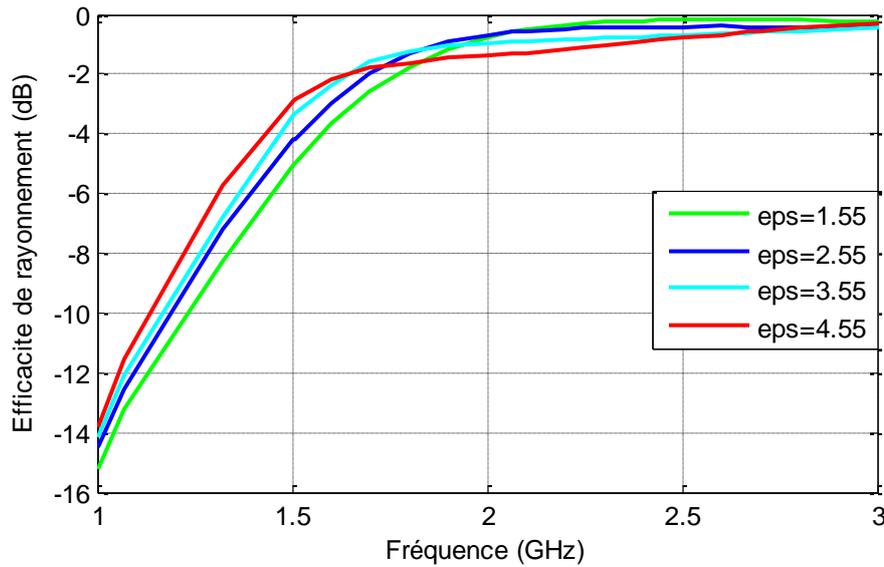


Figure A1. 6 : variation de l'efficacité de rayonnement en fonction de la permittivité du substrat ( $\epsilon_{ps}$ )

Cette figure montre qu'en augmentant la permittivité du matériau diélectrique, la résonance se situe plus bas en fréquence et l'efficacité de rayonnement s'améliore en basses fréquences et se réduit sensiblement aux fréquences immédiatement au-dessus.

### III. Influence des dimensions latérales

Une étude similaire à la précédente est maintenant faite sur les dimensions latérales «  $W \times L$  » [ $W$  (longueur du toit de l'antenne) et  $L$  (largueur du toit de l'antenne)]. Pour étudier son influence sur les performances de l'antenne, les paramètres géométriques de l'antenne (hauteur du substrat,  $d$ , etc.) sont fixés et  $R_{pin}$  est choisi égal à 1,5mm. Les résultats de cette étude sont présentés dans la Figure A1. 7 et la Figure A1. 8.

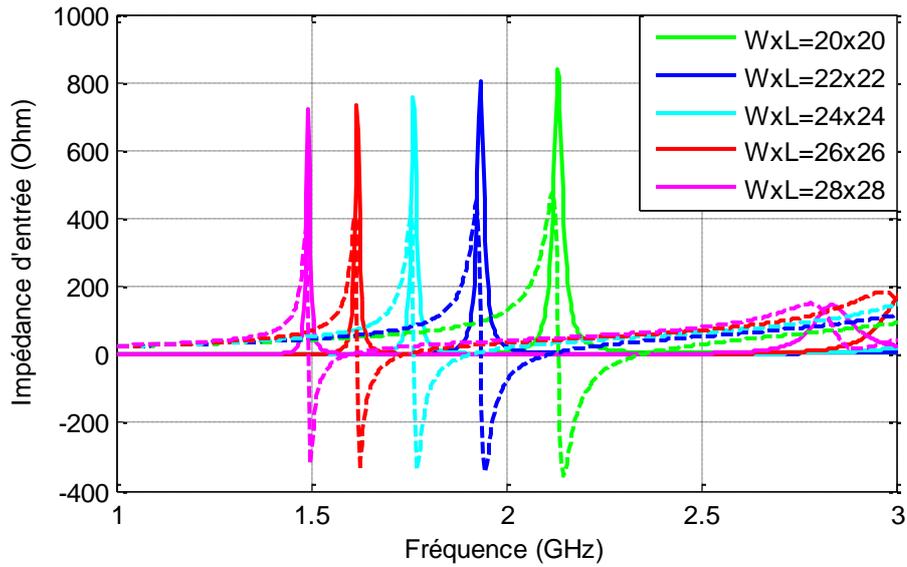


Figure A1. 7 : variation de l'impédance d'entrée en fonction des dimensions latérales de l'antenne «  $W \times L$  » ( $\text{mm}^2$ ).

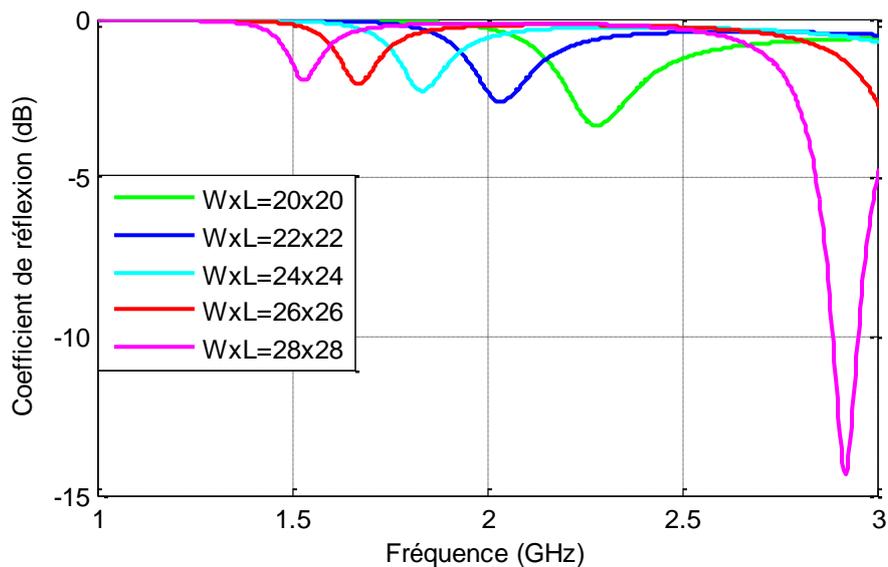


Figure A1. 8 : variation de coefficient de réflexion en fonction des dimensions latérales de l'antenne «  $W \times L$  » ( $\text{mm}^2$ ).

Ce paramètre impacte directement l'impédance d'entrée (partie réelle et imaginaire) et la fréquence de résonance de l'antenne. En effet, la Figure A1. 7 et la Figure A1. 8 montrent que l'augmentation de dimensions latérales induit un décalage de la fréquence de résonance de l'antenne vers les basses fréquences.

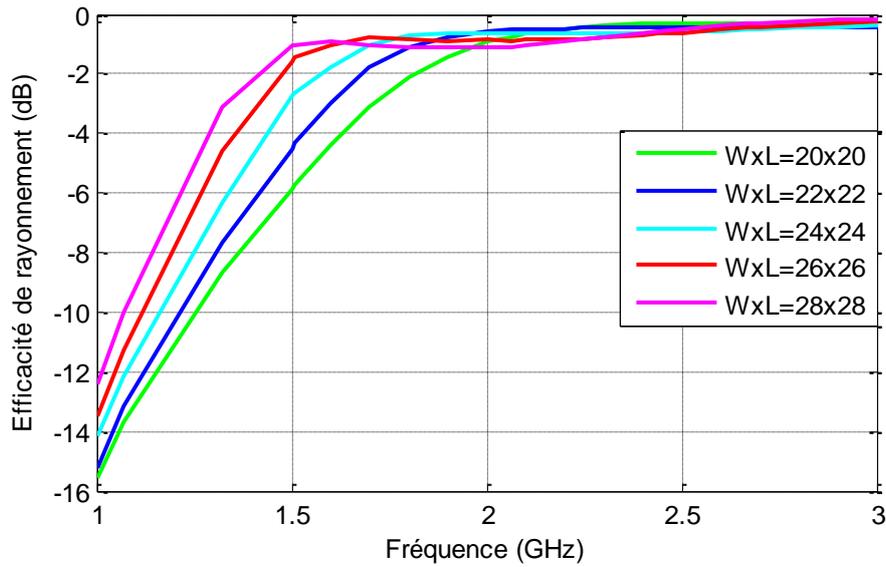


Figure A1. 9 : variation de l'efficacité de rayonnement en fonction des dimensions latérales de l'antenne «  $W \times L$  » ( $\text{mm}^2$ ).

La Figure A1. 9 montre qu'avec une augmentation de la taille de l'antenne, l'efficacité de rayonnement s'améliore en basse fréquence et reste quasi-stable sur une large bande fréquentielle. Une légère diminution est observable après un premier maximum.

## Annexe 2

### IV. Conception du sous-système filtre-antenne sur 50 $\Omega$

Afin de mettre en évidence l'intérêt de la méthode de conception conjointe du sous-système filtre-antenne, nous proposons de comparer les performances obtenues avec une approche de conception classique où le filtre et l'antenne sont adaptés chacun sur 50  $\Omega$

Dans ce paragraphe, nous nous sommes donc intéressés à la conception classique du sous-système filtre antenne. De ce fait, il faut d'une part, adapter l'antenne fil-plaque sur 50  $\Omega$  tout en maximisant sa capacité de rayonnement, et d'autre part, optimiser le filtre sur 50  $\Omega$  pour qu'il présente un minimum de pertes.

Afin que les modèles 3D de la structure globale filtre-antenne en conception classique et en co-conception soient comparables, il convient de conserver la même ligne triplaque entre le filtre et l'antenne dans les deux cas.

La topologie du sous-système filtre-antenne que nous allons étudier est constituée d'une antenne fil-plaque (adaptée sur 50 $\Omega$ ), d'un filtre à deux pôles en cavité rectangulaire(chargée sur 50 $\Omega$ ) et d'une ligne de connexion comme présentée sur la Figure A2. 1.

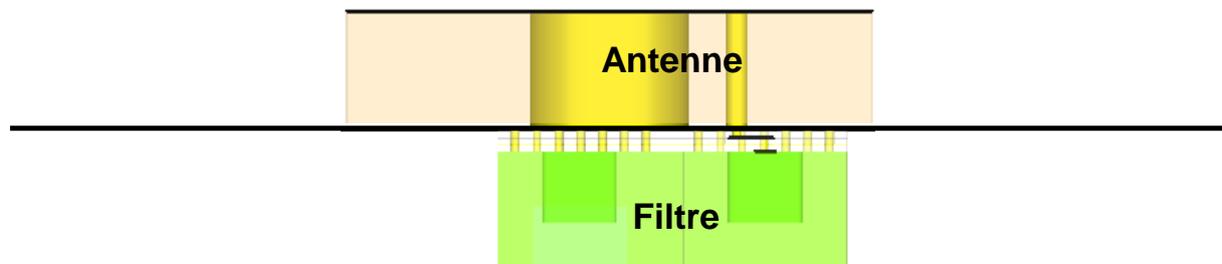


Figure A2. 1 : vue en coupe du filtre-antenne adapté sur 50  $\Omega$

#### IV.1. Rappel des performances de l'antenne fil plaque adaptée sur 50 $\Omega$

La géométrie de l'antenne fil-plaque de référence est rappelée sur la Figure A2. 2, elle présente des dimensions de 24x24x4 mm<sup>3</sup> avec un rayon du fil de masse et une distance entre

le fil de masse et le fil d'alimentation valant respectivement  $R_{pin}=1,5$  mm et  $d=2,95$  mm. Afin de ne pas perturber la mesure, elle a été étudiée sur un plan de masse de  $90 \times 90$  mm<sup>2</sup>.

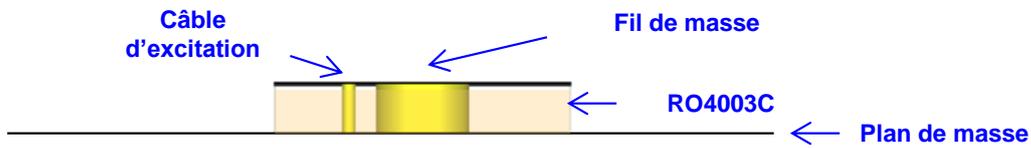


Figure A2. 2 : vue en coupe de l'antenne de référence adaptée sur  $50\Omega$

Les performances simulées en rayonnement et en impédance d'entrée sont rappelées sur la Figure A2. 3 et la Figure A2. 4 respectivement.

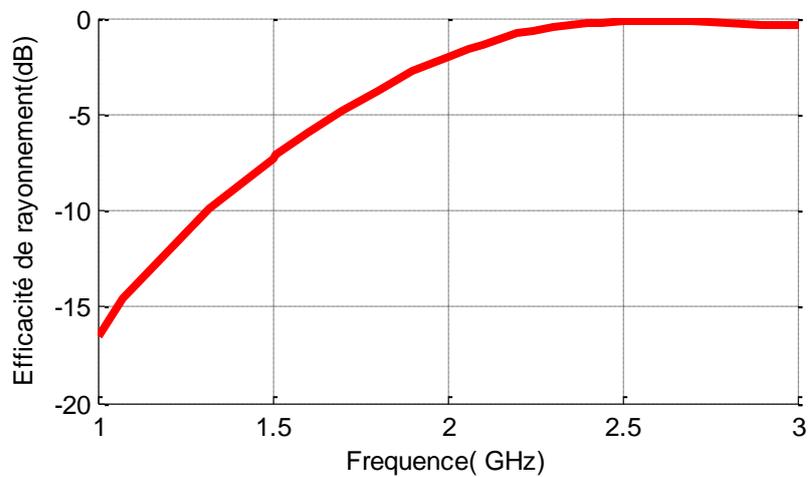


Figure A2. 3 : Efficacité de rayonnement de l'antenne de référence

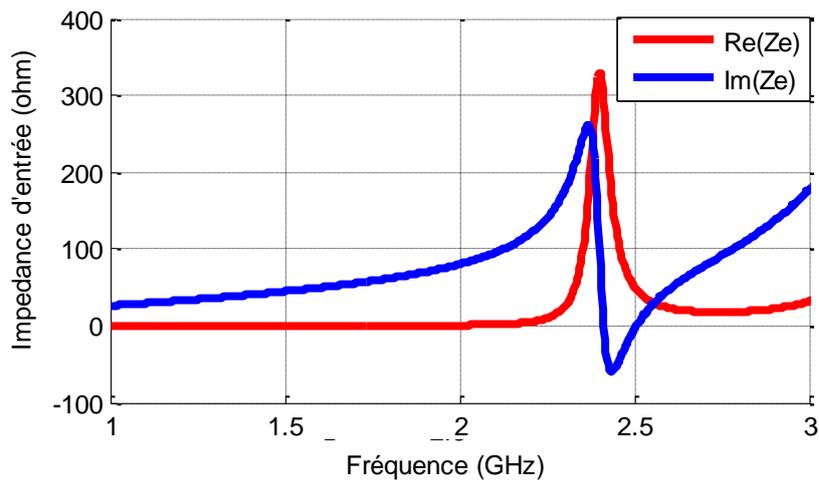


Figure A2. 4 : Impédance d'entrée de l'antenne de référence

On note que, l'efficacité de rayonnement simulée de l'antenne atteignait 96% à 2,5GHz avec une impédance d'entrée de l'ordre de  $50\Omega$ .

### IV.1.a. Synthèse du filtre chargé sur $50\Omega$

Le filtre est basé sur la structure du paragraphe II.3. (chapitre 4).. Afin d'adapter le filtre sur  $50\Omega$ , il suffit d'ajuster sur le coefficient de couplage à la sortie du filtre tout en gardant les autres paramètres fixes. Le modèle 3D d'un tel filtre est présenté sur la Figure A2.

5

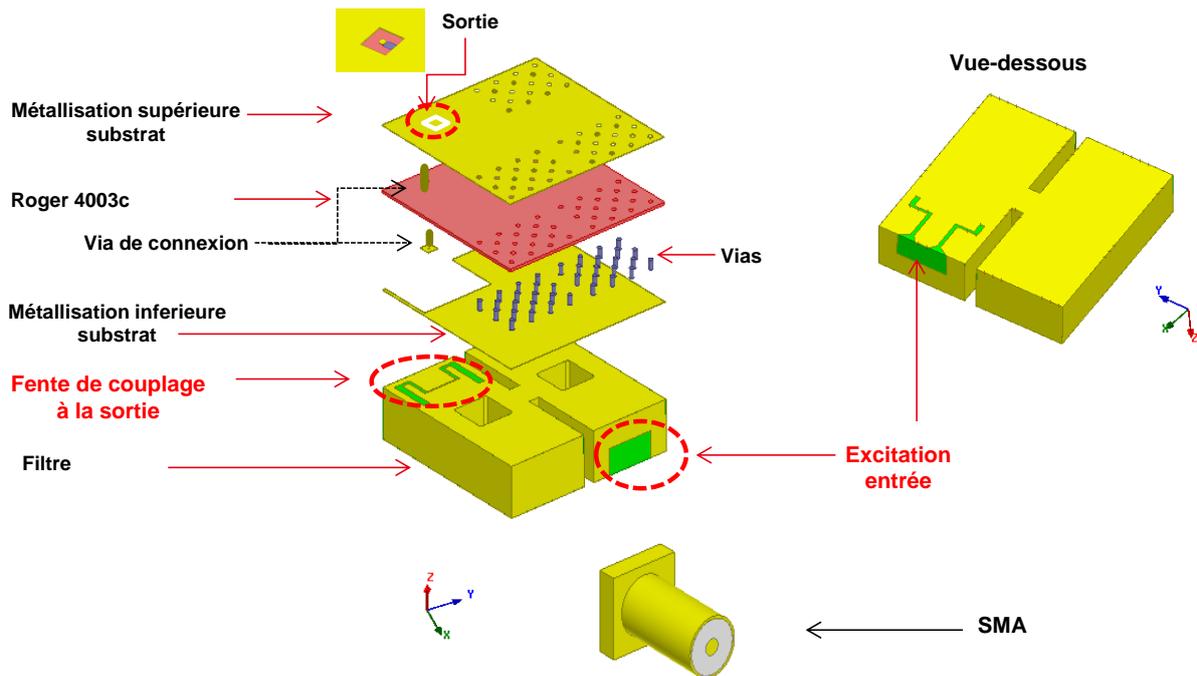


Figure A2. 5 : Modèle 3D filtre chargé sur  $50\Omega$

Après optimisation de ce filtre, les coefficients de couplage respectent les valeurs préconisées, et la réponse électromagnétique présentée sur la Figure A2. 6 respecte les spécifications. La bande passante est centrée à 2,5 GHz avec un largeur de 8MHz à -20dB et on note que le pertes d'insertion sont de l'ordre de 4,3 dB.

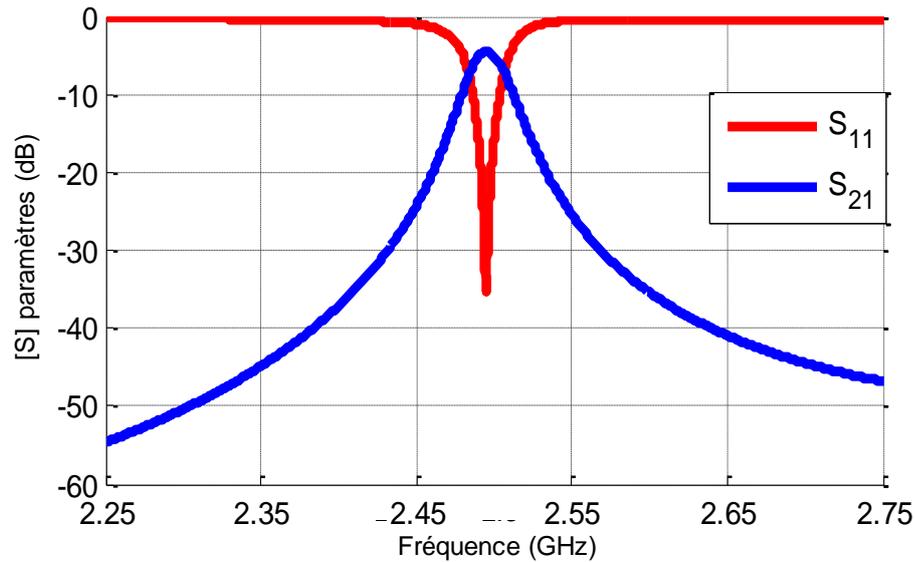


Figure A2. 6 : réponse électromagnétique du filtre 3D

#### IV.1.b. Modélisation électromagnétique du sous-système filtre antenne

Dans les paragraphes précédents, l'antenne et le filtre ont été dimensionnés pour être adaptés sur une charge  $50 \Omega$ . Afin que les deux stratégies de conception (conception classique et conception conjointe) soient comparables, il convient de conserver une ligne identique entre le filtre et l'antenne dans les deux cas.

On sait effectivement, d'après la relation 0A1-1 que l'impédance ramenée en entrée ( $Z_e$ ) sera également de  $50 \Omega$ , quelle que soit la longueur de la ligne.

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\gamma l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\gamma l)} \quad 0A1-1$$

$Z_0$  : impédance caractéristique de la ligne

$Z_e$  : impédance d'entrée d'une ligne de transmission

$Z_L$  : impédance de charge à la sortie de la ligne

$l$  : longueur de la ligne

$\gamma$  : constante de propagation ( $\gamma = \alpha + j\beta$ )

Pour une ligne d'impédance caractéristique  $Z_0 = 50 \Omega$  chargée par une impédance  $Z_L = 50 \Omega$ , la relation 0A1-1 se simplifie et devient  $Z_e = Z_0$

Théoriquement, quelle que soit sa longueur, la ligne ne doit pas modifier le comportement de l'antenne, sauf à ajouter quelques pertes supplémentaires.

La Figure A2. 7 montre le modèle 3D du sous-système filtre-antenne pour la conception classique.

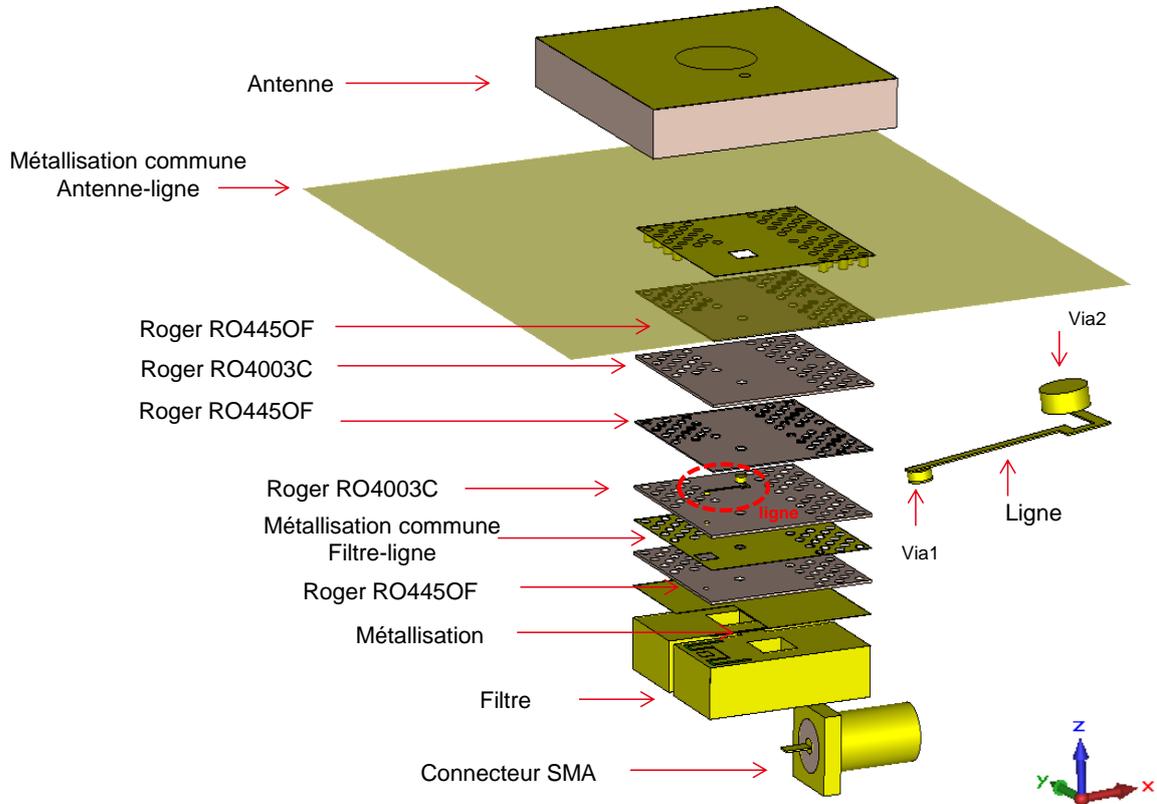


Figure A2. 7 : Vue éclatée du modèle 3D pour la conception classique filtre-antenne

Afin de valider les études précédentes, nous effectuons la simulation électromagnétique de la structure globale {filtre-ligne-antenne}. Le coefficient de réflexion obtenue est présenté sur la Figure A2. 8. Comme prévu, la bande passante est centrée à 2,5 GHz avec une largeur de 8 MHz à -20dB ce qui vient respecter les spécifications proposées.

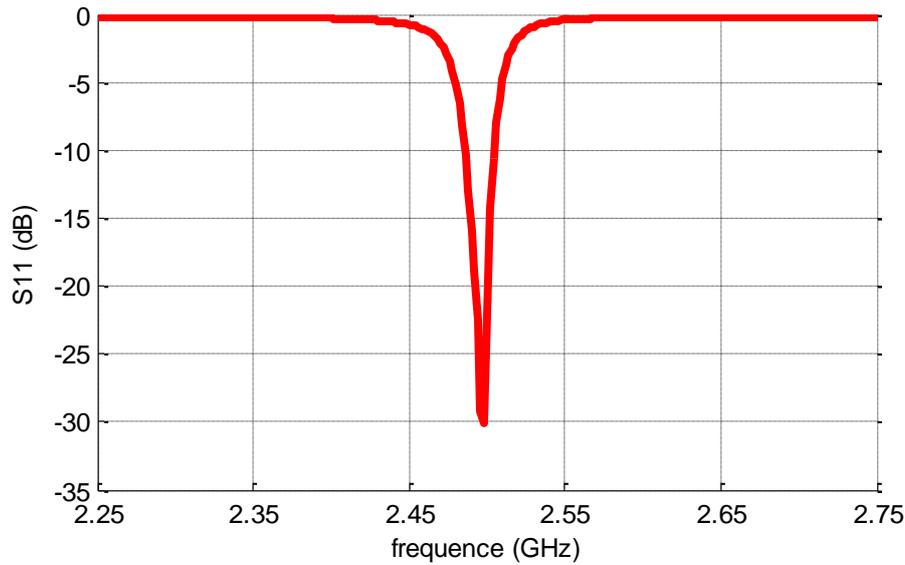


Figure A2. 8 : Paramètres S11 du sous-système filtre-antenne

L'efficacité totale de la structure globale issue de la simulation électromagnétique est présentée sur la Figure A2. 9. On note que l'efficacité présente un maximum à 2,5 GHz, de l'ordre de -4,43 dB, ce qui est également concordant avec les spécifications Proposées.

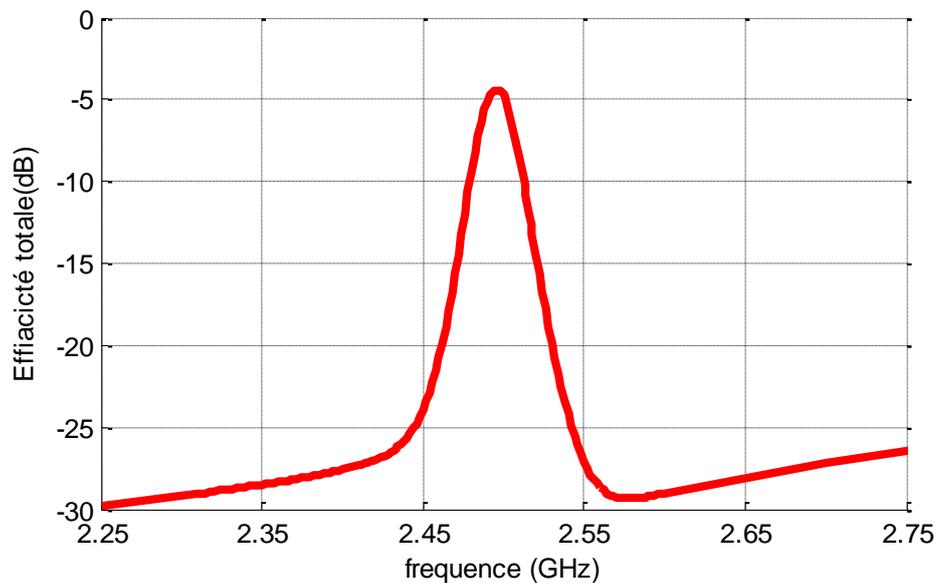
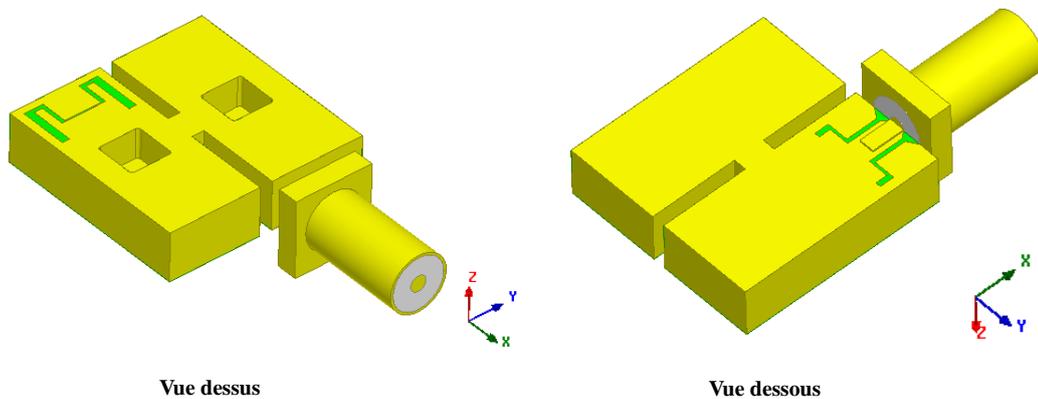


Figure A2. 9 : Efficacité totale du sous-système filtre-antenne

#### IV.1.c. Validation expérimentale

Comme prévue précédemment dans le paragraphe II.3. (chapitre 4), pour éviter les problèmes de décalage fréquentiel du filtre rencontrés précédemment dans le chapitre 3 nous décidons dans un premier temps de réaliser et de caractériser le filtre à l'antenne de référence.

Pour cela, le coefficient de réflexion du filtre est mesuré à son accès libre excité par un connecteur SMA ( $50\Omega$ ). L'autre accès du filtre, destiné à être connecté à l'antenne reste en circuit ouvert comme le montre la Figure A2. 10. Cette réponse du filtre mesurée va être comparée à la simulation pour estimer une déviation de réponse de la pièce fabriquée.



*Figure A2. 10 : Filtre deux pôles*

Plusieurs prototypes du filtre ont été réalisés par le CTTC de Limoges par stéréolithographie céramique (SLA). Ensuite ces Filtres ont été métallisés et gravés. La photographie d'un prototype fabriqué est montrée la Figure A2. 11



*Figure A2. 11 : Prototype fabriqué du filtre deux pôles*

La réponse simulée et mesurée du filtre (un seul accès de mesure) sont montrées sur la Figure A2. 12.

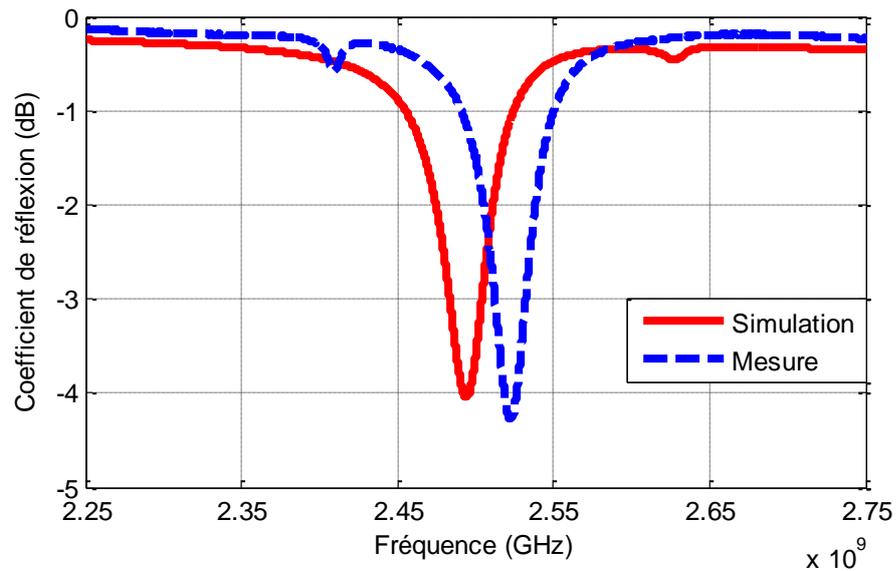


Figure A2. 12 : Comparaison de la Coefficient de réflexion du filtre en simulation et en mesure

La réponse mesurée montre que le filtre (avec un seul accès) fonctionne à 2,53 GHz tandis qu'en simulation le filtre est dimensionné pour qu'il fonctionne à 2,5GHz. Comme identifié précédemment dans le chapitre 3, nous avons montré que le décalage fréquentiel avec les dispositifs réalisés en Zircone était principalement dû à une déviation des dimensions réelles du résonateur..

De ce fait , nous décidons de mesurer les différentes dimensions du filtre, notamment les dimensions des plots de la pièce fabriquée à l'aide le microscope numérique avec une précision de  $\pm 20\mu\text{m}$ . La Figure A2. 13 présente la comparaison des différentes dimensions prises en simulation à celles relevées du prototypes.

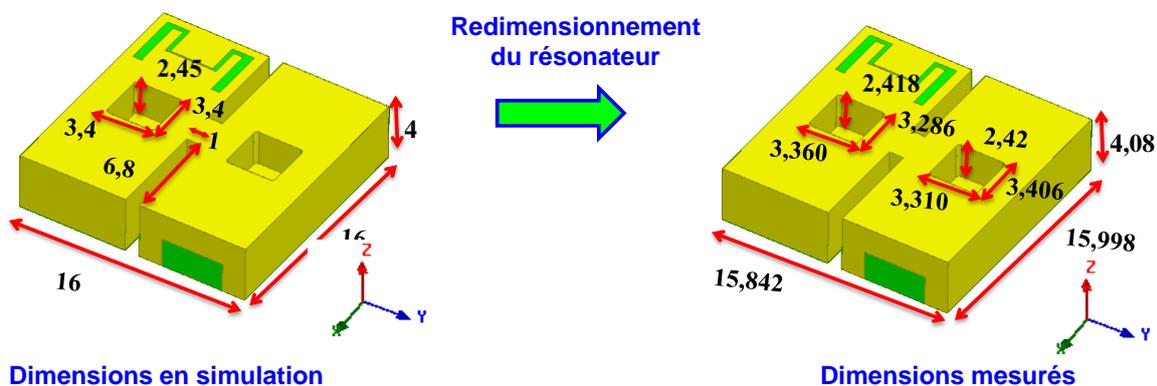


Figure A2. 13 : Comparaison des dimensions réelles et simulées du filtre

Une rétro simulation est effectuée avec les dimensions réelles mesurées. La comparaison des réponses est représentée sur la Figure A2. 14. On note qu'avec les dimensions réelles, les courbes sont apparaissent en meilleur accord.

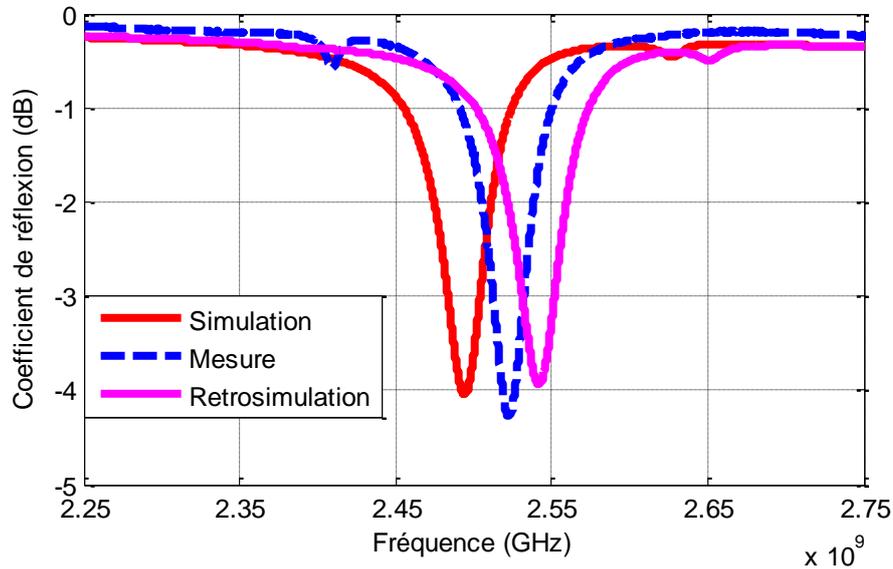


Figure A2. 14 : Comparaison de la Coefficient de réflexion du filtre en retro-simulation et en mesure

Pour la suite, nous décidons de décaler la fréquence de travail théorique de l'antenne adaptée sur  $50\Omega$  à la fréquence de résonance expérimentale du filtre (2,53GHz) sans dégrader ces performances de rayonnement. De ce fait, nous avons redimensionné l'antenne tout en gardant les paramètres de réglage qui maximisent son efficacité de rayonnement constants. Les nouvelles dimensions globales de l'antenne sont  $23,8 \times 23,8 \text{mm}^2$  et 4mm en hauteur. L'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne rétro-simulée avec ces nouvelles dimensions sont présentés respectivement sur la Figure A2. 15 et Figure A2. 16.

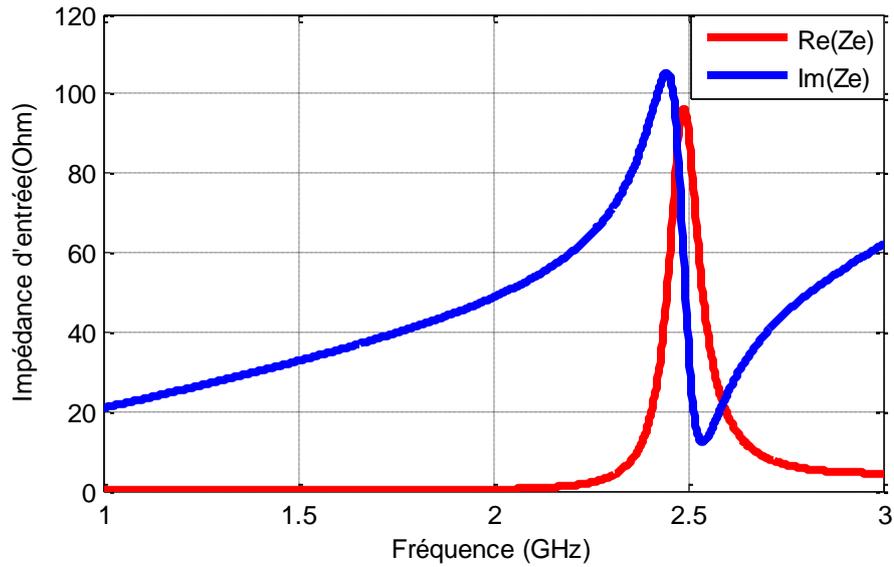


Figure A2. 15 : Impédance d'entrée de l'antenne

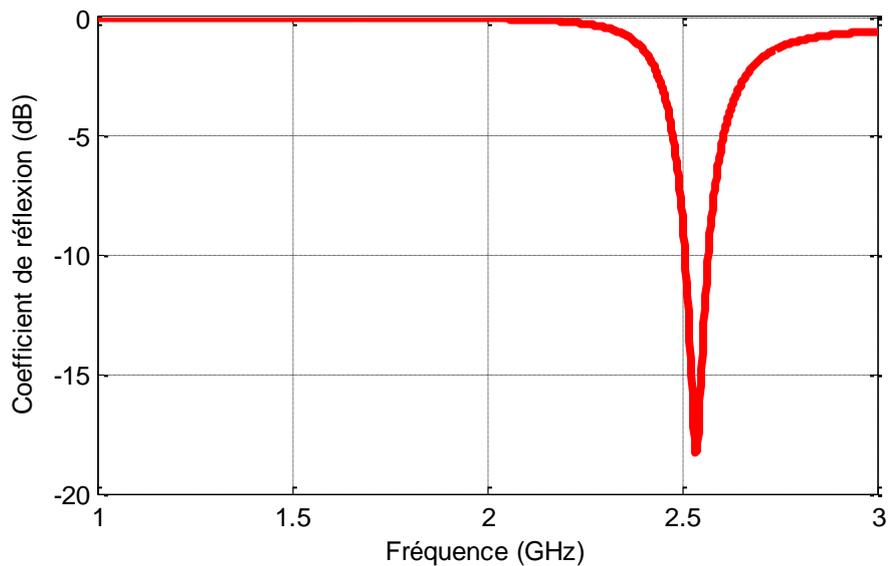


Figure A2. 16 : Coefficient de réflexion

Comme souhaitée, l'antenne est adaptée sur  $50\Omega$  à 2,53GHz.

D'autre part, le paramètre important pour notre étude est l'efficacité de rayonnement. La Figure A2. 17 présente le résultat de l'efficacité de rayonnement de la nouvelle antenne en fonction de la fréquence. Il est à noter que l'efficacité de rayonnement présentée à 2,53GHz est de l'ordre de -0,16dB soit environ 96%.

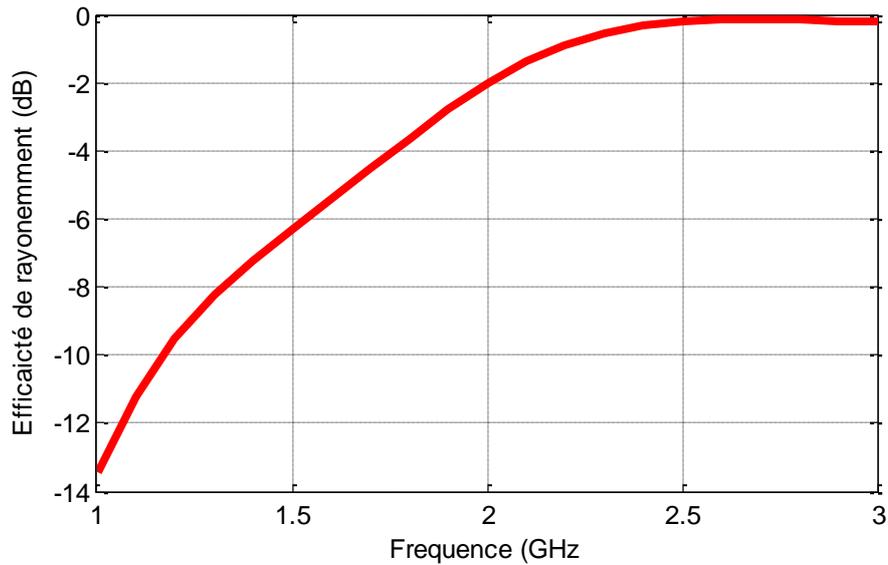


Figure A2. 17 : Efficacité de rayonnement de l'antenne

Afin de réaliser la structure globale {filtre –ligne -antenne}, nous conservons la même ligne considérée dans le cas de la Co-conception. Les comparaisons obtenues par simulations électromagnétiques, des coefficients de réflexion  $|S_{11}|$  et des impédances d'entrées par l'antenne seule et l'antenne associée à la ligne intégrée en simulation électromagnétique sont présentés sur la Figure A2. 18 et la Figure A2. 19

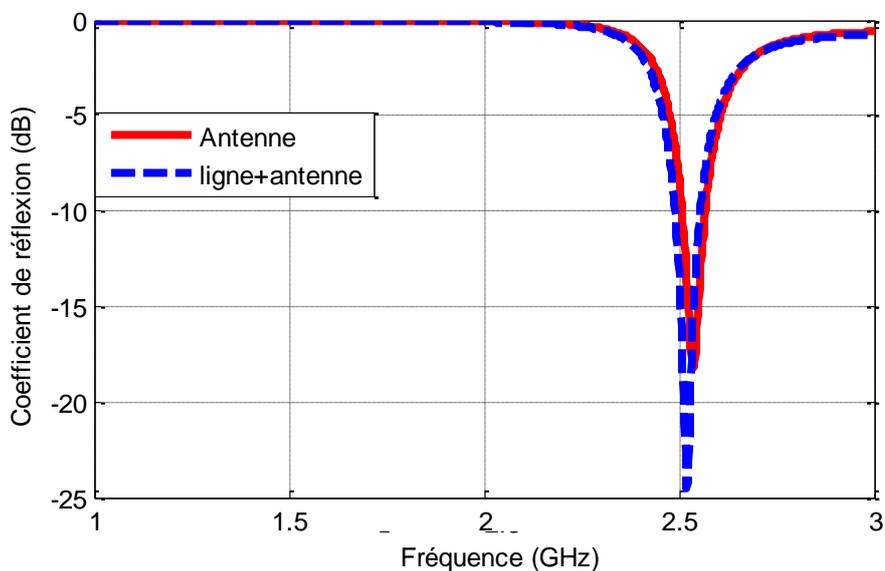


Figure A2. 18 : Comparaison du coefficient de réflexion de l'antenne seule et l'antenne + Ligne triplaque

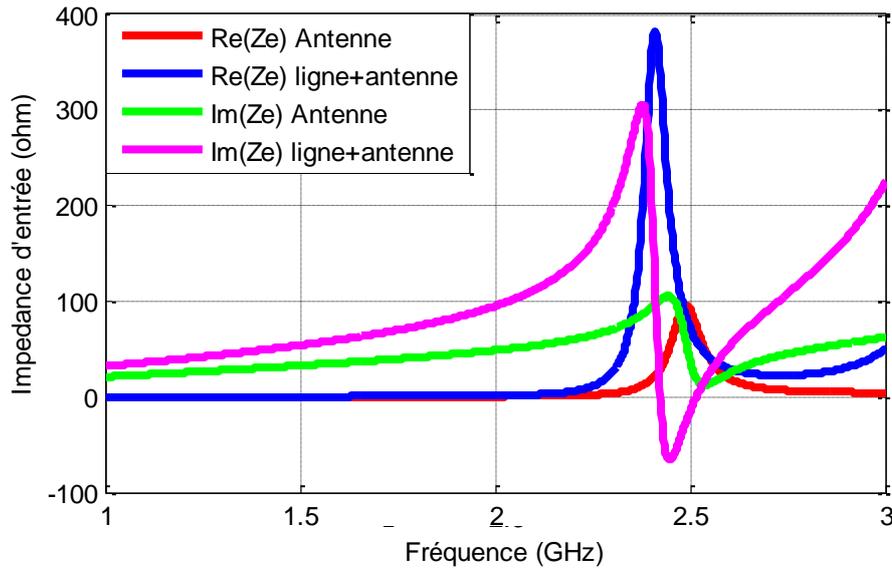


Figure A2. 19 : Comparaison du coefficient de réflexion de l'antenne seule et l'antenne + Ligne triplaque

La Figure A2. 20 présente une comparaison de l'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence. Il est à noter que l'efficacité de rayonnement de l'antenne avec le tronçon de ligne présentée à 2,53GHz est de l'ordre de -0,21dB soit environ 95%.

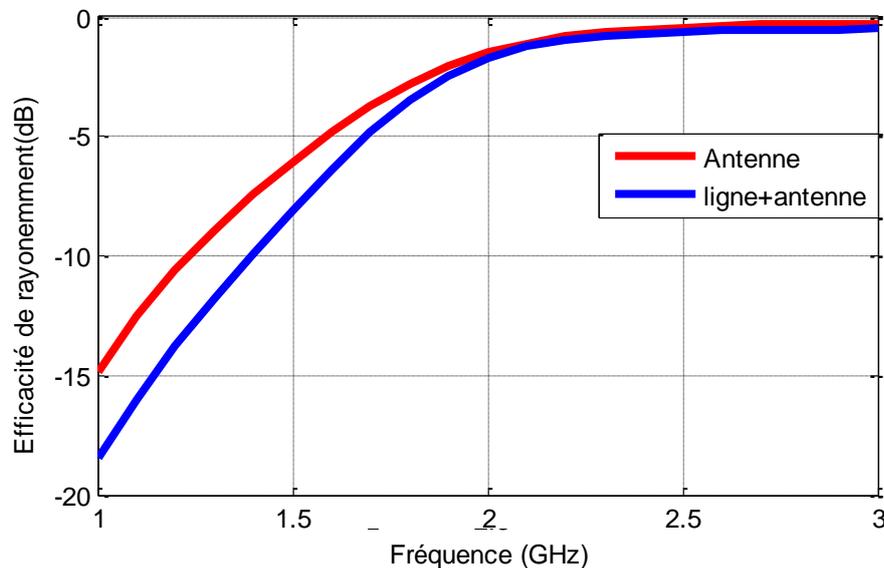


Figure A2. 20 : Comparaison de l'efficacité de rayonnement de l'antenne seule et de l'antenne + Ligne triplaque

Après avoir déterminé l'impédance d'entrée de l'antenne, le filtre en rétro-simulation avec les dimensions mesurées est connecté à la ligne chargée par l'antenne. La Figure A2. 21 présente la réponse du filtre la réponse du filtre connecté à la charge présentée par l'antenne et la ligne modifiées. On trouve -4,55 dB comme niveau de pertes d'insertion.

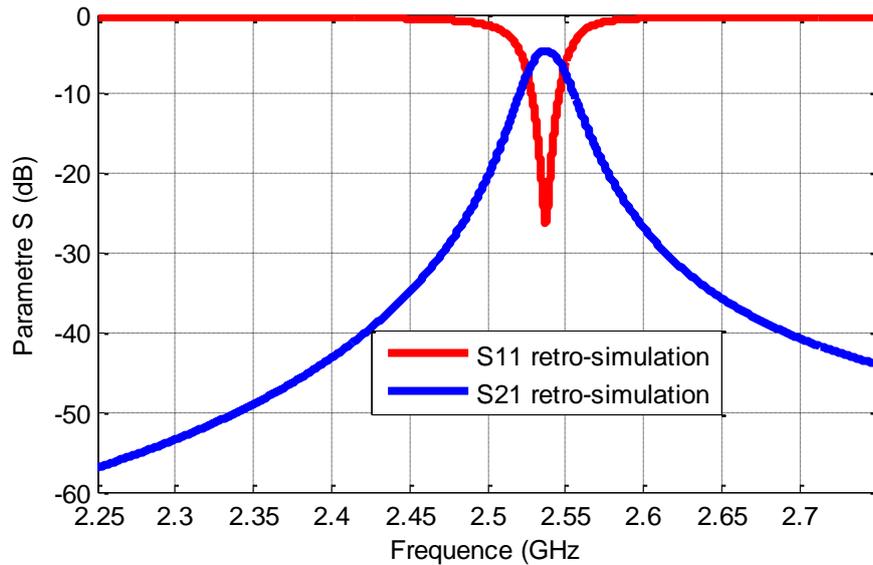


Figure A2. 21 : Réponse électromagnétique du filtre chargé sur  $50\Omega$  et sur l'impédance complexe de l'antenne avec les dimensions réelles.

Afin de valider les études précédentes, nous faisons la retro simulation électromagnétique de la structure globale {Filtre-ligne-antenne}

Le coefficient de réflexion obtenu à l'issue de la simulation électromagnétique de la structure globale est présenté sur la Figure A2. 22. La fréquence d'adaptation est à 2,53 GHz avec une adaptation proche de 15 dB

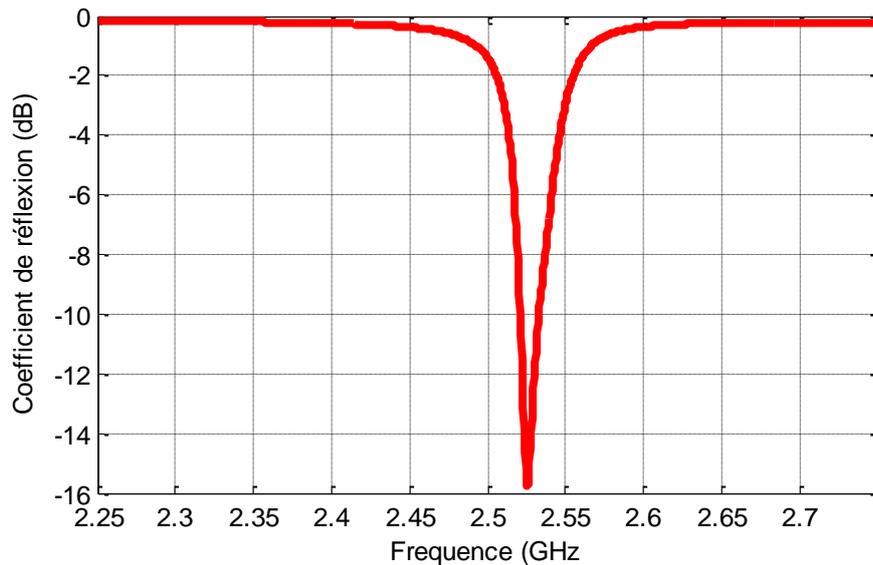


Figure A2. 22 : Coefficient de réflexion de la structure globale {Filtre-ligne-antenne}

L'efficacité totale de la structure globale est présentée sur la Figure A2. 23. Elle atteint un maximum de -4,73 dB à 2,29 GHz,

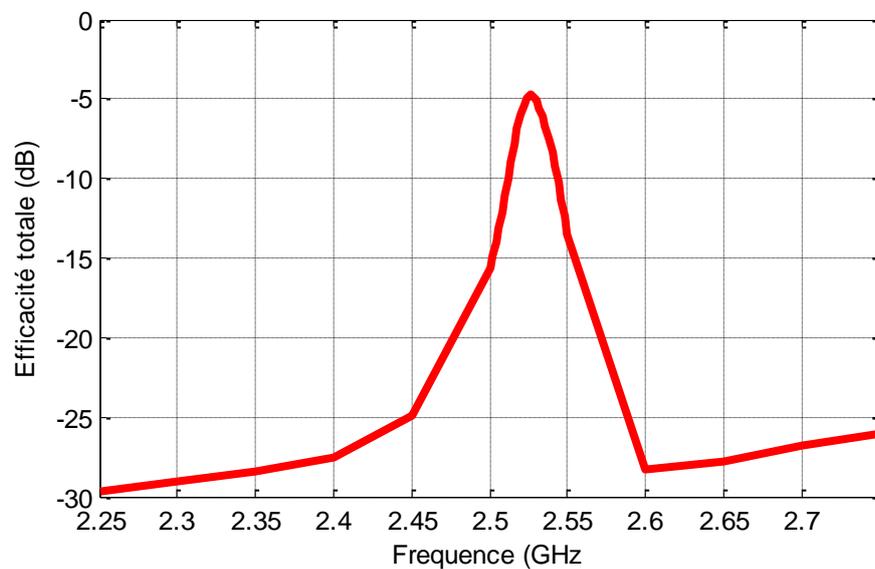


Figure A2. 23 : Efficacité totale de la structure globale {Filtre-ligne-antenne}

L'antenne et la ligne associées au filtre fabriqué et caractérisé sont en cours de prototypage. Une caractérisation de l'ensemble est prévu prochainement pour valider cette approche de conception.

#### IV.1.c.1.a. Comparaison des performances de rayonnement de l'antenne et du système filtre-antenne

Dans ce paragraphe, nous voulons comparer les réponses simulées en adaptation et en rayonnement de l'antenne seule (bleu) et du dispositif filtre-antenne adapté sur  $50\Omega$  (rouge) comme le montre la Figure A2. 24

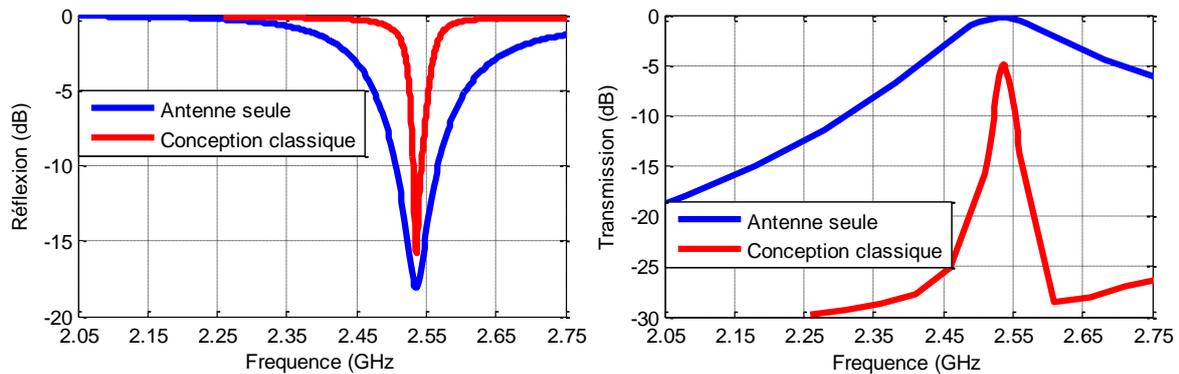


Figure A2. 24 : Comparaison des coefficients de réflexion et des efficacités totales de l'antenne seule (bleu) et de la structure globale filtre-antenne miniature (rouge)

On note que, la bande passante du système filtre-antenne miniature est très proche de celle recherchée (8MHz), avec une adaptation proche de 20 dB. La sélectivité fréquentielle qui était spécifiée idéalement à 20 dB à  $\pm 5$  MHz n'est pas atteinte à cause notamment des pertes dans le filtre compact.