



**HAL**  
open science

# Contribution à l'optimisation des performances des systèmes de communication par contrôle conjoint du filtrage et du rayonnement

Biyun Ma

► **To cite this version:**

Biyun Ma. Contribution à l'optimisation des performances des systèmes de communication par contrôle conjoint du filtrage et du rayonnement. Electronique. UNIVERSITE DE NANTES, 2010. Français. NNT: . tel-01108645

**HAL Id: tel-01108645**

**<https://hal.science/tel-01108645>**

Submitted on 23 Jan 2015

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

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

Public Domain

UNIVERSITE DE NANTES

ÉCOLE DOCTORALE

« SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION  
ET DE MATHÉMATIQUES »

Année 2010

Thèse de Doctorat

Spécialité Electronique

présentée et soutenue publiquement par

**BIYUN MA**

*le 30 mars 2010*

*à l'Ecole polytechnique de l'université de Nantes*

**CONTRIBUTION À L'OPTIMISATION DES PERFORMANCES  
DES SYSTÈMES DE COMMUNICATION  
PAR CONTRÔLE CONJOINT DU FILTRAGE ET DU RAYONNEMENT**

Jury

<i>Président</i>	<b>Serge VERDEYME</b> , Professeur des universités, XLIM, Université de Limoges
<i>Rapporteur</i>	<b>Ala SHARAIHA</b> , Professeur des universités, IETR, Université Rennes 1
<i>Rapporteur</i>	<b>Cédric QUENDO</b> , Maître de Conférences/HDR, LabSTICC, Université de Bretagne Occidentale
<i>Examineurs</i>	<b>Anne CHOUSSEAUD</b> , Maître de Conférences, IREENA, Polytech'Nantes <b>Qingxin CHU</b> , Professeur, SCUT, Guangzhou, Guangdong, Chine <b>Serge TOUTAIN</b> , Professeur des universités, IREENA, Polytech'Nantes <b>Yide WANG</b> , Professeur des universités, IREENA, Polytech'Nantes
<i>Invités</i>	<b>Dominique LO HINE TONG</b> , Ingénieur/Docteur, Technicolor, Cesson Sévigné <b>Philippe MEUNIER</b> , Ingénieur/Docteur, NXP, Caen

Directeur de thèse :

**Serge TOUTAIN**, Professeur, Polytech'Nantes/IREENA

Encadrant :

**Anne CHOUSSEAUD**, Maître de Conférences, Polytech'Nantes/IREENA

*Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique (IREENA EA 1770)*

*Ecole polytechnique de l'université de Nantes, La Chantrerie, Rue C. Pauc, BP 50609, 44306 NANTES CEDEX 3*

N° ED 503 – 086



# Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier le directeur de cette thèse, Monsieur le Professeur Serge TOUTAIN, pour m'avoir fait confiance malgré les connaissances plutôt légères que j'avais en Novembre 2006 sur la conception d'une antenne multimodes et multistandards, puis pour m'avoir guidée, encouragée, conseillé tout en me laissant une grande liberté de fonctionnement.

Je souhaite remercier vivement Anne CHOUSSEAUD pour avoir encadré cette thèse et m'avoir permis de travailler dans les meilleures conditions possibles. Merci Anne pour tous les moments passés ensemble et pour tes conseils éclairés.

Je ne sais comment exprimer ma gratitude à ces deux personnes autrement qu'en leur promettant d'agir comme eux avec des étudiants dans ma situation, si un jour l'occasion m'en est donnée. Je les remercie de leur confiance et de leur soutien pendant les moments difficiles, et de m'avoir guidée.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur le Professeur Serge VERDEYME pour avoir présidé le jury, et Messieurs les Professeurs Ala SHARAIHA et Cédric QUENDO pour avoir accepté d'être les rapporteurs de cette thèse. Je tiens également à remercier à Prof. Qingxin CHU, Prof. Yide WANG, Monsieur Dominique LO HINE TONG et Monsieur Philippe MEUNIER pour avoir accepté d'être présents à ce jury.

Je souhaite également remercier l'ensemble du laboratoire et plus particulièrement mes proches collègues et amis, Yide pour ses aides à la vie en France, Marc et Guillaume, pour leurs prouesses techniques et le temps qu'ils ont accordé à la réalisation de tous ces précieux circuits, Yann pour les services rendus, Sandrine pour son efficacité dans les tâches administratives, mais aussi Siamak, Atef, Janic, Gildas, Nicolas, Julien, Haitao, Yuehua et tous les autres que je n'oublie pas...

Enfin, j'associe à mes remerciements toute ma famille, mes parents, Fred et mes amis, sans qui tout ça n'aurait jamais été possible. Je les remercie pour leur soutien inconditionnel.



# Table des matières

<b>Introduction</b> .....	I
<b>Chapitre I : Les terminaux de communication mobile : les contraintes associées</b> .....	1
<b>1.1 Introduction</b> .....	3
<b>1.2 Évolution des systèmes de communication mobile</b> .....	3
1.2.1 Développement des normes de communication mobile .....	3
1.2.2 Évolution des techniques de réalisation dans les terminaux de communication mobile .....	7
<b>1.3 Généralités sur les terminaux de communication mobile</b> .....	11
1.3.1 Architecture d'un terminal de communication mobile .....	11
1.3.2 Bilan .....	13
<b>1.4 Projet SRAMM : Problématique et Objectifs</b> .....	14
<b>1.5 Conception conjointe dans les frontaux RF</b> .....	15
1.5.1 Co-conception antenne/actifs .....	16
1.5.2 Co-conception antenne/filtre .....	18
<b>1.6 Conclusion</b> .....	18
<b>Chapitre II : État de l'art sur les antennes et les filtres</b> .....	20
<b>2.1 Introduction</b> .....	22
<b>2.2 Analyse des caractéristiques des antennes et des filtres</b> .....	22
2.2.1 Principales caractéristiques des antennes planaires [2.1] – Techniques de miniaturisation appliquées aux antennes .....	23
2.2.2 Principales caractéristiques des filtres micro-ondes .....	44
2.2.3 Comparaison antenne/filtre .....	59
2.2.4 Bilan .....	61
<b>2.3 État de l'art sur la conception d'antenne filtrante</b> .....	61
2.3.1 Intégration du filtre dans l'élément rayonnant .....	62
2.3.2 Intégration du filtre au pied de l'antenne .....	67
2.3.3 Technologies multicouches .....	70
2.3.4 Co-conception antenne/filtre .....	76
<b>2.4 Conclusion</b> .....	78
<b>Chapitre III : Proposition d'une nouvelle démarche de conception pour les antennes filtrantes planaires</b>	79
<b>3.1 Démarche de conception : « du filtre à l'antenne »</b> .....	81
<b>3.2 Étude d'un résonateur élémentaire planaire</b> .....	84

3.2.1	Géométrie et schéma équivalent d'un résonateur élémentaire .....	84
3.2.2	Influence des différents paramètres physiques associés au résonateur élémentaire sur les caractéristiques globales du résonateur : Validation du schéma équivalent .....	87
3.2.3	Étude expérimentale : Validation du schéma équivalent au résonateur .....	92
3.2.4	Modélisation du rayonnement d'un résonateur et validation de son schéma équivalent .....	100
3.2.5	Résonateurs couplés .....	108
3.2.6	Bilan et conclusion .....	111
<b>Chapitre IV : Validation de la démarche de conception permettant d'aboutir à une antenne à bande passante maîtrisée .....</b>		
<b>4.1 Introduction .....</b>		<b>114</b>
<b>4.2 Conception de filtres miniatures .....</b>		<b>114</b>
4.2.1	Conception d'un filtre à faibles pertes par rayonnement .....	115
4.2.2	Conception d'un filtre à fortes pertes par rayonnement .....	122
4.2.3	Bilan .....	133
<b>4.3 Conception d'une antenne filtrante mono-bande .....</b>		<b>133</b>
4.3.1	Synthèse de conception d'une antenne filtrante .....	135
4.3.2	Réalisation d'une antenne filtrante utilisant des résonateurs quasi localisés à pertes par rayonnement .....	138
4.3.3	Bilan .....	145
<b>4.4 Premières perspectives à ces travaux .....</b>		<b>145</b>
4.4.1	Problématique de la descente en fréquence .....	146
4.4.2	Vers la conception d'antennes multistandards à bande passante maîtrisée .....	153
4.4.3	Bilan .....	159
<b>Conclusions générales et perspectives .....</b>		<b>160</b>
<b>Références .....</b>		<b>164</b>
<b>Publications .....</b>		<b>176</b>

---

---

# **Introduction**

---

---



Au cours de ces dernières années, grâce à un développement technologique rapide associé à une baisse considérable des coûts, les systèmes de communication mobile ont beaucoup évolué. Ceux-ci sont devenus accessibles au grand public et les attentes des utilisateurs ont évolué rapidement. Ainsi les applications de téléphonie mobile ne sont plus limitées aux simples conversations téléphoniques mais doivent rendre possible le transport de supports multimédias (images, vidéo), la connexion aux réseaux tels que Internet, la réception de la radiotélévision numérique. Il est donc nécessaire, pour des systèmes multi-standards, de développer des technologies faible coût aboutissant à des frontaux radiofréquences de très petite taille toujours plus performants. La nécessité d'accéder à un maximum de services à partir d'un même terminal impose, en général, une augmentation du nombre de fonctions à intégrer ce qui va, *a priori*, à l'encontre de la nécessaire réduction de taille. Afin de limiter l'encombrement du terminal radiofréquence, la solution la plus évidente passe par la miniaturisation des composants mais aussi par l'étude et le développement de dispositifs multi-fonctions.

Pour présenter des performances acceptables, certains éléments comme les antennes, les filtres, voire les circuits d'interconnexion doivent, *a priori*, avoir une taille importante vis-à-vis de celles des « puces » dans lesquelles sont effectués les différents traitements. Afin d'optimiser en même temps la taille et les performances des émetteurs-récepteurs, il est nécessaire d'avoir une approche plus globale de la cohabitation de ces différentes fonctions et notamment de disposer d'antennes et de circuits d'interconnexion compacts. La co-conception de fonctions semble constituer une option intéressante pour réduire la taille globale des frontaux. La co-conception de fonctions est la volonté de définir un dispositif multifonctions regroupant des fonctionnalités différentes (Ex. rayonnement et filtrage, rayonnement et amplification), elle a plusieurs objectifs. Le premier concerne la diminution du volume global utilisé pour ces fonctions au sein du terminal. C'est une réponse au problème de la miniaturisation des fonctions et de la réalisation de structures multistandards. Le deuxième objectif concerne la diminution du facteur de bruit du système. Celui-ci est dégradé par les pertes associées aux connexions entre fonctions différentes. Ainsi, chaque composant serait conçu pour permettre le fonctionnement optimal des autres composants du frontal tout en éliminant les interconnexions qui réduisent les performances du système en ajoutant des pertes supplémentaires.

Une partie des objectifs de cette thèse est l'étude et le choix de concepts permettant la réduction de taille des circuits d'interconnexion et des antennes sans dégradation notable de leurs performances. Ces concepts sont étudiés, développés et validés à partir de circuits tests afin de mettre en valeur leurs domaines de validité et les limites associées. Les résultats de cette étude permettent de définir les différents critères à prendre en compte dans l'optimisation globale d'un

émetteur récepteur intégré complexe. La seconde approche que nous avons voulue mettre en œuvre vise à développer une méthodologie de conception d'antenne à bande passante maîtrisée. S'il est possible de prendre en compte, au niveau de l'antenne, une partie du filtrage nécessaire au bon fonctionnement du terminal, les contraintes de filtrage en aval de l'antenne seront moins drastiques et l'on pourra intégrer les fonctions de filtrage directement dans les puces gagnant ainsi de manière importante sur l'encombrement global.

Le travail de thèse présenté dans ce mémoire est une contribution théorique et expérimentale visant à optimiser conjointement l'efficacité de rayonnement et le gabarit de filtrage d'une antenne en proposant une co-conception antenne/filtre. L'espace réservé aux antennes dans un frontal RF étant très limité, nous avons basé notre démarche de conception sur l'analyse du fonctionnement d'éléments de circuits planaires intégrables dans des technologies de type SiP ou SoP.

Dans le premier chapitre, après avoir rappelé brièvement l'évolution des normes et de l'architecture des systèmes de communication mobile au cours de ces dernières années, nous déterminons les contraintes issues de cette évolution, contraintes qu'il convient de prendre en compte dans la conception des systèmes tant du point de vue des performances, de la taille que du coût. Nous nous intéressons plus particulièrement à la conception d'antennes filtrantes qui constitue une solution au problème de la réduction de taille et des pertes. Cette conception permet de maîtriser à la fois le diagramme de rayonnement et le gabarit de filtrage.

Dans le deuxième chapitre, nous commençons par établir un état de l'art de la conception et de la modélisation des antennes et des filtres puis nous faisons une analyse de l'état de l'art concernant les études ayant donné lieu à des conceptions et à des réalisations du type de celles que nous souhaitons mettre en œuvre. Compte tenu du grand nombre de technologies possibles, nous focalisons notre attention sur le cas des structures développées à partir de filières technologiques « planaires » qui peuvent être multicouches, voire à « ondes lentes », pour miniaturiser par exemple les interconnexions. L'analyse des principes liés à l'élaboration de fonctions de filtrage, d'une part, et aux antennes, d'autre part, indique qu'une voie possible est de concevoir un filtre compact puis d'imposer ensuite, sur ce filtre, des conditions qui favoriseront le rayonnement de cette structure. C'est donc sur cette hypothèse que nous avons structuré notre travail. Il est clair que ceci constitue un réel défi puisque les phénomènes physiques de filtrage et de rayonnement sont *a priori* antagonistes.

Aux hyperfréquences, les filtres sont, en général, réalisés à partir de résonateurs couplés. L'étude de résonateurs à coefficient de surtension variable et maîtrisé constitue donc la base de l'étude que nous souhaitons mettre en œuvre. Aussi, dans le troisième chapitre, nous définissons le résonateur de base sur lequel nous allons appliquer la démarche de conception que nous proposons.

Une étude à la fois théorique et expérimentale nous permet de définir un schéma équivalent de ce résonateur et du couplage de ce résonateur aux éléments extérieurs. Le coefficient de surtension de ce résonateur dépend directement du rayonnement de celui-ci, rayonnement que l'on peut maîtriser par une simple variation de sa géométrie. La démarche de conception de l'antenne à bande passante maîtrisée est, par la suite, basée, en grande partie, sur la validité de ce schéma équivalent.

Le quatrième et dernier chapitre présente la méthodologie de conception que nous avons mise en œuvre pour aboutir à la conception d'une antenne à bande passante maîtrisée. Cette méthode utilise conjointement, une approche circuit basée sur le modèle équivalent défini au chapitre précédent et une analyse électromagnétique permettant de tenir compte d'éventuelles interactions entre éléments du circuit lorsque ce circuit devient complexe. Partant des résultats obtenus sur le rayonnement du résonateur élémentaire, nous utilisons tout d'abord un résonateur dont les pertes par rayonnement sont minimisées. Nous démontrons que ce résonateur peut être utilisé pour synthétiser un filtre à « faibles pertes » à deux pôles puis nous généralisons l'approche sur un filtre à trois pôles.

Par la suite, en partant de résonateurs présentant des pertes par rayonnement, nous montrons qu'il est possible, en utilisant une méthode de prédistorsion de pôles de maîtriser encore la bande passante des filtres. Un filtre « rayonnant » est donc synthétisé et testé. Des tests expérimentaux valident cette nouvelle étape de la démarche. Passer d'un filtre rayonnant à une antenne à « bande passante maîtrisée » nécessite la suppression de l'accès et de la charge en sortie. En nous basant sur le schéma équivalent des filtres et sur l'équivalence entre schémas équivalents, nous proposons alors une modification de la géométrie et de la position des résonateurs permettant de transformer le filtre à pertes par rayonnement en une antenne à bande passante maîtrisée. L'ensemble de ces résultats théoriques est validé par l'expérience. Forts de ces résultats, nous montrons enfin, sur quelques cas, la possibilité de généraliser le concept développé pour faire face aux besoins actuels et futurs lors de la conception de frontaux radiofréquences miniaturisés et ouvrons quelques perspectives à ce travail.

---

---

# **Chapitre I : Les terminaux de communication mobile : les contraintes associées**

---

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b> .....	3
<b>1.2</b>	<b>Évolution des systèmes de communication mobile</b> .....	3
1.2.1	Développement des normes de communication mobile .....	3
1.2.2	Évolution des techniques de réalisation dans les terminaux de communication mobile .....	7
<b>1.3</b>	<b>Généralités sur les terminaux de communication mobile</b> .....	11
1.3.1	Architecture d'un terminal de communication mobile .....	11
1.3.2	Bilan .....	13
<b>1.4</b>	<b>Projet SRAMM : Problématique et Objectifs</b> .....	14
<b>1.5</b>	<b>Conception conjointe dans les frontaux RF</b> .....	15
1.5.1	Co-conception antenne/actifs .....	16
1.5.2	Co-conception antenne/filtre .....	18
<b>1.6</b>	<b>Conclusion</b> .....	18

## 1.1 Introduction

Dans les frontaux radiofréquences pour communications mobiles multistandards, compte tenu des possibilités apportées par l'intégration monolithique des fonctions actives, les antennes, les filtres et certains circuits passifs constituent, encore à l'heure actuelle, les éléments les plus encombrants du système.

La réduction de la taille et l'optimisation des performances passe notamment par la co-conception de fonctions qui, à l'origine, étaient développées séparément. C'est ainsi que la co-conception antenne/amplificateur faible bruit permet de limiter la longueur des interconnexions entre ces deux dispositifs, donc les pertes, ce qui à terme permet de diminuer le facteur de bruit [1.1]. De la même manière, la co-conception antenne/filtre permet *a priori*, d'une part, de limiter le bruit en réception et, d'autre part, de relâcher les contraintes de sélectivité, en aval, dans la chaîne de réception. En répartissant ainsi le filtrage, on peut espérer à terme pouvoir intégrer l'ensemble des filtres tout en respectant les contraintes sur la réponse 'globale'. C'est plus particulièrement sur ce thème de co-conception antenne/filtre que nous apportons, dans la thèse, une contribution à l'optimisation des performances des frontaux radiofréquences de communication en étudiant plus particulièrement les possibilités de maîtriser conjointement pour l'antenne le rayonnement et la capacité de filtrage.

Dans ce chapitre, après avoir rappelé brièvement l'évolution de l'architecture des systèmes de communication mobile pour ces dernières années, nous nous attachons à mettre en évidence les contraintes issues de cette évolution, contraintes qu'il convient de prendre en compte dans la conception de ces systèmes tant du point de vue des performances, que de la taille ou du coût.

## 1.2 Évolution des systèmes de communication mobile

Au cours de ces dernières années, les systèmes de communication mobile ont beaucoup évolué. Dans cette partie, nous présentons les différentes normes de communication mobile et l'évolution des techniques de réalisation de ces systèmes.

### 1.2.1 Développement des normes de communication mobile

Aujourd'hui, les communications mobiles jouent un rôle central dans le réseau de transmission

de voix et de données. Avec le développement des besoins des consommateurs et la nécessaire gestion du spectre, différentes normes ont vu le jour ces dernières années. Dans le paragraphe suivant, nous nous intéressons plus particulièrement à l'évolution des systèmes de communication mobile, depuis la première génération (1G), jusqu'à la plus récente (3G), ainsi qu'à la prochaine (4G).

#### 1.2.1.1 Les différentes normes de communication mobile [1.2-1.5]

Le premier service de radiocommunication a été introduit aux Etats-Unis à la fin des années 40. Il était conçu pour permettre aux utilisateurs de téléphoner de leur automobile en passant par le réseau fixe. Dans les années 60, un nouveau système lancé par « Bell systems », appelé « service de téléphonie mobile amélioré », (IMTS: Improved Mobile Telephone Service), a apporté beaucoup d'améliorations comme la communication directe et une bande passante plus large [1.2].

**La première génération 1G :** Ce système analogique pour les communications mobiles a vu deux importantes améliorations au cours des années 70 [1.2], l'invention du microprocesseur et la numérisation de la liaison entre le téléphone mobile et le site cellulaire.

**La deuxième génération 2G :** Les systèmes numériques cellulaires ont surtout été développés à la fin des années 80 [1.2]. Ces systèmes numériques contrôlent non seulement le lien, mais aussi le signal vocal. Ce nouveau système propose une meilleure qualité et une capacité supérieure à moindre coût pour les consommateurs.

**La troisième génération 3G :** Ces systèmes offrent un plus grand nombre de services de communications, tels que fax et Internet de n'importe quel endroit et à n'importe quel moment dans un contexte d'itinérance mondiale. La norme ITU IMT-2000 (« International Telecommunication Union - International Mobile Telecommunications »), qui a décrit les systèmes de troisième génération, a ouvert la voie aux applications et aux services innovants (par exemple, le multimédia et les services de localisation). Les premiers réseaux 3G ont été déployés au Japon et en Corée en 2001 et 2002. Selon le GSA (« Global Mobile Supplies Association »), en décembre 2007, 190 réseaux 3G ont été activés dans 40 pays ainsi que 154 réseaux d'exploitation HSDPA (« High-Speed Downlink Packet Access ») dans 71 pays. En Asie, en Europe, au Canada et aux États-Unis, les sociétés de télécommunications utilisent la technologie W-CDMA (« Wideband Code Division Multiple Access ») avec le soutien d'environ 100 modèles de terminaux qui peuvent fonctionner sur les réseaux 3G [1.3].

**La future génération 4G :** L'objectif de la 3G a été de développer un nouveau protocole et de nouvelles technologies pour renforcer l'expérience mobile. Pour la 4G, les nouvelles normes prévoient de réaliser de nouvelles avancées par l'intégration de toutes les technologies mobiles qui

existent (par exemple, GSM (« Global System for Mobile Communications »), GPRS (« General Packet Radio Service »), IMT-2000 (« International Mobile Telecommunications »), Wi-Fi (« Wireless Fidelity »), Bluetooth). La norme 4G a été élaborée pour tenir compte de la hausse de qualité de service (QoS) et des exigences de débit, qui sont fixées par les applications apparues récemment, comme l'accès au large bande sans fil, les services de messagerie multimédia (MMS), la vidéo, la TV sur Mobile, les contenus HDTV, la radiodiffusion de vidéo numérique (DVB : Digital Video Broadcasting), qui viennent en complément des services minima tels que la transmission de la voix et de données... Contrairement à la 3G, qui est fondée sur deux infrastructures parallèles comprenant des circuits et des paquets du réseau de données, la quatrième génération sera uniquement basée sur la commutation de paquets (IPv6) [1.4]. Cela nécessite une très faible latence de transmission des données. Les nouveaux programmes d'accès tels que le FDMA Orthogonal (« OFDMA, Frequency Division Multiple Access »), le SC-FDMA (« Single Carrier FDMA »), le MC-CDMA (« Multi Carrier CDMA ») prendront beaucoup plus d'importance pour les prochaines générations [1.5].

Toutes ces technologies sans fil sont présentées de manière résumée dans le tableau 1.1.

Technologie	Description	Transmission de voix et données	Qualités / Défauts
TDMA	2G	Jusqu'à 9,6kBps	Faible consommation; Transmission à sens unique
FDMA	2G		Partage de l'accès par le biais du TDMA, CDMA ou SC-FDMA Diaphonie sur les fréquences voisines qui perturbe la transmission
CDMA	2G (dév. par Qualcomm)		Capacité plus importante que le TDMA
GSM	2G	Système européen : 900MHz et 1,8GHz. Aux États-Unis : 1,9GHz, Jusqu'à 9,6kBps.	Itinérance possible dans près de 180 pays ; Service de messagerie (GSMSMS), messages limités à 160 caractères
GPRS	2,5G (réseau, prend en charge des paquets de données)	Jusqu'à 115kBps	Messages non limités à 160 caractères
EDGE	2,5G (réseau digital)	Données jusqu'à 384kBps	Solution temporaire avant W-CDMA
W-CDMA (UMTS)	3G	Déplacement rapide : 144kBps ; Initiale : jusqu'à 2MBps ; En 2005 : Jusqu'à 10MBps.	Adopté et déployé rapidement, en particulier au Japon, en Europe et en Asie (dans plus de 55 pays en 2006)
CDMA2000	3G	CDMA2000 1xRTT : jusqu'à 144kBps ; CDMA2000 EV-DO : jusqu'à 2,4MBps ; CDMA2000 EV-DV : jusqu'à 2,4MBps	Incompatible avec ses concurrents ; Défini pour fonctionner à 450, 700, 800, 900, 1700, 1800, 1900 et 2100 MHz.

Tableau 1.1 : Bref aperçu des technologies de communication mobile actuelles



## 1.2.1.2 Besoins et contraintes

Comme indiqué dans la figure 1.1, beaucoup de normes cohabitent dans la bande basse des hyperfréquences. Pour le concepteur, il est donc nécessaire d'intégrer dans les émetteurs/récepteurs ces différentes applications. Les émetteurs/récepteurs doivent donc être « multistandards et multinormes ». On peut citer l'exemple de l'intégration dans un même frontal radiofréquence des différentes normes de téléphonie mobile avec la diffusion de vidéo numérique (DVB). Cette intégration de plusieurs standards dans une technologie spécifique est encore actuellement l'objectif de nombreux projets. C'est le cas du projet SRAMM (Systèmes de Réception Adaptatifs Multimodes Multistandards), labellisé par l'Agence Nationale de la Recherche en 2006 que nous présenterons brièvement dans la partie 1.4, projet dans le cadre duquel cette étude a été menée.

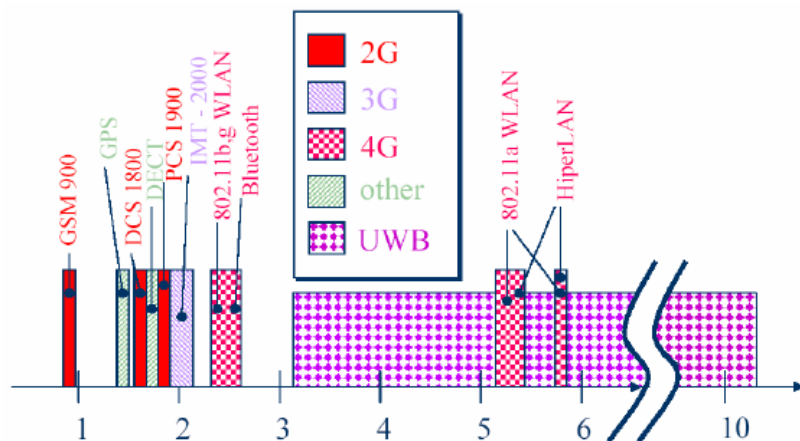


Figure 1.1: Normes actuelles en fonction de la fréquence (GHz)

Dans un système multinormes, plusieurs contraintes sont à prendre en considération. En premier lieu, les architectures doivent être capables de discerner chaque signal utile pour l'une des applications couvertes mais aussi de respecter les normes vis-à-vis des autres applications. Chaque norme est principalement caractérisée par la bande de fréquences qui lui est réservée. Il est donc nécessaire d'avoir une bonne sélectivité en bande passante entre les bandes proches, comme par exemple entre la bande DVB-H (470MHz-862MHz) et la bande GSM (890MHz-960MHz). Par ailleurs, l'accès à un maximum de services à partir du même terminal requiert un nombre croissant de fonctions à intégrer. En ce qui concerne les systèmes couvrant plusieurs normes, la contrainte d'encombrement est un point dur. Aussi, la miniaturisation est un facteur clé dans la conception d'éléments de circuits radiofréquences, notamment pour les systèmes fonctionnant dans les bandes les plus basses, comme par exemple le DVB-H et le GSM. Ces deux points durs que sont la miniaturisation et la sélectivité constituent deux objectifs de mes travaux.

## 1.2.2 Évolution des techniques de réalisation dans les terminaux de communication mobile

Au cours des dernières années, le conditionnement des systèmes de communication mobile a beaucoup évolué. Il constitue un point critique de la réalisation d'un dispositif qu'il ne faut plus négliger. Pour bien comprendre les enjeux économiques liés à cette partie de la conception, il suffit de regarder, sur la figure 1.2, la répartition des coûts dans un module. En considérant que les puces actives constituent les éléments fondamentaux d'un dispositif, comme indiqué sur la figure 1.2, plus de 60% du coût total d'un module est réparti sur des charges annexes ou sur la réalisation des interconnexions, constituant des éléments qui peuvent sembler secondaires. De ce fait, les industriels ont porté leurs efforts sur l'aspect conditionnement dans le but de réduire d'un facteur 3 à 5 [1.6], le prix de revient d'un module.

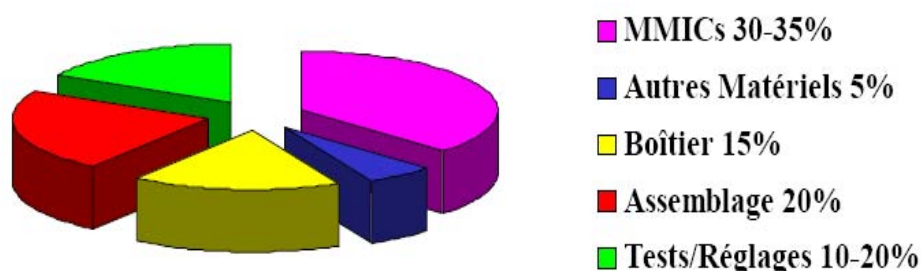


Figure 1.2 : Répartition des coûts dans la conception d'un module de communication [1.6]

Pour répondre aux besoins, il est nécessaire de développer de nouvelles architectures qui vont satisfaire les contraintes liées aux dimensions réduites et à l'augmentation de la densité d'intégration. Nous présentons dans la suite de ce chapitre les différentes solutions technologiques permettant de réaliser le conditionnement des modules radiofréquences.

### 1.2.2.1 Deux grandes familles d'architectures: SoP « System on Package » et SoC « System on Chip »

Les modules de transmission sont composés de plusieurs parties pour lesquelles il existe différentes technologies de réalisation. On distingue deux grandes familles, les SoP, « System on Package » et les SoC, « System on Chip ». Un exemple d'architecture SoP est présenté sur la figure 1.3.

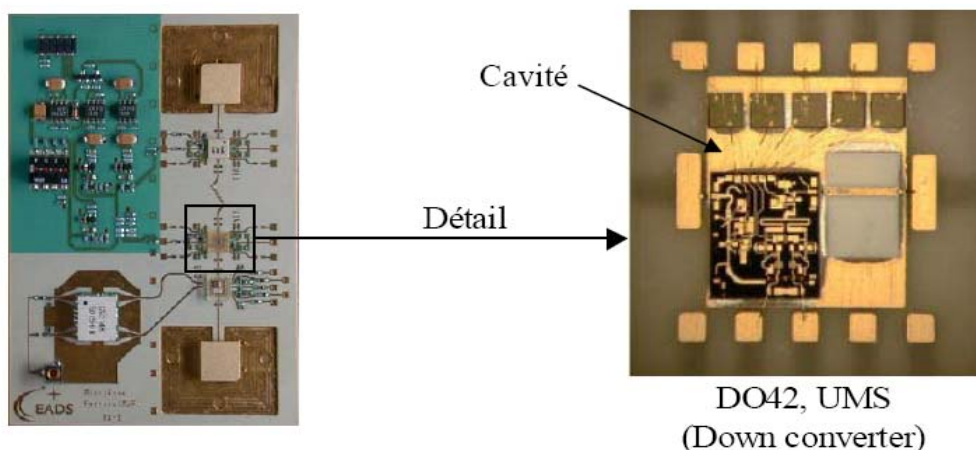


Figure 1.3: Exemple d'architecture SoP [1.7]

Comme son nom l'indique, la solution SoC consiste à réaliser tout le système sur un même substrat semiconducteur et donc de concevoir une seule puce. La solution SoP consiste quant à elle, à réaliser chacun des sous-ensembles sur des puces différentes avant de les assembler en utilisant un substrat d'accueil.

En règle générale, les industriels préfèrent utiliser les solutions SoP par rapport au SoC. En effet, l'usage d'un substrat unique, dans le cas des SoC, ne constitue pas une solution optimale pour des raisons de performances, d'encombrement, de coût et de temps [1.8].

Dans le cas d'un SoC, les dimensions finales du dispositif et le type de substrat qui est alors imposé pour réaliser chacun des sous-ensembles, peut augmenter significativement les coûts de revient du module. De plus, le temps de conception est en général assez élevé, augmentant le délai de mise à disposition sur le marché. La solution SoP est plus aisée à concevoir. Les sous-modules sont réalisés séparément sur des substrats spécifiques où chacun des facteurs influençant la performance peut être optimisé. Le temps de conception est alors réduit par rapport à la solution SoC, temps de conception qui est un facteur très important pour les industriels puisque dans le domaine des télécommunications les produits deviennent très vite obsolètes.

Les SoP, sont donc, pour l'instant une solution plus intéressante que les SoC, car ils permettent d'obtenir de meilleures performances, une meilleure fiabilité, tout en étant moins coûteux à produire et plus rapides à mettre sur le marché.

#### 1.2.2.2 Trois grandes familles de modules Multi-chips (MCM)

Les systèmes de transmission utilisent des composants semi-conducteurs, pour réaliser les amplificateurs, les mélangeurs, etc. Ces composants ont des dimensions trop petites pour pouvoir être assemblés directement sur le substrat d'accueil, il faut donc les encapsuler dans des boîtiers

séparés pour réduire les coûts de production. Une approche technologique plus récente consiste à encapsuler plusieurs puces à l'intérieur d'un même boîtier, on parle alors de modules multi-chips (MCM).

Le module ainsi conçu est capable de réaliser une fonction complète qui peut ensuite être assemblée sur un circuit imprimé ou sur un substrat d'accueil. A l'intérieur de celui-ci, les puces nues sont montées sur un diélectrique et la connexion se fait généralement par « bonding » ou par la méthode de report dite « Flip-Chip » [1.9].

En plus de l'aspect financier, cette solution offre de nombreux avantages en termes de réduction de la taille et du poids des dispositifs et en terme de performances, performances qui sont améliorées puisque les longueurs des interconnexions entre les différentes puces se trouvent réduites, entraînant ainsi une diminution générale des pertes. Nous présentons sur la figure 1.4, l'architecture générale d'un module multi-chips.

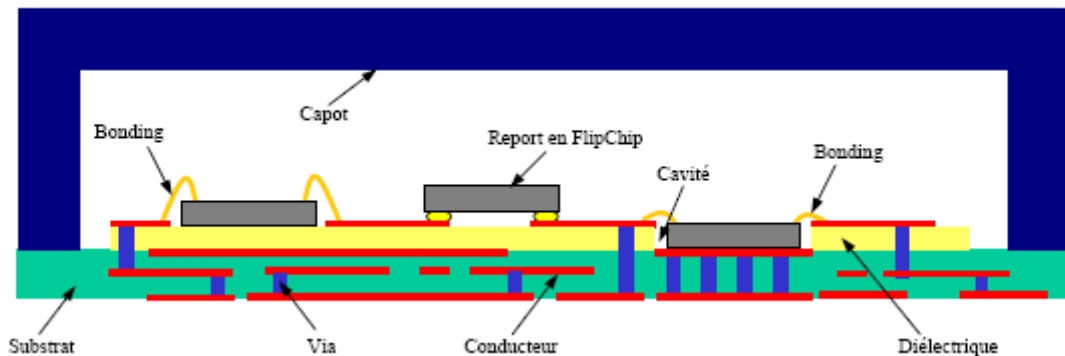


Figure 1.4 : Architecture générale d'un module Multi-chips (MCM) [1.10]

Bien que ce procédé offre de nombreux avantages, il existe tout de même quelques difficultés. Tous les composants ne sont pas toujours disponibles sous forme de puce nue par exemple. Notons tout de même que la tendance actuelle du marché semble aller dans ce sens, en laissant le choix au concepteur d'acheter la puce nue ou dans son boîtier.

Les MCM peuvent être classés en fonction du procédé qui est utilisé lors de leur fabrication. Les trois principales techniques de réalisation qui permettent de les différencier sont les suivantes [1.11]:

- Laminage (MCM-L)
- Empilage de couches céramiques (MCM-C)
- Dépôt (MCM-D)

Parmi ces trois techniques de réalisation, les modules multi-puces céramiques dits MCM-C sont certainement les plus couramment utilisés. Nous présentons donc cette technologie de manière beaucoup plus détaillée. Nous pouvons distinguer trois grandes familles de MCM-C : les « Thick-Film », les HTCC « High Temperature Co-fired Ceramic » et les LTCC « Low Temperature Co-fired Ceramic ».

Pour les modules MCM-C, par rapport aux deux autres techniques, la technologie la plus courante et intéressante pour l'instant est le LTCC. Selon plusieurs études de marché [1.12], cette technologie est de plus en plus utilisée pour la réalisation de SiP « Systems in Package » dans les applications sans fil. Le concept de SiP est une technologie visant à intégrer des puces et des fonctions différentes sur une « carte mère » ce, dans un même boîtier. Par rapport au SoC « System on Chip », la technologie SiP est relativement permet de mélanger et d'associer les technologies existantes pour optimiser les performances et le coût rapidement.

La technologie LTCC permet aussi d'ajouter un degré de liberté supplémentaire dans la réalisation de filtres planaires, qui peuvent être synthétisés sous forme de modules intégrés (comme par exemple sur la figure 1.5 [1.13]). On retrouve en surface les composants actifs CMS (Composants Montés en Surface), tels que les amplificateurs par exemple, ou les antennes, alors qu'il est possible de positionner sur l'épaisseur les éléments d'adaptation d'impédance, les lignes de transmission, les interconnexions ou bien des filtres.

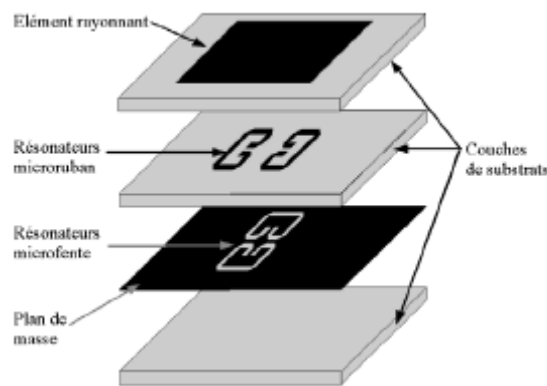


Figure 1.5: Exemple de module intégré utilisant la technologie LTCC [1.13]

Enfin, le LTCC permet d'associer des éléments de type MEMS « Micro-Electro-Mechanical Systems » pour rendre la structure reconfigurable [1.14]. De plus, les substrats utilisés en technologie LTCC présentent des tangentes de pertes plus faibles que celles des substrats bas-coût généralement utilisés ( $\tan\delta$  de l'ordre de  $10^{-3}$  pour les matériaux LTCC contre environ  $9 \times 10^{-3}$  pour

un substrat verre téflon)

## 1.3 Généralités sur les terminaux de communication mobile

Jusqu'ici, nous avons présenté les différentes normes de communication mobile et l'évolution des techniques de réalisation de ces systèmes. Dans cette partie, nous présentons l'architecture des systèmes de communication mobile de manière à permettre d'avoir une compréhension globale des systèmes.

### 1.3.1 Architecture d'un terminal de communication mobile

Le terminal de communication mobile comprend un émetteur ou un récepteur voire les deux. Ces éléments constituent le frontal radio qui est l'élément de base d'une chaîne de communication mobile. Cette architecture est constituée essentiellement de trois blocs: la partie RF, le traitement en bande de base et la gestion de l'énergie [1.15]. Pour réaliser une connexion radiofréquence, il est nécessaire avant d'émettre, de changer la fréquence du signal utile par modulation d'une fréquence porteuse (changement de fréquence à l'émission). A la réception, le signal capté par l'antenne possède une puissance très faible et son spectre de fréquence présente de nombreuses raies parasites. Le module de réception doit donc amplifier et filtrer ce signal avant de pouvoir le multiplier par le signal issu d'un oscillateur local.

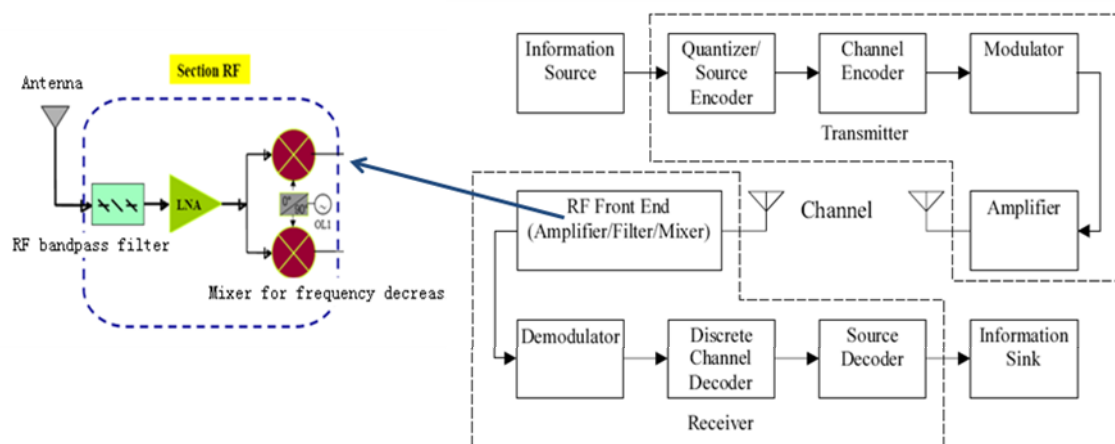


Figure 1.6 : Exemple d'architecture d'un terminal de communication mobile

- Les antennes d'émission et de réception :

Une antenne est un élément qui permet d'assurer la transition entre l'énergie

électromagnétique guidée et l'énergie électromagnétique rayonnée. Il existe de nombreux types d'antennes. Leurs géométries, leurs tailles, dépendent directement de leur utilisation.

- Les filtres à l'émission ou à la réception :

Ces filtres sont situés avant ou après l'antenne. Le filtre de réception est un filtre présentant de très faibles pertes et une bande passante dépendant du standard sur lequel il travaille. Il est situé juste avant l'amplificateur faible bruit (LNA). Il permet d'éliminer les éventuelles fréquences parasites (issues du mélange, de non linéarités, de standards voisins...) et donc de diminuer le bruit en dehors de la bande utile. Le filtre d'émission (comme le filtre de réception) est de type passe-bas ou passe-bande. Il permet d'éliminer les harmoniques du signal à émettre et d'isoler le système en atténuant les signaux qui pourraient être captés par l'antenne du récepteur.

- Les amplificateurs faible bruit (ou LNA : Low Noise Amplifier)

L'amplificateur faible bruit est un type particulier d'amplificateur utilisé dans les systèmes de communication. Il est placé en tête la chaîne de réception pour amplifier les signaux captés par l'antenne. Il est le plus souvent situé au pied de l'antenne, de manière à minimiser les pertes de connexion et donc le facteur de bruit à l'entrée du récepteur. Il intervient directement sur la sensibilité de la chaîne de réception, car le bruit du terminal est essentiellement dû aux premiers étages [1.16] de celle-ci comme l'indique la formule de Friis (1.1). L'amplificateur étant placé juste derrière l'antenne, il doit avoir un facteur de bruit très faible (2dB à 3dB) associé à un gain élevé pour limiter la contribution des étages suivants au bruit total.

$$F_{\text{total}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (1.1)$$

Où  $F_{\text{total}}$  est le facteur de bruit total d'une cascade d'étages ;  $F_n$  et  $G_n$  sont respectivement le facteur de bruit et de gain de puissance linéaires du  $n^{\text{ième}}$  étage.

L'amplification peut ensuite être assurée par les autres éléments de la chaîne, en particulier d'autres amplificateurs dont le facteur de bruit pourra être plus élevé, de même que le gain.

- Les oscillateurs locaux/ les mélangeurs :

L'oscillateur local fournit un signal monochromatique à la fréquence  $f_0$ , signal qui est multiplié

par le signal radiofréquence. Les oscillateurs locaux, associés aux mélangeurs, vont permettre d'assurer la montée ou la descente en fréquence des signaux pour que les signaux puissent être ensuite rayonnés par les antennes ou traités à la réception. Ils sont alors récupérés par filtrage.

La figure 1.7 présente un exemple de récepteur Ultra Large Bande.

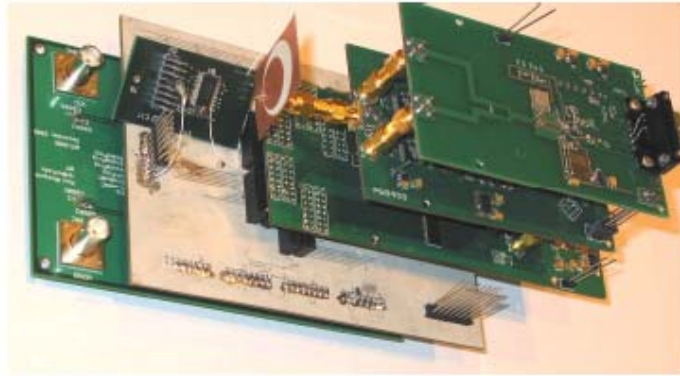


Figure 1.7 : Exemple de récepteur [1.17]

### 1.3.2 Bilan

Cette partie a permis de définir la chaîne radiofréquence, avec les différentes fonctions : rayonnement, filtrage et amplification. Dans le cas d'applications multistandards, les contraintes sur chacune de ces fonctions sont importantes afin de répondre à la fois aux exigences dans chaque bande de fréquence utile et aussi aux exigences de réjection en dehors des bandes. De plus, la chaîne RF doit rester la plus compacte possible, afin d'être intégrée dans des systèmes de communications mobiles.

Pour répondre aux deux exigences de performances multistandards et de compacité, deux solutions ont été discutées : l'utilisation de composants multifonctions et l'utilisation de composants multistandards. L'utilisation de composants multifonctions permet de concevoir des structures à fonctionnalités réparties, c'est-à-dire qu'une fonctionnalité est réalisée par utilisation de la réponse de plusieurs composants de la chaîne RF.

Dans le cas du filtrage, cette fonction peut être répartie sur plusieurs composants de la chaîne RF, notamment l'antenne, le LNA, voire le mélangeur... Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous nous sommes plus particulièrement intéressés à l'intégration d'une partie du filtrage au niveau de l'antenne. Dans une structure classique, antenne et filtre sont conçus pour maintenir des caractéristiques constantes dans les bandes de fréquences utiles : gain, adaptation, rayonnement. En dehors de ces bandes, les comportements fréquentiels de ces caractéristiques sont plus difficilement maîtrisés. En utilisant des architectures et des techniques de conception adaptées, il est envisageable



de maîtriser à la fois les caractéristiques fréquentielles de ces éléments dans et en dehors des bandes utiles. Dans ce cas, il semble possible d'optimiser le filtrage apporté par l'ensemble des composants (filtre RF, amplificateur, mélangeur et antenne) pour répondre aux contraintes de plus en plus fortes liées à l'augmentation des services intégrés aux systèmes de télécommunication mobiles..

## 1.4 Projet SRAMM : Problématique et Objectifs

Les derniers développements technologiques associés à une baisse considérable des coûts ont permis l'essor des systèmes de télécommunications. Ceux-ci permettent l'accès à un maximum de services à partir d'un même terminal. Ceci constitue donc l'objet de nombreux projets, tel que le projet SRAMM (Systèmes de Réception Adaptatifs Multimodes Multistandards), labellisé par l'Agence Nationale de la Recherche en 2006. Ce projet de recherche traite du thème de la convergence de différents modes et standards de communication dans un téléphone portable. Il permet de développer une nouvelle approche pour l'intégration des systèmes sur puce dans le cadre de terminaux reconfigurables. Il répond également aux questions engendrées par la coexistence des différents standards dans un même mobile, en gérant le spectre de fréquences de manière optimale.

Ce projet vise à lever un certain nombre de verrous particulièrement importants, en les appliquant à la partie radio fréquence d'une chaîne de réception. Ces verrous sont:

- ✓ La possibilité de supporter plusieurs protocoles de communication différents pour un maximum de compatibilité entre différents modes et standards ;
- ✓ La possibilité de se connecter n'importe où, n'importe quand, avec n'importe quel terminal et donc de pouvoir assurer une interopérabilité et une indépendance vis à vis des réseaux ;
- ✓ La possibilité de reconfigurer un terminal pour répondre aux demandes précédentes.

Pour ce faire, un des objectifs du projet est de concevoir des antennes multistandards, pour lesquelles un des standards choisis est basse fréquence et large bande ce, dans un encombrement très réduit. Une autre étape consiste à combiner dans le volume occupé par l'antenne une fonction de filtrage même « simple » de manière à pouvoir « alléger » la fonction de filtrage proprement dite et ainsi poursuivre l'effort de miniaturisation.

L'accès à un maximum de services à partir du même terminal impose l'augmentation du nombre de fonctions à intégrer à celui-ci, ce qui se traduit par un encombrement de plus en plus important. Les concepts SiP et SoC permettent d'utiliser les technologies optimales pour une fonction donnée et ainsi atteindre les performances souhaitées pour le sous-ensemble étudié.

Pour présenter des performances acceptables, certains éléments comme les antennes, les filtres, voire les circuits d'interconnexion des puces ont *a priori* une taille importante vis à vis de celles des « puces » dans lesquelles sont effectués les différents traitements. Afin d'optimiser en même temps la taille et les performances des émetteurs-récepteurs, il est nécessaire d'avoir une approche plus intégrée de la cohabitation de ces différentes fonctions et notamment de disposer d'antennes et de circuits d'interconnexion compacts. Plusieurs problèmes doivent alors être pris en compte et résolus conjointement :

- ✓ Celui de la définition et de l'étude des différents concepts permettant d'aboutir à des circuits d'interconnexion compacts ;
- ✓ Celui du maintien des performances électriques liées à la maîtrise des couplages forts entre éléments de circuits ;
- ✓ Celui du comportement thermique de ces mêmes circuits et donc de la manière d'optimiser leur placement vis à vis des sources de chaleur (pour l'amplificateur de puissance notamment).

Mes travaux de thèse s'intègrent dans le contexte de ce projet et consistent, pour une partie, en l'étude et le choix de concepts permettant la réduction de taille des circuits d'interconnexion et des antennes sans dégradation notable de leurs performances. Ces concepts sont et seront étudiés, développés et validés à partir de circuits tests afin de mettre en valeur leurs domaines de validité et les limites associées. Les résultats de cette étude devraient permettre de définir les différents critères à prendre en compte dans l'optimisation globale d'un émetteur récepteur intégré complexe. Pour une autre part, mes travaux de thèse consistent également à développer une méthodologie de conception d'une structure permettant de maîtriser conjointement des contraintes en terme de filtrage et de rayonnement de manière à pouvoir alléger la fonction de filtrage de la chaîne en renvoyant une partie de cette fonction sur l'antenne et ainsi participer, comme cela a été indiqué plus haut, à l'effort de miniaturisation global.

## **1.5 Conception conjointe dans les frontaux RF**

Comme nous l'avons montré dans la section 1.4, un objectif du projet SRAMM est la réduction de taille des frontaux RF par la conception intégrée de plusieurs fonctions sans dégradation notable des performances de chacune. Dans le monde d'aujourd'hui, la miniaturisation est un mot clé dans la conception de frontaux RF. Plusieurs techniques sont appliquées à la réalisation d'architectures miniaturisées, comme par exemple :

- 1° Les techniques de miniaturisation appliquées sur chaque élément de la chaîne, comme les antennes, les filtres et les amplificateurs ;
- 2° L'utilisation de composants multifonctions ;
- 3° L'utilisation de composants multistandards.

Dans les structures des frontaux RF, antennes et filtres sont deux fonctions plus particulièrement difficiles à intégrer. Pour présenter des performances compatibles avec les services souhaités et compte tenu des fréquences mises en jeu, ces deux dispositifs ne peuvent pas être intégrés en technologie CMOS. Dans les techniques de conception traditionnelles, les filtres utilisent la propagation d'ondes acoustiques de volume BAW (Bulk Acoustic Wave) [1.21, 1.22] ou de surface SAW (Surface Acoustic Wave) [1.23-25]. Ces filtres ne peuvent pas être intégrés à la puce et sont donc extérieurs au circuit intégré. Ceci engendre bien sûr un coût supplémentaire [1.26]. L'antenne est également un l'élément « dimensionnant » du frontal radio fréquence. En effet, pour que l'on puisse maîtriser ses performances en rayonnement et que son efficacité soit raisonnablement élevée, l'antenne doit être réalisée sur un substrat faibles pertes d'épaisseur importante, voire directement sur air. De ce fait, même si l'on arrive à réduire sa taille dans des proportions importantes vis-à-vis de la longueur d'onde, celle-ci reste néanmoins importante vis-à-vis de celle des circuits intégrés associés. Par ailleurs, la dissociation entre l'antenne, les filtres et les circuits actifs et passifs du frontal RF rajoute des interconnexions et nécessite des circuits d'adaptation supplémentaires qui réduisent les performances globales du système. Cette addition de circuits supplémentaires augmente la taille, la puissance dissipée, et le coût total, ces trois critères étant ceux qu'il convient d'optimiser pour respecter les spécifications des futurs systèmes de communication.

Une nouvelle technique de conception dite de « co-conception » peut être utilisée pour résoudre en partie ces problèmes. L'objet de cette technique est de traiter conjointement le problème de filtrage et de rayonnement pour assurer des performances optimales (rayonnement, sélectivité sur la bande passante, etc.) tout en occupant des dimensions réduites. Dans le paragraphe suivant nous présentons un état de l'art sur ces techniques de co-conception des frontaux RF tant en ce qui concerne la co-conception antenne/circuit actif que la co-conception antenne/filtre.

### 1.5.1 Co-conception antenne/actifs

Une première structure d'antenne associée à un élément actif a été proposée en 1928 [1.27], une antenne miniature avec un tube électronique était alors communément utilisée pour les

émetteurs radio autour de 1 MHz. Cette antenne est associée à des transistors, des diodes et d'autres dispositifs actifs pour constituer une antenne active.

La terminologie « antenne active » signifie que des dispositifs actifs sont insérés dans la structure rayonnante d'une antenne passive pour améliorer ses performances (efficacité de rayonnement, bande passante, etc.), mais la technique de co-conception antenne/actifs indique plutôt que les antennes passives et les circuits actifs, comme les amplificateurs, sont conçus sur une même structure. La structure rayonnante de l'antenne est utilisée comme élément de circuit de l'amplificateur. Cette approche est devenue courante dans les années 60 [1.28].

Par ce biais, il est possible d'améliorer les propriétés des antennes électriquement petites. Les dispositifs actifs associés aux antennes peuvent être directement positionnés dans la géométrie de l'antenne (Figure 1.8), mais peuvent aussi faire partie d'un système antennaire constitué par l'antenne et l'amplificateur (Figure 1.9). Des travaux ont montré plusieurs avantages à cette co-conception comme l'amélioration de l'adaptation des antennes électriquement petites, l'augmentation de la bande passante ou l'agilité en fréquence [1.29, 1.30], la réduction du couplage mutuel entre les différents éléments des réseaux d'antennes [1.31, 1.32], l'amélioration du facteur de bruit [1.30, 1.31], la miniaturisation des antennes [1.33-1.35].

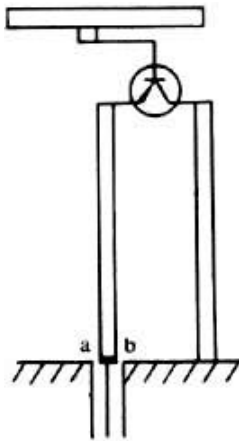


Figure 1.8 : Antenne avec dispositif actif intégré

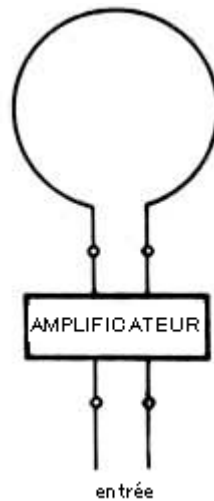


Figure 1.9 : Antenne active avec amplificateur connecté directement à la base

Les références [1.36-1.38] présentent des exemples dans lesquels les transistors sont directement connectés à l'extrémité de l'antenne pour ne pas augmenter la taille par l'ajout de réseaux d'adaptation entre les deux. Ils permettent de miniaturiser la taille du frontal RF et son facteur de bruit par suppression des réseaux d'adaptation.

### 1.5.2 Co-conception antenne/filtre

Les performances globales d'une chaîne peuvent être améliorées en insérant un filtre passe-bande au pied de l'antenne à la place d'un réseau d'alimentation classique, comme indiqué dans la figure 1.6. Ceci peut permettre d'améliorer l'adaptation de l'antenne dans la bande passante du filtre (à condition que les pertes des filtres ne soient pas trop importantes) ainsi que la rejection aux bords de cette bande. Il est alors nécessaire de concevoir ces deux éléments ensemble. Cette approche permet une connexion directe avec les autres fonctions de la chaîne, et donc en même temps permet la réduction du bruit et la miniaturisation de la structure. C'est plus particulièrement sur ce thème de co-conception antenne/filtre que nous apporterons une contribution dans ces travaux de thèse. Nous présentons dans le deuxième chapitre de ce mémoire une étude menée sur l'état de l'art de la co-conception antenne/filtre.

## 1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir rappelé brièvement l'évolution des normes et de l'architecture des systèmes de communication mobile au cours de ces dernières années, nous nous sommes

attachés à mettre en évidence les contraintes, issues de cette évolution, contraintes qu'il convient de prendre en compte dans la conception de ces systèmes tant du point de vue des performances, de la taille que du coût. Pour les communications mobiles, il faut que le coût du frontal RF soit réduit, que sa taille soit très petite pour pouvoir déployer facilement les terminaux dans divers environnements physiques. Enfin, cette réduction de l'encombrement et du coût ne doit pas être faite au détriment des performances.

La réduction de taille et l'optimisation des performances passent notamment par la co-conception de fonctions qui, à l'origine, étaient développées séparément. C'est ainsi que la co-conception antenne/circuit actifs permet de limiter la longueur des interconnexions entre deux dispositifs et donc les pertes ce qui, à terme, permet de diminuer le facteur de bruit. De la même manière, la co-conception antenne/filtre permet d'une part, de limiter les interconnexions avec les autres fonctions du système et, d'autre part, de limiter le facteur du bruit et de relâcher les contraintes de sélectivité.

C'est plus particulièrement sur ce thème de co-conception filtre/antenne que nous apportons dans la thèse une contribution, notre but étant de réduire la taille de l'antenne tout en gardant ses performances en rayonnement et en terme de sélectivité. Ainsi nous avons adopté une nouvelle technique pour optimiser conjointement l'efficacité de rayonnement et le gabarit de filtrage : la co-conception antenne/filtre ou la conception d'une antenne filtrante.



---

---

# **Chapitre II : État de l'art sur les antennes et les filtres**

---

---





<b>2.1</b>	<b>Introduction</b> .....	22
<b>2.2</b>	<b>Analyse des caractéristiques des antennes et des filtres</b> .....	22
2.2.1	Principales caractéristiques des antennes planaires [2.1] – Techniques de miniaturisation appliquées aux antennes.....	23
2.2.2	Principales caractéristiques des filtres micro-ondes .....	44
2.2.3	Comparaison antenne/filtre .....	59
2.2.4	Bilan .....	61
<b>2.3</b>	<b>État de l’art sur la conception d’antenne filtrante</b> .....	61
2.3.1	Intégration du filtre dans l’élément rayonnant .....	62
2.3.2	Intégration du filtre au pied de l’antenne.....	67
2.3.3	Technologies multicouches.....	70
2.3.4	Co-conception antenne/filtre .....	76
<b>2.4</b>	<b>Conclusion</b> .....	78

## 2.1 Introduction

Si l'on souhaite pouvoir maîtriser la bande passante d'une antenne en respectant un gabarit de filtrage donné, il est important de bien comprendre et de mettre à jour les limitations liées à la physique des deux problèmes que sont la sélectivité en fréquence d'une part et le rayonnement d'autre part. Aussi, dans le second chapitre de ce mémoire, nous nous intéressons d'une part aux antennes et à la modélisation du rayonnement et d'autre part aux filtres et aux possibilités qu'il y a de modéliser la réponse de ces filtres pour respecter un gabarit donné.

Compte tenu du grand nombre de technologies possibles et en fonction des contraintes qu'il nous faut respecter du point de vue de l'encombrement et du coût, sur les exemples présentés, nous focalisons notre attention sur des structures développées à partir de filières technologiques « planaires », celles ci pouvant être éventuellement multicouches. Les conclusions de cette analyse s'appuient sur les études faites auparavant sur cette problématique de multifonction filtre/antenne, tant au laboratoire que dans d'autres structures académiques ou industrielles.

## 2.2 Analyse des caractéristiques des antennes et des filtres

Pour résoudre le problème de la compacité des structures radiofréquences fonctionnant sur plusieurs bandes de fréquence, les caractéristiques de rayonnement doivent être maîtrisées dans chacune des bandes couvertes. En général, ces antennes sont mises en œuvre à partir de la modification d'une antenne conventionnelle, en la faisant évoluer en ajoutant un résonateur supplémentaire, ou en chargeant l'antenne avec des courts-circuits [2.1] par exemple. Cependant, ces méthodes présentent certains inconvénients :

- ✓ Les largeurs de bande que l'on obtient ne sont pas toujours suffisantes pour les applications envisagées actuellement en communications sans fil (notamment la réception de la télévision numérique terrestre TNT) ;
- ✓ La maîtrise des fréquences de fonctionnement n'est pas simple si les fréquences considérées ne sont pas des fréquences harmoniques de la fréquence de résonance fondamentale du résonateur de base ;
- ✓ En général, la taille physique augmente lorsque l'on ajoute au résonateur de base un résonateur supplémentaire pour augmenter sa bande passante.

Par ailleurs, aucune démarche de conception claire n'a encore été proposée pour résoudre le

problème de maîtrise conjointe du rayonnement et de la bande passante d'une antenne.

Cette volonté d'aboutir à la maîtrise conjointe de la bande passante et du rayonnement est également liée à la nécessité de diminuer le nombre d'interconnexions afin de diminuer les pertes dans le récepteur et donc le facteur de bruit de ce récepteur.

De ce fait, nous nous sommes intéressés aux structures possédant des géométries proches qui étaient proposées soit pour réaliser une fonction de filtrage, soit pour réaliser une antenne. Dans ce cadre, nous proposons d'abord de rappeler les principes et les caractéristiques des antennes et des filtres. Ensuite, nous proposons une première étude permettant la comparaison entre fonction de filtrage et fonction de rayonnement à partir d'une géométrie simple et leur modélisation.

## 2.2.1 Principales caractéristiques des antennes planaires [2.1] – Techniques de miniaturisation appliquées aux antennes

Les antennes planaires sont des antennes très répandues car elles ont l'intérêt de pouvoir être intégrées directement sur une carte de circuit imprimé. Elles sont peu coûteuses, faciles à fabriquer et peu épaisses. Ces structures peuvent être réalisées de différentes manières, mais elles possèdent différentes caractéristiques présentées ci-dessous.

### 2.2.1.1 Caractéristiques des antennes planaires

Les deux caractéristiques qui doivent être simultanément obtenues pour que l'antenne soit opérationnelle concernent d'une part son adaptation, qui caractérise sa capacité à transformer toute l'énergie présente au niveau de l'alimentation en énergie rayonnée, et d'autre part sa caractéristique de rayonnement, qui indique comment l'antenne répartit spatialement l'énergie. L'application à laquelle est destinée l'antenne détermine la bande de fonctionnement et les propriétés de rayonnement de l'antenne.

#### **A : Paramètres de rayonnement des antennes**

Les paramètres permettant de caractériser le rayonnement des antennes sont :

- la surface caractéristique de rayonnement,
- le diagramme de rayonnement,
- la directivité,
- le gain

- l'efficacité
- la polarisation de l'onde rayonnée

➤ Surface caractéristique de rayonnement et diagramme de rayonnement

La surface caractéristique de rayonnement est une représentation 3-D des champs ou de la puissance rayonnée loin de la source. Compte tenu des symétries constatées généralement au niveau de cette surface, on peut aussi donner des coupes particulières de celle-ci appelées diagrammes de rayonnement. On donne en général deux formes principales de ces diagrammes : le diagramme en élévation et le diagramme en azimut. La combinaison des deux graphes permet d'accéder à une représentation 3-D de la façon dont l'énergie est rayonnée autour de l'antenne (Figure 2. 1(c)).

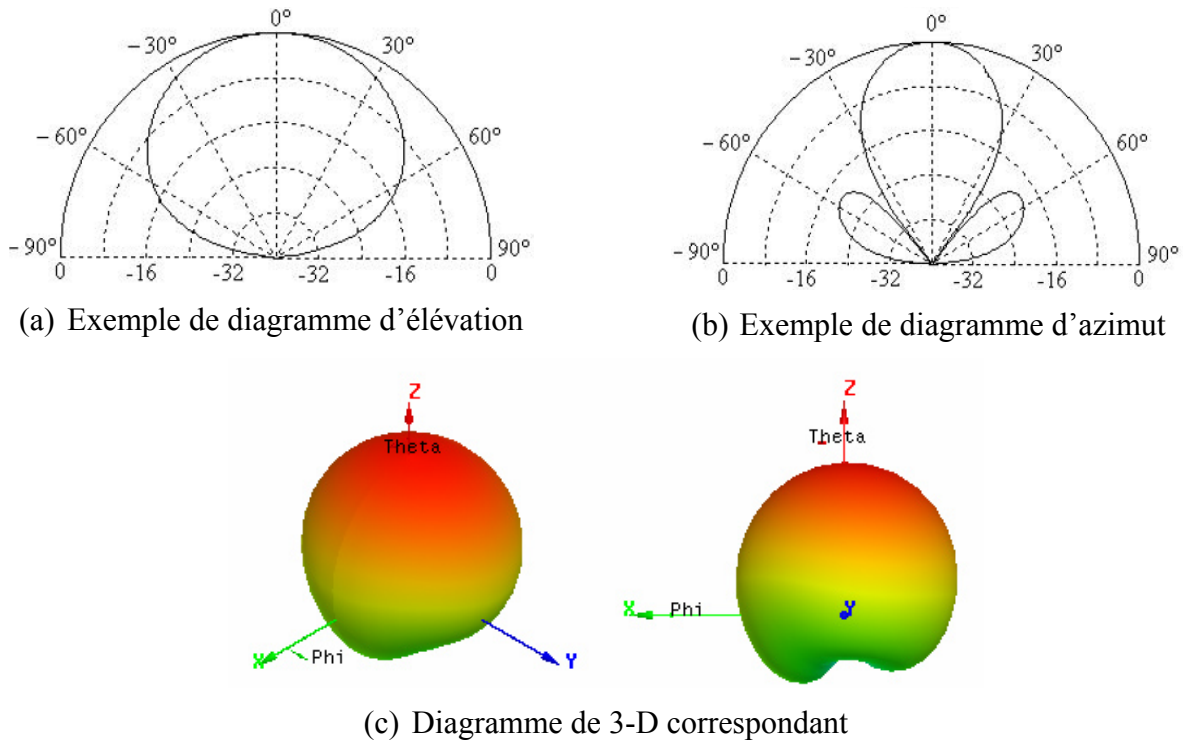


Figure 2.1 : Diagramme de rayonnement et surfaces caractéristiques de rayonnement pour une antenne planaire

➤ Directivité d'une antenne

La directivité d'une antenne est une mesure de la concentration de la puissance rayonnée dans une direction particulière. Elle peut être considérée comme la capacité à envoyer l'énergie dans une direction donnée. C'est généralement le ratio de l'intensité du rayonnement dans une direction donnée à la moyenne de l'intensité du rayonnement. Elle est définie comme la puissance  $P(\theta, \varphi)$  rayonnée dans la direction  $(\theta, \varphi)$  divisée par la puissance  $P_r$  que rayonnerait une source isotrope par unité d'angle solide  $d\Omega$  (2.1) :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi}} \quad (2.1 \text{ a})$$

$$P_r = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega \quad (2.1 \text{ b})$$

$$d\Omega = \sin \theta d\theta d\varphi \quad (2.1 \text{ c})$$

➤ Gain de l'antenne/efficacité de rayonnement

Le gain de l'antenne est le rapport de la puissance admise par l'antenne à sa puissance de sortie. Ce gain est le plus souvent donné en dBi, qui est le gain par rapport à l'antenne isotrope, c'est à dire à l'antenne fictive dont le diagramme de rayonnement est parfaitement omnidirectionnel. Le gain est relié à la directivité de l'antenne par l'efficacité de rayonnement (ou rendement) de l'antenne  $\eta$  :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (2.2 \text{ a})$$

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_p} \quad (2.2 \text{ b})$$

$P_r$  et  $P_p$  représentent respectivement la puissance rayonnée et la puissance perdue au sein de l'antenne. Cette puissance perdue est principalement due aux pertes métalliques et diélectriques mais également aux ondes de fuites dans le substrat dans le cas de structures planaires. Il convient de maximiser l'efficacité de rayonnement pour optimiser le bilan de liaison.

➤ Polarisation des champs rayonnés par une antenne

Les ondes électromagnétiques émises par l'antenne loin de la source sont en général polarisées, c'est à dire que le vecteur champ électrique présente une direction privilégiée. Suivant les circonstances et les applications envisagées, différents types de polarisations sont utilisés. La polarisation d'une antenne peut être linéaire, (verticale, horizontale ou oblique), ou elliptique (droite, gauche). Un cas particulier de la polarisation elliptique est la polarisation circulaire (droite (RHCP, Right Hand Circular Polarization) ou gauche (LHCP, Left Hand Circular Polarization)). L'utilisation de polarisations croisées permet d'augmenter le débit d'information transmis par l'antenne en limitant les interférences entre les signaux émis en même temps sur ces deux

polarisations.

### B : Paramètres circuit des antennes

Du point de vue de son alimentation, l'antenne peut être modélisée par un résonateur possédant une admittance complexe dépendante de la fréquence  $Y(f)=G(f)+jB(f)$  comme le montre la figure 2.2. La partie réelle de cette admittance, la self-conductance  $G(f)$ , modélise les pertes par rayonnement et les pertes dans l'antenne, alors que la partie imaginaire, la self-susceptance  $B(f)$ , modélise l'énergie réactive stockée dans le volume électromagnétique de l'antenne. Cette énergie est déterminée par les champs évanescents associés à l'antenne. Il est nécessaire d'adapter ce résonateur, c'est-à-dire d'optimiser la puissance acceptée par l'antenne. On doit pour cela minimiser le coefficient de réflexion  $\rho(f)$  en tenant compte de l'admittance caractéristique de la ligne d'alimentation de l'antenne  $Y_0$ .

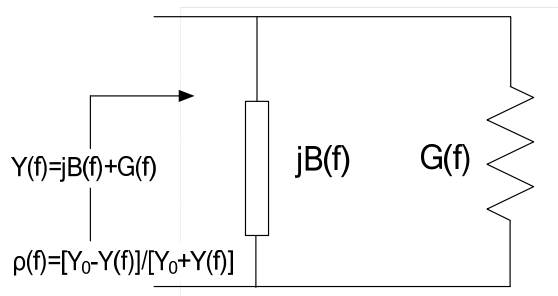


Figure 2.2 : Admittance d'entrée d'une antenne

Dans ce cas, la bande passante de l'antenne dépend directement de son facteur de qualité  $Q=f_0/\Delta f$ . Ce facteur de qualité dépend de l'énergie réactive pouvant être stockée dans le résonateur et des pertes de celui-ci (2.3) :

$$Q = 2\pi \frac{\text{énergie stockée}}{\text{énergie perdue par période}} \quad (2.3)$$

Le facteur de qualité total de l'antenne planaire,  $Q_T$ , peut être défini en fonction des facteurs de qualité associés aux différents types de pertes dans l'antenne. Il y a quatre sources de pertes possibles (métalliques, diélectriques, par rayonnement et par ondes de surface) (2.4).

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_s} \quad (2.4)$$

Comme nous étudions par la suite des antennes planaires, il nous a semblé nécessaire de rappeler, à titre d'exemple, la manière dont on peut étudier le rayonnement des lignes planaires ouvertes. C'est ce que nous faisons dans le paragraphe suivant.

### 2.2.1.2 Modélisation des phénomènes de rayonnement associés aux discontinuités sur les lignes planaires « ouvertes »

L'antenne planaire la plus simple est le « patch » microruban. Elle est constituée d'un élément imprimé sur un substrat et d'un plan de masse situé sous celui-ci. C'est donc une structure de type cavité ouverte.

Dans cette partie, nous rappelons le modèle utilisé pour caractériser les phénomènes de rayonnement sur une antenne microruban à partir du modèle de la ligne de transmission. L'antenne à caractériser est constituée d'un motif rectangulaire de longueur  $L$  et de largeur  $W$  sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r$  et de hauteur  $h$  (Figure 2.3).

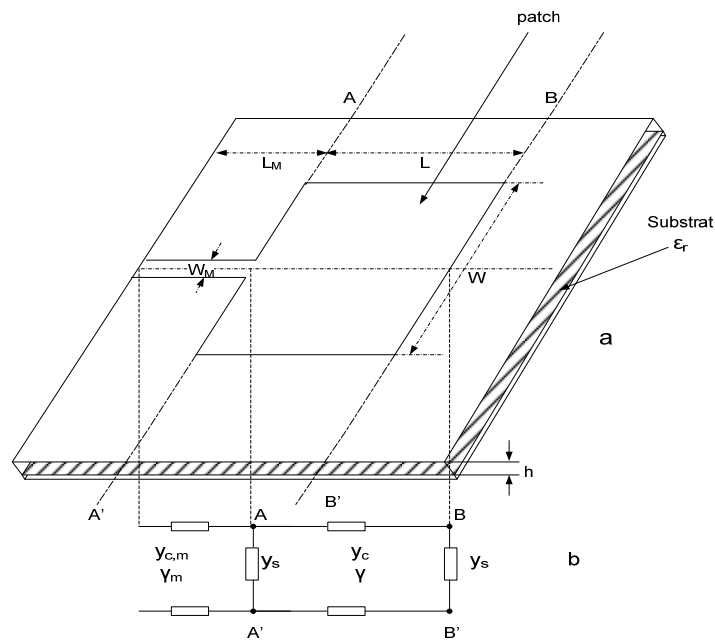


Figure 2.3 : Modèle de la ligne de transmission pour une antenne patch rectangulaire

Cette antenne est excitée par une ligne microruban de largeur  $W_m$  et longueur  $L_m$ , qui a pour admittance caractéristique normalisée  $y_{c,m}$  et pour constante de propagation  $\gamma_m$ .

L'antenne microruban est représentée par un tronçon de ligne de transmission d'admittance caractéristique normalisée  $y_c$  et de constante de propagation  $\gamma$ . Dans les plans AA' et BB', cette antenne présente des discontinuités en circuit-ouvert qui peuvent être représentées par  $Y_s = G_s + jB_s$ .

$G_s$  représente les pertes par rayonnement et  $B_s$  est une capacité de dimensions  $W \cdot \Delta L$  sur un substrat d'épaisseur  $h$  (2.5 et 2.6) [2.1]



$$B_s = C\omega = (\varepsilon_0 \varepsilon_{eff} \frac{\Delta L W}{h})(2\pi f) = 0,01668 \frac{\Delta L W}{h \lambda_0} \varepsilon_{eff} \quad (2.5)$$

$$G_s = \frac{\pi W}{\eta \lambda_0} \left[ 1 - \frac{(kh)^2}{24} \right] \quad (2.6)$$

Avec

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\varepsilon_{eff} + 0,3) (W/h + 0,262)}{(\varepsilon_{eff} - 0,258) (W/h + 0,813)} \quad (2.7)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2} \quad (2.8)$$

$$k = 2\pi / \lambda_0 \quad (2.9)$$

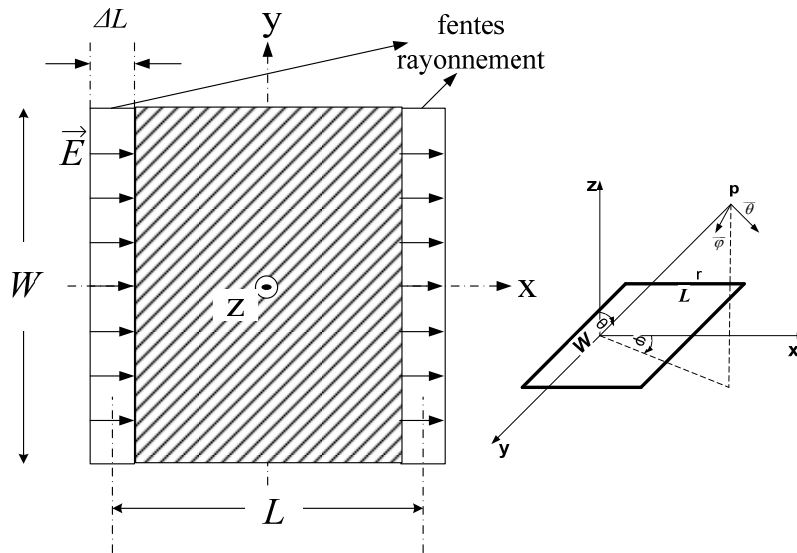


Figure 2.4 : Modèle d'une antenne rectangulaire planaire par deux fentes pour la détermination du diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne microruban rectangulaire peut être modélisé à partir de l'analyse de la diffraction des champs sur chacune des discontinuités. On définit alors le diagramme de rayonnement à partir de la mise en réseau de deux fentes équivalentes excitées en champ constant.

Le diagramme de rayonnement pour le mode fondamental est donc calculé à partir du modèle des fentes équivalentes comme étant une combinaison des champs émis par ces deux fentes parallèles de longueur  $W$ , largeur  $\Delta L$  et espacées d'une distance  $L$ , comme présenté sur la figure 2.4.

Si la différence de potentiel à travers une fente rayonnante est de  $V_0$ , le champ rayonné par

l'antenne est obtenu en multipliant le rayonnement d'une seule fente, par le facteur de réseau  $2 \cdot \cos(k_0 L \sin \theta \cos(\phi/2))$ . On obtient [2.1]:

$$E_{\theta} = -jk_0 V_0 W \frac{-jk_0 r}{4\pi r} \cos \phi F_1 F_2 \quad (2.10 \text{ a})$$

$$E_{\phi} = -jk_0 V_0 W \frac{-jk_0 r}{4\pi r} \cos \theta \sin \phi F_1 F_2 \quad (2.10 \text{ b})$$

Où

$$F_1 = \text{sinc}(k_0 h \sin \theta \cos \phi / 2) \text{sinc}(k_0 W \sin \theta \sin \phi / 2) \quad (2.10 \text{ c})$$

$$F_2 = 2 \cos(k_0 L \sin \theta \cos \phi / 2) \quad (2.10 \text{ d})$$

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x} \quad (2.10 \text{ e})$$

Les équations 2.10 a, b, c et d sont les équations présentant les composantes de champ rayonné dans les plans principaux d'une antenne rectangulaire microruban fonctionnant sur son mode fondamental  $\text{TM}_{10}$ .

Dans le plan E (plan xOz, correspondant à  $\phi=0^\circ$ , cf. Figure 2.4):

$$E_{\phi}(\theta) = 0 \quad (2.11)$$

$$E_{\theta}(\theta) = -jk_0 V_0 W \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} F_E(\theta) \quad (2.12 \text{ a})$$

Où

$$F_E(\theta) = \text{sinc}(k_0 h \sin \theta / 2) \cos(k_0 L \sin \theta / 2) \quad (2.12 \text{ b})$$

Dans le plan H (plan yOz, correspondant à  $\phi=90^\circ$ , cf. Figure 2.24) :

$$E_{\phi}(\theta) = 0 \quad (2.13)$$

$$E_{\theta}(\theta) = jk_0 V_0 W \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} F_H(\theta) \quad (2.14 \text{ a})$$

Où,

$$F_H(\theta) = \text{sinc}(k_0 W \sin \theta / 2) \cos \theta \quad (2.14 \text{ b})$$

Les expressions ci-dessus supposent que les fentes de rayonnement sont situées dans l'air. L'effet du plan de masse et du substrat de l'antenne sur le diagramme de rayonnement peut être

inclus par le biais des facteurs  $F_3$  et  $F_4$ , comme suit.

$$F_3(\theta) = \frac{2 \cos \theta \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}}{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta} - j \varepsilon_r \cos \theta \cot(k_0 h \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta})} \quad (2.15)$$

$$F_4(\theta) = \frac{2 \cos \theta}{\cos \theta - j \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta} \cot(k_0 h \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta})} \quad (2.16)$$

Donc les diagrammes de rayonnement finaux sont alors, pour le plan E,

$$E_\theta(\theta) = -jk_0 V_0 W \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} F_E(\theta) F_3(\theta) \quad (2.17 \text{ a})$$

et pour le plan H,

$$E_\phi(\theta) = jk_0 V_0 W \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} F_H(\theta) F_4(\theta) \quad (2.17 \text{ b})$$

Etant données les fortes contraintes d'encombrement qui existent dans les systèmes de communications mobiles, il est absolument nécessaire de chercher à miniaturiser au maximum les structures radiofréquences et en particulier les antennes. Nous présentons dans la suite de ce chapitre, un état de l'art concernant les techniques de miniaturisation d'antennes et de circuits radiofréquences.

### 2.2.1.3 Techniques classiques de miniaturisation et d'optimisation de bande du frontal RF

Les progrès concernant la miniaturisation des équipements électroniques ont généré un besoin croissant d'antennes de petites dimensions. En effet, l'emploi d'antennes miniatures s'est généralisé dans les différents systèmes de télécommunications modernes, notamment dans le domaine des communications mobiles et plus récemment dans celui des communications sans fil, à travers le développement d'antennes de faible encombrement et de faible coût qui répondent à des contraintes d'intégration dans des terminaux portatifs. De plus, l'augmentation du nombre de standards de ces systèmes mobiles (GSM « Global System for Mobile Communications », DCS « Distributed Control System », PCS « Personal Communications Service », UMTS « Universal Mobile Telecommunications System », DVB-H « Digital Video Broadcasting-Handheld ») et sans fil (Bluetooth, Wi-Fi) a conduit à la recherche et à la réalisation d'antennes multifréquences et large bande.

Ces caractéristiques amènent à dissocier trois types de techniques:

- ✓ Les techniques de miniaturisation pour obtenir une antenne de dimensions réduites par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement :

Une antenne ou un circuit peut être miniaturisé en perturbant les trajets des courants. Le principe repose sur l'allongement des longueurs électriques par rapport aux longueurs physiques, réelles, des composants.

- ✓ Les techniques d'élargissement de bande réalisant l'adaptation d'au moins deux résonances couplées sur une large bande passante :

Si un système vérifie les conditions imposées sur une large bande cela implique que ces conditions sont vérifiées sur toutes les sous bandes incluses. Toutes les bandes utiles sont alors disponibles en même temps mais aussi les bandes non souhaitées. Ces dernières peuvent venir perturber les bandes de fonctionnement souhaitées, il est donc nécessaire de trouver des solutions pour éviter cela. De plus il est nécessaire de résoudre les inconvénients des structures de ce type, notamment : les antennes larges bandes doivent aussi présenter *a priori* des caractéristiques constantes sur toute la bande d'adaptation des antennes, notamment en diagramme de rayonnement. Le système n'est pas optimisé du point de vue du bruit, car il permet d'émettre et de recevoir dans les bandes désirées, mais aussi dans les bandes intercalées et adjacentes.

- ✓ Les techniques de fonctionnement multibandes, réalisant l'adaptation d'au moins deux résonances non couplées sur des bandes de fréquences distinctes :

Les structures multibandes réalisent des fonctions qui présentent les caractéristiques voulues dans toutes les bandes de fréquence utilisées de manière simultanée. Il faut noter que les contraintes systèmes imposées sur les bandes passantes sont difficiles à tenir compte tenu, d'une part, des phénomènes physiques associés à la réalisation des différentes fonctions de filtrage et, d'autre part, des limitations associées aux technologies de réalisation utilisées. Une architecture basée sur ce type de fonctions possède ainsi des avantages mais au prix de beaucoup de contraintes sur tous les éléments de la chaîne, par exemple : l'antenne doit être adaptée sur les différentes bandes et avoir un diagramme de rayonnement potentiellement différent sur chaque bande. Les filtres sont très complexes à réaliser car les bandes peuvent être très proches mais disjointes.

Les antennes larges bandes et multibandes sont obtenues soit en créant de nouvelles résonances plus ou moins proches en fréquence, soit en perturbant les modes supérieurs des éléments. Les objectifs de miniaturisation, d'élargissement de bande et de fonctionnement

multibandes reposent sur les mêmes principes. Les techniques utilisées classiquement par les concepteurs radiofréquences sont :

- ✓ la modification de la géométrie de l'élément rayonnant ou du circuit [2.2-2.10],
- ✓ l'utilisation d'un substrat à haute constante diélectrique [2.11],
- ✓ l'ajout de courts circuits verticaux entre le composant et le plan de masse [2.12],
- ✓ l'ajout de résonateurs parasites aux éléments rayonnants [2.13-2.16],
- ✓ l'insertion de fentes [2.3, 2.17, 2.18],
- ✓ l'utilisation d'un chargement capacitif [2.19, 2.20],
- ✓ l'utilisation de chargements capacitifs et inductifs réalisés par des composants localisés [2.21, 2.22],
- ✓ la modification de l'alimentation [2.23]
- ✓ l'utilisation de plusieurs résonateurs [2.24, 2.25]
- ✓ l'ajout de l'interdiction de bandes [2.26, 2.27]
- ✓ l'emploi combiné de plusieurs de ces techniques [2.3, 2.18, 2.28].

Nous allons maintenant voir en détail les principes de ces différentes techniques, leurs avantages et leurs inconvénients, ainsi que les performances radioélectriques qu'on peut attendre.

### **A : Modification de la géométrie de l'élément rayonnant ou du circuit**

Une première technique consiste en une modification de la forme de l'élément rayonnant. Pour l'aspect miniaturisation, le principe de base recherché par cette technique est d'allonger les trajets des courants à la surface de la structure afin de diminuer les fréquences de résonance du mode fondamental et des modes supérieurs de propagation. Si l'on souhaite obtenir une diminution en fréquence plus importante, d'autres techniques connues font appel à l'allongement des longueurs électriques par la création de couplages capacitifs notamment. Basées sur ce principe, les solutions envisageables sont la réalisation de méandres verticaux, de repliements, de méandres latéraux [2.2] (Figure 2.5) ou latéraux et verticaux [2.3] par des lignes métalliques très étroites repliées. Les deux premières solutions présentent l'inconvénient d'une augmentation de la hauteur de l'antenne. Pour les deux dernières, l'utilisation de plusieurs éléments rayonnants conduit à des antennes à la fois miniatures, large bande et multibandes, mais les résonateurs utilisés sont tellement fins que ces antennes présentent une mauvaise efficacité de rayonnement.

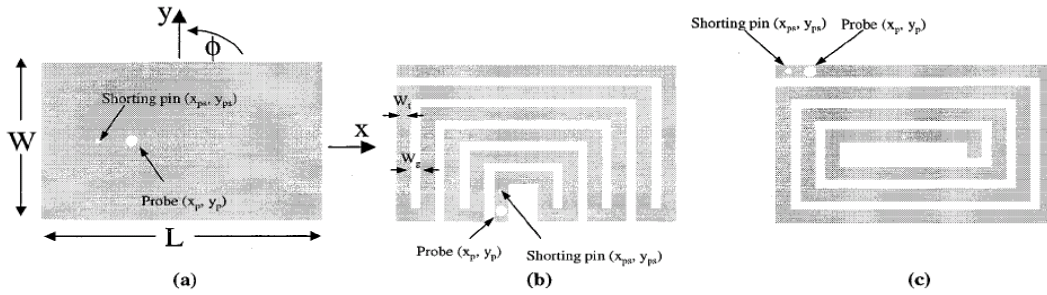


Figure 2.5 : Structures à méandres latéraux

Pour l'aspect large bande, la première possibilité est de changer certaines valeurs de grandeurs physiques ou certains matériaux tels que la permittivité relative des substrats utilisés. Une antenne patch forme une cavité résonante ouverte remplie de diélectrique, il est possible d'augmenter la largeur de bandes en diminuant la valeur de permittivité. Dans une moindre mesure, l'augmentation de l'épaisseur du substrat augmente aussi la bande passante.

La seconde possibilité est de transformer la géométrie de la partie rayonnante de l'antenne, ou de déformer le plan de masse. Des exemples ont été présentés dans le cas d'antennes planaires par insertion de fentes [2.4, 2.5]. L'optimisation de la forme peut se faire sur les parties métallisées ou sur les fentes. Enfin, le plan de masse peut aussi être conformé de manière à modifier la répartition des champs. Une étude sur une antenne planaire [2.6] avec des types d'alimentation différents a permis de montrer une augmentation de la bande passante par insertion de fentes de formes différentes dans le plan de masse. Cette méthode a été appliquée pour les antennes monopôles ou dipôles, par exemple [2.7-2.10] (Figure 2.6).

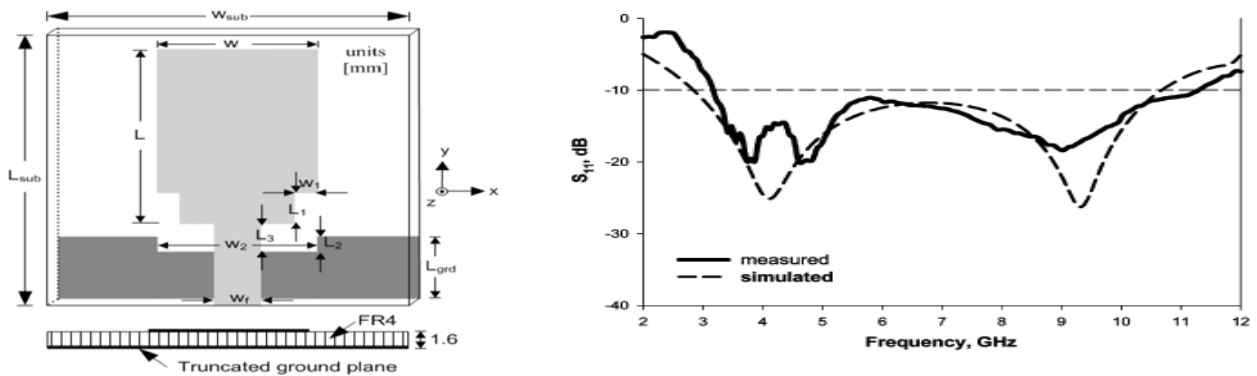


Figure 2.6 : Élargissement de bande par modification de la géométrie de l'antenne et du plan de masse [2.7]

### B : Utilisation d'un substrat à haute constante diélectrique

Comme la technique précédente, l'idée fondamentale de cette solution est également d'allonger les longueurs électriques. Les fréquences de résonance fondamentale et supérieures d'un

élément rayonnant étant inversement proportionnelles à la racine carrée de la permittivité effective du matériau diélectrique sur lequel est imprimé cet élément, augmenter la constante diélectrique du substrat revient à augmenter artificiellement les longueurs résonnantes de l'élément rayonnant. En contrepartie, cela revient aussi à augmenter les pertes diélectriques d'où une diminution du facteur de qualité  $Q$  de l'antenne. Les conséquences sur le fonctionnement de l'antenne sont une augmentation de largeur de bande et une diminution de son efficacité. Notons également que le coût de fabrication de l'antenne est augmenté [2.11].

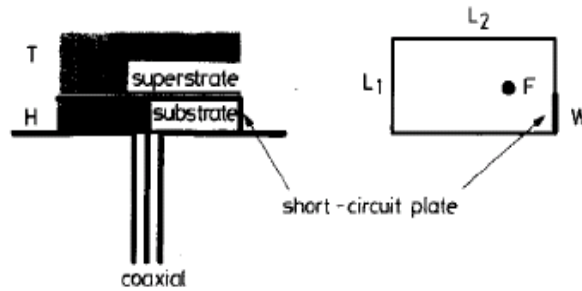


Figure 2.7 : Exemple de structure rayonnante miniaturisée présentant un substrat et un superstrat à haute constante diélectrique [2.11]

### C : Mise en place de courts-circuits verticaux entre le composant et le plan de masse

Les courts-circuits verticaux ajoutés entre l'élément rayonnant et le plan de masse peuvent être de types filaires, plans ou languettes [2.12]. De manière générale, ils sont utilisés pour réduire les dimensions de l'antenne. Les courts-circuits engendrent des phénomènes différents sur les modes de cavité qui sont fonctions de leur type, de leur nombre, de leur position sur l'élément rayonnant, mais aussi de la forme et des dimensions de cet élément. Alors que les antennes utilisées en téléphonie mobile sont de plus en plus amenées à être multistandards, le principal inconvénient des courts-circuits est d'éliminer certains modes de cavité.

L'ajout d'un court-circuit entraîne l'apparition d'une inductance dont la valeur est directement liée aux dimensions de celui-ci. De manière générale, plus un court-circuit est long et fin, plus l'effet selfique qu'il engendre est important. Une inductance différente est créée par chaque type de court-circuit et sa position par rapport à l'alimentation permet de contrôler à la fois l'impédance d'entrée de l'antenne et sa fréquence de résonance. L'impédance d'entrée d'une antenne possédant un ou plusieurs courts-circuits sera donc plutôt inductive.

Au niveau du rayonnement, les antennes possédant des courts-circuits présentent une sensibilité aussi bien à la polarisation verticale qu'à la polarisation horizontale car elles sont composées d'éléments plans et de courts-circuits rayonnants suivant ces deux directions. Malgré tout, cette propriété en fait des antennes très attractives pour les communications mobiles car, d'une part, le portable et son antenne intégrée ne sont jamais immobiles et d'autre part les deux types de

polarisations coexistent en milieu urbain.

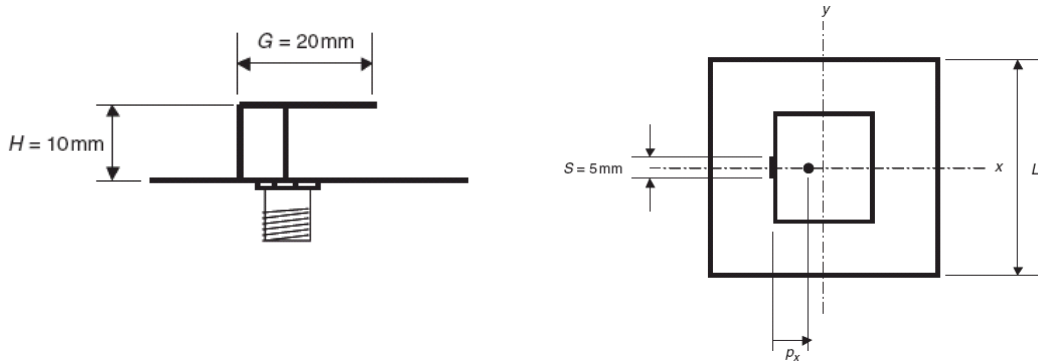


Figure 2.8 : Court-circuit vertical entre le composant et le plan de masse [2.12]

### D : Insertion de résonateurs parasites

Une des techniques permettant d'obtenir un fonctionnement large bande et de réduire les dimensions est de réaliser une antenne constituée de plusieurs résonateurs. Un seul résonateur est alimenté, les autres, excités par couplage électromagnétique, sont considérés comme des résonateurs parasites. Tous ces résonateurs ont leurs propres fréquences de résonance fondamentale et supérieures. Pour obtenir une large bande passante, il faut choisir les longueurs résonantes de chaque pavé du même ordre de grandeur. Pour travailler plutôt sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur. En cumulant les deux principes précédents, il est ainsi possible de réaliser des antennes à la fois larges bandes et multibandes. Ces résonateurs parasites sont placés à proximité du résonateur principal. [2.13-2.15] présentent des exemples d'antennes patches pour lesquelles les résonateurs parasites sont placés soit dans le même plan, soit dans un plan différent. Le cas où les deux méthodes sont combinées existe également mais là nous ne sommes plus dans le domaine des antennes miniatures pour la téléphonie mobile car l'augmentation du volume global est importante [2.16].

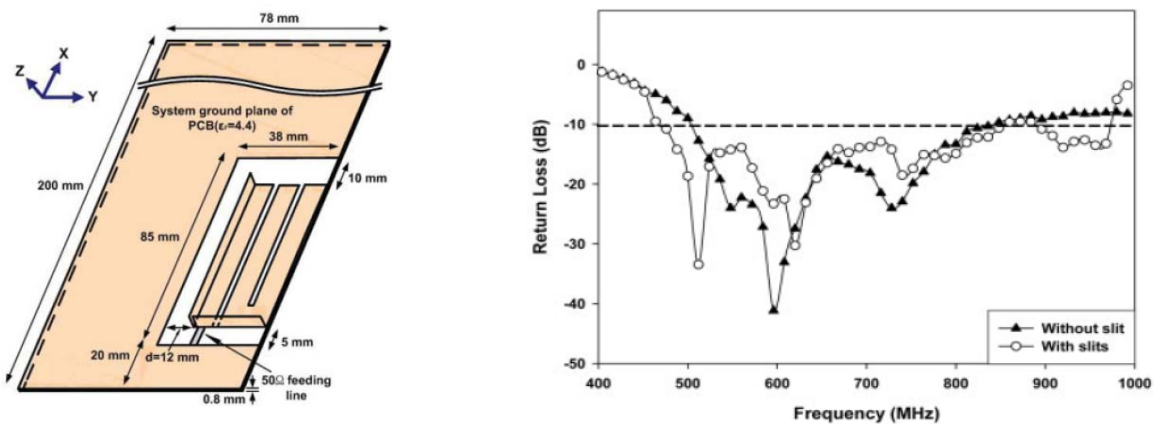


Figure 2.9 : Antenne avec résonateurs parasites [2.13]

### E : Insertion de fentes dans les éléments rayonnants



L'insertion de fentes est utilisée pour :

### **a) Créer de nouvelles résonances**

Si l'on pratique une ouverture de forme quelconque dans une surface conductrice et que l'on applique une différence de potentiel entre deux bords opposés de cette même ouverture, on obtient un système rayonnant appelé fente. Dans le cas général, la fente rayonne de façon identique dans les deux demi-espaces délimités par la surface conductrice. Si l'on souhaite que la fente rayonne seulement vers un demi-espace, il est alors nécessaire de blinder le côté opposé à ce demi-espace en adossant la fente à une cavité. L'avantage de cette fente par rapport à une fente demi-onde est bien entendu de pouvoir l'utiliser à une fréquence deux fois moindre pour la même longueur. La découpe de fentes dans certaines parties d'un élément rayonnant peut permettre l'émergence de nouveaux résonateurs. Nous pouvons par exemple citer l'utilisation d'une fente non débouchante en forme de U ou l'utilisation de fentes débouchantes de formes quelconques [2.17, 2.18]. Grâce à ce procédé et aux effets capacitifs créés, des antennes à la fois miniatures, larges bandes et multibandes peuvent être conçues.

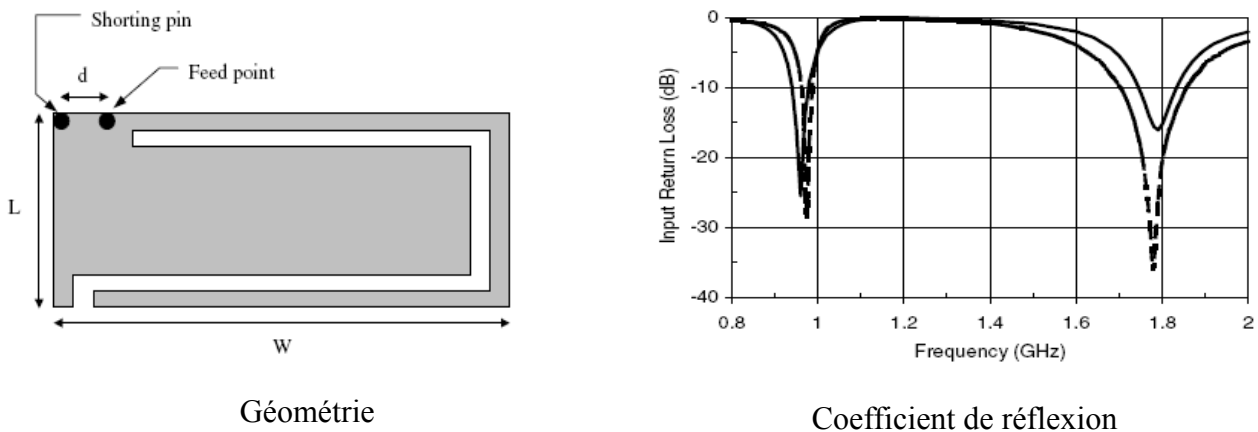


Figure 2.10 : Antenne avec fente débouchante [2.17]

### **b) Allonger artificiellement les longueurs électriques**

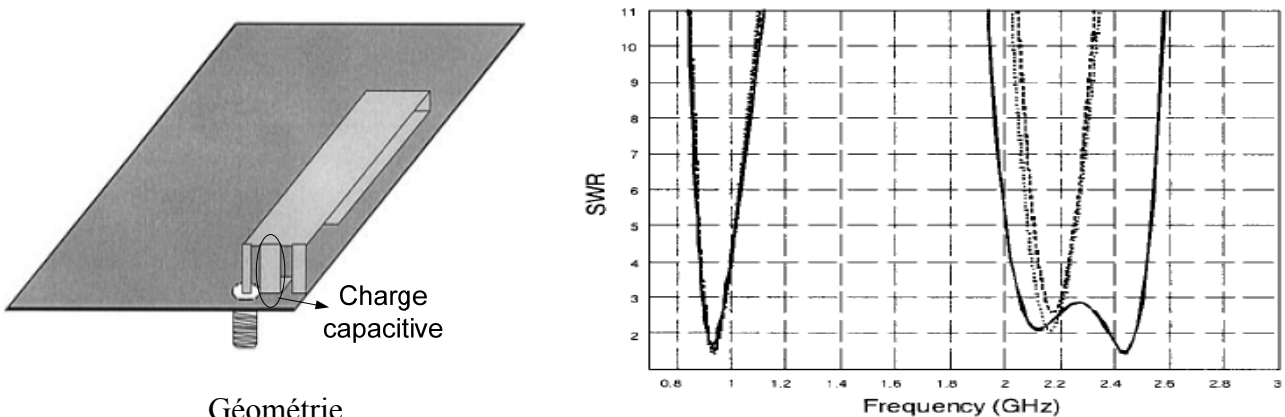
Les principes utilisés sont non seulement de forcer les trajets des courants conditionnant les fréquences de résonance des modes fondamentaux et supérieurs à contourner les fentes inscrites et ainsi à les allonger, mais aussi de créer des effets capacitifs bords à bords répartis tout autour de la fente. Ces principes, menant tous deux à une diminution de la fréquence des résonances, sont obtenus avec les deux types de fentes. Pour les fentes non débouchantes, le procédé utilisé est d'insérer une fente rectiligne à proximité de chaque bord rayonnant d'un résonateur et parallèlement à ces bords. Pour les fentes débouchantes, la technique est de disposer des fentes rectilignes

perpendiculairement aux bords non rayonnants de l'élément. Une première fente est tout d'abord insérée sur un des bords, puis une deuxième sur le bord opposé, ceci obligeant les courants à accomplir des "zigzags" à la surface du résonateur. C'est la généralisation de ce principe au cas de n fentes qui a conduit à réaliser des antennes à méandres latéraux très étroits [2.3].

**F : Mise en place d'un chargement capacitif**

**a) La capacité est placée en bout d'élément :**

Une des techniques également utilisée dans la miniaturisation des antennes est le chargement capacitif inséré en bout d'élément rayonnant. Un exemple [2.19] est présenté dans la figure 2.11.



Taux d'onde stationnaire

...Antenne sans l'élément capacitif ; \_ Antenne avec l'élément capacitif

Figure 2.11 : Antenne insérant un chargement capacitif en bout d'élément rayonnant

Le principe une nouvelle fois utilisé est de permettre un allongement de la longueur électrique de la structure réduisant ainsi les fréquences de résonance des modes fondamentaux et supérieurs.

**b) La capacité est placée directement dans l'élément :**

L'insertion d'une charge capacitive au sein même de l'antenne est utilisée depuis de nombreuses années pour réduire la taille des antennes. Cette technique peut être utilisée pour des antennes intégrées et plusieurs propositions en ce sens ont été faites récemment. Nous présentons la figure 2.12 deux exemples de configurations possibles [2.20].

Le principe consiste à rallonger artificiellement la longueur du résonateur. On diminue ainsi pour une antenne de taille donnée, sa fréquence de fonctionnement et l'on permet aussi l'apparition de nouvelles résonances. Le couplage entre ces résonances permet l'augmentation de la

bande passante de l'antenne.

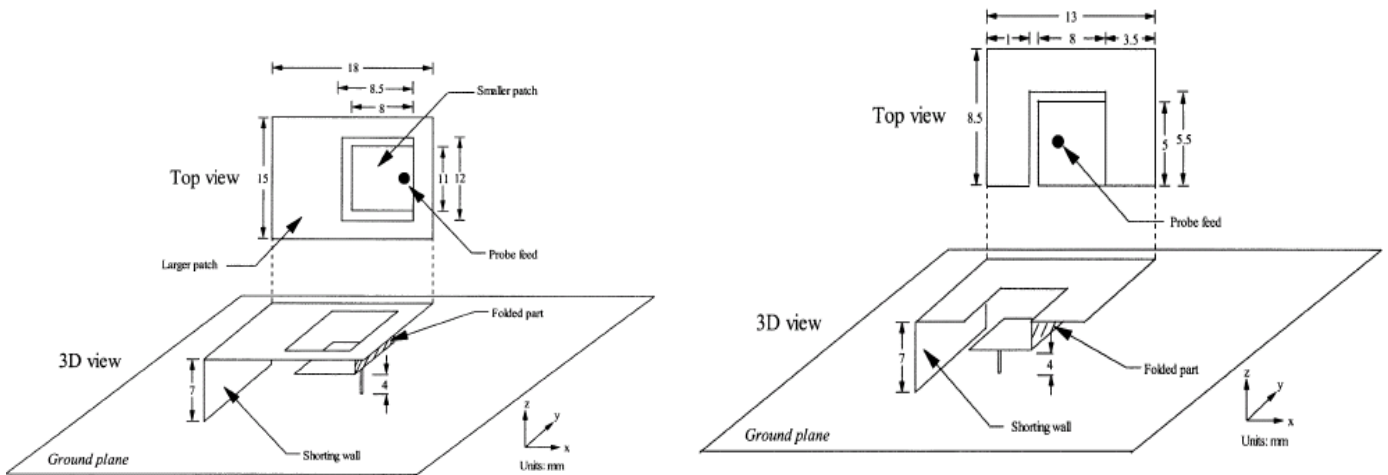


Figure 2.12 : Insérer la capacité dans l'élément rayonnant [2.20]

### G : Chargements capacitifs et inductifs par composants passifs localisés

L'idée est de séparer le pavé métallique horizontal constituant l'antenne en plusieurs portions et d'insérer de petits composants passifs discrets réactifs de type CMS (Composants Montés en Surface) entre chaque portion. Ces composants localisés permettent soit d'allonger la longueur équivalente de l'élément, soit de la diminuer. On peut ainsi obtenir des antennes bi-bandes à partir de composants selfiques [2.21], capacitifs ou les deux simultanément [2.22].

Le principal inconvénient de l'utilisation d'inductances ou condensateurs CMS est une augmentation du facteur de qualité de l'antenne. En effet, les CMS rendent l'antenne 'trop réactive' en augmentant l'énergie électromagnétique totale emmagasinée dans celle-ci. La conséquence sur son fonctionnement est une diminution de la bande passante due à l'augmentation du coefficient de surtension.

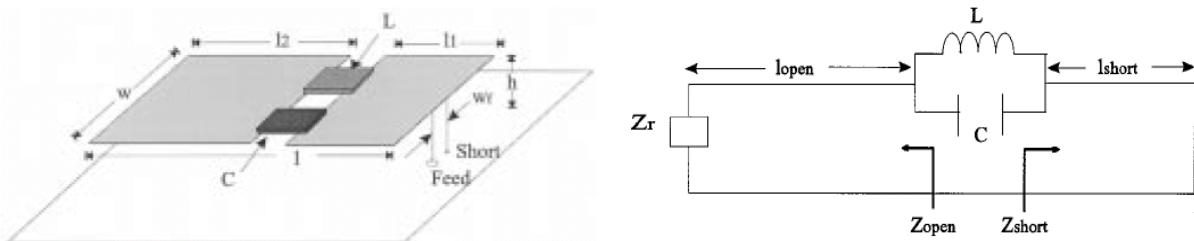
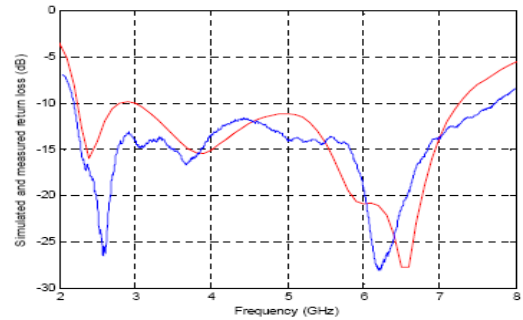
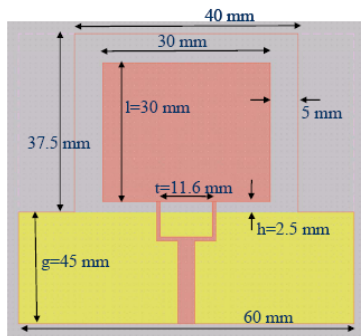


Figure 2.13 : Chargements capacitifs par composants passifs localisés [2.22]

### H : Modification de l'alimentation

Le mode d'alimentation utilisé est un facteur limitant de la bande d'adaptation d'une antenne. Une antenne peut *a priori* rayonner de l'énergie quelle que soit la fréquence, le problème est de

pouvoir lui apporter de l'énergie. Les méthodes classiques d'alimentation sont l'utilisation de lignes microrubans, de fentes, de coaxiaux ou de guides d'onde. Ces structures peuvent se modéliser par la mise en cascade d'un système d'adaptation avec l'antenne. [2.23] propose un exemple de double alimentation qui permet d'obtenir une bonne adaptation de l'antenne, fonctionnant sur large bande de fréquences [2,2GHz, 7,5GHz], couvrant ainsi toutes les bandes de fréquence WLAN.



Simulation (rouge), mesure (bleu)

Figure 2.14 : Antenne à double alimentation [2.23]

### I : Utilisation de plusieurs résonateurs

Une antenne multistandard peut être obtenue par association de structures rayonnantes monobandes. Un exemple simple consiste à considérer un monopole caractérisé par sa longueur en  $\lambda/4$ . L'ajout d'un second élément du même type [2.24] permet de créer une seconde résonance, il est ensuite nécessaire de prévoir un système d'adaptation adéquat. La position des deux monopoles l'un par rapport à l'autre est ajustée de manière à régler les deux fréquences de résonance mais aussi les niveaux d'adaptation.

Cependant, cette solution peut engendrer des problèmes de cohabitation entre les différentes structures résonantes, tels que des problèmes de couplage et d'alimentation à optimiser, et une maîtrise des bandes d'adaptation. Par ailleurs, la généralisation de ce concept peut conduire à des structures de relativement grandes dimensions.

Un exemple de ce type de structure est présenté sur la figure 2.15 [2.25].

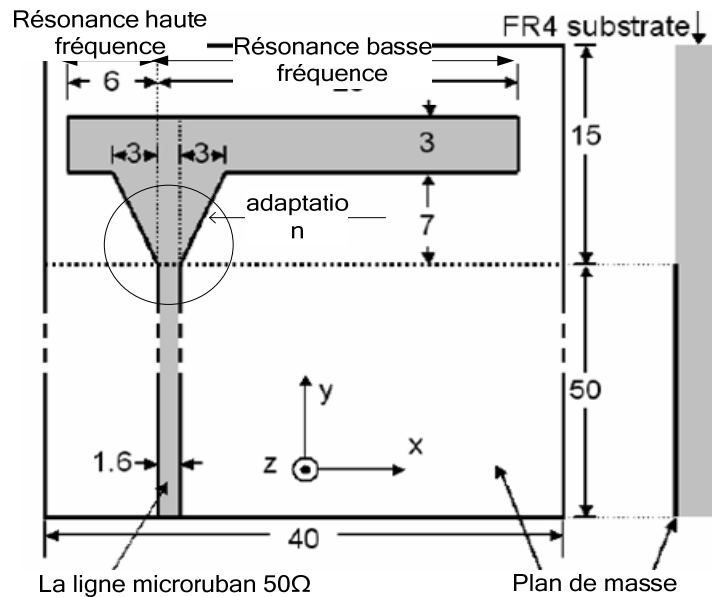
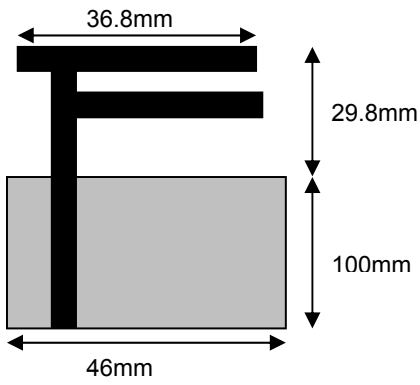


Figure 2.15 : Antenne monopole en T

La structure est constituée d'un accès vertical et de deux bras horizontaux asymétriques sur le dessus sur lesquels vont pouvoir s'établir des courants de surface différents et aboutir à un double mode de résonance. Celui de droite sur la figure permet un fonctionnement de l'antenne en mode WLAN couvrant la bande (2,4- 2,4835 GHz, 5,725- 5,825 GHz) tandis que celui de gauche contrôle le mode WLAN situé autour de 5GHz. La section triangulaire verticale permet l'amélioration de l'adaptation d'impédance pour les deux bandes.

Nous avons fait le choix d'étudier plus particulièrement une antenne monopôle en T, car elle est de petite taille, facile à fixer, bi-bande et il est possible de lui ajouter une autre bande de fréquence de fonctionnement relativement facilement.

Un autre exemple d'antenne monopole en F est présenté en figure 2.16. Elle est adaptée pour fonctionner sur la bande GSM et en bande L du standard DVB-H. En raison du couplage entre les deux bras, il existe une troisième bande de fréquence adaptée en bande DCS. Cette antenne a été simulée sous Zeland IE3D, les résultats obtenus sont présentés sur la figure 2.17.



Géométrie et dimensions

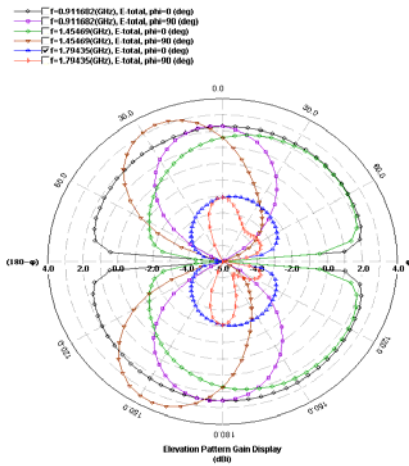
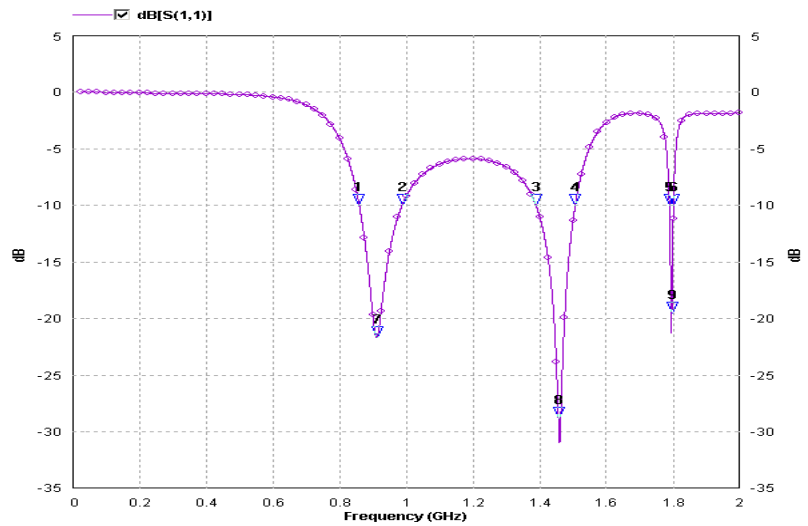


Diagramme de rayonnement de l'antenne



Réponse en fréquence

Les bandes passantes sont

[859MHz, 988MHz] ;

[1389MHz, 1507MHz] ;

[1788MHz, 1901MHz].

Gain de 0,9 à 1,8GHz : 2,5 à 3,2 dBi

Figure 2.16 : Antenne monopole en F simulée avec Zeland IE3D

Cette antenne a été réalisée : La réponse en fréquence est présentée sur la figure 2.13. La troisième bande de passante est trop étroite [1790MHz, 1810MHz] par rapport au standard à couvrir. En l'état, elle ne peut pas couvrir le standard DCS [1710MHz, 1880MHz]. De plus, le problème majeur qui est apparu est que la taille du plan de masse a un effet important sur la fréquence de résonance. Ce n'est donc pas un véritable plan de masse qui présente un potentiel de référence sur toute sa surface, mais il est parcouru par des courants et contribue au rayonnement de la structure.

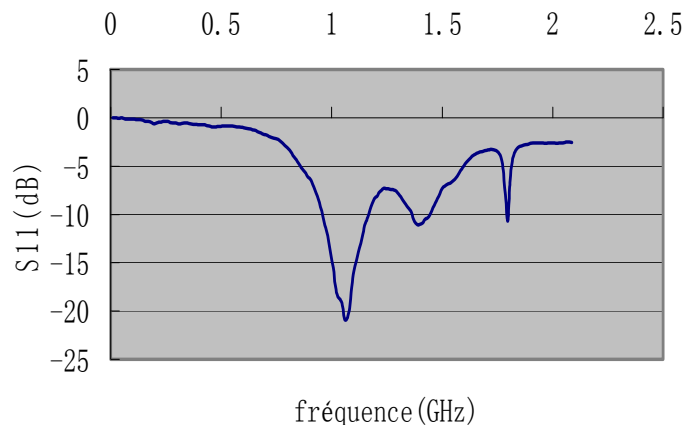


Figure 2.17 : Résultats de mesure de l'antenne en F

### J : Insertion de bandes interdites dans la réponse en fréquence de l'antenne

Une autre option pour réaliser des antennes multibandes est de partir d'une antenne large bande, comme présenté précédemment et de créer des bandes interdites en introduisant du filtrage au cœur même de l'antenne. Cette méthode s'inscrit dans la même démarche que la conception d'antennes filtrantes, qui sera présentée dans la partie 2.3 de ce manuscrit. Il y a deux approches principales possibles dans cette méthode :

- La première est la répartition de la fonction de filtrage dans la chaîne d'émission ou de réception. Un système multibandes a besoin de différents filtres pour séparer les bandes et ne pas polluer les bandes adjacentes à l'application visée. Pour alléger la fonction de filtrage à proprement parler, le filtrage peut être réparti, pour partie, sur différentes fonctions du système. Cette distribution de la fonction de filtrage permet de diminuer les contraintes sur la fonction de filtrage proprement dite tout en conservant la fonction globale.
- La deuxième est la création de bandes interdites au niveau de l'antenne. La création de bandes interdites est obtenue par une forte désadaptation de l'antenne sur la bande de fréquence souhaitée. [2.26, 2.27] présentent plusieurs antennes dont les géométries ont été modifiées afin de créer une bande interdite. Un exemple est présenté dans la figure 2.18.

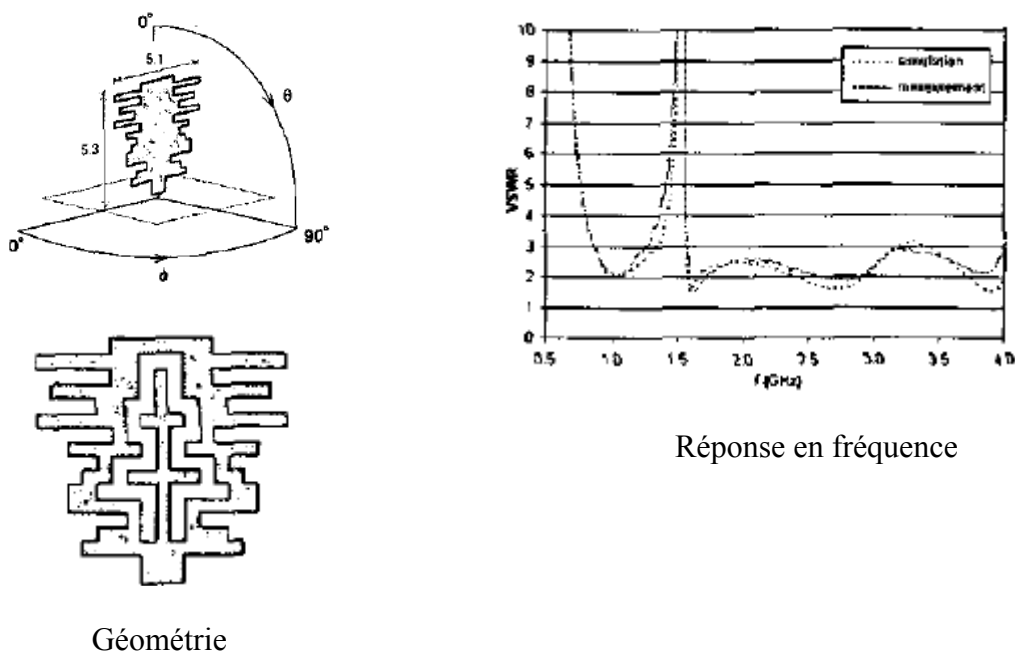


Figure 2.18 : Antenne avec bandes interdites [2.27]

### K : Conclusion

Nous venons d'effectuer un tour d'horizon des différentes techniques de miniaturisation et d'élargissement de bandes employées pour l'optimisation des antennes intégrées aux terminaux

mobiles.

Le Tableau 2.1 propose un bilan de ces techniques.

	Miniaturisation	Large bande	Multibandes	
Solutions	Modification de la forme de l'élément rayonnant ou du circuit : <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ En forme de noeud-papillon</li> <li>➤ Méandres verticaux ou repliement de la structure</li> <li>➤ Méandres latéraux ou verticaux très étroits</li> <li>➤ Forme du patch</li> </ul>	✓ ✓ ✓ ✓	✓ ✓	✓ ✓ ✓ ✓
	Utilisation d'un substrat à haute constante diélectrique	✓		
	Ajout de courts-circuits verticaux entre le composant et le plan de masse	✓		✓
	Ajout de résonances parasites <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Résonateurs juxtaposés</li> <li>➤ Résonateurs juxtaposés avec ajout de courts-circuits</li> <li>➤ Résonateurs superposés</li> <li>➤ Résonateurs superposés avec ajout de courts-circuits</li> </ul>	✓ ✓ ✓ ✓	✓ ✓ ✓ ✓	✓ ✓ ✓ ✓
	Insertion de fentes dans l'élément rayonnant pour : <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ La création de nouvelles résonances</li> <li>➤ L'allongement des longueurs électriques</li> </ul>	✓ ✓	✓ ✓	✓ ✓
	Utilisation d'un chargement capacitif inséré : <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ En bout d'élément</li> <li>➤ Dans l'élément</li> </ul>	✓ ✓	✓ ✓	✓ ✓
	Utilisation de chargements capacitifs et inductifs réalisés par des composants localisés	✓		✓
	Modification de l'alimentation		✓	✓
	Utilisation de plusieurs résonateurs		✓	✓
	Insertion de bandes interdites			✓

Tableau 2.1 : Synthèse des techniques possibles de miniaturisation et d'optimisation de bande des antennes

Après ces brefs rappels sur les antennes, et compte tenu de notre objectif de proposer une approche originale sur la conception d'antennes 'filtrantes', nous proposons, dans le paragraphe suivant, un rappel des bases sur les filtres de fréquence micro-ondes.



## 2.2.2 Principales caractéristiques des filtres micro-ondes

Le spectre électromagnétique est limité et doit être partagé. Les filtres jouent un rôle important dans de nombreuses applications RF pour séparer ou combiner différentes bandes de fréquences. Ils sont utilisés pour sélectionner ou limiter les signaux micro-ondes dans les limites spectrales assignées. Dans cette partie, les principaux phénomènes associés au filtrage micro-onde sont détaillés et les méthodes de conception de filtres RF sont données.

### 2.2.2.1 Caractéristiques principales des filtres

Un filtre micro-onde peut être représenté par un réseau à deux ports, comme indiqué sur la figure 2.19, où  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$  et  $I_2$  sont les tensions et les courants dans le port 1 et le port 2.  $Z_e$  et  $Z_s$  sont les impédances des terminaisons.



Figure 2.19 Description du réseau de deux ports

Le formalisme généralement utilisé pour décrire le comportement d'un système est celui des paramètres  $S$ , les ondes de puissance  $a_1$ ,  $b_1$  et  $a_2$ ,  $b_2$  sont introduites, avec 'a' indiquant l'onde incidente et 'b' indiquant l'onde réfléchie. Les paramètres  $S_{ij}$  sont définis par l'équation (2.18).

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \\
 S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \\
 S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\
 S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Pour la réalisation d'un filtre, il est nécessaire de connaître ou de définir des spécifications précises portant sur l'atténuation de certaines bandes de fréquence tout en modifiant le moins possible d'autres bandes. Ces spécifications sont données à partir de gabarits en transmission, en réflexion et en phase, comme sur la figure 2.20. Le gabarit en transmission est plus important que les autres, car il exprime les pertes d'insertion dans la bande passante et la réjection hors bande passante.

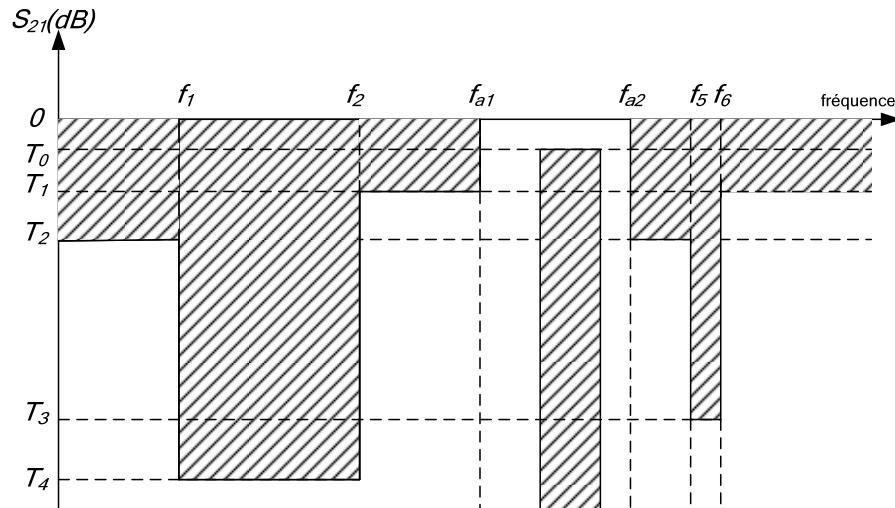


Figure 2.20 Exemple de gabarit d'un filtre passe-bande

La synthèse d'un filtre consiste à optimiser sa réponse sur l'un ou sur l'ensemble de ses caractéristiques pour que cette réponse s'inscrive dans le gabarit souhaité. Il est possible de réaliser quatre types de filtres dont les gabarits sont présentés figure 2.21. A chaque fois, les points suivants sont à préciser :

- Le type de réponse : passe bas, passe haut, passe bande, ou coupe bande ;
- L'ondulation maximale dans la bande passante  $T_p$  ;
- L'atténuation minimale dans la bande coupée  $T_a$  ;
- La largeur de la bande passante ;
- La ou les fréquences de coupure.

Ces gabarits cités ici sont symétriques, ils peuvent être complexes avec des bandes dissymétriques voire à plusieurs niveaux de gain hors bandes.

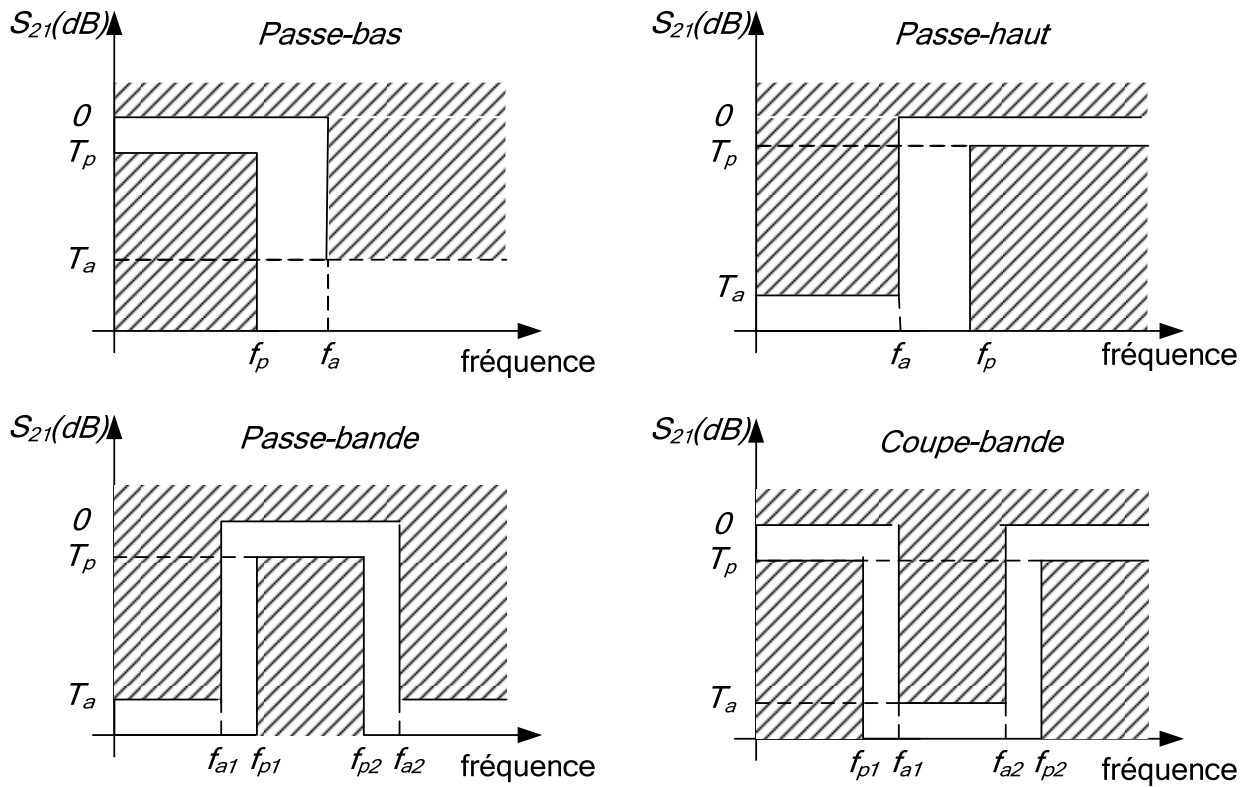


Figure 2.21 Gabarits des filtres classiques

La fonction de transfert du filtre est une description de la caractéristique de réponse du réseau, on peut définir une expression mathématique du  $S_{21}$ . Dans de nombreux cas, l'amplitude au carré de la fonction de transfert pour un filtre passif sans perte est définie comme :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \xi^2 F_n^2(j\omega)} \quad (2.19)$$

Où  $\xi$  est une ondulation constante,  $F_n(j\omega)$  représente une fonction de filtrage et  $\omega$  est la pulsation.

Cette fonction de transfert peut être définie sous la forme d'une fonction rationnelle comme sur l'équation (2.20).

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (2.20)$$

$N(p)$  et  $D(p)$  sont des polynômes dont les racines sont appelées respectivement zéros et pôles du filtre, avec une variable complexe de la fréquence  $p = \bar{\sigma} + j\omega$ . Pour un réseau passif sans perte,  $\bar{\sigma} = 0$  et  $p = j\omega$ .

Une fonction d'approximation est utilisée pour trouver la fonction de transfert qui produit une réponse proche de la réponse demandée (ex : réponse la plus plate possible en bande passante,

ondulations maximales dans la bande, réjection hors bande...) et donc qui permette de respecter un gabarit. De nombreuses fonctions d'approximation sont disponibles en fonction des contraintes que l'on souhaite appliquer sur l'amplitude ou la phase relative entre l'entrée et la sortie du filtre. Les approximations les plus utilisées sont par exemple les approximations de Bessel, de Butterworth ou de Tchebychev ou, pour des filtres elliptiques, les approximations de Caer et Tchebychev inverse. Le tableau 2.2 présente une synthèse des principales caractéristiques de ces fonctions d'approximation.

Type de fonction d'approximation	Ondulation bande passante	Ondulation hors bande	Atténuation hors bande	Temps de propagation de groupe
Bessel	Non	Non	Très faible	Constant
Butterworth	Non	Non	Faible	Moyen
Tcheychev	Oui	Non	Élevée	Pas constant
Caer	Oui	Oui	Très élevée	Pas constant
Tchebychev inverse	Non	Oui	Très élevée	Moyen

Tableau 2.2 : Synthèse sur les propriétés des fonctions d'approximation

### 2.2.2.2 Méthodes de conception de filtres passe-bande en micro-ondes

Dans le cadre de mes travaux de thèse, le filtrage est réalisé dans le domaine des fréquences micro-ondes. Nous allons présenter les méthodes de conception de filtres passe-bande par l'utilisation de résonateurs et d'inverseurs d'admittance.

Le résonateur est l'élément de base dans la conception d'un filtre. En synthèse classique, un filtre passe-bande peut être réalisé par plusieurs résonateurs couplés entre eux. De ce fait, il est intéressant d'utiliser le schéma équivalent en synthèse localisée classique faisant intervenir des inverseurs d'admittance (cf. la figure 2.22). Dans ce type de topologie, les éléments localisés représentent les résonateurs seuls et les inverseurs prennent en compte le couplage entre résonateurs.

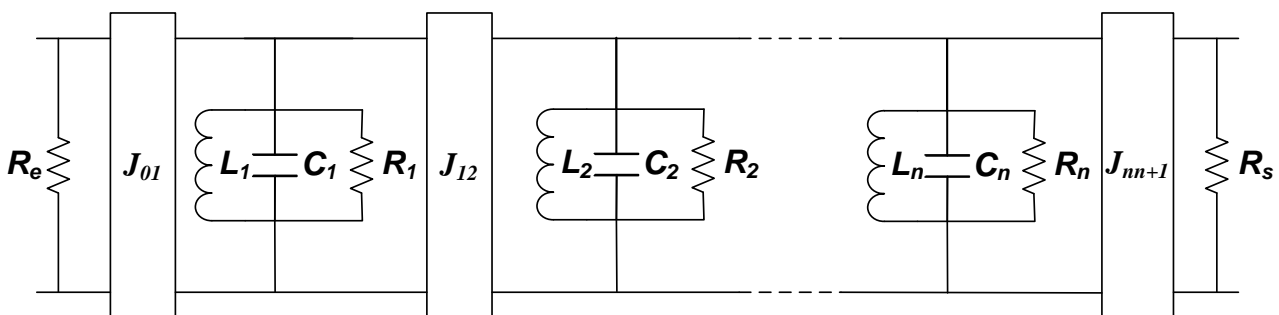


Figure 2.22 : Schéma équivalent d'un filtre d'ordre n

Dans ce schéma,  $R_e$  représente l'impédance d'entrée du filtre,  $R_s$  représente l'impédance de sortie,  $J_{m+1}$  représente un inverseur d'admittance,  $L_n$  et  $C_n$  définissent la fréquence de résonance de chaque résonateur,  $R_n$  représente les pertes d'insertion.

L'inverseur d'admittance est un réseau de deux ports qui a la propriété, à toutes les fréquences souhaitées, si une admittance  $Y_2$  est connectée à un de ses ports, de présenter l'admittance  $Y_1$  à l'autre port:

$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_2} \quad (2.21)$$

Où  $J$  est réel et appelé caractéristique d'admittance de l'inverseur. L'inverseur d'admittance présente un changement de phase de  $\pm(2k+1)90^\circ$  ( $k \in \mathbb{Z}$ ). En général, un inverseur d'admittance idéal a pour matrice ABCD, entre les vecteurs  $(V_1, I_1)$  et  $(V_2, I_2)$ , la matrice ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{iJ} \\ \mp \frac{1}{iJ} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Les résonateurs microondes sont les éléments de base de la conception des filtres. Les bandes passantes et les conditions de résonance dépendent de la structure du résonateur. Généralement, la fréquence utilisée est la fréquence de résonance  $f_0$ . C'est cette sélectivité fréquentielle qui permet d'utiliser des résonateurs pour réaliser des fonctions de filtrage. De manière générale, les résonateurs possèdent des pertes, qui ont une influence sur la sélectivité du filtre réalisé. Le coefficient de qualité à vide des résonateurs est noté  $Q_u$ , il est défini selon l'équation (2.3) dans la partie 2.2.1.1. Il est également possible de définir des coefficients de qualité partiels correspondant à chacune des sources de pertes (les pertes métalliques, les pertes diélectriques, les pertes par rayonnement, les pertes par ondes de surface), (2.4).

On peut donner une expression des pertes d'insertion  $\Delta L$  à la fréquence centrale du filtre passe-bande :

$$\Delta L = 4,343 \sum_{i=1}^n \frac{\Omega_c}{FBW Q_{ui}} g_i \text{ (dB)} \quad (2.23)[2.1]$$

Où  $n$  est l'ordre du résonateur,  $\Omega_c$  représente la fréquence normalisée de coupure du filtre passe-bas,  $Q_{ui}$  sont les coefficients de qualité à vide des résonateurs correspondant à  $g_i$  (admittance du  $i^{\text{ème}}$  résonateur) qui sont évalués à la fréquence centrale du filtre,  $FBW$  (Filter BandWidth) représente la bande passante fractionnelle du filtre passe-bande.

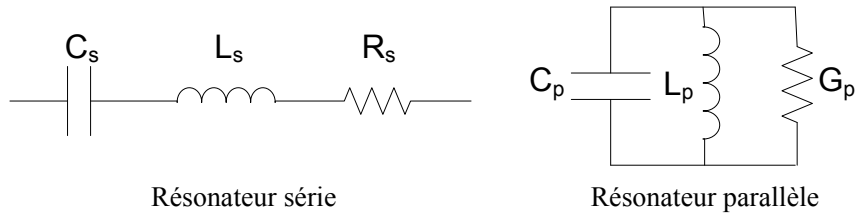


Figure 2.23 : Schémas équivalents de résonateurs de type série et parallèle

La figure 2.23 présente les schémas équivalents possibles pour des résonateurs de type série ou parallèle, dont la fréquence de résonance  $f_0$  et le coefficient de qualité à vide sont :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \quad (2.24)$$

$$Q_u = \frac{2\pi f_0 L_s}{R_s} = \frac{2\pi f_0 C_p}{G_p} \quad (2.25)$$

Dans la suite, nous allons recenser les différentes technologies de filtres micro-ondes. Pour aboutir à une co-conception antenne/filtre, nous nous sommes intéressés à l'intégration d'une fonction du filtrage au niveau de l'antenne. Nous présentons différentes catégories de filtres pour nous permettre de choisir celle qui semble la mieux adaptée pour respecter les contraintes de filtrage avec un encombrement réduit.

	Bande passante	Pertes d'insertion	Facteur de qualité à vide $Q_u$
Filtre à éléments localisés	2%-70%	Moyennes	Faible
Filtre à éléments distribués	2%-70%	Moyennes	Faible
Filtre à lignes couplées	2%-70%	Moyennes	Faible
Filtre à guide d'ondes ou cavités	0,05%-50%	Très faibles	Très élevé
Filtre à résonateurs diélectriques	0,1%-10%	Faibles	Élevé
Filtre hélicoïdal	0,2%-20%	Faibles	Moyen
Filtre YIG	0,2%-10%	Moyennes	Moyen
Filtre sur membrane suspendue	2%-50%	Faibles	Moyen
Filtre à ondes de surface	1%-50%	Faibles	Moyen
Filtre BAW	0,5%-5%	Faibles	Moyen

Tableau 2.3 : Synthèse des différentes familles de filtres 1/2[2.29]

Pour faciliter le choix d'une catégorie plutôt qu'une autre, en fonction d'une application donnée, trois tableaux sont proposés. Le tableau 2.3 et le tableau 2.4 mettent en évidence les performances électriques, l'encombrement, et le type d'intégration pour chaque catégorie recensée. Le tableau 2.5 propose un exemple de réalisation extrait de la littérature pour chacune de ces

familles. Ce tableau intègre les performances électriques, l'encombrement du filtre, ainsi que la référence bibliographique.

	Encombrement Volume	Puissance supportée	Intégration	Remarques
Filtre à éléments localisés	Faibles dimensions	Moyenne	Très bonne, MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit)	
Filtre à éléments distribués	Faibles dimensions	Moyenne	Bonne, MMIC	$Q_u$ dépend de la technologies utilisée et des formes géométriques des résonateurs
Filtre à lignes couplées	Faibles dimensions	Moyenne	Bonne, possible MMIC, nécessité prendre en considération l'intégration dans la conception	Réduction d'encombrement accentuée à haute fréquence
Filtre à guide d'ondes ou cavités	Très volumineux aux fréquence basses	Elevée	Très difficile	Nécessite des réglages expérimentaux (vis de réglage) Application : communications, satellites
Filtre à résonateurs diélectriques	Volumineux aux fréquence basses	Elevée	Très difficile	Filtre très sélectif de puissance, application station de base, radar, satellite
Filtre hélicoïdal	Volumineux	Elevée	Très difficile	Application VHF-UHF
Filtre YIG (Yttrium Iron Garnet)	Volumineux	Moyenne	Très difficile	Ajustable en fréquence par un courant continu Très utilisé dans les appareils de mesure
Filtre sur membrane suspendue	Faibles dimensions aux hautes fréquences	Moyenne	Bonne, MMIC	Intéressant pour les fréquences millimétriques
Filtre à ondes de surface (SAW)	Très compact	Faible	Bonne	Très utilisé dans les systèmes de communication sans fil
Filtre BAW	Très compact	Moyenne	Très bonne	Très intéressant pour la conception de duplexeur

Tableau 2.4 : Synthèse des différentes familles de filtres 2/2

Les filtres SAW (Surface Acoustic Wave) sont actuellement très présents dans les systèmes de communication sans fils tels que la téléphonie cellulaire (GSM, DCS, PCS et UMTS) et les réseaux locaux (Bluetooth, WLAN, etc.). Ceci s'explique par leurs avantages en termes d'encombrement, de performances et de coût. Les filtres BAW (Bulk Acoustic Wave) offrent des performances électriques suffisantes pour un encombrement réduit, satisfaisant ainsi les contraintes de filtrage.

La technologie utilisant des substrats suspendus offre de bonnes performances électriques ainsi qu'une intégration facile à réaliser. La famille des technologies planaires est légèrement pénalisée en raison de facteurs de qualité à vide relativement faibles, ce qui implique d'effectuer un compromis entre sélectivité et pertes d'insertion. Cependant, elle offre aussi un bon compromis entre performances électriques et encombrement, ainsi que de bonnes performances d'intégration. Le facteur de qualité à vide dépend fortement de la technologie de fabrication utilisée (pertes diélectriques, pertes métalliques et pertes par rayonnement) et de la géométrie des résonateurs.

	$f_0$ (GHz)	$BW$ (%)	$IL$ (dB)	Facteur de qualité à vide $Q_u$	$f_0$ * $Q_u$	Surface Volume	Réjection	Remarques	Réf.
Filtre à éléments localisés	2,45	4	2	150 (inductance)	367,5	21mm <sup>2</sup> 12,6mm <sup>2</sup>	30dB(1,8GHz) 30dB(3,3GHz)	Compromis pertes/sélectivité	[2.30]
Filtre à éléments distribués	2	3	3,7	ND	ND	238mm <sup>2</sup> ND	32dB (hors bande)	Taille réduite pour fréquence élevée	[2.31]
Filtre à lignes couplées	5,65	14,8	2,8	ND	ND	16,7mm <sup>2</sup> ND	20dB(4GHz) 20dB(7GHz)	Taille réduite pour fréquence élevée	[2.32]
Filtre à guide d'ondes ou cavités	11,7	19	<0,4	2800	32760	1140mm <sup>2</sup> 10,3cm <sup>3</sup>	40dB(15GHz)	Encombrement important	[2.33]
Filtre à résonateurs diélectriques	9	1	1,1	>3333	>30000	1000mm <sup>2</sup> 13cm <sup>3</sup>	20dB(9,15GHz) 45dB(8,75GHz)	Encombrement important	[2.34]
Filtre hélicoïdal	1,646	0,6	1,8	1500	2469	Elevé	40dB(1,63GHz) 35dB(1,67GHz)	Encombrement important	[2.35]
Filtre YIG	8 à 18	40MHz (Max.)	4	ND	ND	2329mm <sup>2</sup> 76,9cm <sup>3</sup>	60dB (-/+0,16GHz)	Ajustable en fréquence	[2.36]
Filtre sur membrane suspendue	61,5	8	0,9	454	27921	24mm <sup>2</sup> ND	35dB (hors bande)	Intéressant à F>30GHz	[2.37]
Filtre à ondes de surface	1,95	5	2	ND	ND	4mm <sup>2</sup> ND	30dB(1,8GHz) 35dB(2,1GHz)	Bonne intégration	[2.38]
Filtre BAW	2	2,5	2,36	577	1154	Faible	20dB (hors bande)	Remontée hors bande rapide	[2.39]
Filtre LTCC	2,475	14	<1,67	ND	ND	8mm <sup>2</sup> 9,6mm <sup>3</sup>	40dB(1,97GHz) 60dB(4,92GHz)	Bonne intégration	[2.40]
Filtre sur multicouche fine	2,38	25	1,6	ND	ND	ND	32dB(1,5GHz) 20dB(3GHz)	Bonne intégration	[2.41]
Filtre supraconducteur	1,99	1,4	1	19598	39000	73,5mm <sup>2</sup> ND	50dB(1,95GHz) 50dB(2,02GHz)	Minimise pertes métalliques	[2.42]
Filtre céramique	1,9	7,9	<3	ND	ND	6mm <sup>2</sup> 9mm <sup>3</sup>	30dB (hors bande)	Bonne intégration	[2.43]

Tableau 2.5: Exemples de filtres extraits de la littérature (ND : non indiqué)

Comme pour les antennes, il est également nécessaire de chercher à miniaturiser les fonctions passives au maximum. Parmi les techniques existantes qui sont souvent celles retenues pour miniaturiser les antennes, nous nous sommes plus particulièrement intéressés à l'utilisation de structures à « ondes lentes ». Deux applications sont présentées, l'une concernant une fonction passive, un coupleur 3dB, l'autre une antenne avec des performances plus ou moins intéressantes.

### 2.2.2.3 Miniaturisation par utilisation de lignes microrubans à charges réparties

Dans cette partie, nous présentons une technique de miniaturisation dite « à ondes lentes » utilisant des lignes microrubans à charges réparties qui a été mise en œuvre pour réduire la taille d'un coupleur hybride et d'une antenne plaquée. L'utilisation de lignes à charges réparties donne des résultats très intéressants en termes de miniaturisation et de performances et semble pouvoir être



largement appliquée aux dispositifs planaires [2.44].

### A : Principe de miniaturisation par « ondes lentes »-choix de la géométrie de la ligne

Le concept de lignes à charges réparties est issu de la modélisation circuit de la ligne microruban classique. Ce modèle, bien connu, est rappelé ci-dessous (Figure 2.24). Dans ce modèle, la ligne est considérée comme une suite de quadripôles de longueur infinitésimale  $dz$  devant la longueur d'onde dont le schéma équivalent est constitué des quatre éléments résistifs et réactifs linéiques  $R, L, C, G$ , où  $R$  représente la résistance par unité de longueur correspondant aux pertes métalliques (en  $\Omega/m$ ),  $G$  la conductance correspondant aux pertes dans les diélectriques (en  $S/m$ ),  $L$  et  $C$  traduisant la rotation de phase de l'onde propagée (en  $H/m$  et  $F/m$ ).

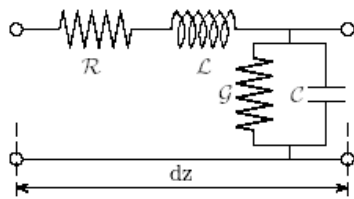


Figure 2.24 : Modèle équivalent d'un tronçon de ligne  $dz$

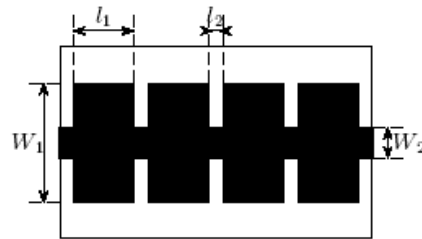


Figure 2.25 : Exemple de ligne à charges réparties

L'analyse circuit permet la définition de l'impédance caractéristique  $Z_c$  et de la vitesse de phase  $v_\phi$  en régime sans pertes (2.26 et 2.27). Cette analyse amène à la possibilité de diminuer la longueur d'onde de l'onde propagée dans la structure, tout en conservant  $Z_c$  constante, par l'augmentation de  $L$  et  $C$  dans les mêmes proportions. Augmenter  $L$  revient à réduire la largeur du ruban conducteur, alors qu'augmenter  $C$  revient à augmenter cette même largeur. Il est alors possible de synthétiser  $L$  et  $C$  artificiellement pour diminuer  $v_\phi$  tout en conservant  $Z_c$  constante (Figure 2.25). Si les tronçons de ligne capacitive et inductive sont de faibles longueurs par rapport à la longueur d'onde guidée dans la structure, celle-ci conserve un comportement de ligne de transmission classique. Un modèle basé sur cette approche a été proposé par K. Sun et al. [2.45], ce modèle a été amélioré en prenant notamment en compte le couplage entre les tronçons de faible impédance caractéristique.

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.26 \text{ a})$$

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.26 \text{ b})$$

La mesure de l'impédance caractéristique et de la permittivité relative effective présentée par

une ligne de ce type est déduite de la mesure du coefficient de réflexion de la ligne refermée sur des connexions 50Ω par les équations (2.27 a et 2.27 b).  $c$  représente le vitesse de lumière,  $l$  représente la longueur de la ligne proposée,  $n$  le minimum du  $S_{11}$ .

$$Z_c(f) = \frac{1 - S_{11}(f)}{1 + S_{11}(f)} \times 50(\Omega) \quad (2.27 \text{ a})$$

$$\epsilon_{\text{reff}}(f) = \left( \frac{c \times n}{2 \times l \times f_{S_{11\text{min}}}} \right)^2 \quad (2.27 \text{ b})$$

A titre d'exemple, la figure 2.26 présente une mesure réalisée sur une ligne de transmission synthétisée sur substrat Epoxy-FR4 de permittivité relative  $\epsilon_r=4,4$  environ et d'épaisseur 1,58mm. Les dimensions de cette ligne sont les suivantes :  $W_1=10\text{mm}$ ,  $L_1=1,8\text{mm}$ ,  $W_2=0,6\text{mm}$  et  $L_2=0,2\text{mm}$ .

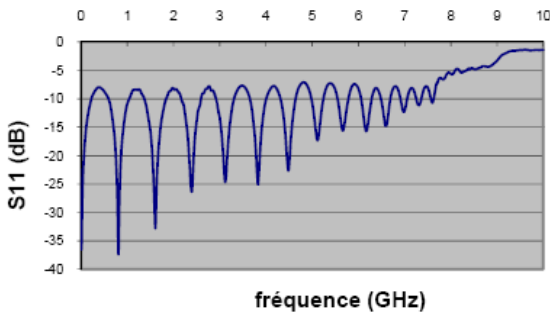


Figure 2.26 : Mesure du coefficient de réflexion d'une ligne à charges réparties

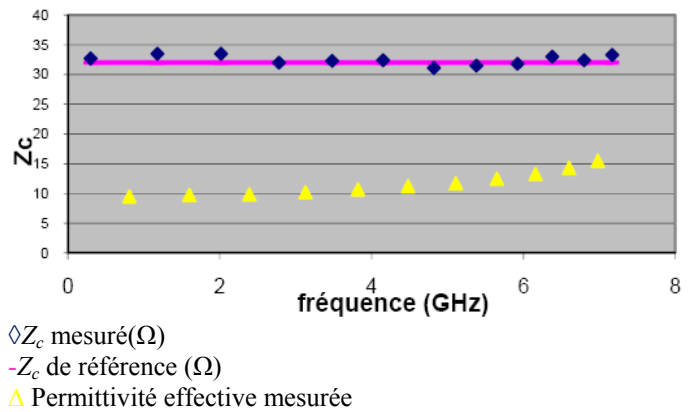


Figure 2.27 : Impédance caractéristique et permittivité relative effective déduites de la mesure

Nous obtenons l'impédance caractéristique  $Z_c$  et la permittivité relative effective (Figure 2.27). A partir d'une certaine fréquence, la longueur des tronçons de lignes n'est plus négligeable devant la longueur d'onde guidée et la ligne ne va plus se comporter comme une ligne de transmission miniaturisée dont on maîtrise l'impédance caractéristique et la permittivité relative effective. Dans l'exemple de la figure 2.26, cette ligne présentant une impédance caractéristique de 33Ω et une permittivité relative effective de 9,5 et se comporte comme une ligne classique jusqu'à 6GHz environ, elle peut donc être utilisée comme telle jusqu'à cette fréquence.

Le modèle équivalent d'une ligne microruban classique est représenté sur la figure 2.24. La ligne microruban discontinue peut être également modélisée suivant le même schéma équivalent : Dans ce cas,  $L$  est en fait la somme d'inductances correspondant à des éléments de lignes distincts

$L_c+L_i+L_d$ . De même,  $C$  est égal à  $C_c+C_i+C_d$ . Les notations utilisées ici sont définies comme suit:

$L_c, C_c$  sont l'inductance/ la capacité par unité de longueur induites par les lignes définies par  $W_1$  et  $L_1$ ;

$L_i, C_i$  sont l'inductance/ la capacité par unité de longueur induites par les lignes définies par  $W_2$  et  $L_2$ ;

$L_d, C_d$  sont l'inductance/ la capacité par unité de longueur induites par les discontinuités.

Cela permet d'aboutir au schéma équivalent ci-dessous (Figure 2.28). Dans cette modélisation,  $L_i$  et  $C_i$  sont les paramètres primaires du schéma équivalent de la ligne « inductive » ;  $L_c$  et  $C_c$ , ceux associés à la ligne « capacitive ». Les éléments  $L_d$  et  $C_d$  permettent de rendre compte de l'effet des couplages parasites.

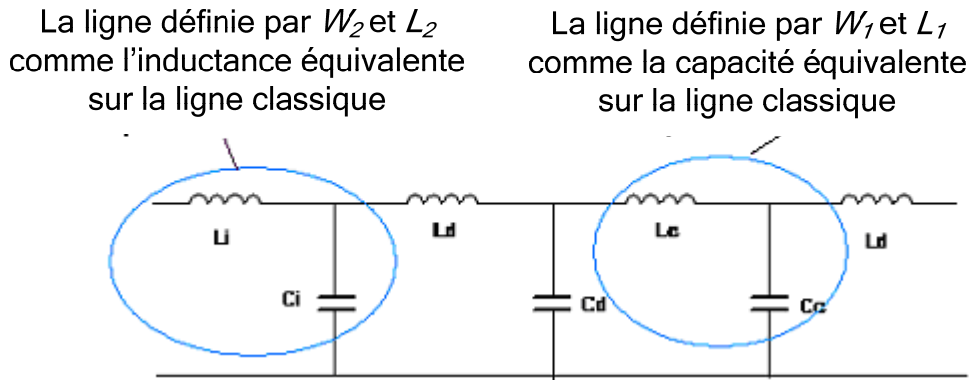


Figure 2.28 : Modèle équivalent d'un tronçon de ligne discontinue

$L_i$	$L_c$	$L_d$	$C_i$	$C_c$	$C_d$
0,0588nH	0,1236nH	0,182nH	0,0056pF	0,2713pF	0,0198pF

Tableau 2.6 : Valeurs des différents éléments constituant le schéma équivalent d'une ligne discontinue

$L_c, C_c, L_i, C_i$  et  $L_d$  sont calculés en tenant compte des dimensions des lignes capacitatives ( $W_1, L_1$ ) et inductives ( $W_2$  et  $L_2$ ) à partir des équations (2.26 et 2.28) [2.46]. Ensuite,  $C_d$  est déduit des valeurs obtenues précédemment par l'équation (2.29) [2.47]. Ainsi, nous pouvons caractériser avec plus de précision qu'auparavant l'impédance caractéristique de la ligne discontinue.

$$L_d = \frac{\mu_0 \pi h}{20} \times \left( 1 - \frac{Z_c}{Z_c'} \sqrt{\frac{\epsilon_{\text{reff}}}{\epsilon_{\text{reff}}'}} \right)^2 \quad (2.28)$$

Où  $\mu_0$  est la perméabilité absolue,  $h$  l'épaisseur de substrat,  $Z_c$  et  $Z_c'$  les impédances caractéristiques des lignes « inductive » et « capacitive ».  $\epsilon_{reff}$  et  $\epsilon_{reff}'$  les permittivités relatives des lignes « inductive » et « capacitive ».

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_i + L_c + L_d}{C_i + C_c + C_d}} \quad (2.29)$$

### B : Application à la miniaturisation d'un coupleur hybride

Cette technique a été appliquée à la réduction de taille de plusieurs structures d'intérêt pratique. Nous présentons le cas d'un coupleur hybride dont les branches ont pour impédances caractéristiques 35 et 50Ω.

Sur la figure 2.29, les structures classique et miniaturisée sont présentées. Si le port 1 est le port d'entrée, les ports 2 et 3 sont les ports couplés, et le port 4 est le port isolé.

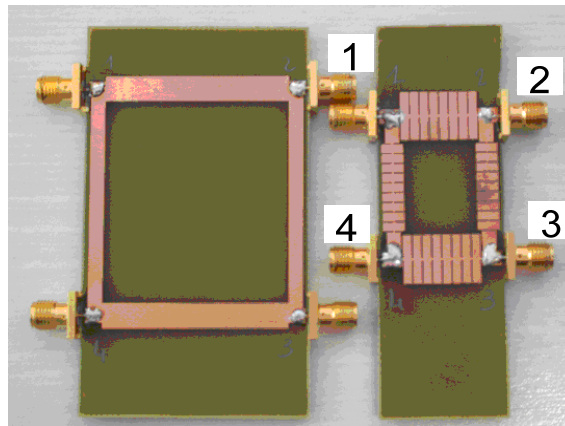


Figure 2.29 : Comparaison des dimensions des coupleurs classique 41\*40mm<sup>2</sup>(à gauche) et miniaturisé 30\*23mm<sup>2</sup>(à droite)

Ces structures ont été testées. Les résultats sont donnés sur les figures 2.30 a, b, c. Les résultats de simulation du coupleur miniaturisé (Figure 2.30 b) ont été comparés à ceux obtenus en mesures avec un coupleur classique (Figure 2.30 a). A la fréquence de fonctionnement de 1GHz, le rapport d'onde stationnaire (ROS) est inférieur à 1,2 au centre de la bande passante. L'isolation est supérieure à -35dB. Le couplage est de -3dB±0,4dB, la différence de phase obtenue entre les ports 2 et 3 étant de 90°±5°. Notons cependant que par rapport aux résultats de simulation du coupleur miniaturisé, la fréquence de résonance est décalée de 30% (Figure 2.30 c).

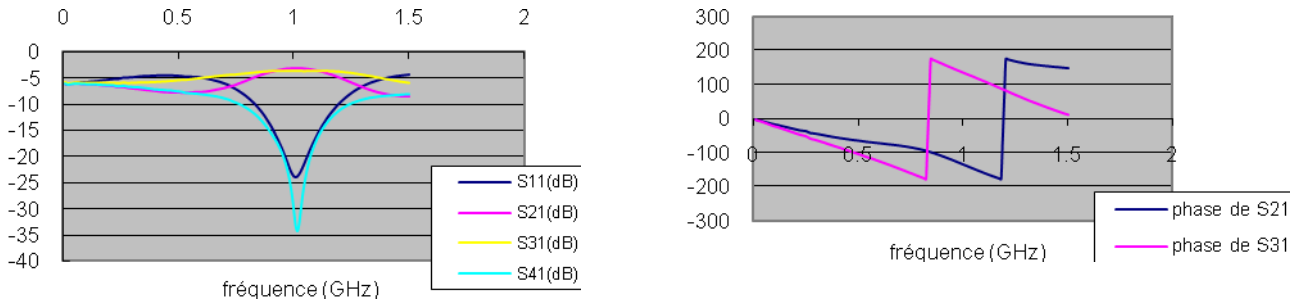


Figure 2.30 a : Mesure des paramètres S (dB et phase) pour le coupleur classique

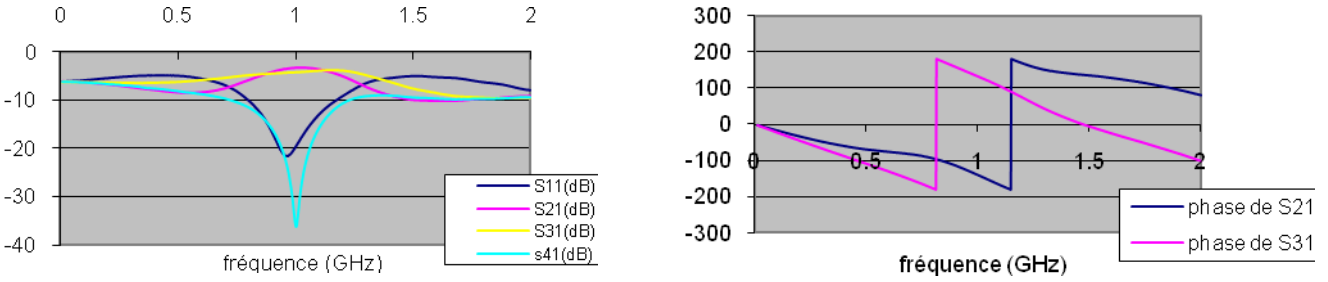


Figure 2.30 b : Simulation des paramètres S (dB et phase) pour le coupleur miniaturisé

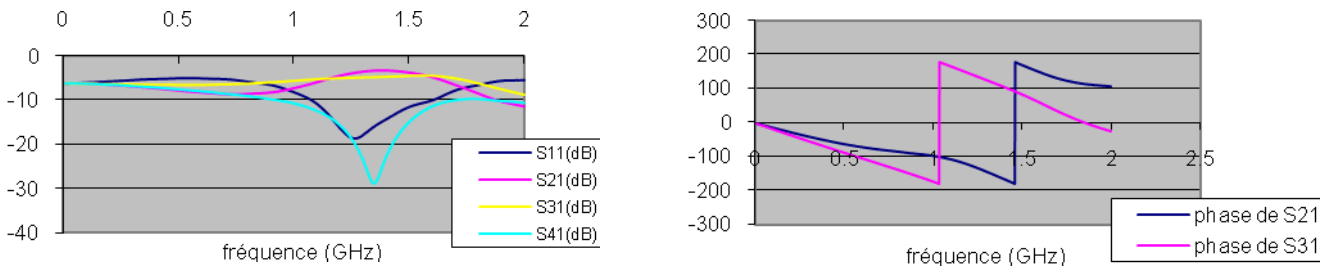
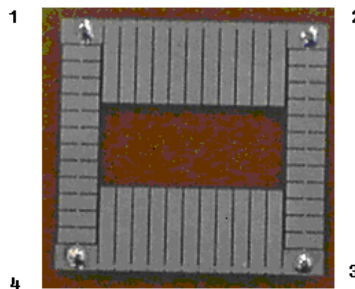


Figure 2.30.c : Mesure des paramètres S (dB et phase) pour le coupleur miniaturisé

La différence constatée pour la fréquence de fonctionnement entre simulation et mesure est en partie liée à la difficulté de maîtriser le comportement des discontinuités situées à chaque bout des lignes. Cet écart de fréquence peut être corrigé simplement en modifiant la longueur totale de chaque ligne discontinue (Figure 2.31).



Géométrie

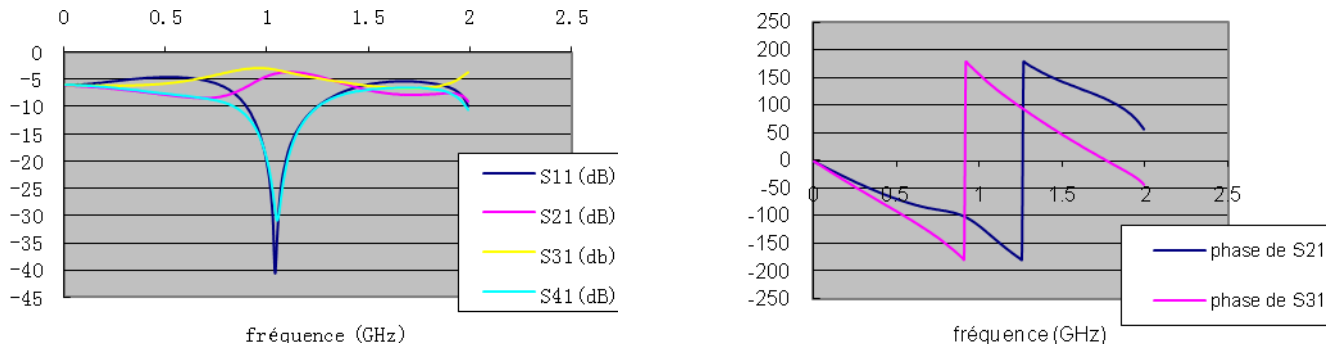


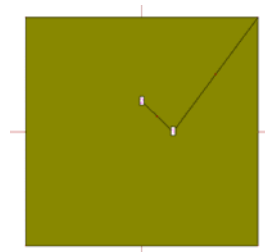
Figure 2.31 : Mesure d'un coupleur miniaturisé après ajustement des longueurs des lignes

L'écart sur les niveaux de couplage peut aussi s'expliquer par le fait qu'en réalité l'impédance caractéristique des lignes aux accès du coupleur est légèrement inférieure à  $50\Omega$  ce qui est lié à la précision de la gravure. Ce type de miniaturisation amène à des réductions de taille de l'ordre de 50% pour des performances équivalentes des deux coupleurs ( $30*33\text{mm}^2$ ).

### C : Application à la miniaturisation d'une antenne planaire à polarisation circulaire

Cette technique peut être appliquée au cas d'une antenne planaire à polarisation circulaire dont la fréquence de résonance est 1GHz. Les structures classique et miniaturisée ont été simulées (Figure 2.32).

Ce type de technique amène à des réductions de taille de l'ordre de 60% pour des performances quasi équivalentes des deux antennes sauf pour le gain qui est faible. Il est de l'ordre de  $0,15\text{dBi}$ , alors qu'il vaut environ  $4,75\text{dBi}$  pour une antenne classique. Enfin, le niveau d'adaptation minimal est de l'ordre de  $-45\text{dB}$  pour l'antenne réduite à comparer aux  $-30\text{dB}$  pour une antenne classique.



Géométrie

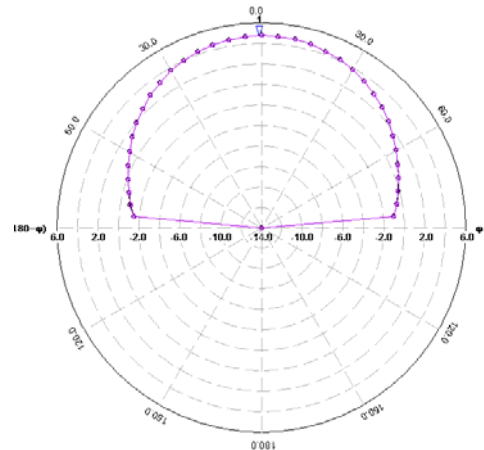
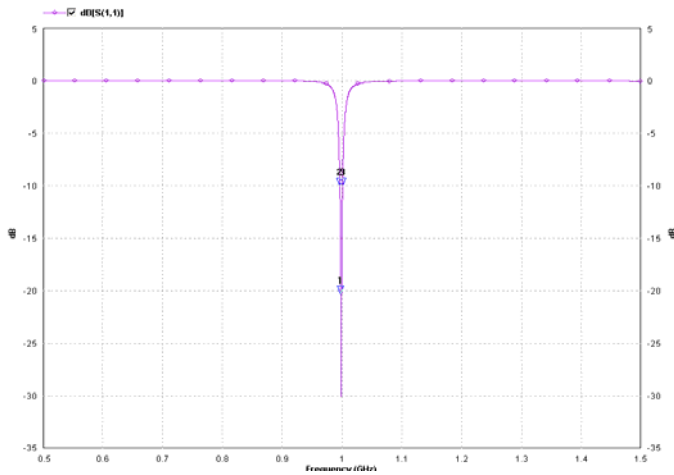
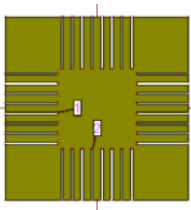


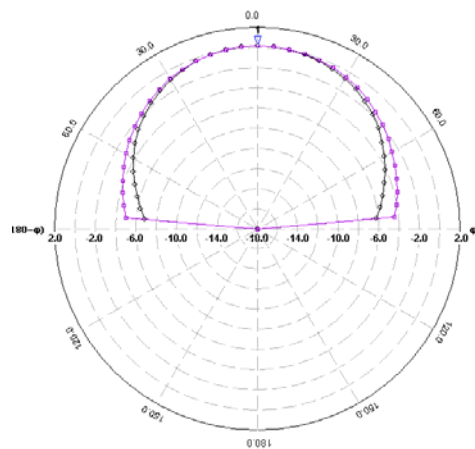
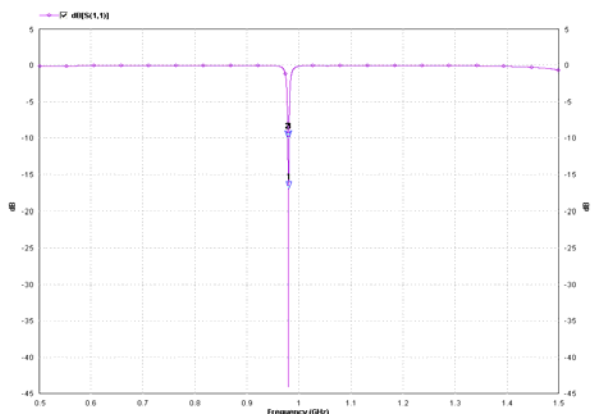
Diagramme de rayonnement plan E

Coefficient de réflexion  $S_{11}$  (dB)

Figure 2.32 a : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  (dB) et diagramme de rayonnement (dBi) d'antenne classique 71\*71mm<sup>2</sup> simulée sous Zeland IE3D



Géométrie



Coefficient de réflexion  $S_{11}$  (dB)

Diagramme de rayonnement plan E

Figure 2.32 b: Coefficient de réflexion  $S_{11}$  (dB) et diagramme de rayonnement (dBi) d'antenne miniaturisée 46\*46mm<sup>2</sup> simulée sous Zeland IE3D

## D : Conclusion

Les structures « à ondes lentes », utilisant des lignes microrubans à charges réparties, offrent des perspectives intéressantes pour miniaturiser les circuits. On s'appuie pour cela sur une analyse circuit des lignes discontinues. Cette analyse permet de diminuer la longueur d'onde propagée dans la structure tout en conservant  $Z_c$  constante par l'augmentation de l'inductance et de la capacité linéiques dans les mêmes proportions. Ce type de technique conduit à une réduction de taille de l'ordre de 50% pour des performances équivalentes dans le cas d'un coupleur hybride, les lignes présentant par ailleurs des pertes 15 à 20% inférieures à celles de lignes microrubans classiques.

Cette méthode a aussi été appliquée à une antenne pour laquelle on observe une réduction de gain et de bande passante. La bande passante obtenue pour une antenne planaire classique (Figure 2.32 a) est de [990-1004MHz] soit 14MHz ou encore 1,4%, avec une fréquence de résonance de 998MHz. Elle est à comparer avec la bande passante obtenue avec l'antenne miniaturisée (Figure 2.32 b), soit [978-990MHz], c'est-à-dire 12MHz de bande ou encore 1,2%. La fréquence de résonance est de 984MHz.

### 2.2.3 Comparaison antenne/filtre

En haute fréquence, les filtres passe-bande faible bande sont, en général, basés sur le couplage entre résonateurs « parallèles ». Ces résonateurs vont pouvoir constituer les éléments de base à la fois dans la conception de l'antenne et du filtre.

Pour mieux comprendre les différences et les analogies entre filtrage et rayonnement, nous avons étudié dans un premier temps un simple résonateur microruban utilisé soit comme une antenne (1 accès), soit comme un filtre (2 accès).

La figure 2.33 présente les résultats obtenus lors de la simulation du fonctionnement d'un résonateur microruban à un accès (antenne, Figure 2.33 a) et à deux accès (filtre, Figure 2.33 b). Nous pouvons observer, compte tenu de la répartition des courants, que l'énergie stockée dans le résonateur est plus importante dans le premier cas que dans le second.



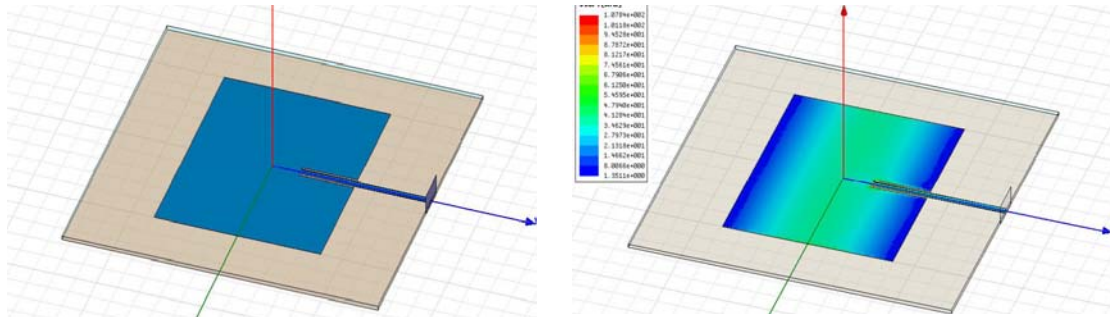


Figure 2.33 a : Simulation du comportement d'un résonateur microruban utilisé comme antenne et son diagramme de courants distribué

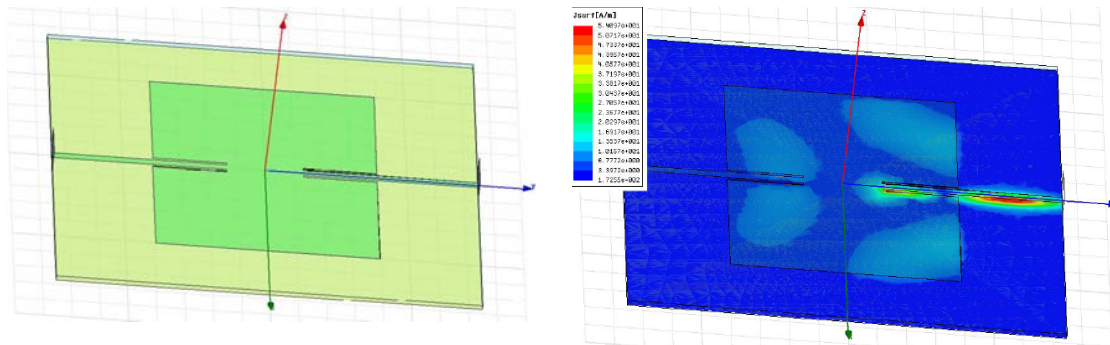


Figure 2.33 b : Simulation du comportement d'un résonateur microruban utilisé comme filtre et son diagramme de courants distribué

Il est possible d'expliquer cela si l'on fait un schéma équivalent pour chacun de ces cas. Ce schéma équivalent est proposé sur la figure 2.34. Dans le cas de l'antenne, seule la résistance de rayonnement  $R_r$  charge le circuit bouchon qui fixe la fréquence de résonance du résonateur et cette résistance est beaucoup plus élevée que  $50\Omega$ . Pour le filtre, une résistance de charge de  $50\Omega$  est en parallèle sur la résistance de rayonnement  $R_r$  et la résistance  $R_m$  qui modélise les pertes métalliques, diélectriques et par ondes de surface : Le courant est donc principalement dans cette résistance et l'on diminue ainsi le rayonnement du résonateur. On voit donc que puisque, *a priori*, le coefficient de surtension en charge global augmente lorsque l'on passe de l'antenne au filtre il sera sans doute relativement difficile d'obtenir des bandes passantes étroites et des réjections importantes pour ce qui concerne la bande passante de l'antenne.

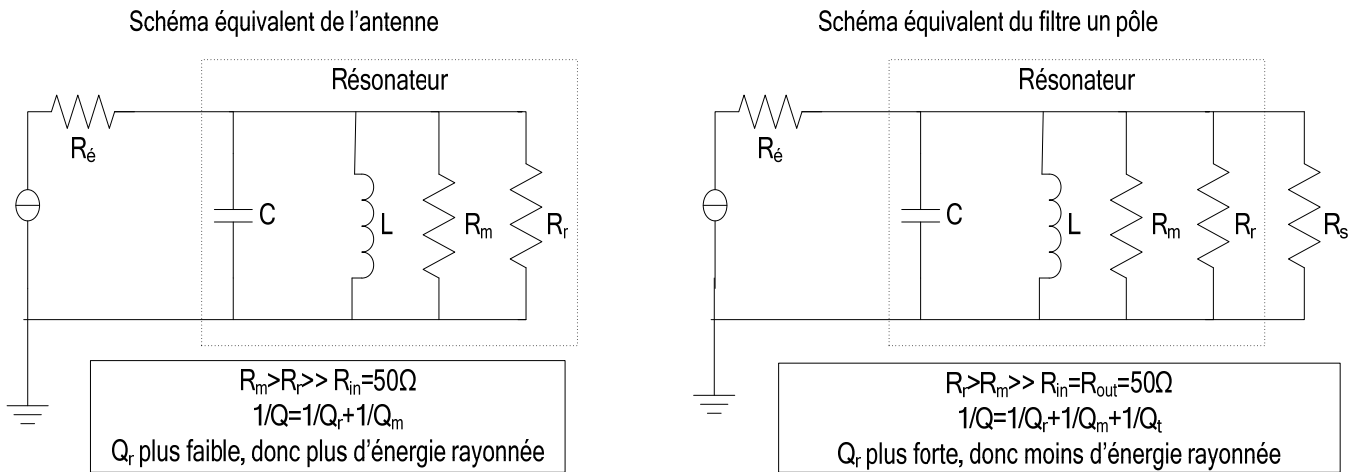


Figure 2.34 : Schémas équivalents à une antenne patch (à gauche) et à un filtre microruban (à droite)

### 2.2.4 Bilan

A partir de l’analyse des relations entre l’antenne et le filtre notamment grâce à la modélisation sous forme de schémas équivalents, il est possible de montrer que certaines structures compactes (en particulier microrubans et coplanaires) peuvent être utilisées soit comme filtre, soit comme antenne. Notre objectif est de mettre en œuvre une démarche de conception permettant de maîtriser la bande passante de l’antenne, et de permettre ainsi à terme de minimiser les interconnexions entre antenne et amplificateur faible bruit pour gagner en taille et en facteur de bruit. Pour cela, il apparaît qu’il convient d’abord de concevoir le filtre compact puis d’imposer par la suite des conditions qui favoriseront le rayonnement de cette structure.

L’idée de mieux maîtriser la réponse en fréquence d’une antenne est à la base de nombreuses études réalisées ces dernières années. Dans le paragraphe suivant, nous faisons un état de l’art sur ce sujet très actuel.

## 2.3 État de l’art sur la conception d’antenne filtrante

La co-conception antenne/filtre, ou conception d’antenne filtrante, permet la réduction du bruit et des interférences avec les autres systèmes, pour gagner en compacité, et ainsi améliorer l’efficacité globale du système. Différentes approches de conception d’antennes filtrantes ont été proposées. Un grand nombre de ces solutions n’est pas adapté à des applications concernant les communications mobiles: En effet, leurs principaux inconvénients sont, par exemple, leurs

dimensions, leur coût, le rayonnement non maîtrisé ou une sélectivité inadaptée. Nous présentons malgré tout ces différentes approches qui peuvent être utilisées pour la miniaturisation de la structure développée dans la partie suivante. Il est possible de distinguer quatre grandes catégories d'antennes filtrantes :

- ✓ Intégration du filtre dans l'élément rayonnant ;
- ✓ Intégration du filtre au pied de l'antenne,
- ✓ Structures multicouches ;
- ✓ Structures par couplage des résonateurs entre l'antenne et le filtre.

### 2.3.1 Intégration du filtre dans l'élément rayonnant

La première méthode pour la conception d'antenne filtrante est l'intégration du filtre à l'intérieur même de l'élément rayonnant. Que ce soit pour des structures planaires ou volumiques, le filtre est souvent constitué de fentes insérées dans la géométrie de l'antenne. Il est possible de créer un filtrage coupe-bande [2.48] ou de générer une autre résonance par cette méthode. Par ailleurs les structures sont simples à fabriquer. Nous présentons dans cette partie quelques exemples d'intégration de filtres directement sur l'élément rayonnant.

#### ➤ Exemple d'antenne volumique avec filtre de type fente

Les monopôles volumiques présentent l'intérêt d'être large bande, l'impédance d'entrée restant constante sur une large bande de fréquences qui peut dépasser une décade. La forme et la dimension influencent à la fois la bande passante et le diagramme de rayonnement. Une antenne monopole volumique [2.48] (Figure 2.35) à symétrie de révolution peut être considérée comme une ligne de transmission servant à adapter l'impédance de charge de l'antenne sur l'impédance de rayonnement, l'impédance de charge n'étant pas forcément constante.

Dans cet exemple, la fonction de filtrage est un simple stub permettant de ramener un court circuit au voisinage de la fréquence indésirable ce, juste au niveau de l'alimentation de l'antenne.

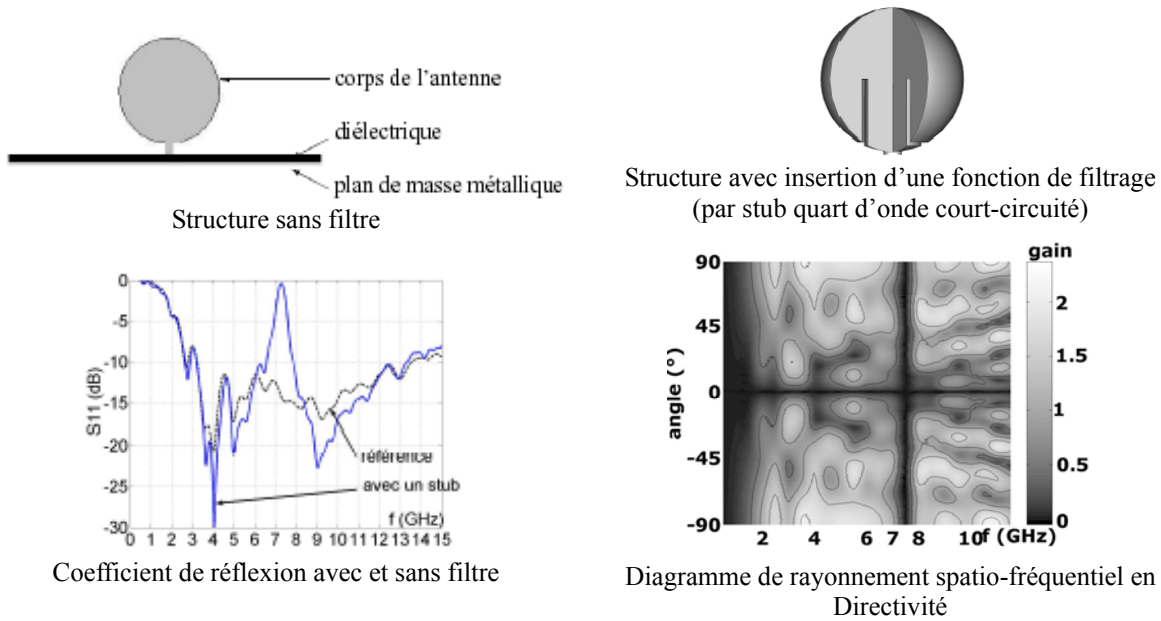


Figure 2.35 : Antenne monopôle volumique avec filtre de type de fente

➤ Exemple d'antenne planaire avec filtre de type fente

Le principe consiste à utiliser un résonateur à saut d'impédance qui a la propriété de présenter des fréquences de résonance non harmoniques l'une de l'autre [2.49, 2.50]. Cette antenne est constituée de 3 tronçons de lignes dont l'une est de largeur réduite par rapport aux deux autres, autrement dit d'impédance forte. La position relative de ces deux résonances dépend directement du rapport entre les impédances caractéristiques des différents tronçons. L'antenne est réalisée sur substrat FR4 ( $\epsilon_r=4,4$  et  $h=1,58\text{mm}$ ) et a pour dimensions totales  $51\text{mm}\times 27\text{mm}$  pour une fréquence de résonance basse à 1GHz (Figure 2.36 [2.49]). Les bandes passantes obtenues sont étroites : pas de bande passante à -10dB à la première fréquence de résonance et la 2<sup>ème</sup> est de 1,8%.

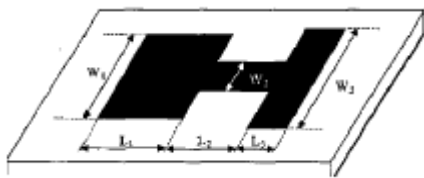


Figure 2.36 a : Antenne à saut d'impédance

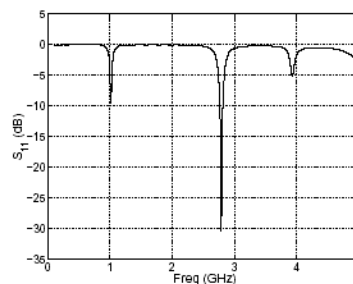


Figure 2.36 b : Réponse en fréquence

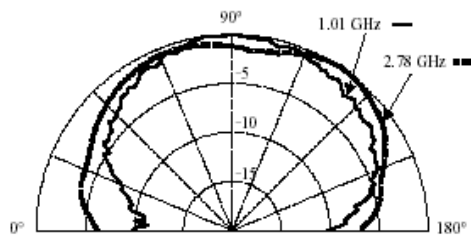


Figure 2.36 c : Diagrammes de rayonnement à 1,01GHz et 2,18GHz

➤ Exemples d'intégration d'une fente résonante non débouchante dans un monopôle planaire

Plusieurs exemples apparaissent dans la littérature. Dans un premier exemple, l'antenne est un monopôle planaire en forme de demi-disque (figure 2.37 [2.51]). Elle a pour rayon 13mm, le plan de masse fait  $12,85 \times 10,9 \text{mm}^2$  et le substrat  $30 \times 30 \times 0,762 \text{mm}^3$  de permittivité 4,5. La structure est alimentée via une ligne coplanaire. Les résultats de mesure sont proposés ci-dessous. L'antenne est initialement une antenne très large bande [3GHz ; 11,8GHz]. Les fentes permettent d'obtenir un filtrage coupe bande sur la bande WLAN autour de 5GHz.

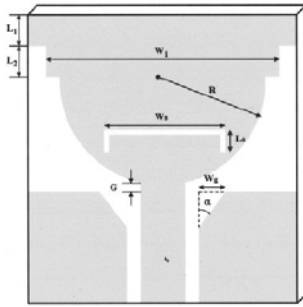


Figure 2.37 a : Monopôle plaqué

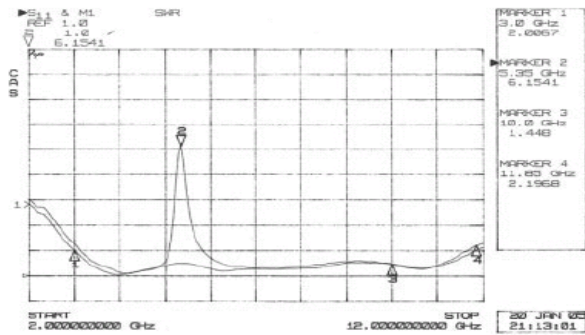


Figure 2.37 b : Réponse en fréquence avec et sans fente

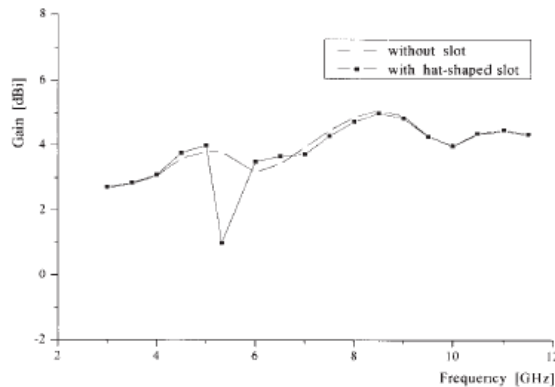


Figure 2.37c : Gain de la structure

Un autre exemple présenté ci-dessous est dans la même lignée que l'antenne précédente. Il s'agit là aussi d'un dipôle planaire en forme de disque [2.8] (Figure 2.38). Sa taille totale, en intégrant le plan de masse, est de  $30 \times 26 \text{mm}^2$  sur substrat FR4 (épaisseur 1.6mm, permittivité relative 4,4). L'objectif est d'éviter l'interférence de la bande haute UWB avec la bande WLAN à 5GHz. Le stub a pour objectif de diminuer la fréquence de résonance de l'antenne. La bande passante obtenue va de 2,9GHz à 12,1GHz sans la fente. La bande rejetée liée à la fente va de 4,9GHz à 6GHz. Le diagramme de rayonnement obtenu est omnidirectionnel. Le gain hors bande de réjection est de l'ordre de 2 à 5dBi, et dans la bande rejetée, il est inférieur à -5dBi.

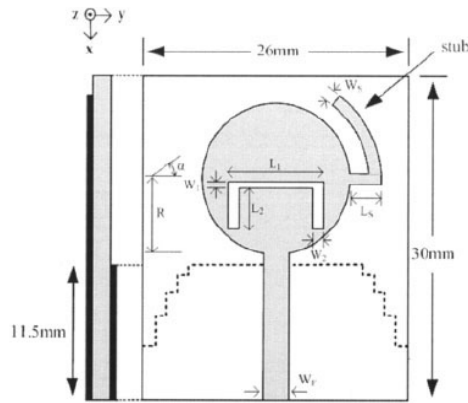


Figure 2.38 a : Monopole disque à fente et stub

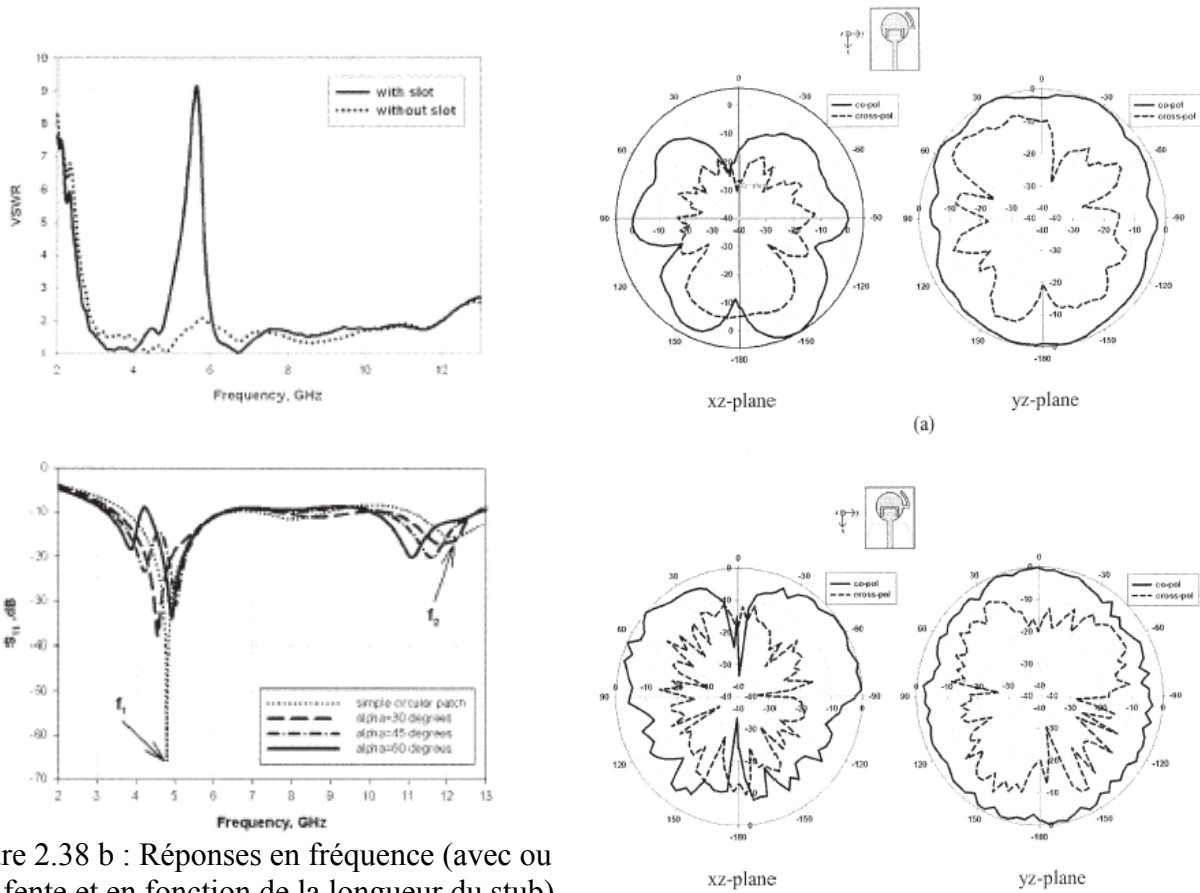


Figure 2.38 b : Réponses en fréquence (avec ou sans fente et en fonction de la longueur du stub)

Figure 2.38 c : Diagrammes de rayonnement à 4,85GHz

Une autre antenne a été développée sur un substrat de permittivité 10,2 et d'épaisseur 1.9mm. Ses dimensions globales sont  $36 \times 45 \text{mm}^2$  [2.52, 2.53]. La structure offrant une réponse optimale en termes de VSWR est celle pour laquelle le rayon de l'antenne est de 7mm, chaque plan de masse latéral a pour largeur 8,2mm et pour longueur 14,2mm. L'antenne est alimentée par une ligne coplanaire 50Ω. Le diagramme de rayonnement de l'antenne reste très proche du diagramme de rayonnement d'un monopôle (Figure 2.39). La bande rejetée est de 20%, de 4,55GHz à 5,9GHz, sur une bande passante totale qui va de 3GHz à 10,6GHz. Le ROS est inférieur à 1,5 sur la bande de 2GHz à 7GHz sauf dans la bande rejetée dans laquelle il est supérieur à 10.

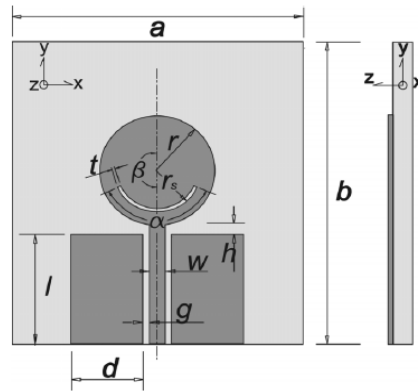


Figure 2.39 a : Monopole à fente

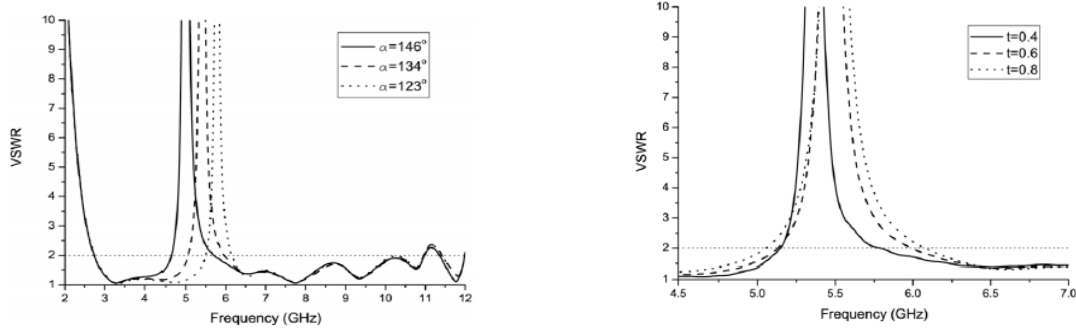


Figure 2.39 b : Réponse en fréquence en fonction de la longueur et de la largeur de la fente

Une autre géométrie permet d'aboutir aux résultats présentés figure 2.40 [2.54], la bande rejetée va de 2,93GHz à 3,12GHz pour un gain d'antenne de l'ordre de 2dBi sauf dans la bande rejetée. Le gain de la bande passante rejetée est inférieur à -5dBi.

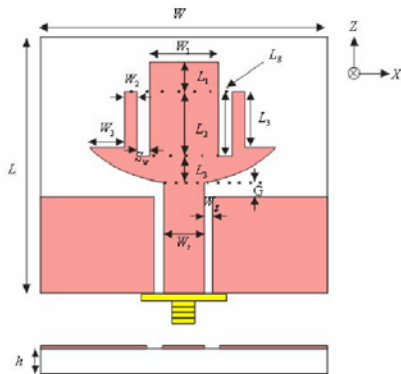


Figure 2.40 a : Géométrie proposée

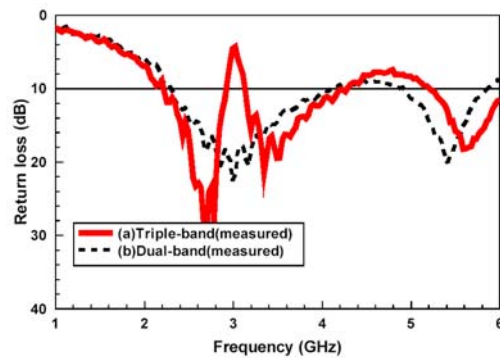


Figure 2.40 b : Réponse en fréquence

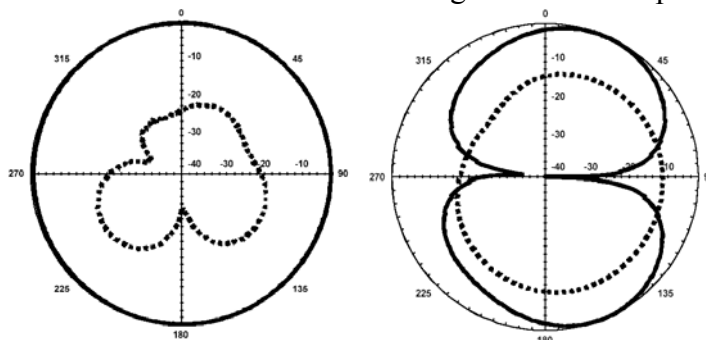


Figure 2.40 c : Diagrammes de rayonnement à 2,45GHz

La méthodologie qui a été suivie pour développer ces antennes débute avec des antennes planaires, monopôles ou dipôles plaqués, qui sont adaptées sur une bande passante très large. Une fente résonante est ajoutée dans l'élément rayonnant pour obtenir la bande rejetée, qui est contrôlée par les dimensions de la fente. Cependant, il y a plusieurs problèmes à résoudre. En premier lieu, celui de l'influence de cette fente sur le diagramme de rayonnement dans la bande utile mais aussi le fait que, dans bien des cas, la fente rayonne de l'énergie lorsqu'elle est à la résonance, ce qui limite les capacités de filtrage de l'antenne dans les directions où ce rayonnement est important.

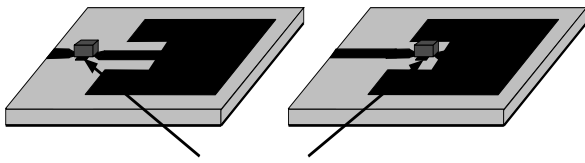
Par ailleurs, un des inconvénients majeurs de ces structures est qu'elles sont encombrantes, et donc non recommandées pour les applications en communications mobiles fonctionnant à basse fréquence.

### 2.3.2 Intégration du filtre au pied de l'antenne

Une autre méthode pour la conception d'une antenne filtrante est l'intégration du filtre au pied de l'antenne. Le filtre joue alors le rôle de réseau d'adaptation, mais ce réseau occupe lui aussi un certain volume physique. De plus il possède un facteur de qualité intrinsèque fini, qui va entraîner l'ajout de pertes additionnelles qui réduisent l'efficacité de rayonnement.

Une première solution peut consister à intégrer un filtre de type MURATA au pied d'une antenne de type antenne plaquée, comme sur la figure 2.41 [2.55, 1.13]. Un certain nombre d'inconvénients en découle. Tout d'abord, le rapprochement de ces deux fonctions n'affecte pas la réponse du filtre de manière importante mais elle nécessite de placer des connexions de retour à la masse à proximité du filtre et donc au sein même de l'antenne, ce qui risque de perturber son fonctionnement et de rendre le montage du filtre encore plus délicat. Ces difficultés risquent de croître avec la miniaturisation de l'antenne. De plus, ce type d'approche ne permet pas de limiter les pertes d'interconnexions entre le filtre et l'antenne. Des difficultés vont aussi exister en ce qui concerne le passage à un fonctionnement bi-bande ou tri-bande. Par ailleurs, la différence de taille entre la ligne d'alimentation et le filtre rend également le montage sur substrat délicat. Enfin, les performances de filtrage peuvent être obtenues uniquement si l'antenne présente une bande passante au moins égale à celle du filtre.





Filtre de Murata

Figure 2.41 a : Positionnement du filtre par rapport au patch

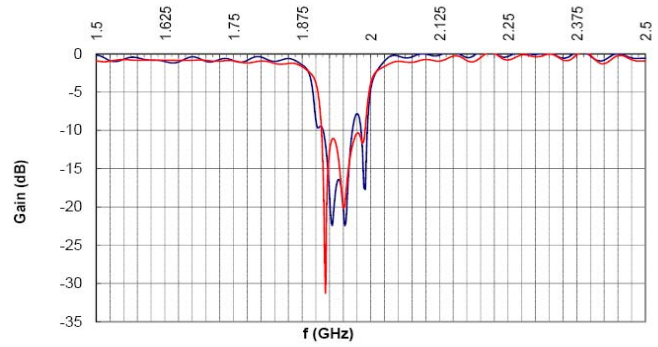
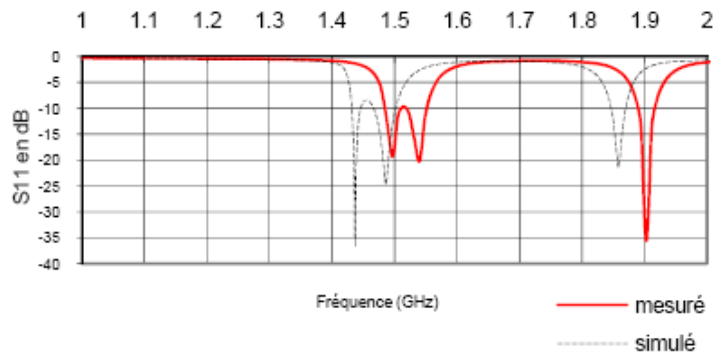


Figure 2.41 b : Position éloignée (en bleu) et au point d'adaptation (en rouge)

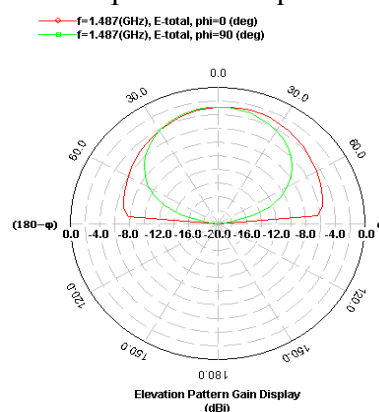
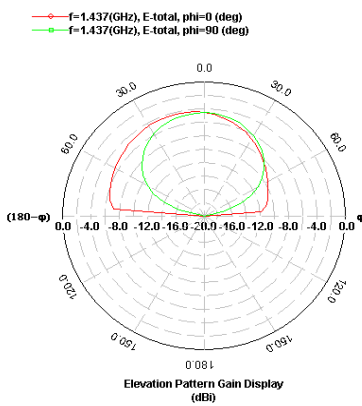
[1.13] présente un autre exemple dans lequel, la fonction de filtrage a été conçue en utilisant l'antenne comme dernier résonateur de la chaîne, comme indiqué sur la figure 2.42. La fonction rayonnement est réalisée par l'antenne. Il a été nécessaire de creuser l'antenne pour limiter les couplages entre le filtre et l'antenne.



a : Association Antenne/Filtre



b : Réponse en fréquence



c : Diagrammes de rayonnement à 1,437GHz et 1,487GHz

Figure 2.42 : Association Antenne/Filtre avec l'antenne comme dernier résonateur de la chaîne

La bande passante de la structure n'est plus limitée par l'antenne seule, même si le résonateur ne fonctionne que sur une seule bande de fréquence. De plus, étant donné qu'on s'appuie sur une

antenne patch et des résonateurs dimensionnés par rapport à la longueur d'onde guidée, la structure est limitée du point de vue miniaturisation, sauf à mettre en œuvre des techniques spécifiques de type ondes lentes. Il faudrait voir comment cela modifie la réponse de l'ensemble.

[2.56] présente un dernier exemple dans lequel la fonction de filtrage a été conçue en intégrant un résonateur au pied d'un monopôle imprimé (Figure 2.43).

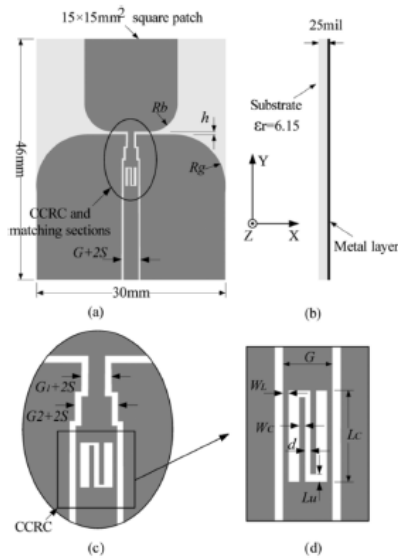


Figure 2.43 a : Description et détail de l'antenne

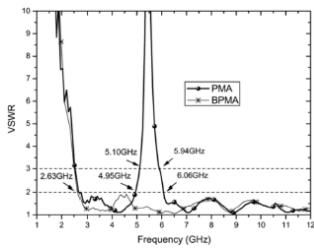


Figure 2.43 b : Réponse en fréquence de l'antenne avec et sans filtre

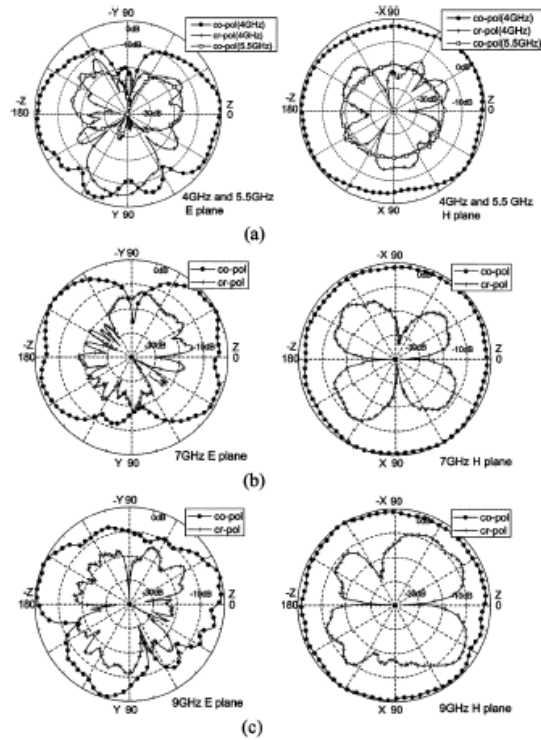


Figure 2.43 c : Diagrammes de rayonnement à différentes fréquences 4GHz, 5,5GHz, 7GHz et 9GHz

Le monopôle a pour dimensions  $15 \times 15 \text{mm}^2$ , sur substrat de permittivité relative 6,15 et d'épaisseur 0,635mm, et la surface totale de la structure est de  $30 \times 46 \text{mm}^2$ . L'antenne est alimentée par ligne coplanaire. Le résonateur de type CCRC (Compact Coplanar waveguide Resonant Cell) est placé 2mm au-dessous de l'antenne, avec une zone d'adaptation entre les deux.

La bande passante obtenue va de 2,63GHz à plus de 12GHz avec une bande coupée de 4,95GHz à 6,06GHz. Dans le plan H, le diagramme de rayonnement reste quasiment omnidirectionnel alors qu'il présente des variations importantes dans le plan E.

Les structures de ce type sont plus complexes. Cette approche utilise une antenne ayant une bande passante plus importante que celle du filtre. L'antenne large bande va présenter une charge

stable en sortie du filtre, sur toute la bande passante et sur une partie de la bande interdite. Ainsi, l'ajout de l'antenne ne va pas modifier les caractéristiques du filtre, et c'est la bande passante du filtre qui va devenir la bande passante de l'antenne filtrante. Mais l'antenne filtrante dans cette approche est de grande taille, puisqu'il existe un compromis nécessaire entre la bande passante et la taille d'une antenne.

### 2.3.3 Technologies multicouches

Les antennes multicouches offrent un bon compromis dans la mesure où les différentes fonctions (antennes et filtres) ne sont pas dans le même plan, elles se perturbent donc moins. Par ailleurs, cette répartition peut permettre un gain de place important en surface au détriment de l'épaisseur [2.57].

#### ➤ Intégration multicouche antenne/filtre sur un réseau d'antennes

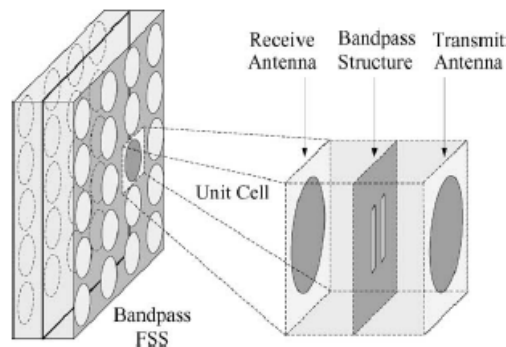


Figure 2.44 : Description de l'antenne

Dans le détail de chaque cellule, les antennes d'émission et de réception sont deux antennes patchs (Figure 2.44), la structure résonante centrale est un filtre composé de résonateurs CPW (Coplanar Waveguide Resonators [2.58]) insérés directement dans le plan de masse commun. Les antennes servent à la fois d'éléments rayonnants et constituent les résonateurs des deux extrémités. La topologie de filtrage mise en œuvre est une topologie basée sur une succession de résonateurs et d'inverseurs et donc limitée quant au type de réponse qu'il est possible d'obtenir. Par ailleurs, le couplage direct en champ proche entre les différentes couches et l'effet de charge du diélectrique va modifier la réponse du filtre. Il est donc nécessaire de modifier le dessin final pour tenir compte de cet environnement. Enfin, la structure peut être épaisse, ce qui ne convient pas à n'importe quelle application. Des exemples de structures combinant filtrage et rayonnement [2.58] sont également présentés dans la figure 2.45.

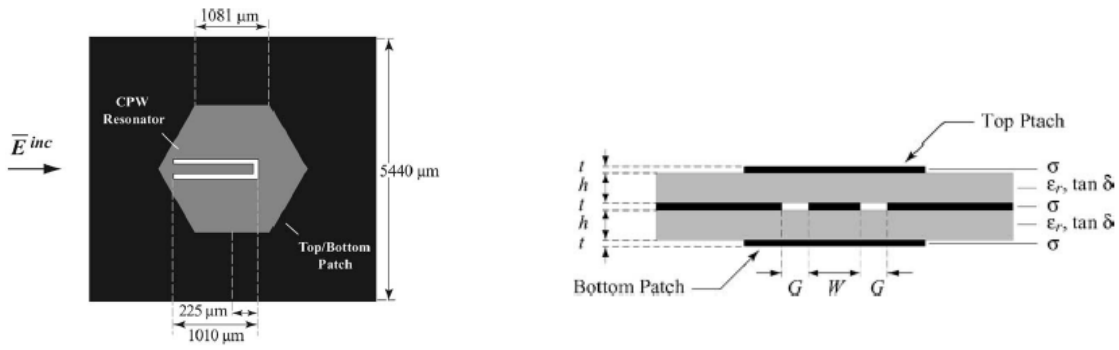


Figure 2.45 a : Structure passe-bande 3 pôles de type Tchebychev

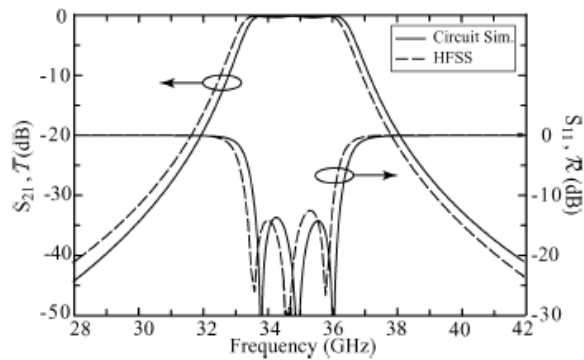


Figure 2.45 b : Réponse en fréquence

La structure passe-bande 3 pôles de type Tchebychev ci-dessus est basée sur un résonateur quart d'onde. Elle présente une bande passante de l'ordre de 8% et une ondulation dans la bande inférieure à 0,45dB.

L'avantage de ce type de structure réside dans sa faible épaisseur, mais pour des structures fonctionnant à des fréquences proches ou inférieures au GHz, cela conduirait à des dimensions importantes et donc à des difficultés de réalisation technologique.

➤ Intégration antenne/filtre en multicouche

L'antenne est utilisée à la fois comme élément rayonnant mais aussi comme dernier résonateur de la fonction de filtrage [1.13], comme indiqué dans la figure 2.46. Elle permet de protéger les résonateurs non rayonnants. Mais la particularité de ce type de structures est que pour être protégés par l'antenne, les résonateurs doivent être miniaturisés.

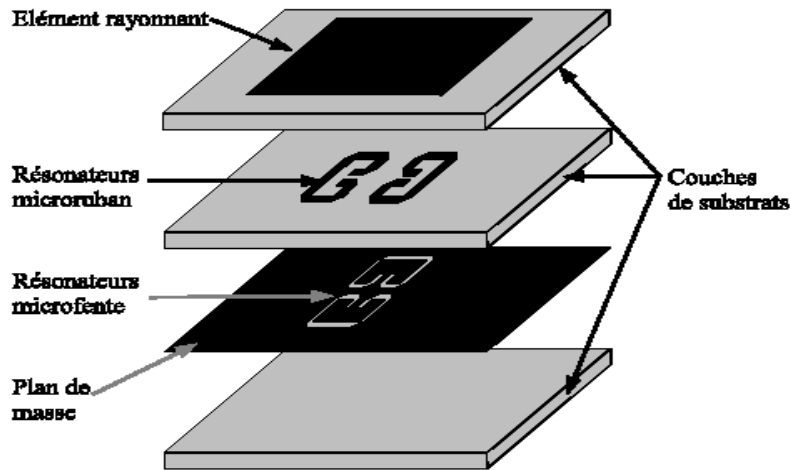


Figure 2.46 a: Structure à résonateurs compacts microruban et microfente

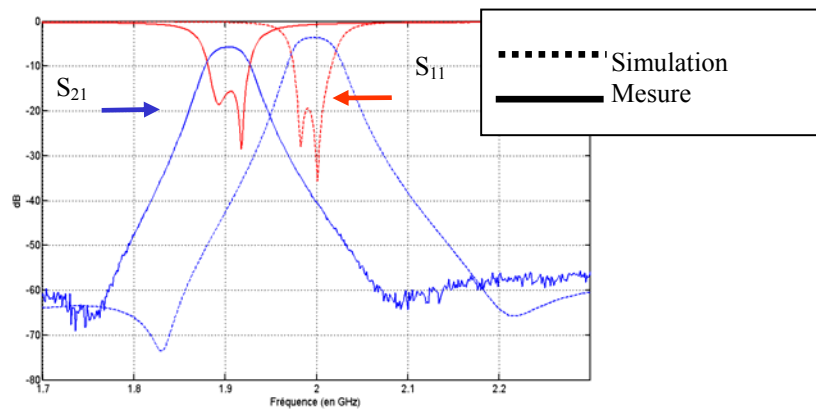


Figure 2.46 b : Réponse en fréquence de la structure mixte microruban/microfente

L'inconvénient des technologies planaires est leurs pertes importantes. Les technologies volumiques présentent des coefficients de qualité élevés mais un encombrement important. Pour assurer à la fois de faibles pertes et une faible masse, l'emploi de la technologie multicouche a été mis en œuvre dans l'application suivante [2.59, 2.60] (Figure 2.47).

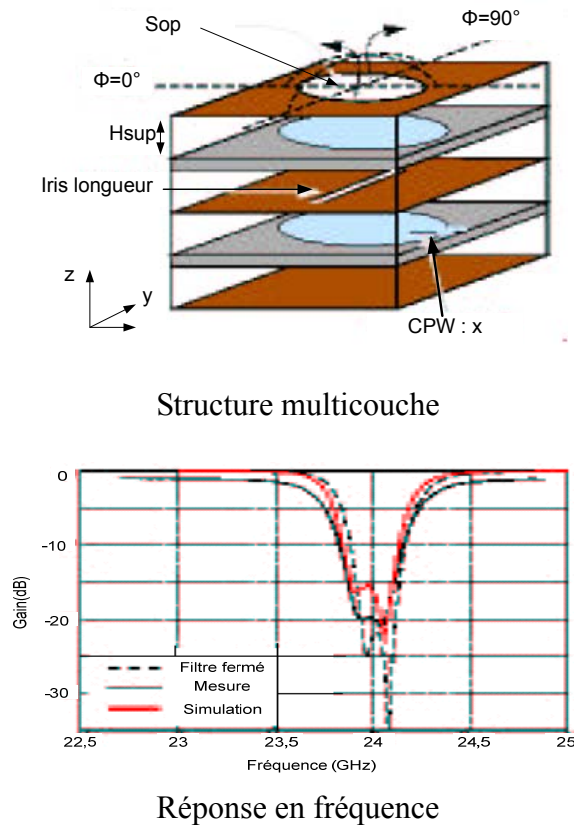


Figure 2.47 : Exemple de filtre à base de résonateurs mixtes

Cette structure est constituée de deux cavités dont l'une est ouverte. L'élément résonant est constitué d'une plaque de diélectrique partiellement démetallisée sur ses faces inférieure et supérieure. Le volume occupé par cette structure est inférieur à  $1\text{cm}^3$  pour un fonctionnement autour de  $20\text{GHz}$ , sur substrat d'alumine (permittivité de 9,8), l'alimentation se fait par ligne coplanaire. La bande passante obtenue est de l'ordre de  $500\text{MHz}$ .

Dans l'exemple suivant (Figure 2.48 [2.59]), le filtre n'est plus adapté  $50\Omega$  en entrée et en sortie, mais chargé sur l'impédance d'entrée réelle de l'antenne à la résonance. L'association antenne/filtre doit permettre l'élargissement de la bande passante du dipôle par rapport à son utilisation en tant qu'élément indépendant [2.59]. D'un point de vue électrique, l'antenne est considérée comme un résonateur à pertes. Le dipôle est constitué d'une fente de longueur  $\lambda_g$  alimentée en son centre par une ligne coplanaire de longueur  $\lambda_g/4$ . Le dipôle a un fonctionnement de résonateur série ce qui fait que l'ensemble se comporte comme un résonateur RLC parallèle. La bande passante obtenue est de l'ordre de 20% avec une ondulation dans la bande de 0,1dB.

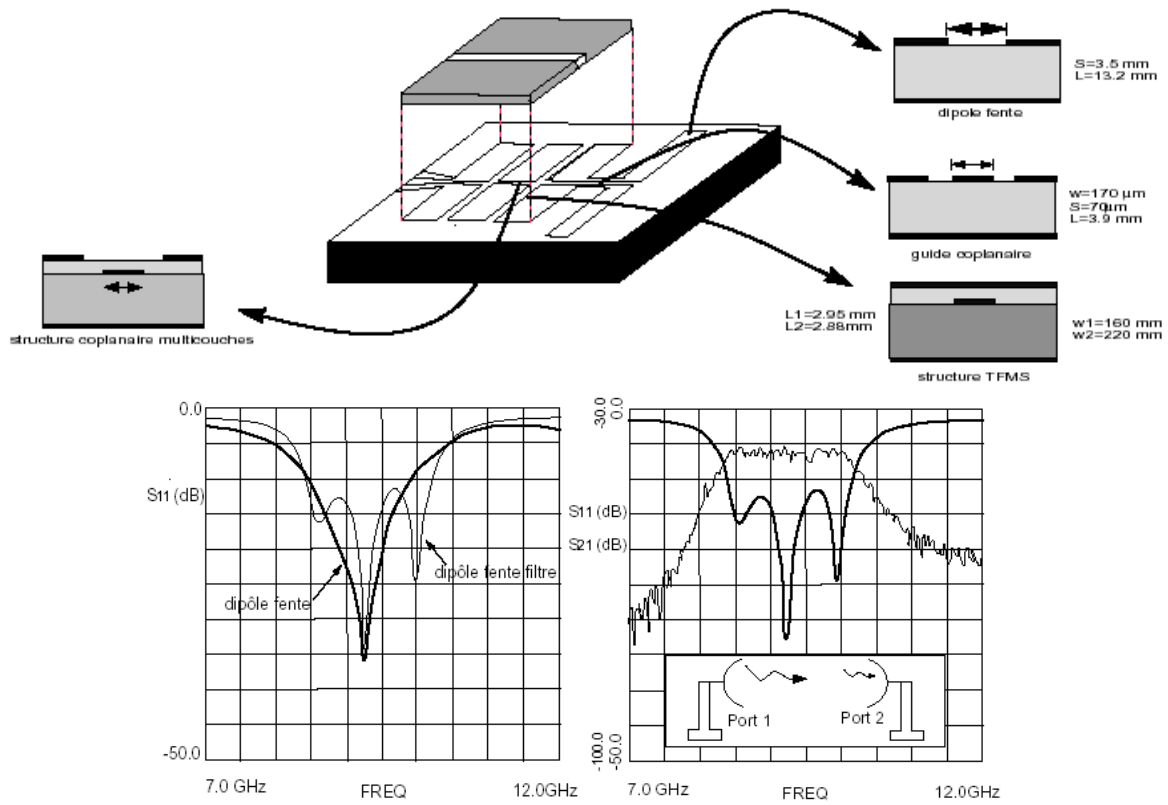


Figure 2.48 : Structure de l'antenne filtrante et sa réponse en fréquence

Les deux premiers résonateurs du filtre se comportent comme un réseau d'adaptation vis-à-vis de l'antenne (Figure 2.49 [2.61]). L'énergie est alors fournie à l'antenne sur toute la bande passante du filtre. L'étude a montré qu'il n'est pas nécessaire que l'antenne ait une bande passante plus importante que la bande passante du filtre à réaliser.

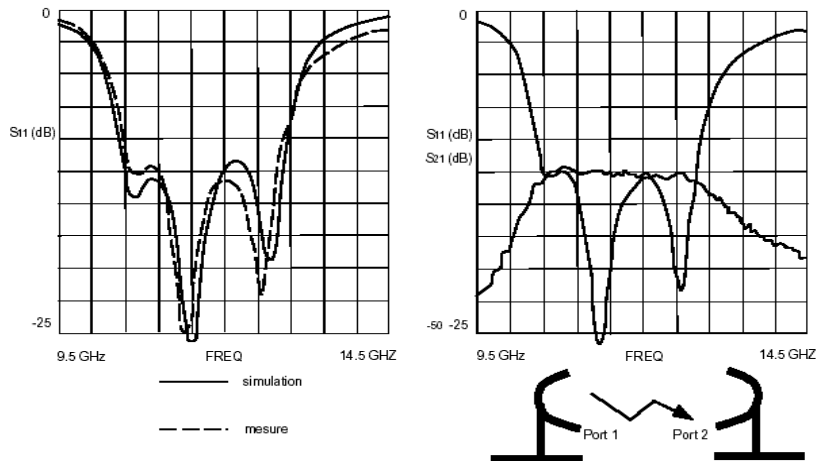
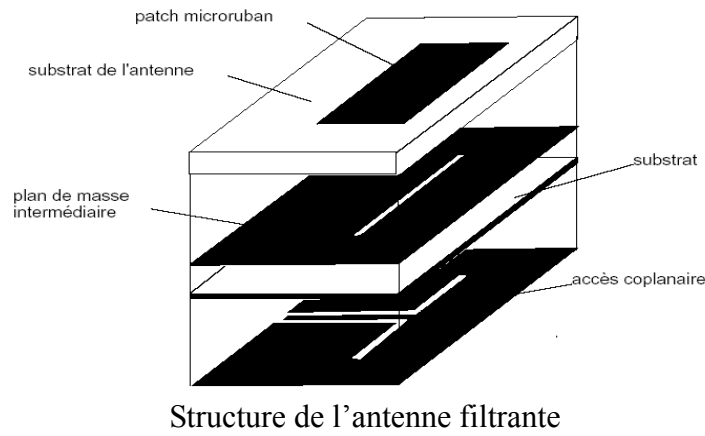


Figure 2.49 : Structure de l'antenne filtrante et sa réponse en fréquence

La fréquence centrale de la structure ci-dessus est à 11,4GHz et la bande passante est de l'ordre de 20%.

➤ Conception antenne patch / duplexeur

Un duplexeur permet d'isoler les signaux, généralement proches en fréquence, émis et reçus à partir d'une même antenne. En son absence, du fait de la proximité fréquentielle des signaux, la puissance émise par l'émetteur risquerait de saturer le LNA, voire de le détruire. Dans l'exemple suivant (Figure 2.50), l'antenne est utilisée sur ses deux polarisations orthogonales (forte isolation entre les deux de l'ordre de -30dB) [2.62] pour assurer cette isolation.

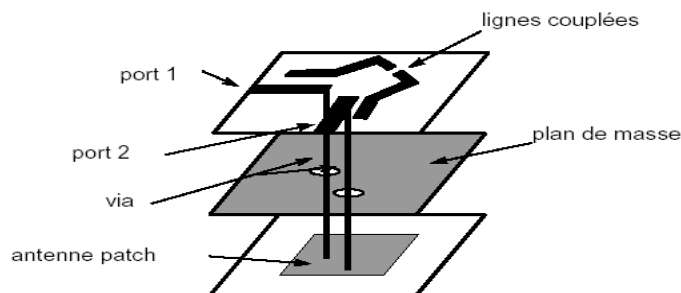


Figure 2.50 a : Antenne patch / duplexeur



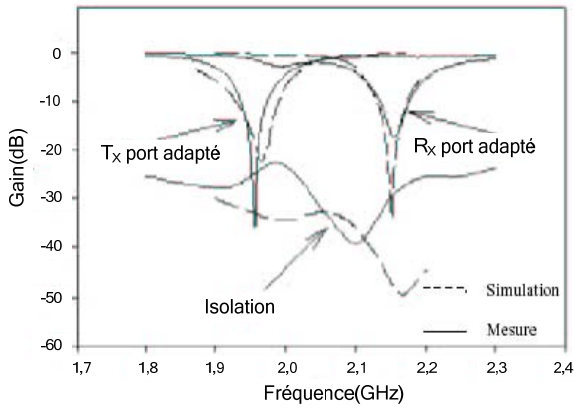


Figure 2.50 b : Caractéristiques du duplexeur sans la ligne de couplage

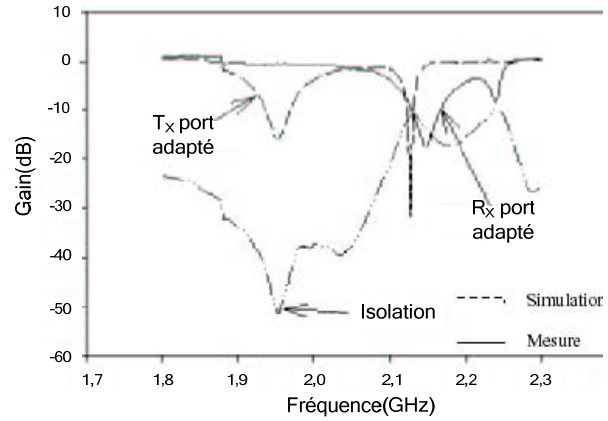


Figure 2.50 c : Caractéristiques du duplexeur avec la ligne de couplage

Le plan de masse permet d'isoler l'antenne de la structure filtrante, les polarisations orthogonales sont excitées par deux vias à travers le plan de masse. Pour augmenter encore l'isolation, il a été mis en place un filtre coupe bande qui ramène sur la voie de réception le signal émis atténué en opposition de phase. Une isolation de -50dB est alors obtenue.

### 2.3.4 Co-conception antenne/filtre

Une autre approche, que Bourtoutian a adoptée dans sa thèse [2.63], comme indiqué dans la figure 2.51, est de co-concevoir une antenne résonante avec un filtre. Dans ce cas, l'antenne couplée aux résonateurs du filtre se comporte comme un résonateur supplémentaire élargissant la bande passante et augmentant la réjection hors bande, l'ordre du filtre augmente avec l'ajout du résonateur supplémentaire que constitue l'antenne. Cette approche est relativement plus difficile à mettre en place, car la conception du filtre devient plus délicate. En effet, le filtre n'est plus fermé sur une charge constante, mais par une antenne résonante, ce dont il faut tenir compte dans la phase de conception.

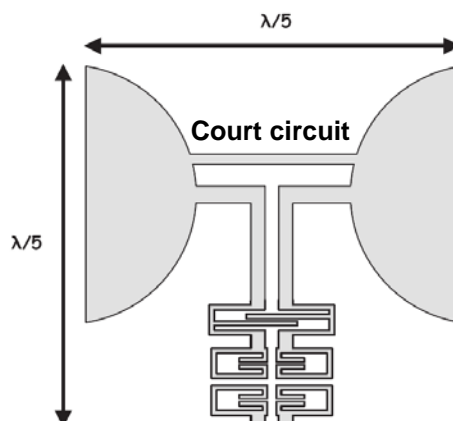


Figure 2.51 a : Structure de l'antenne filtrante réalisée par une approche de co-conception

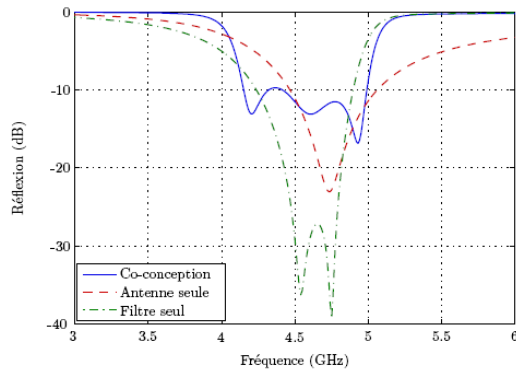


Figure 2.51 b : Performances en réflexion

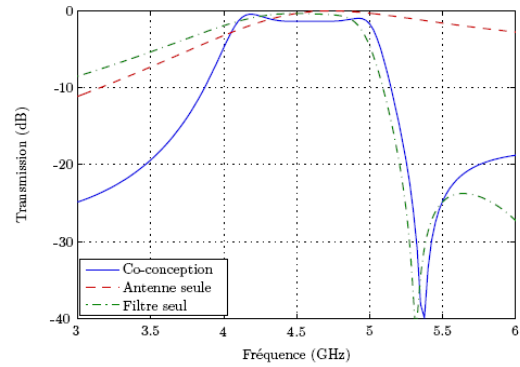


Figure 2.51 c : Performances en transmission

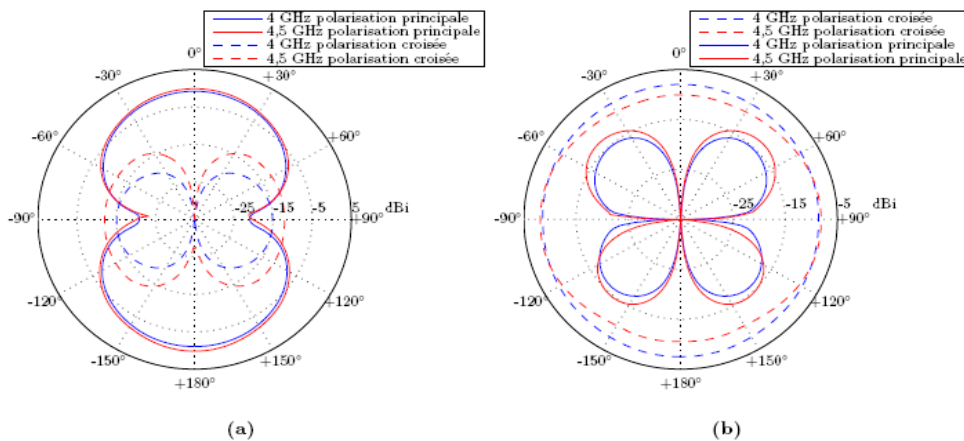


Figure 2.51 d : Diagrammes de gain mesurés en élévation de l'antenne dipôle filtrante : (a) mode différentiel, (b) mode commun

L'ajout d'un court-circuit entre les deux bras de l'antenne dipôle à brins épais permet d'obtenir une réduction significative de la surface totale de l'antenne. En effet, le court-circuit se comporte comme un réseau d'adaptation d'impédance et assure une résonance à une fréquence plus basse que la fréquence naturelle de résonance de l'antenne. Cette forte résonance entraîne trois effets sur le fonctionnement de l'antenne :

- Un fonctionnement à des fréquences plus basses, et ainsi une taille réduite de l'antenne.
- Une réduction de la bande passante de l'antenne à cause du facteur de qualité de la résonance.
- Une réponse fréquentielle en transmission asymétrique de l'antenne, qui présente une forte réjection en bande basse, et par conséquent un fonctionnement de type filtre passe-haut.

Parmi ces trois effets, la miniaturisation et la réponse filtrante sont utiles pour l'intégration antenne/filtre, il reste à résoudre le problème de la réduction de la bande passante de l'antenne. C'est là que la co-conception joue son rôle. En effet, le filtre peut être utilisé comme adaptateur d'impédance afin d'élargir la bande passante de l'antenne. En optimisant la conception de l'antenne

et du filtre, il est ainsi possible d'élargir la bande passante de l'antenne tout en gardant une taille globale relativement réduite.

Ainsi, le système d'antenne dipôle différentielle filtrante tire profit, d'une part, de la forte résonance introduite par le court-circuit de l'antenne pour renforcer le filtrage en bande basse du dispositif de filtrage passe-bande directement connecté à l'antenne et, d'autre part, de la bande passante du dispositif de filtrage pour mieux adapter l'antenne et élargir sa bande passante.

## 2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir rappelé brièvement les techniques actuelles de miniaturisation et de maîtrise des bandes passantes utilisées dans la conception d'antennes et de circuits RF ces dernières années, nous nous sommes attachés à mettre en évidence les contraintes issues de ces techniques. Une solution a été plus particulièrement étudiée, il s'agit de la miniaturisation de lignes microruban par effet « ondes lentes ».

Dans un deuxième temps, nous nous sommes attachés à exposer les concepts de base liés aux fonctions de filtrage, d'une part, et de rayonnement, d'autre part. Nous sommes partis de l'exemple simple d'un résonateur microruban pour expliquer les différences qui existent entre l'antenne et le filtre, notamment par le biais d'une modélisation par schéma à éléments localisés. Les résultats obtenus pour ce filtre indiquent qu'une voie possible consiste à concevoir un filtre compact puis à imposer ensuite des conditions qui favoriseront le rayonnement de cette structure.

Enfin, nous avons présenté, de manière résumée, les approches actuelles utilisées sur la conception d'antennes filtrantes. Ces approches permettent d'améliorer la sélectivité de l'antenne. Toutefois, dans la plupart de ces études, l'optimisation simultanée des performances de l'antenne et du filtre n'a pas été recherchée. Partant de là, nous nous sommes intéressés à la définition et à la mise en œuvre d'une méthode de conception qui vise à maîtriser de manière conjointe le rayonnement de l'antenne et sa réponse en fréquence. Les détails de cette approche ont présentés dans les chapitres suivants.

---

---

## **Chapitre III : Proposition d'une nouvelle démarche de conception pour les antennes filtrantes planaires**

---

---

<b>3.1</b>	<b>Démarche de conception : « du filtre à l'antenne »</b> .....	81
<b>3.2</b>	<b>Étude d'un résonateur élémentaire planaire</b> .....	84
3.2.1	Géométrie et schéma équivalent d'un résonateur élémentaire .....	84
3.2.2	Influence des différents paramètres physiques associés au résonateur élémentaire sur les caractéristiques globales du résonateur : Validation du schéma équivalent .....	87
3.2.3	Étude expérimentale : Validation du schéma équivalent au résonateur .....	92
3.2.4	Modélisation du rayonnement d'un résonateur et validation de son schéma équivalent .....	100
3.2.5	Résonateurs couplés .....	108
3.2.6	Bilan et conclusion .....	111

### 3.1 Démarche de conception : « du filtre à l'antenne »

Compte tenu des contraintes d'encombrement imposées *a priori*, l'antenne que nous voulons développer est une antenne intégrée, en technologie planaire ou technologie multi-couches, permettant la réception de signaux de communication (projet ANR SRAMM). De ce fait, son diagramme de rayonnement en gisement doit être quasi omnidirectionnel, au moins dans un demi espace. Cela impose que les éléments constituant l'antenne soient disposés dans un carré (ou un cube si l'antenne est une antenne en 3 dimensions) de côté inférieur à  $\lambda_0/2$ , cette longueur d'onde étant calculée à la fréquence de travail. On peut ainsi espérer éviter l'apparition de zéros dans le diagramme de rayonnement. Les mêmes contraintes existent en site mais l'on peut admettre néanmoins des niveaux de champ relativement faibles pour  $\theta=0$  sans que la réception soit trop perturbée, compte tenu du caractère multi-trajets de la propagation.

L'analyse faite dans le 2<sup>ème</sup> chapitre montre, par ailleurs, que les phénomènes physiques de filtrage et de rayonnement sont, en général, antagonistes. Partant de ce constat, nous proposons une démarche visant à mieux cerner les limites du concept que nous souhaitons développer. Le point de départ de cette approche consiste à coupler des résonateurs « rayonnants » afin de former la bande passante souhaitée. Chacun des résonateurs doit alors rayonner une partie maîtrisée de l'énergie. Au bout du compte, toute l'énergie fournie par le générateur doit avoir été rayonnée (adaptation). Compte tenu de la difficulté à obtenir toutes ces propriétés de manière concomitante, un compromis entre efficacité de rayonnement et sélectivité devra, sans aucun doute, être recherché.

Dans le paragraphe suivant, nous allons rappeler quelques principes de base et définir quelques concepts afin de pouvoir introduire la démarche que nous proposons.

Les résonateurs sont les éléments de base pouvant servir à la fois à la conception des filtres et à la conception d'antennes. Ainsi, en haute fréquence, la conception des filtres passe-bande faible bande utilise le couplage entre résonateurs [3.1]. Ces résonateurs sont entièrement définis par leur fréquence de résonance et leur coefficient de surtension propre  $Q_0$  (ou facteur de qualité). Ce coefficient dépend de l'énergie réactive pouvant être stockée dans le résonateur et des pertes de celui-ci à travers la formule (2.3).

Pour les résonateurs planaires, les pertes à considérer sont les pertes associées aux matériaux constituant le résonateur mais également les pertes par rayonnement.

Dans ce contexte, la figure 3.1 présente un modèle circuit possible pour un filtre 2 pôles. Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  modélisent les pertes dans chaque résonateur. Les inverseurs d'admittances  $J$

modélisent le couplage entre résonateurs. Compte tenu de ce modèle circuit, le coefficient de surtension propre  $Q_0$  du résonateur élémentaire peut alors être estimé à partir de la valeur des éléments qui le constituent par la formule (3.1).

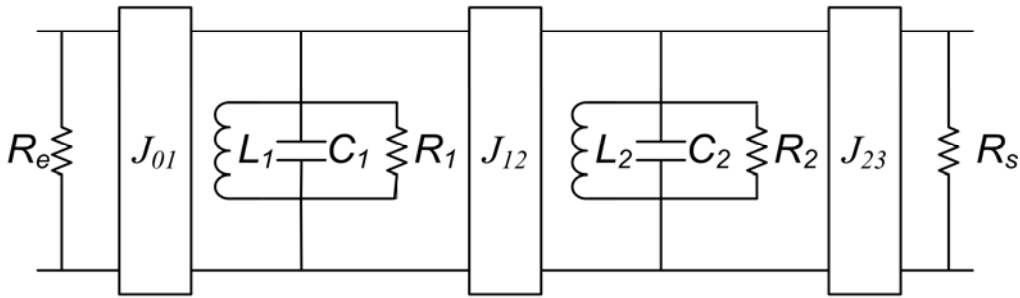


Figure 3.1 : Modèle d'un filtre 2 pôles avec pertes

$$Q(\omega) = R(\omega) \times \sqrt{\frac{C(\omega)}{L(\omega)}} \quad (3.1)$$

Dans le cas qui nous intéresse, les pertes par rayonnement de chaque résonateur doivent a priori être prédominantes vis-à-vis des pertes dans les matériaux constituant le résonateur. Cette nécessité aura donc une incidence tant sur la nature des matériaux utilisés que sur la géométrie des lignes planaires utilisées. Puisque les résonateurs utilisés sont des résonateurs à pertes, la maîtrise de la bande passante nécessitera la mise en œuvre de techniques particulières dites de « pré-distorsion de pôles ». Ces techniques permettent de corriger les effets de la dissipation d'énergie dans les filtres, pour que leur réponse soit conforme à celle des filtres idéaux au prix d'une augmentation des pertes d'insertion [3.2, 3.3, 3.4]. Les pertes de chaque résonateur sont prises en compte dans la conception du filtre et l'on peut alors, en dépit de ces pertes, maîtriser la bande passante.

Comme indiqué sur la figure 3.2, une antenne élémentaire peut, dans certains cas tels que celui de l'antenne « patch » microruban, être représentée par un résonateur associé à un inverseur d'impédance. Dans ce schéma,  $R_r$  représente les pertes par rayonnement et  $R_m$  les pertes métalliques et diélectriques dans la structure. L'inverseur d'admittance représente le circuit d'adaptation à l'antenne.

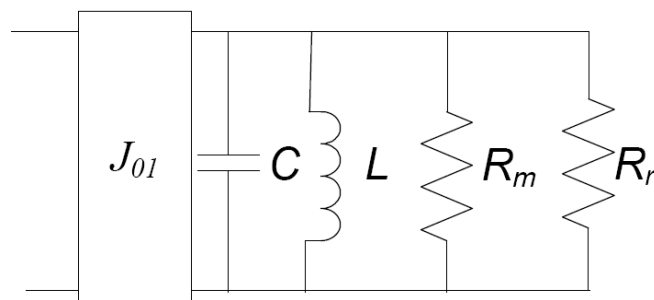


Figure 3.2 : Modèle de l'antenne associée à son circuit d'adaptation

Pour obtenir de bonnes performances en rayonnement et donc avoir une efficacité élevée, il est nécessaire de réduire les pertes  $R_m$  au minimum et d'augmenter, tout en les maîtrisant, les pertes par rayonnement. Envisageons alors le couplage de plusieurs résonateurs tel que le présente la figure 3.3, et répartissons spatialement ces résonateurs de façon telle que l'énergie puisse être couplée à tous les résonateurs de manière maîtrisée. On peut alors, comme nous l'avons dit précédemment, imaginer pouvoir synthétiser une fonction de filtrage et que chacun de ces résonateurs rayonne une partie de l'énergie jusqu'à ce que toute l'énergie disponible au générateur soit rayonnée.

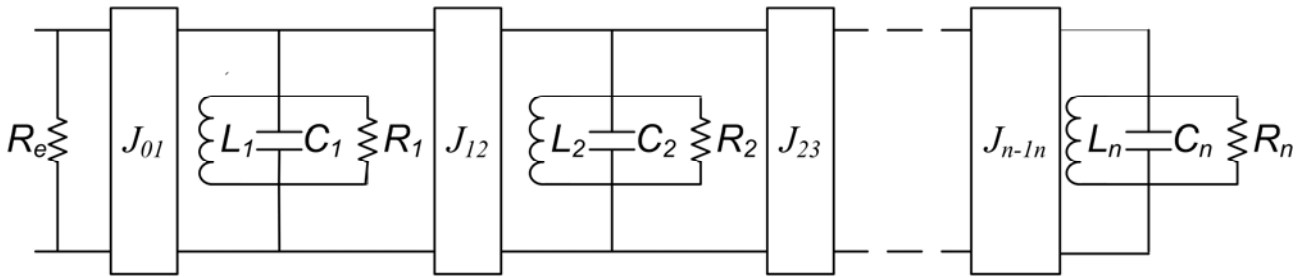


Figure 3.3 : antenne filtrante multi-pôles : éléments de modélisation

Dans ces conditions, afin de pouvoir bâtir notre approche, étape par étape, en nous référant à des principes connus, il nous a paru nécessaire d'utiliser concurremment :

- une approche électromagnétique pour comprendre et maîtriser les différents phénomènes physiques mis en jeu ;
- une approche à partir de schémas équivalents pour profiter des nombreux travaux publiés sur la synthèse des filtres et sur l'équivalence entre schémas électriques.

Compte tenu de tous ces éléments, la démarche de conception que nous nous proposons de mettre en œuvre est la suivante :

- 1° Choix et caractérisation complète de résonateurs planaires miniatures à coefficient de surtension variable, ce coefficient de surtension dépendant essentiellement des pertes par rayonnement des résonateurs. Définition d'un schéma équivalent permettant l'utilisation des techniques de synthèse classiques des filtres.
- 2° Conception de filtres à résonateurs couplés : dans cette partie de notre développement, les résonateurs utilisés sont des résonateurs à faible pertes. On essaie pour cela de minimiser les pertes par rayonnement.
- 3° Conception de filtres utilisant des résonateurs couplés à pertes contrôlées : ces pertes étant essentiellement des pertes par rayonnement. Utilisation pour ce faire des techniques de pré-distorsion de pôles pour la maîtrise de la bande passante au prix de pertes dans la



bande relativement élevées. Le filtre ainsi réalisé est un filtre « rayonnant »

4° Conception de l'antenne à bande passante maîtrisée par modification du filtre rayonnant : Le passage du filtre à l'antenne nécessite la suppression du port de sortie. Considérant les pertes de chacun des résonateurs, on peut dire, à ce niveau, que la charge du filtre est une charge « répartie ». Pour représenter au mieux ce phénomène tout en se référant à la synthèse des filtres à éléments localisés, nous avons cherché à répartir de manière différente les résistances qui modélisent les pertes par rayonnement afin de retrouver un schéma équivalent de type filtre. L'évolution du schéma équivalent permet de définir les modifications de la géométrie et de la position de chacun des résonateurs pour obtenir une antenne à bande passante maîtrisée.

Le choix de la structure du résonateur élémentaire et l'influence de ses paramètres géométriques sont donc les clés de la méthode proposée. Ces résonateurs doivent avoir une taille réduite pour respecter le mieux possible les contraintes que nous avons fixées *a priori* sur le diagramme de rayonnement et pouvoir réaliser un compromis entre efficacité de rayonnement et sélectivité. Dans les paragraphes suivants, nous présentons donc l'étude et la modélisation du résonateur élémentaire que nous avons choisi, résonateur à partir duquel nous avons essayé de valider ce nouveau concept.

## 3.2 Étude d'un résonateur élémentaire planaire

Dans le cas de résonateurs plans, la contrainte que nous nous imposons sur les pertes est difficile à respecter car, suivant le facteur de forme ou la structure du résonateur, les pertes par rayonnement peuvent être plus ou moins importantes. Dans le cas où l'on souhaite que la structure filtrante rayonne également toute l'énergie qui lui est transmise, le compromis à trouver pour maîtriser conjointement l'efficacité de rayonnement et la bande passante de l'antenne n'est pas évident *a priori*. Pour résoudre ce problème nous avons, dans un premier temps, cherché à définir un résonateur élémentaire dont la configuration permette soit de minimiser les pertes par rayonnement pour une application au filtrage, soit de maîtriser, dans la mesure du possible, ces pertes pour aboutir à une structure rayonnante dont on puisse maîtriser la bande passante.

### 3.2.1 Géométrie et schéma équivalent d'un résonateur élémentaire

Le concept de circuit « quasi localisé » est largement utilisé dans la conception de filtres

microrubans. En effet, si la longueur d'une ligne de transmission est plus petite que  $\lambda_g/8$  à la fréquence de travail [2. 29], elle peut être correctement modélisée par des éléments quasi localisés. Ainsi, un résonateur parallèle peut être réalisé en utilisant un trou métallisé ou via de court circuit qui peut être modélisé, au premier ordre, comme une inductance, et une ligne microruban de très petite dimension vis-à-vis de la longueur d'onde guidée, qui peut être modélisée comme une capacité. Si l'on néglige, dans un premier temps, la discontinuité associée au via de court circuit, la valeur de cette capacité peut être déterminée comme celle du plateau métallique de surface  $S$  réalisé sur un substrat de hauteur  $h$  et de permittivité relative  $\epsilon_r$ . Donc, la forme du résonateur de base le plus simple est celle présentée sur la figure 3.4.

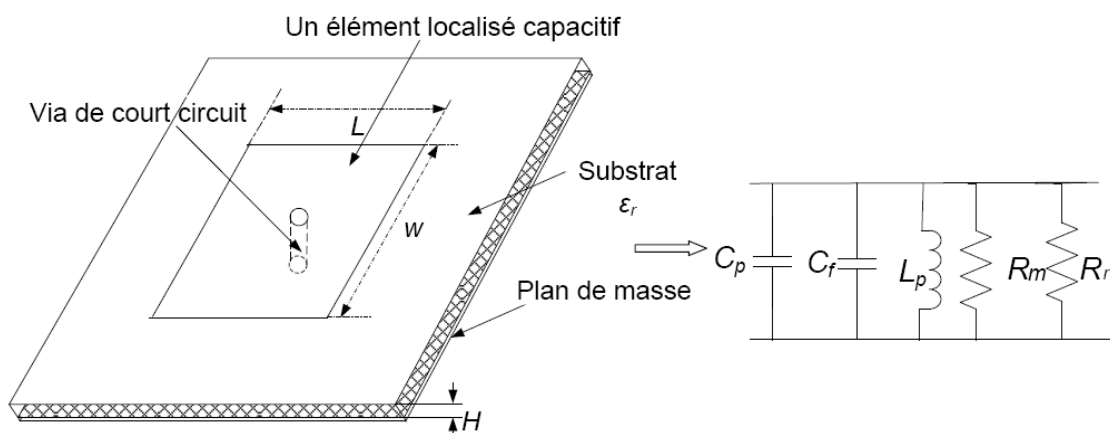


Figure 3.4 : Géométrie et schéma équivalent du résonateur élémentaire

C'est un résonateur « quasi localisé » constitué de deux capacités  $C_p$  et  $C_f$  en parallèle sur une inductance  $L_p$  : les capacités sont associées à la forme et aux dimensions de la métallisation alors que l'inductance est associée à la présence du « via » réalisé entre la métallisation supérieure et la masse.

Dans le schéma équivalent,  $C_p$  désigne la capacité parallèle qui existe entre la plaque et le plan de masse, elle est simplement donnée, au premier ordre, par (3.2) [3.5].

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{W \times L}{H} \quad (3.2)$$

Formule dans laquelle  $\epsilon_r$  et  $H$  sont les caractéristiques du substrat (respectivement la permittivité relative et la hauteur du substrat),  $W$  et  $L$  sont la largeur et la longueur du plateau capacitif.

$C_f$  est la capacité de frange : dans le cas d'une ligne microruban, elle est évaluée par (3.3) [3.5].

$$C_f = \sqrt{\epsilon_r / (cZ_c)} - C_p \quad (3.3)$$

Où  $Z_c$  est l'impédance caractéristique de la ligne microruban et  $c$  la vitesse de la lumière. Si les résonateurs proposés sont couplés avec les autres éléments,  $C_f$  sera modifiée comme indiqué en [3.1].

La figure 3.5 présente la géométrie du via de court circuit et son schéma équivalent.  $L_p$  indique l'inductance parallèle entre le ruban et le plan de masse. En général, elle est déterminée par les dimensions du via de court circuit (son diamètre  $D$ ) et le substrat d'épaisseur  $H$  (3.4) [3.6].

$$L_p (nH) = 5.08 \times H \left[ \ln\left(\frac{4H}{D}\right) + 1 \right] \quad (3.4)$$

De plus, la largeur de la ligne sur laquelle ils sont implantés et la position des vias de court circuit influencent aussi la valeur de  $L_p$ . Li et al. [3.7] (cf. les figure 3.4, 3.5, 3.6) ont montré que la valeur de l'inductance parallèle équivalente du via de court circuit augmente avec la largeur  $W$  du plateau. En raison du profil de densité de courant sur la surface du conducteur, il en est de même quand le via de court circuit est déplacé vers l'extrémité du plateau.

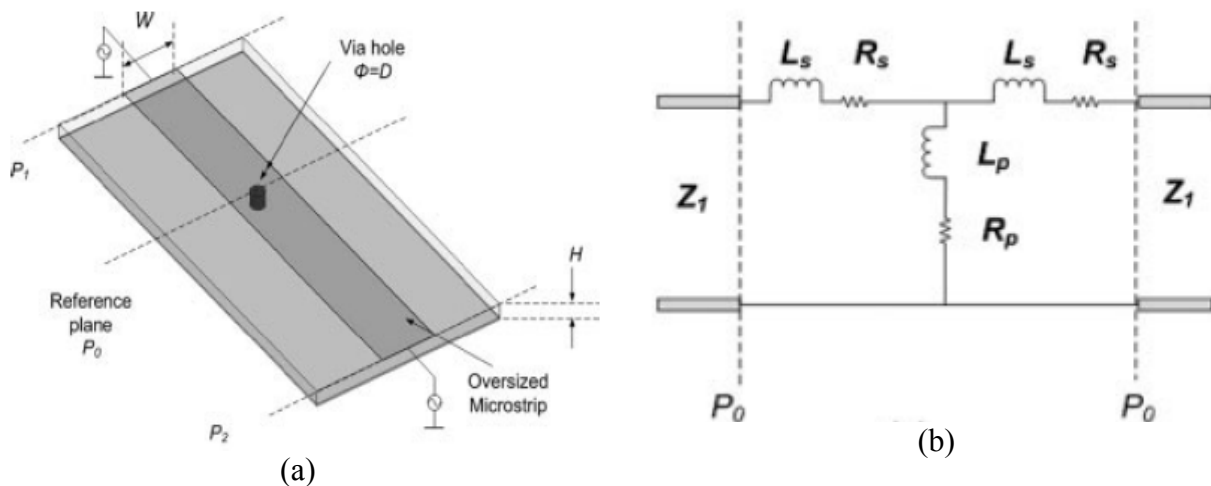


Figure 3.4 : Géométrie (a) et schéma équivalent (b) du via de court circuit [3.7]

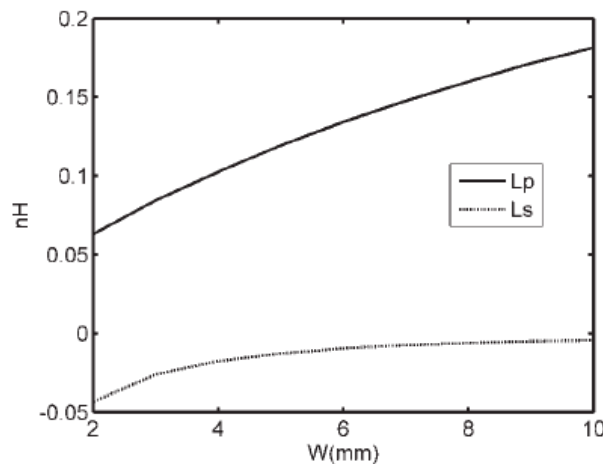


Figure 3.5 : Variations des éléments du schéma équivalent au via de court circuit en fonction de la largeur de la ligne  $W$  sur lequel il est réalisé. ( $\epsilon_r=10,2$ ,  $H=0,635$  mm,  $D=1$  mm,  $f=2$  GHz)

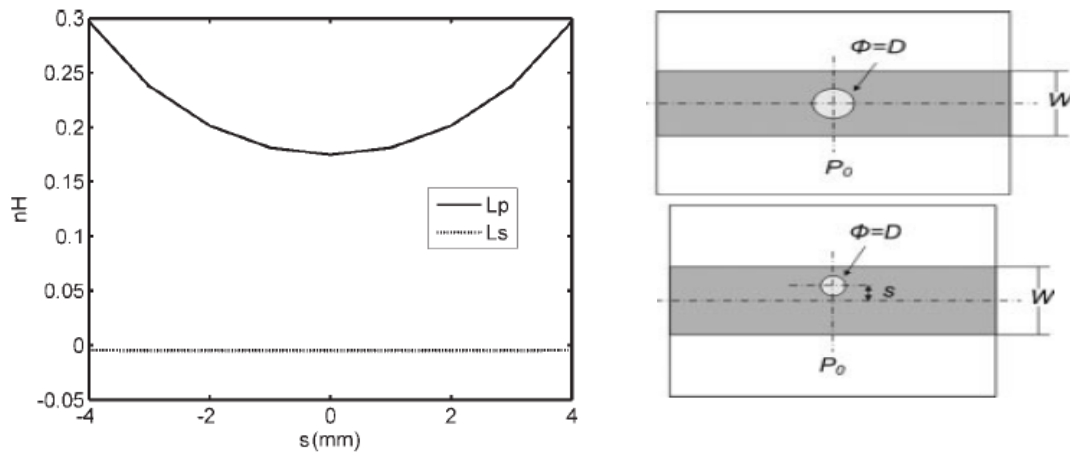


Figure 3.6 : Paramètres du schéma équivalent du via de court circuit Vs. position du via sur la ligne ( $\epsilon_r=10,2$ ,  $H=0,635$  mm,  $D=1$  mm,  $W=10$ mm,  $f=2$  GHz)

Les résistances  $R_m$  et  $R_r$  modélisent les deux types de pertes considérées, les pertes dans la structure et les pertes par rayonnement. Comme nous le verrons, ci-après, la résistance de rayonnement dépend de la largeur et de la longueur du plateau vis-à-vis de la longueur d'onde, de la permittivité relative du substrat sur lequel ce plateau est gravé et de l'épaisseur de ce même substrat. Notons que, comme la densité de courant est plus élevée sur les bords du plateau qu'en son centre,  $R_r$  augmente lorsque le via de court circuit se déplace vers l'extrémité du plateau.

### 3.2.2 Influence des différents paramètres physiques associés au résonateur élémentaire sur les caractéristiques globales du résonateur : Validation du schéma équivalent

Compte tenu de la géométrie de la structure, un grand nombre de paramètres permet de faire varier les caractéristiques électriques (la fréquence de résonance, l'impédance, le facteur de qualité,...) ou de rayonnement (forme du diagramme, niveau de gain,...) du résonateur. Ces paramètres sont au nombre de six :

- L'épaisseur du substrat  $H$  ;
- La permittivité du substrat  $\epsilon_r$  ;
- La surface du plateau de l'élément capacitif,  $S=W*L$  ;
- La forme du plateau de l'élément capacitif (à surface de plateau constante) ;
- Le diamètre du via de court circuit  $D$  ;
- La position du via de court circuit.

Nous présentons, ci après, les modifications induites par chacune de ces variables (dimensions,

géométrie et type de substrat) sur le comportement électrique de la structure présentée la figure 3.3. Cette influence sera analysée sur les trois caractéristiques principales du résonateur à savoir :

- La fréquence de résonance ;
- Le coefficient de surtension à vide ;
- Le niveau d'impédance à la résonance.

Cette dernière grandeur est bien entendu reliée directement au coefficient de surtension mais il est intéressant de la spécifier à chaque fois compte tenu de la nécessité qu'il y a à adapter cette impédance pour pouvoir transférer le maximum d'énergie à l'antenne et optimiser ainsi l'efficacité globale.

### **A : Influence de l'épaisseur du substrat $H$**

Compte tenu du modèle simplifié présenté au paragraphe précédent, la diminution de l'épaisseur  $H$  du substrat impose une augmentation *a priori* de la capacité et une diminution de l'inductance. On voit que pour les cas traités, c'est l'inductance qui impose la variation de fréquence de résonance puisque celle-ci est d'autant plus élevée que l'épaisseur du substrat est faible. Avec cette diminution de l'épaisseur du substrat, on observe également une augmentation du facteur de qualité ce qui est cohérent avec les variations respectives de la capacité et de l'inductance. L'impédance à la résonance augmente elle avec l'épaisseur du substrat.

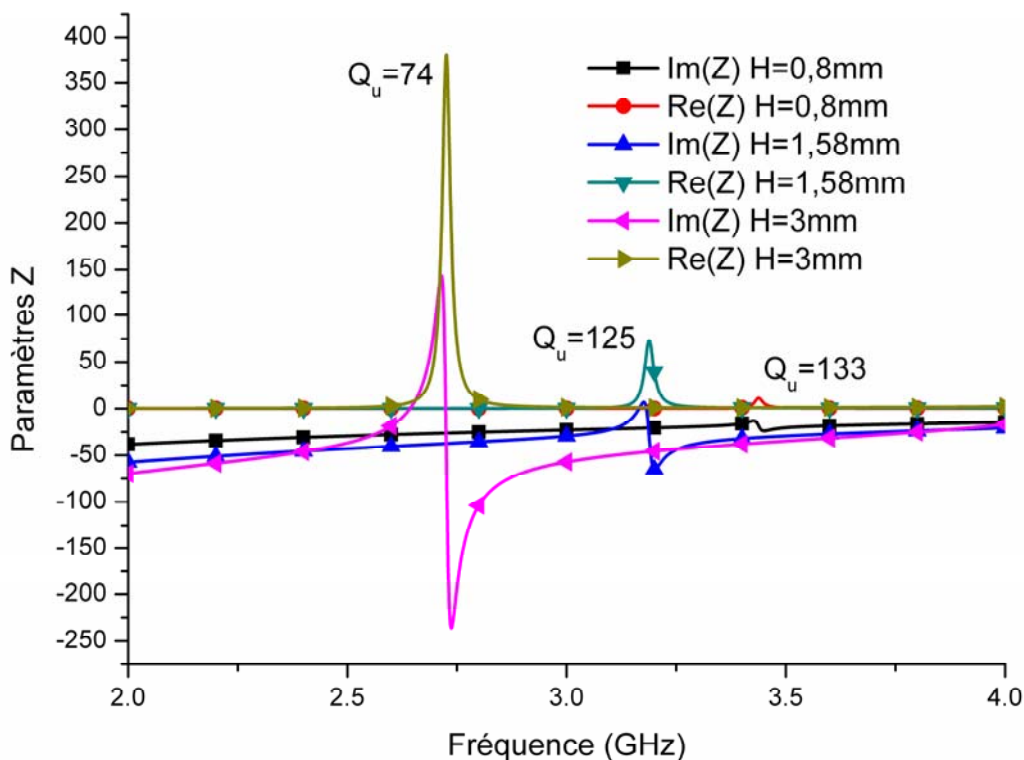


Figure 3.7 a : Influence de la hauteur du substrat  $H$  sur la réponse en fréquence et les caractéristiques électriques du résonateur (Via au centre du plateau, taille du plateau :  $W=30\text{mm}$ ,  $L=6\text{mm}$ ,  $D=0,4\text{mm}$ , substrat : air)

### **B : Influence de la permittivité relative du substrat**

L'augmentation de la permittivité relative du substrat joue a priori sur la valeur de la capacité mais ne doit pas avoir d'influence sur la valeur de l'inductance. Cette influence sur la capacité se traduit bien par une diminution de la fréquence de résonance. L'augmentation de l'impédance à la résonance conjuguée à l'augmentation de la capacité explique l'augmentation du facteur de qualité.

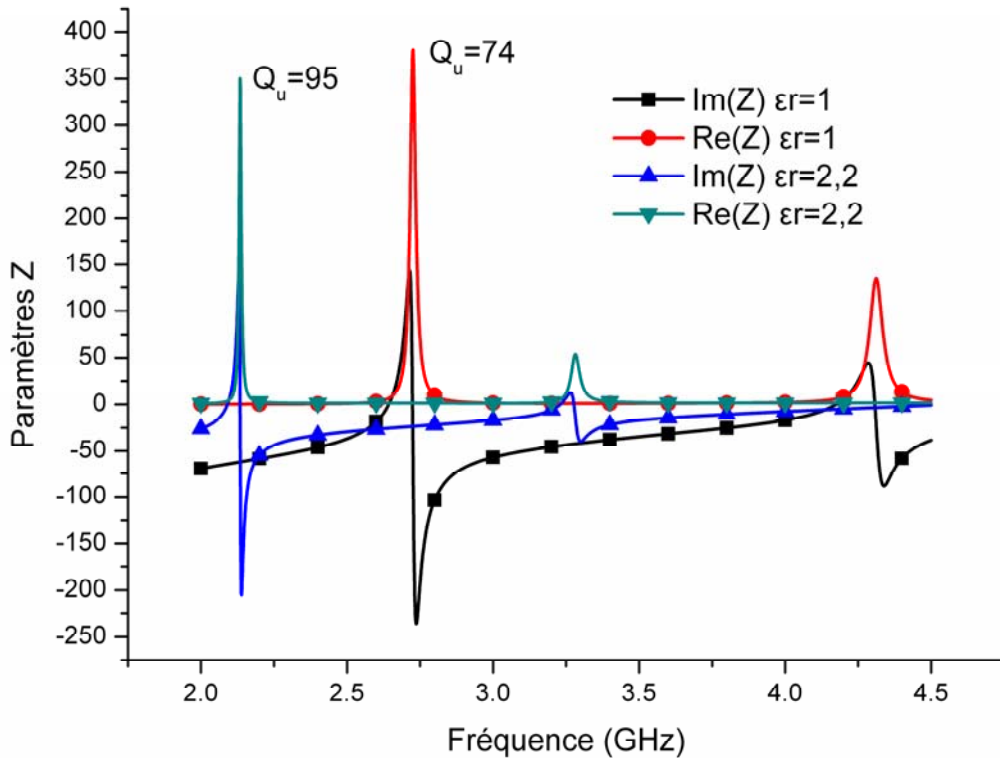


Figure 3.7 b : Influence de la permittivité relative du substrat  $\epsilon_r$ , sur la réponse en fréquence et les caractéristiques électriques du résonateur  
(Via au centre du plateau, taille du plateau :  $W=30\text{mm}$ ,  $L=6\text{mm}$ ,  $D=0,4\text{mm}$ ,  $H=3\text{mm}$ , substrat est sans pertes  $\tan\delta=0$ )

### **C : Influence de la forme du plateau à surface de plateau constante**

En faisant varier conjointement  $W$  et  $L$ , on travaille maintenant à surface constante du plateau. Ce type de variation ne devrait pas modifier la fréquence de résonance puisque, au premier ordre, la capacité et l'inductance restent a priori les mêmes. Ceci n'est bien sûr pas tout à fait exact car il est nécessaire de considérer, d'une part, les variations de la capacité dues à la variation des capacités de franges et l'influence du via sur la forme des champs. Par ailleurs, comme nous l'avons vu précédemment, l'inductance associée au via peut aussi évoluer un peu si la forme du plateau à partir duquel il est construit évolue. Comme indiqué figure 3.7c, on observe, en fait, une diminution de la fréquence de résonance avec l'augmentation de  $W$ . La partie réelle de l'impédance d'entrée et le coefficient de surtension augmentent eux avec  $W$ .

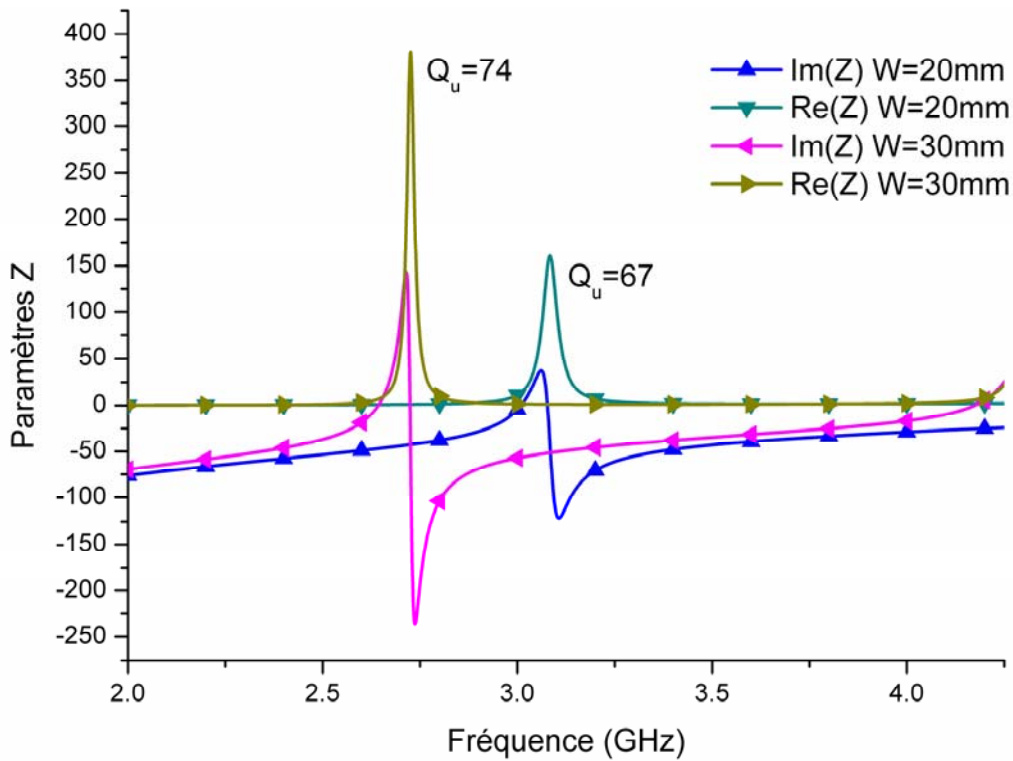


Figure 3.7 c : Influence de  $W$  sur les caractéristiques électriques de la structure (Via au centre du plateau, taille du plateau :  $D=0,4\text{mm}$ ,  $H=3\text{mm}$ , substrat : air)

### **D : Influence du diamètre du via $D$**

L'augmentation du diamètre  $D$  du via entraîne une augmentation de la fréquence de résonance liée à la diminution de l'inductance équivalente au via et sans doute également à la diminution de la capacité (perturbation des champs au niveau du via). La diminution de la partie réelle de l'impédance entraîne alors une diminution du facteur de qualité.

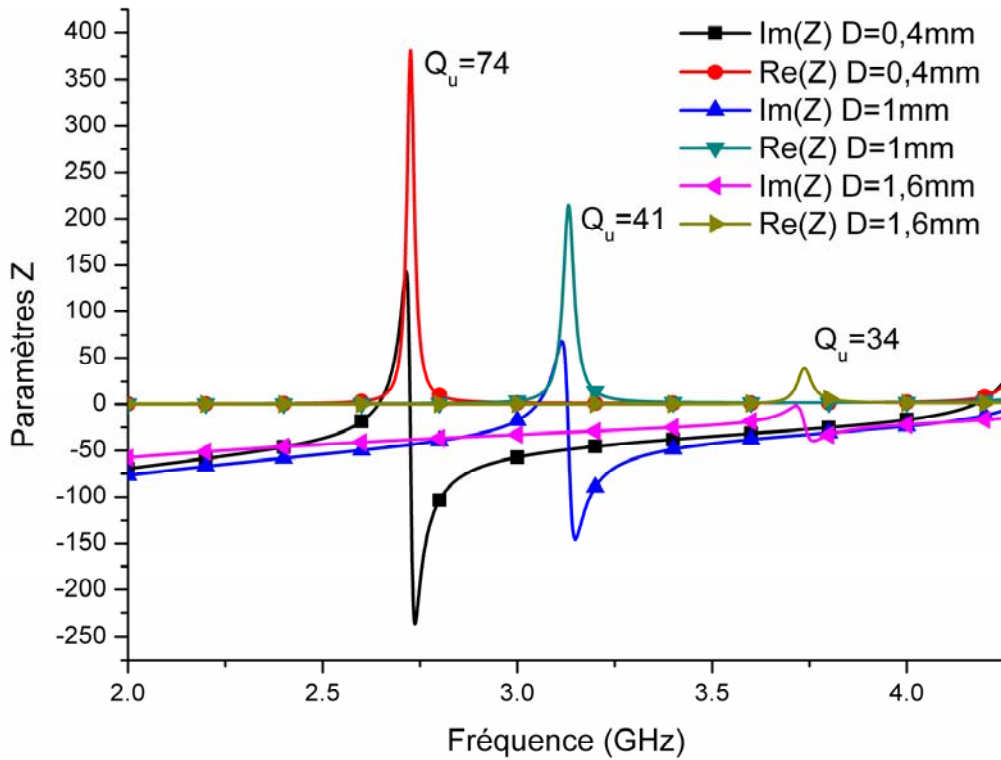
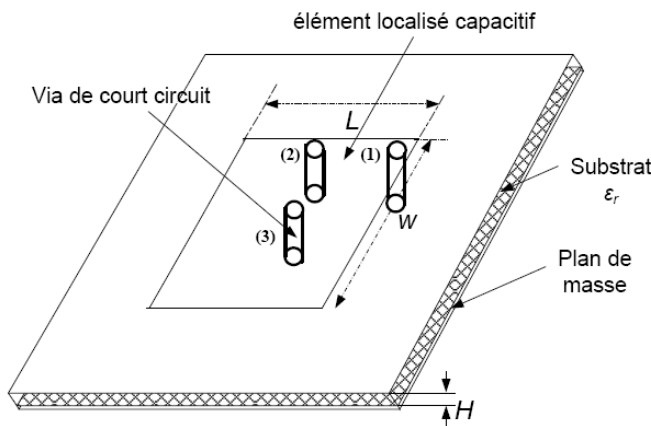


Figure 3.7 d : Influence du diamètre de via  $D$  sur la réponse en fréquence et les caractéristiques électriques du résonateur  
(Via au centre du plateau, taille du plateau :  $W=30\text{mm}$ ,  $L=6\text{mm}$ ,  $H=3\text{mm}$ , substrat : air)

**E : Influence de la position du via**

Le déplacement du via de court circuit vers le centre du plateau entraîne une augmentation de la fréquence de résonance due aux variations conjointes de la capacité équivalente et de l'inductance de via. Par ailleurs, on observe une diminution importante du facteur de qualité liée à l'augmentation du rayonnement. Les meilleures performances en rayonnement sont obtenues quand le via de court circuit est au centre du plateau, comme indiqué sur le tableau 3.1.



Position du via	En côté (1)	Au bord de la métallisation à $W/2$ (2)	Au centre du résonateur (3)
$f_0$	1,84GHz	2.56GHz	2.57GHz
Gain (Max)	0.07dB	1.96dB	2.33dB
$Q_u$	372	111	53

Tableau 3.1 : Influence de la position du via sur les caractéristiques électriques du résonateur  
(Taille du plateau :  $W=30\text{mm}$ ,  $L=6\text{mm}$ ,  $D=0,4\text{mm}$ , substrat : air,  $H=3\text{mm}$ )



Le nombre important de degrés de liberté permet de multiplier les configurations possibles. Le tableau 3.2 propose un récapitulatif de l'effet qualitatif des différents paramètres sur les caractéristiques électriques du résonateur.

Paramètres	Fréquence de résonance	Impédance d'entrée	Facteur de qualité
Hauteur ↑	↓	↑	↓
Permittivité du substrat ↑	↓	↑	↑
Surface du plateau ↑	↓	↑	↑
Largeur du plateau (surface du plateau constante) ↑	↓	↑	↓
Diamètre du via ↑	↑	↓	↓
Position du via (centre vers extrémité)	↓	↑	↑

↓ diminution, - stabilité, ↑ augmentation

Tableau 3.2 : Bilan de l'influence des différents paramètres sur la réponse en fréquence de la structure

Afin de valider ces résultats théoriques, nous avons réalisé des maquettes de résonateur permettant de vérifier expérimentalement les résultats obtenus par l'approche théorique et de pouvoir ainsi valider le schéma équivalent du résonateur tout en prenant en compte les limites associées à ce schéma. Dans le chapitre suivant nous présentons un résumé de l'étude expérimentale que nous avons menée sur le résonateur.

### 3.2.3 Étude expérimentale : Validation du schéma équivalent au résonateur

Les différentes maquettes réalisées l'ont été soit par photo-gravure pour les maquettes réalisées à partir de substrats pré-métallisés, soit par fraisage des éléments métalliques et montage sur des substrats mousse de très faible permittivité relative ( $\epsilon_r=1,06$ ). La figure 3.8 présente quelques exemples de maquettes réalisées.

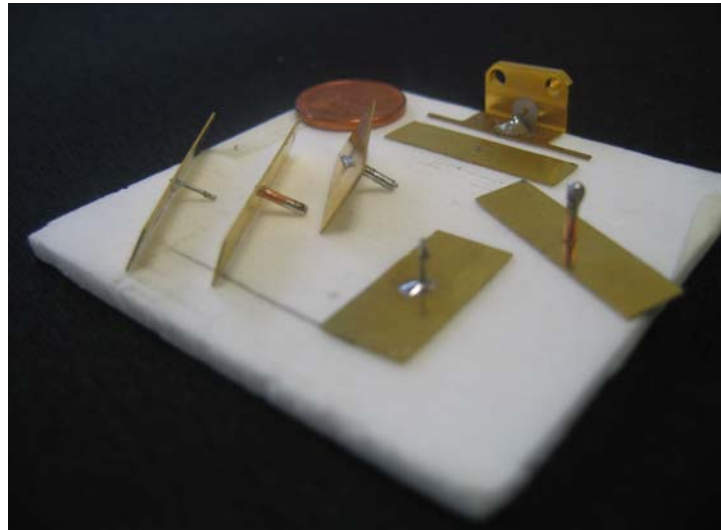


Figure 3.8 : Exemple de maquettes réalisées par fraisage et montage sur substrat mousse

Les mesures sont réalisées avec un analyseur de réseaux Agilent Technologies E83648B 10MHz-50MHz. Les différentes maquettes sont placées dans un environnement absorbant pour éviter, le plus possible, les perturbations de la mesure.

#### **A : Influence de la forme du plateau à surface constante**

Le tableau 3.3 ainsi que les figures 3.9 a, 3.9 b, 3.9 c présentent la comparaison théorie expérience permettant de rendre compte de l'influence de la forme du plateau, à surface constante, sur les caractéristiques du résonateur.

Taille du plateau		$W=30\text{mm}, L=6\text{mm}$	$W=25\text{mm}, L=7,2\text{mm}$	$W=20\text{mm}, L=9\text{mm}$
$f_0(\text{GHz})$	Mesure	2,72	2,90	3,12
	HFSS avec pertes	2,83	3,02	3,15
	HFSS sans pertes	2,84	3,03	3,17
$Re(Z_e)$	Mesure	230	169	117
	HFSS avec pertes	383	292	153
	HFSS sans pertes	412	309	158
$Q_u$	Mesure	67	50	47
	HFSS avec pertes	122	97	69
	HFSS sans pertes	158	119	71

Tableau 3.3 : Influence de largeur du plateau sur les caractéristiques électriques (Taille du plateau :  $S=W \times L=180\text{mm}^2$   $D=0,6\text{mm}$ , substrat : air,  $H=3\text{mm}$ , via est au centre du plateau HFSS avec pertes :  $\sigma=5,8 \times 10^7$  Siemens/s,  $\tan\delta=0,005$ )

On voit que dans les trois cas présentés, l'écart maximum entre la fréquence de résonance mesurée et la fréquence déterminée par simulation est inférieure à 5%. On peut donc estimer a priori que les valeurs de  $C$  et de  $L$ , issues de la simulation et dont dépend directement la fréquence, sont proches de la réalité.

Pour ce qui concerne la partie réelle de l'impédance d'entrée et le coefficient de surtension, si les mesures et la théorie correspondent bien du point de vue de l'ordre de grandeur, la mesure donne toujours des valeurs un peu plus faibles que la simulation. Cela provient sans doute d'une mauvaise estimation des pertes dans le matériau car le rapport de l'impédance d'entrée au coefficient de surtension est constant ( $(Re/Q_u)_{th} = (Re/Q_u)_{mes}$ ).

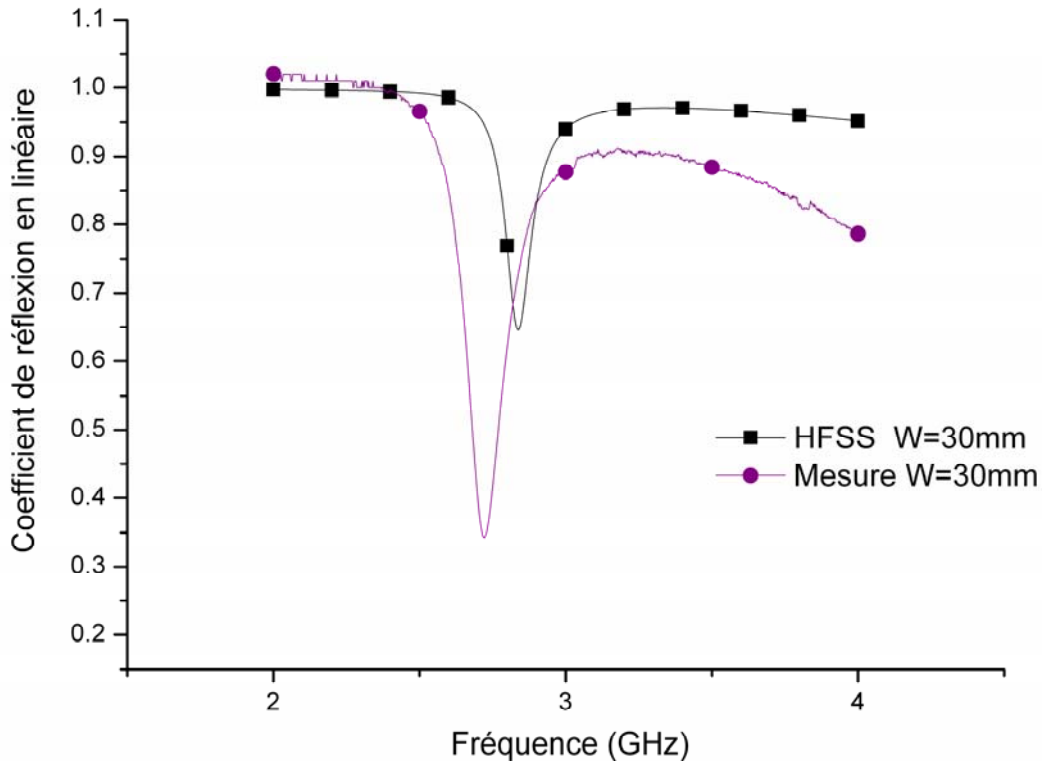


Figure 3.9 a : Comparaison théorie/expérience pour le résonateur  $W=30\text{mm}$ ,  $L=6\text{mm}$

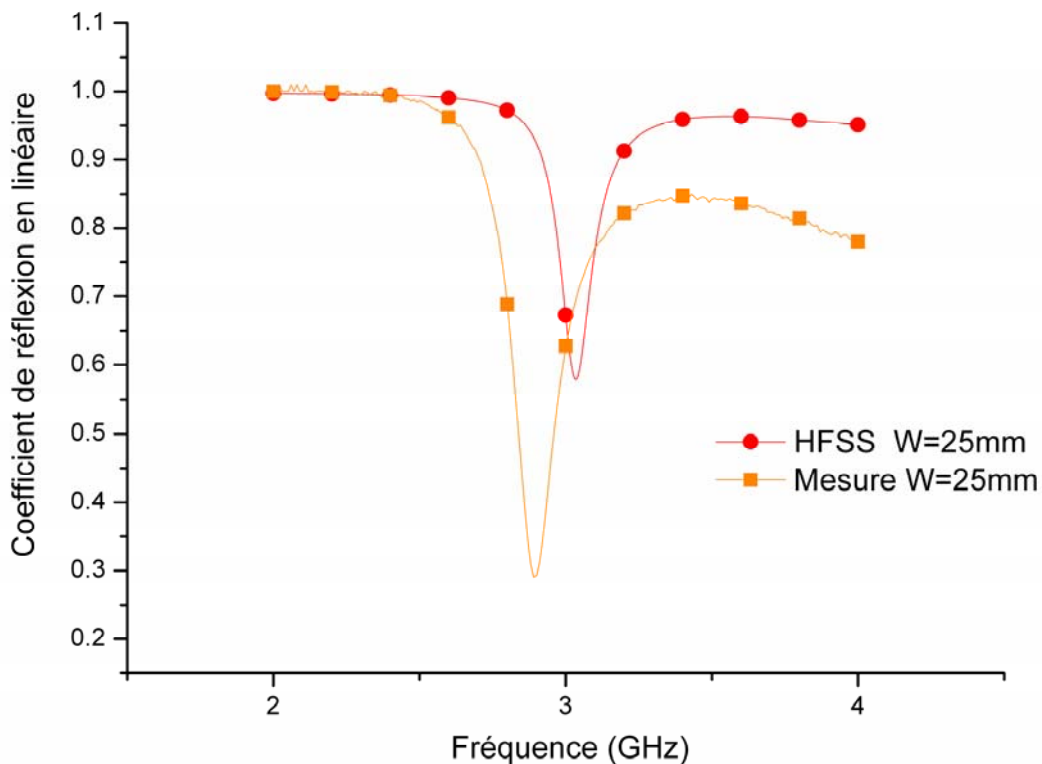


Figure 3.9 b : Comparaison théorie/expérience pour le résonateur  $W=25\text{mm}$ ,  $L=7,2\text{mm}$

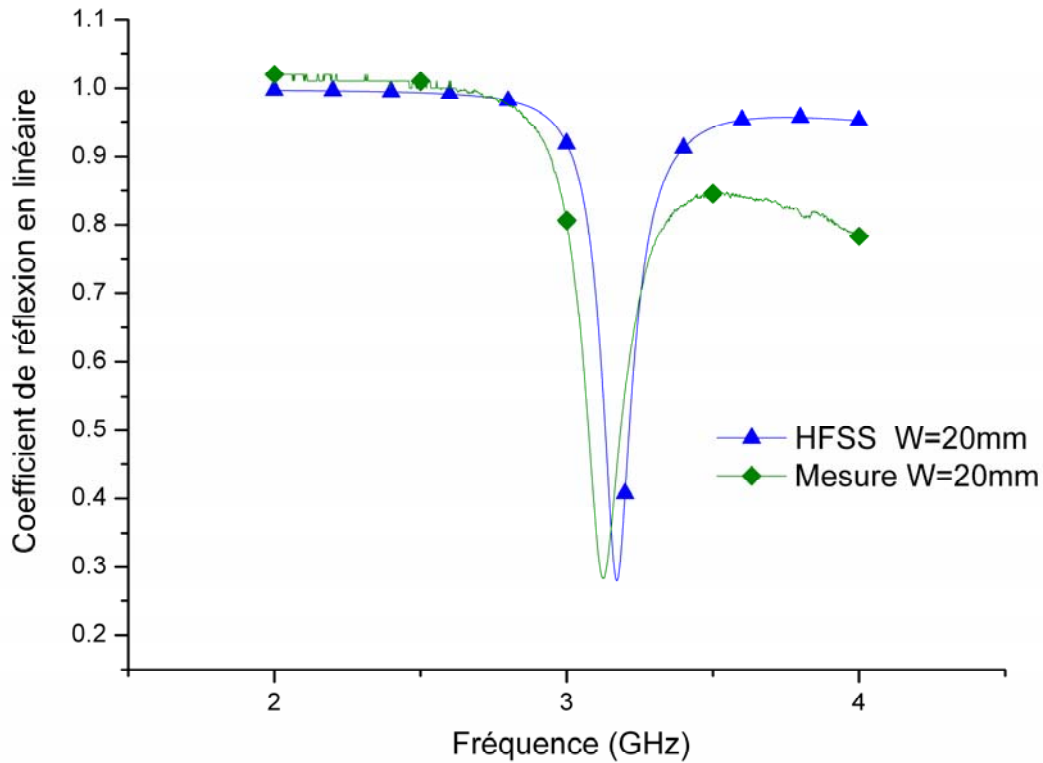


Figure 3.9 c : Comparaison théorie/expérience pour le résonateur  $W=20\text{mm}$ ,  $L=9\text{mm}$

### **B : Influence du diamètre du via D**

Compte tenu des moyens technologiques disponibles au Laboratoire, nous n'avons pu réaliser les mesures des caractéristiques des résonateurs que pour deux diamètres de via :

$$D = 1,25 \text{ mm}$$

$$D = 0,6\text{mm}$$

Le tableau 3.4 et les figures 3.10 a et 310 b résument les différents résultats obtenus.

Diamètre du via		$D=1,25\text{mm}$	$D=0,6\text{mm}$
$f_0$ (en GHz)	Mesure	3,21	2,90
	HFSS avec pertes	3,38	3,02
	HFSS sans pertes	3,4	3,03
$Re(Z_e)$ en ohms	Mesure	84	169
	HFSS avec pertes	158	292
	HFSS sans pertes	171	309
$Q_u$	Mesure	45	50
	HFSS avec pertes	65	97
	HFSS sans pertes	73	119

Tableau 3.4 : Influence du diamètre du via sur les caractéristiques électriques du résonateur (Taille du plateau :  $W=25\text{mm}$ ,  $L=7,2\text{mm}$ , substrat : air,  $H=3\text{mm}$ , via est au centre du plateau, HFSS avec pertes :  $\sigma=5,8 \times 10^7 \text{Siemens/s}$ ,  $\tan\delta=0,005$ )

Dans les deux cas étudiés, tout comme précédemment, on constate un écart faible (moins de 5%) entre la fréquence obtenue par simulation et la fréquence mesurée. Comme nous l'avons constaté d'un point de vue théorique, l'augmentation du diamètre du via permet de diminuer le coefficient de surtension du résonateur donc d'augmenter son rayonnement, les ordres de grandeur des résultats de mesure restant cohérents avec les résultats de simulation.

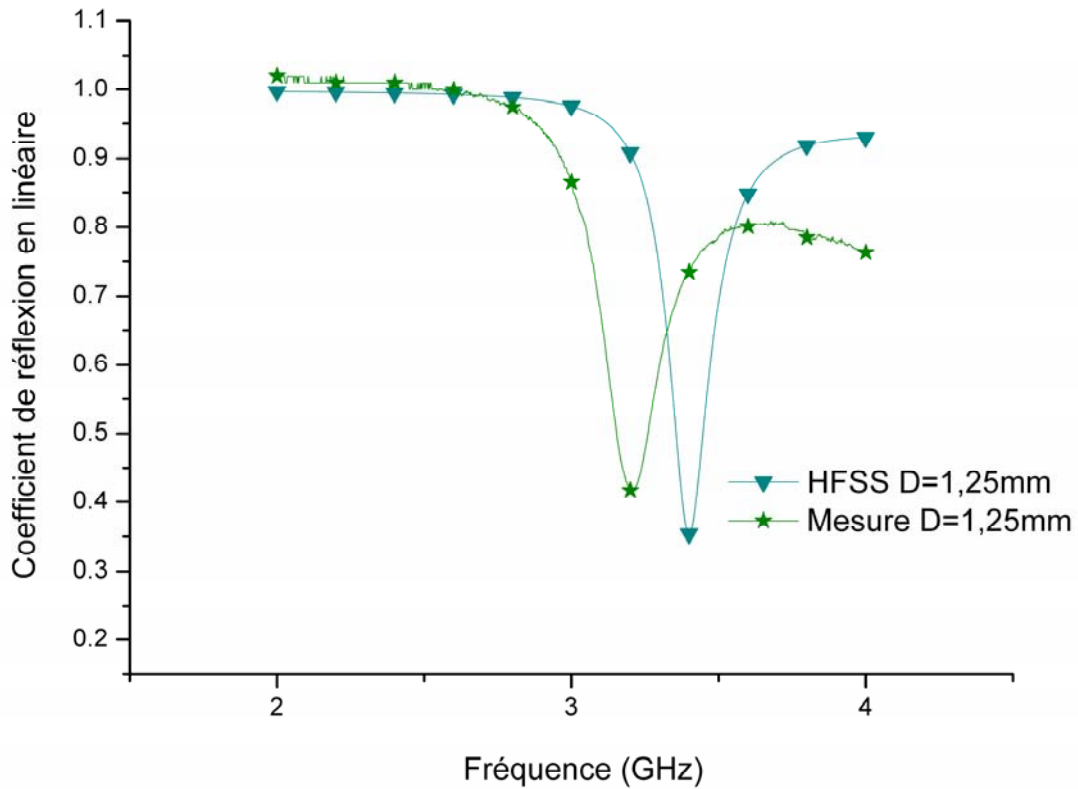


Figure 3.10 a : Étude de l'influence du diamètre de via : comparaison théorie/expérience pour le résonateur  $D=1,25\text{mm}$

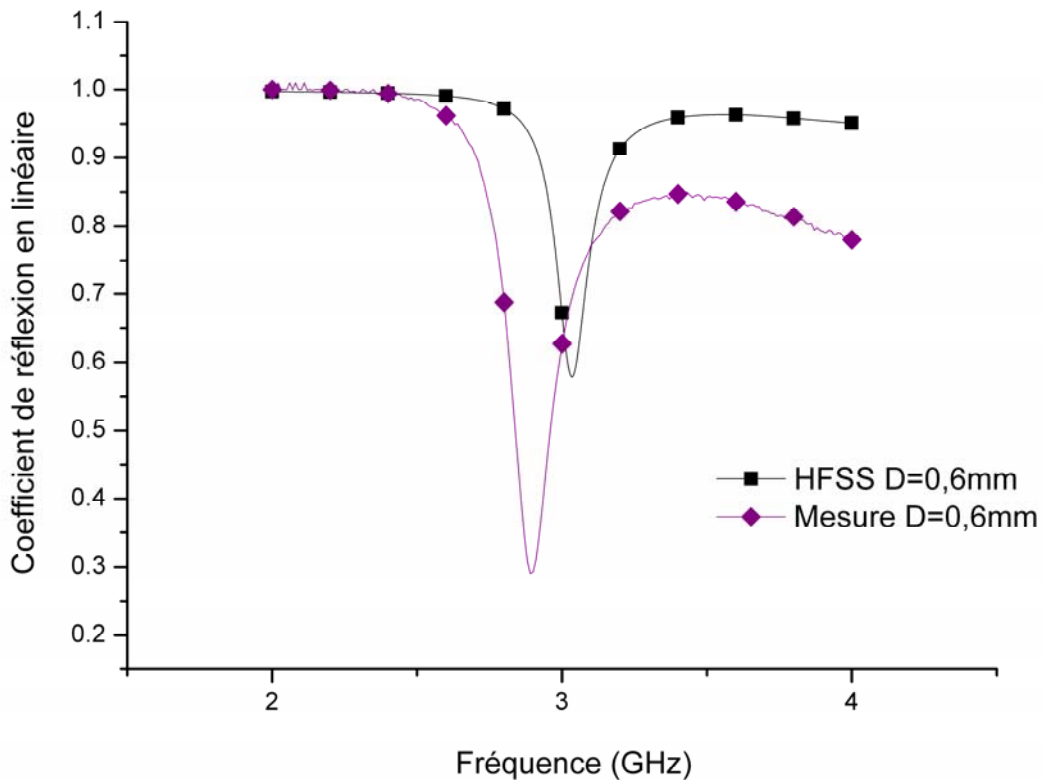


Figure 3.10 b : Étude de l'influence du diamètre de via : comparaison théorie/expérience pour le résonateur  $D=0,6\text{mm}$

### **C : Influence de la position du via**

La position du via par rapport au plateau capacitif est un paramètre important puisque c'est cette position qui permet de faire varier le rayonnement du résonateur et donc son coefficient de surtension. La figure 3.11 permet de définir les trois positions du via pour lesquelles nous avons pu tester expérimentalement la variation des caractéristiques du résonateur. Elles sont notées sur la figure (1), (2), (3) afin d'avoir un repère vis-à-vis des résultats présentés d'une part dans le tableau 3.5 et dans les figures 3.12 a, 3.12 b et 3.12 c

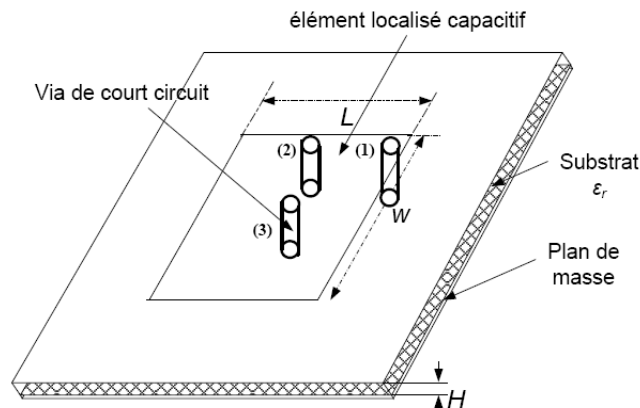


Figure 3.11 : Schéma présentant les différentes positions du via

		Position 1	Position 2	Position3
$f_0$ (GHz)	Mesure	2,04	2,19	2,90
	HFSS avec pertes	2,19	2.26	3,02
	HFSS sans pertes	2,21	2,28	3,04
$Re(Z_e)$ en ohms	Mesure	364	168	169
	HFSS avec pertes	646	360	292
	HFSS sans pertes	780	437	309
$Q_u$	Mesure	72	70	50
	HFSS avec pertes	137	143	97
	HFSS sans pertes	187	197	119

Tableau 3.5 : Influence de la position du via sur les caractéristiques électriques du résonateur (Taille du plateau :  $W=25\text{mm}$ ,  $L=7,2\text{mm}$ ,  $D=0,6\text{mm}$ , substrat : air,  $H=3\text{mm}$ , HFSS avec pertes :  $\sigma=5,8 \times 10^7$  Siemens/s,  $\tan\delta=0,005$ )

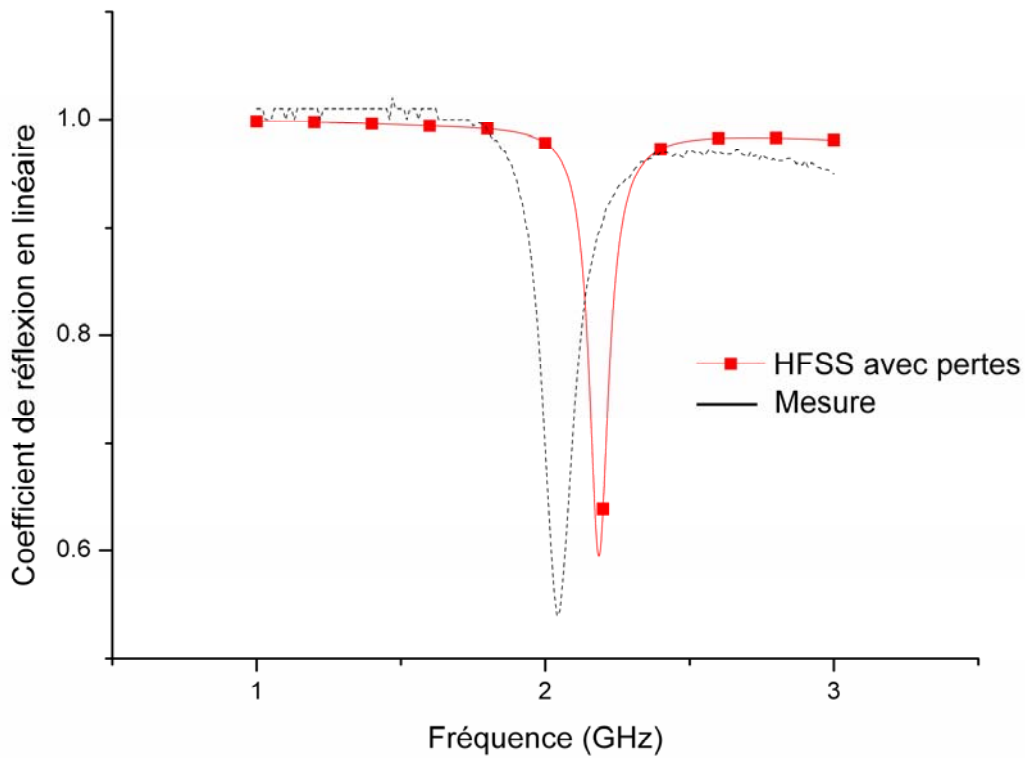


Figure 3.12 a : Réponse du résonateur en fonction de la position du via : comparaison théorie/expérience dans le cas où le via est en position 1

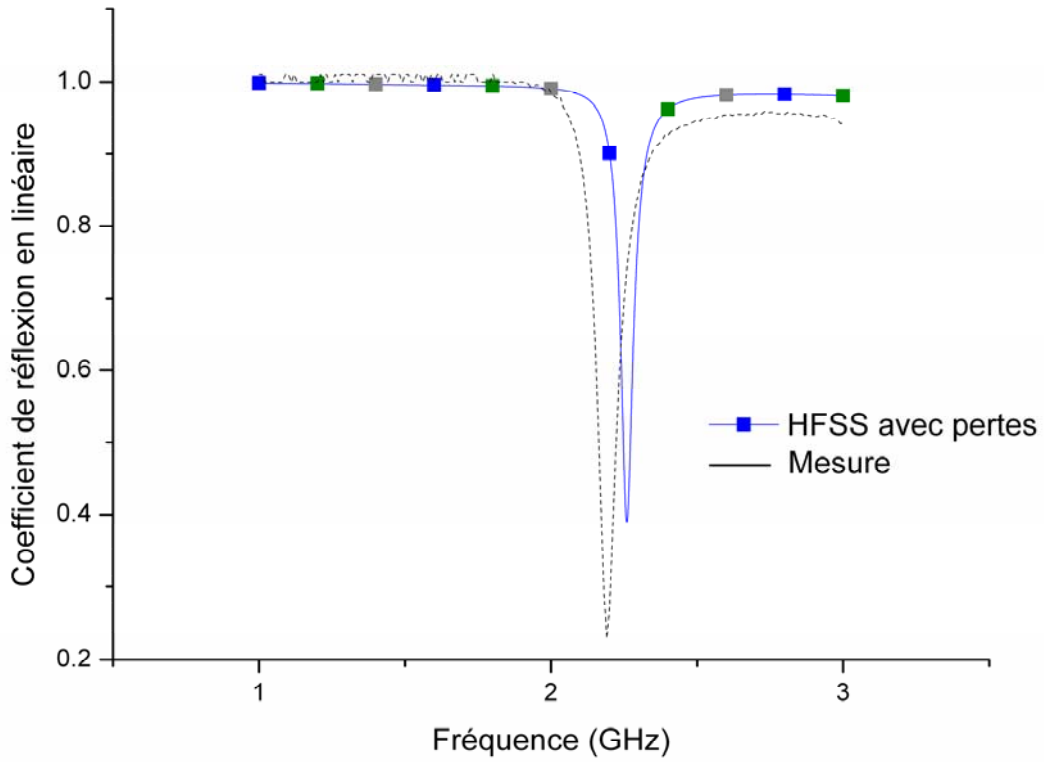


Figure 3.12 b : Réponse du résonateur en fonction de la position du via : comparaison théorie/expérience dans le cas où le via est en position 2

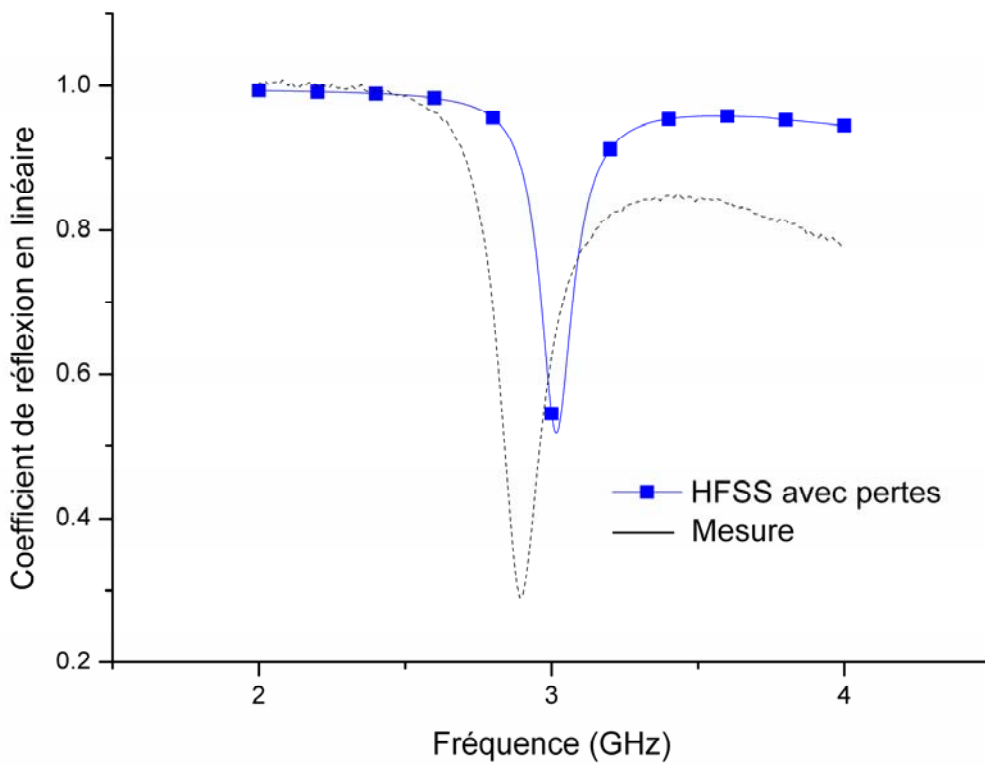


Figure 3.12 c : Réponse du résonateur en fonction de la position du via : comparaison théorie/expérience dans le cas où le via est en position 3



Le facteur de qualité est un paramètre important pour définir la bande passante relative du résonateur. Plus il est élevé, plus le résonateur est sélectif en fréquence et plus la bande passante du circuit associé est faible.

On voit notamment que la position du, ou des, via(s) permet soit de minimiser, soit de faciliter le rayonnement du résonateur. Par ailleurs, la position de ces vias joue également un rôle vis-à-vis de l'apparition de modes supérieurs de résonance et donc, pour le filtre, sur la présence de remontées parasites hors bande, aux fréquences élevées.

D'autre part, le substrat a également un effet important sur la fréquence de résonance, le facteur de qualité et les performances en rayonnement du résonateur. Il en résulte que, pour la conception de la fonction filtrage, un substrat peu épais mais à permittivité élevée doit être choisi pour réduire les pertes d'insertion dans la bande passante. Au contraire, pour optimiser le rayonnement, un substrat épais de faible permittivité et à faibles pertes sera privilégié pour obtenir de bonnes performances en rayonnement et une plus large bande passante.

Sur la base de ces résultats globaux, pour continuer dans la procédure de conception définie préalablement, il est nécessaire de proposer un modèle de rayonnement du résonateur et de valider à partir de l'ensemble de ces travaux, le schéma équivalent du résonateur. Cette partie de la modélisation fait l'objet du prochain paragraphe.

### 3.2.4 Modélisation du rayonnement d'un résonateur et validation de son schéma équivalent

Dans cette partie, nous présentons un modèle de rayonnement possible pour le résonateur que nous avons choisi et, à partir de ce modèle et de la réponse globale du résonateur, nous validons le schéma circuit proposé. Nous nous intéressons particulièrement au résonateur élémentaire mais aussi au cas de résonateurs couplés.

#### A : Modèle de rayonnement d'un résonateur seul

Dans cette étude, le résonateur élémentaire est composé par un plateau capacitif et un via de court circuit inductif placé sur un substrat et un plan de masse. Nous nous plaçons dans le cas simple d'un plateau rectangulaire de dimensions  $W \times L$ . Le via de court circuit est positionné au centre du plateau capacitif afin de pas annuler les composantes de champs sur les bords de l'élément capacitif et donc de favoriser le rayonnement. Si le via de court circuit permet de contrôler la fréquence de résonance de la structure, il impose aussi une déformation locale du champ, qui va dépendre de la dimension et de la position du via. En raison de la discontinuité liée au court circuit,

il y a une annulation des composantes de champs électriques verticales au voisinage du via, qui augmentent ensuite en s'approchant des bords. Les composantes horizontales du champ électrique sont maximum autour du via, leur amplitude diminue ensuite en se rapprochant des bords. Les lignes de champ électrique résultantes sont indiquées sur la figure 3.13 a. Sur la figure 3.13 b, ils sont représentés en vue de dessus.

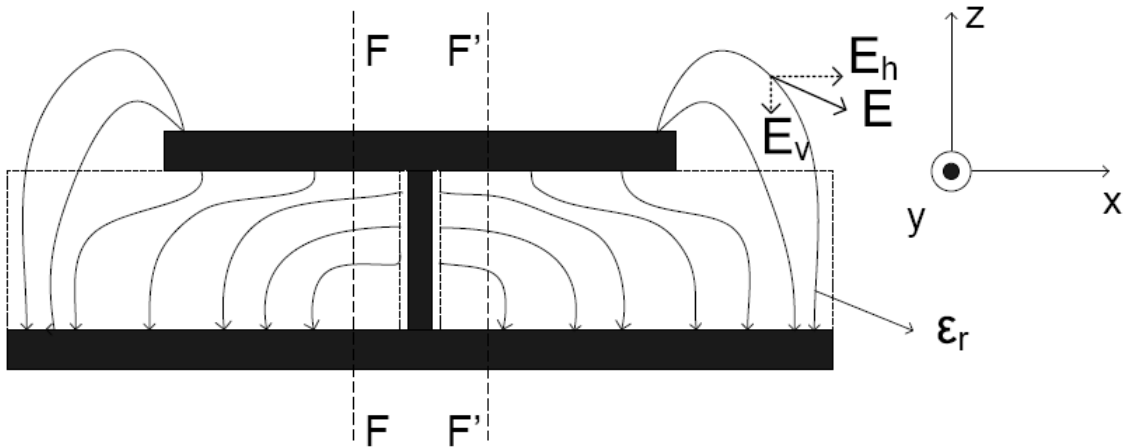


Figure 3.13 a: Lignes de champ électrique- vue de profil

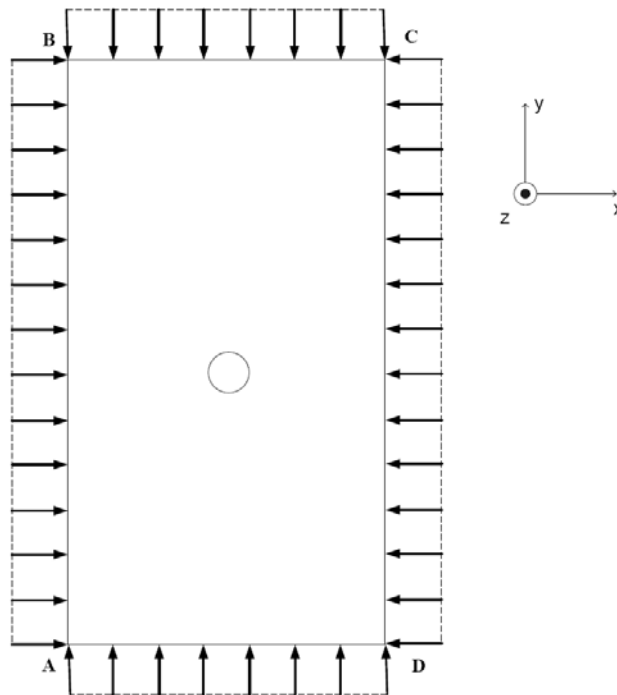


Figure 3.13 b : Lignes de champ électrique parallèles au plan de masse

Alors, par référence au modèle de rayonnement utilisé classiquement pour l'antenne patch [2.1], et si le diamètre du via est petit vis-à-vis des dimensions du plateau capacitif on peut proposer un modèle de rayonnement pour le résonateur que nous avons choisi. Comme indiqué sur la figure 3.14, il est constitué de quatre fentes éclairées par un champ uniforme

Les fentes équivalentes AB et DC, de longueur  $W$  ont une largeur  $\Delta L_1$  correspondant à la longueur équivalente de la ligne introduite par la discontinuité de circuit ouvert. Les deux fentes parallèles BC et CA, qui sont perpendiculaires aux fentes AB et DC, ont une longueur  $L$  et une largeur  $\Delta L_2$ .

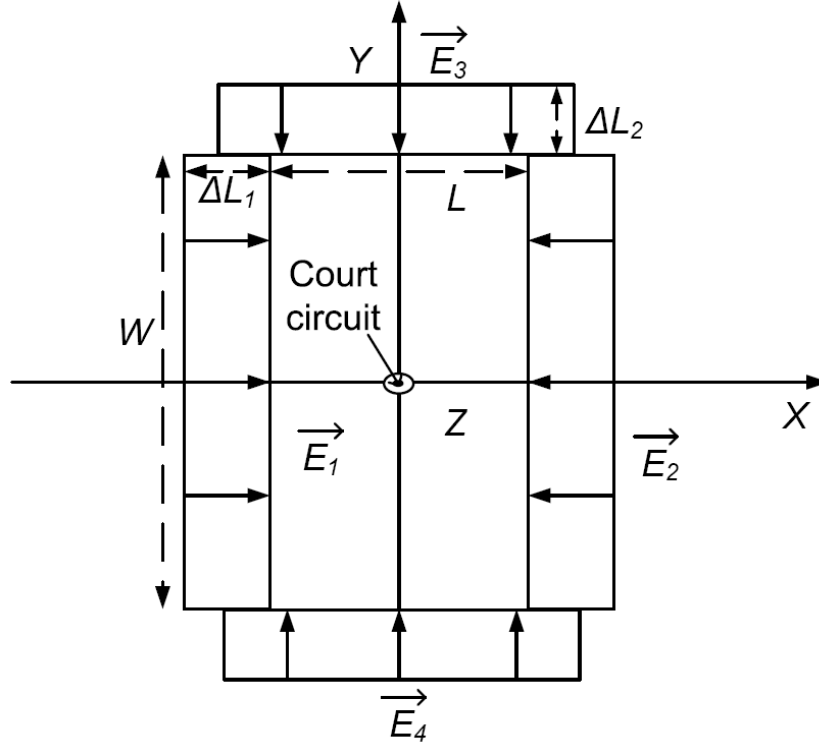


Figure 3.14 : Modèle de rayonnement du résonateur élémentaire

Le diagramme de rayonnement du résonateur peut alors être déterminé en considérant le réseau formé par ces quatre fentes. Le champ rayonné total s'exprime comme la somme des champs rayonnés par les 4 fentes :

$$\begin{aligned}
 E_{\varphi T} &= E_{1\varphi} + E_{2\varphi} + E_{3\varphi} + E_{4\varphi} \\
 &= E_{0W\varphi} e^{-ik\bar{\delta}\bar{u}} - E_{0W\varphi} e^{ik\bar{\delta}\bar{u}} + E_{0L\varphi} e^{-ik\bar{\delta}'\bar{u}} - E_{0L\varphi} e^{ik\bar{\delta}'\bar{u}} \\
 &= -2iE_{0W\varphi} \sin\left(\frac{\pi L}{\lambda_0} \cos\varphi \sin\theta\right) - 2iE_{0L\varphi} \sin\left(\frac{\pi W}{\lambda_0} \sin\varphi \sin\theta\right)
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Où

$$\begin{aligned}
 E_{0W\varphi} &= \frac{ie^{-ikr} \sin\varphi}{\pi r} V_0 \frac{\sin\left(\frac{\pi W}{\lambda_0} \sin\theta \sin\varphi\right)}{\sin\theta \sin\varphi}, \\
 E_{0L\varphi} &= \frac{-ie^{-ikr} \cos\varphi}{\pi r} V_0 \frac{\sin\left(\frac{\pi L}{\lambda_0} \sin\theta \cos\varphi\right)}{\sin\theta \cos\varphi}, \\
 \bar{\delta} &= \frac{L}{2} \bar{x}, \quad \bar{\delta}' = \frac{W}{2} \bar{y}, \quad k = \frac{2\pi}{\lambda_0}.
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Les paramètres dans (3.5) et (3.6) sont:

$V_0$  : la différence de potentiel dans la fente ;

$\lambda_0$  : la longueur d'onde dans l'air ;

$E_{0W\varphi}$  : le champ électrique dans l'une des deux fentes de dimensions  $W \times \Delta L_1$  ;

$E_{0L\varphi}$  : le champ électrique dans l'une des fentes de dimensions  $L \times \Delta L_2$  ;

$\delta, \delta'$  : représentent les différence de phase existant entre les champs rayonnés par deux fentes parallèles pour une direction donnée ;

$r, \theta$  (theta) et  $\varphi$  (phi) sont référencés comme indiqué sur la figure 3.15.

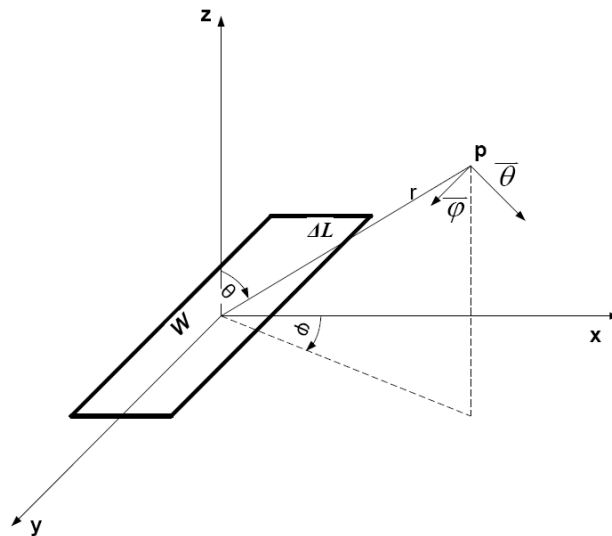


Figure 3.15 : Relation entre r,  $\theta$  et  $\varphi$

Du fait de l'opposition de phase entre les fentes, le diagramme de rayonnement de ce résonateur est proche de celui d'une antenne monopôle, comme indiqué sur la figure 3.16.

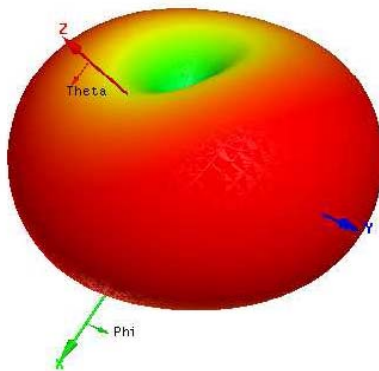


Diagramme de rayonnement 3D

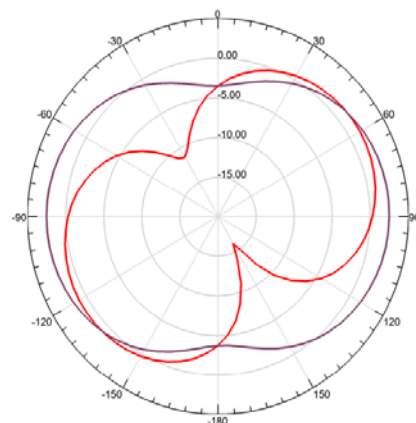


Diagramme de rayonnement planaire  
Phi=0° (rouge); Phi=90° (bronze)

Figure 3.16 : Diagramme de rayonnement du résonateur simulé sous HFSS

On peut alors proposer un schéma équivalent du résonateur présenté figure 3.17.  $V_0$  représente la différence de potentiel aux bornes de chaque fente,  $G_{rn}$  représente la conductance de rayonnement et  $C_{fn}$  représente la « capacité de franges » associée à la discontinuité de circuit ouvert [3.8-3.12].  $C_{01}$  représente le couplage d'entrée, si le résonateur est excité au travers d'un « gap », comme l'indique la figure 3.18.

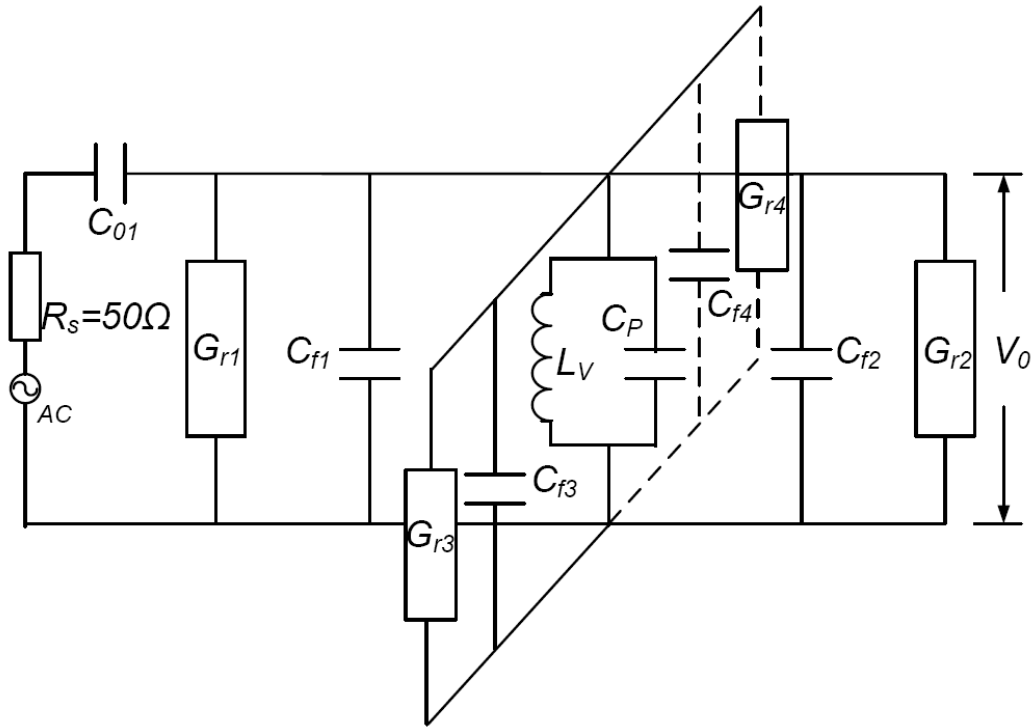


Figure 3.17 : Schéma équivalent du modèle

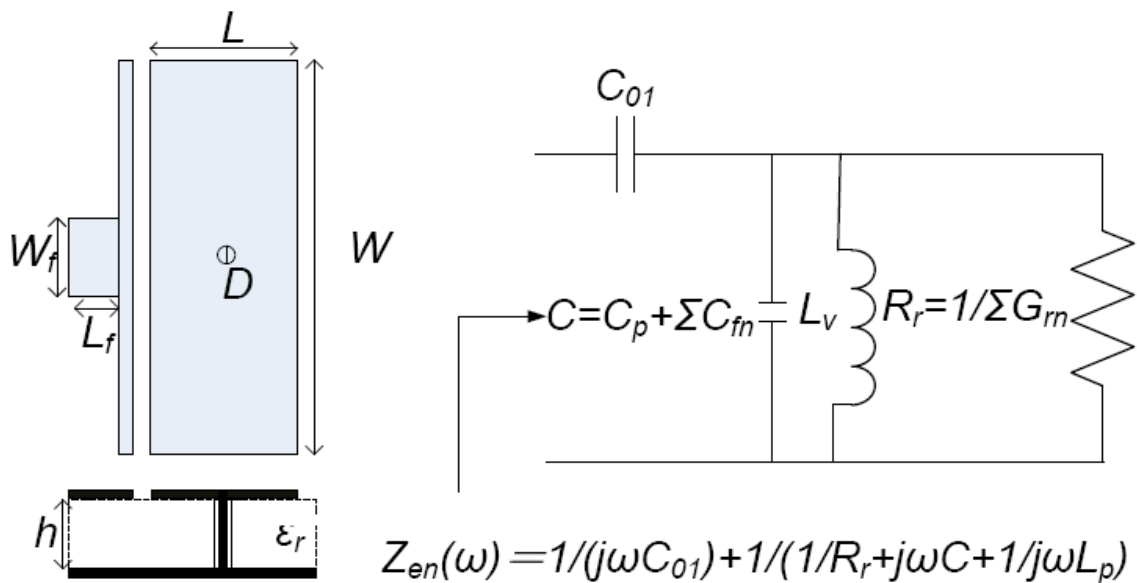


Figure 3.18 : Schéma équivalent au résonateur associé à son excitation dans le cas où les pertes dans le substrat et les pertes dans les conducteurs sont considérées comme nulles

Si le résonateur est isolé, les conductances équivalentes aux fentes sont identiques et  $G_{r1}=G_{r2}$ . Compte tenu de la fente d'excitation, la conductance de rayonnement de la fente AB sera plus faible que celle de la fente DC.  $C_{f1}$  étant très petite par rapport à  $C_p$ , cette capacité sera a priori négligée dans la suite de l'étude ( $C_{f1}=0$ ) [3.5]. On peut alors estimer la valeur de chacun des éléments du schéma équivalent de la figure 3.17 (3.7) :

$$\begin{aligned}
 2G_{r1} = G_{r2} &= \frac{4\pi}{3\sqrt{\epsilon_r}} \left( \frac{HW}{\lambda_0^2 Z_{cW}} \right) \quad [3.8] \\
 G_{r3} = G_{r4} &= \frac{4\pi}{3\sqrt{\epsilon_r}} \left( \frac{HL}{\lambda_0^2 Z_{cL}} \right) \\
 C_{f1} &= 0 \text{ (circuit ouvert)} \\
 C_{f2} &= 0,722H\sqrt{\epsilon_r} / (Z_{cW}f_0\lambda_0) \quad [3.13] \\
 C_{f3} = C_{f4} &= 0,722H\sqrt{\epsilon_r} / (Z_{cL}f_0\lambda_0)
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Où

$$Z_{cW} = \frac{120\pi H}{\sqrt{\epsilon_r} W} \text{ et } Z_{cL} = \frac{120\pi H}{\sqrt{\epsilon_r} L} \quad [3.13].$$

Dans le cas d'un substrat sans pertes, la partie réelle de l'impédance d'entrée est directement proportionnelle à la résistance de rayonnement. Dans notre cas, le couplage capacitif entre le générateur et le résonateur modifie cette impédance d'entrée. Le tableau 3.6 compare les valeurs trouvées pour les caractéristiques du résonateur ( $f_0$ ,  $Q_u$  et  $R_e(Z_{en})$ ) par une simulation du comportement de ce dernier sous Ansoft HFSS 3D par une simulation du circuit équivalent sous Agilent ADS. On peut observer que pour tous les cas traités les écarts entre caractéristiques simulées sous HFSS et caractéristiques simulées sous ADS à partir des éléments du schéma équivalent proposé sont faibles. L'écart maximum entre la fréquence de résonance simulée sous HFSS et la fréquence déterminée par la simulation ADS est inférieur à 5%. On constate un écart d'environ 10% entre le coefficient de surtension obtenu avec HFSS et le coefficient de surtension obtenu avec ADS.

		$f_0$ (GHz)	$R_e(Z_{en})$ ( $\Omega$ )	$Q_u$
Résonateur NO.1	HFSS sans pertes	3.03	309	119
	ADS	3.00	316	112
				(6% d'erreur)
Résonateur NO.2	HFSS sans pertes	2.84	412	158
	ADS	2.87	360	138
				(14% d'erreur)
Résonateur NO.3	HFSS sans pertes	2.74	601	107
	ADS	2.60	553	98
				(5% d'erreur) (14% d'erreur) (9% d'erreur)
Résonateur NO.4	HFSS sans pertes	3.40	171	73
	ADS	3.35	212	80
				(24% d'erreur) (8% d'erreur)
Résonateur NO.5	HFSS sans pertes	2.21	1347	505
	ADS	2.16	1280	485
				(5% d'erreur)

Dimensions des résonateurs :

Résonateur No.1 :  $W=25\text{mm}$ ,  $L=7,2\text{mm}$ ,  $D=0,6\text{mm}$ ,  $H=3\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=1$ , via au centre du plateau

Résonateur No.2 :  $W=30\text{mm}$ ,  $L=6\text{mm}$ ,  $D=0,6\text{mm}$ ,  $H=3\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=1$ , via au centre du plateau

Résonateur No.3 :  $W=25\text{mm}$ ,  $L=7,2\text{mm}$ ,  $D=0,6\text{mm}$ ,  $H=4\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=1$ , via au centre du plateau

Résonateur No.4 :  $W=25\text{mm}$ ,  $L=7,2\text{mm}$ ,  $D=1,25\text{mm}$ ,  $H=3\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=1$ , via au centre du plateau

Résonateur No.5 :  $W=25\text{mm}$ ,  $L=7,2\text{mm}$ ,  $D=0,6\text{mm}$ ,  $H=3\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2,2$ , via au centre du plateau

Tableau 3.6: Comparaison entre la simulation du circuit équivalent sous ADS et la simulation HFSS

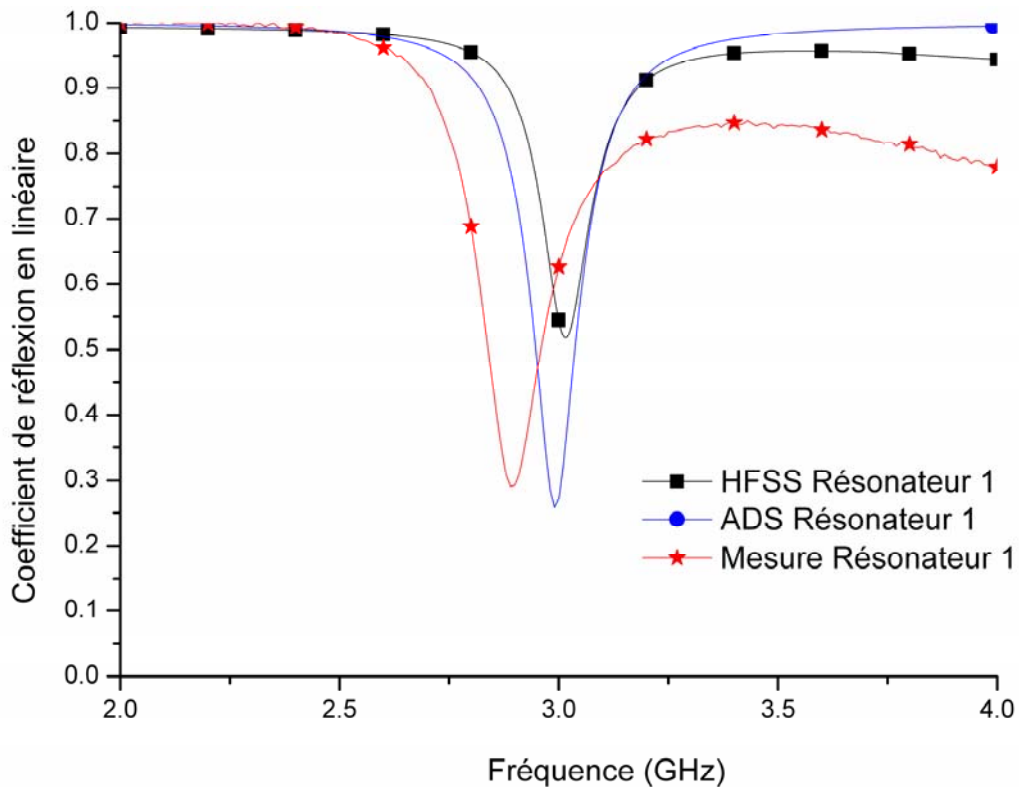


Figure 3.19 a : Comparaison des résultats de simulation sur HFSS de la réponse calculée à partir du schéma équivalent proposé (ADS) et des mesures pour le résonateur No.1

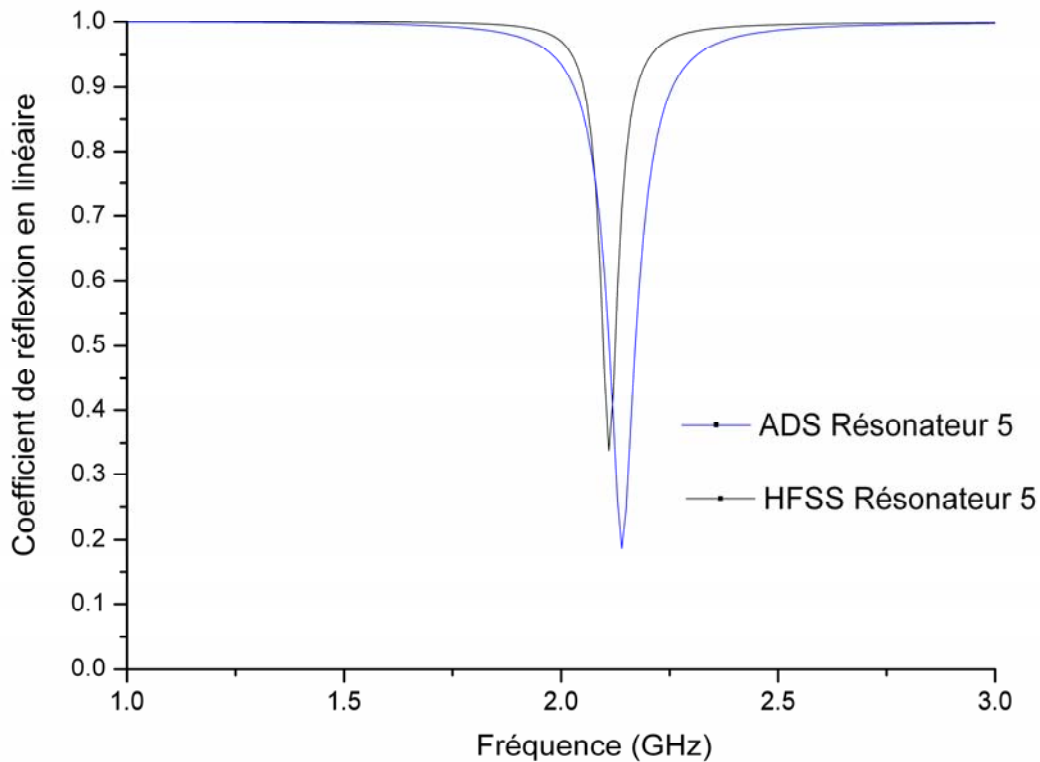


Figure 3.19 b : Comparaison des résultats de simulation sur HFSS de la réponse calculée à partir du schéma équivalent proposé (ADS) et des mesures pour le résonateur No.5

Comme nous l'avons vu précédemment, la position du via sur le plateau capacitif est importante puisqu'elle détermine le niveau de rayonnement du résonateur et donc son coefficient de surtension. Pour mieux visualiser le phénomène, Le tableau 3.8 présente, dans plusieurs cas typiques, les variations spatiales du champ électrique  $E_{\phi T}$  et de la densité de courant de surface  $J_s$ . Pour chacune de ces positions du via, nous présentons dans le même tableau, les modèles de rayonnement correspondants. La taille du plateau est  $20 \times 6 \text{ mm}^2$ . Il est réalisé sur un substrat Duroid 5880 d'épaisseur 3,175mm.

Comme nous l'avons vu précédemment, le diamètre et la position du via jouent un rôle important vis-à-vis de la perturbation des champs sous le plateau capacitif. En d'autres termes, cela signifie que les modes évanescents associés à cette discontinuité évoluent avec la position de ce via. De ce fait, la fréquence du résonateur évolue avec la position et le diamètre du via. De plus, comme le tableau 3.7 l'indique, la position du via peut modifier l'intensité des champs de frange et donc jouer de manière importante sur les champs rayonnés au niveau des fentes. L'amplitude maximum des champs est observée quand le via est au centre du plateau capacitif (cf. Section 3.2.2).



	Champ électrique E	Densité de courant surface $J_s$	Modèle équivalent
Centre			
Bord BC			
Bord CD			
Côté			

Tableau 3.7 : Comparaison pour un via en différentes positions

### 3.2.5 Résonateurs couplés

La réalisation d'une fonction de filtrage nécessite de pouvoir coupler plusieurs résonateurs. Aussi, dans cette section, nous étudions le rayonnement de résonateurs couplés comme présenté figure 3.20. Le modèle de rayonnement des résonateurs couplés est présenté celui de la figure 3.21.

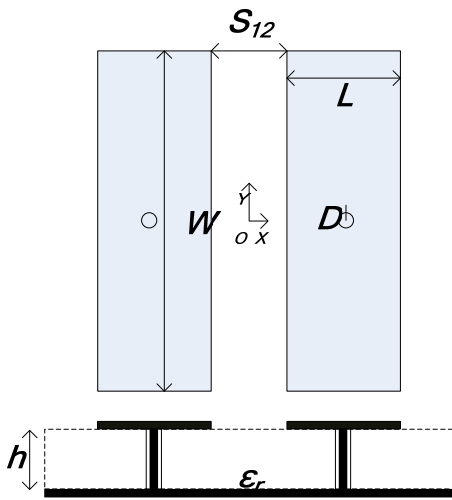


Figure 3.20 : Résonateurs couplés

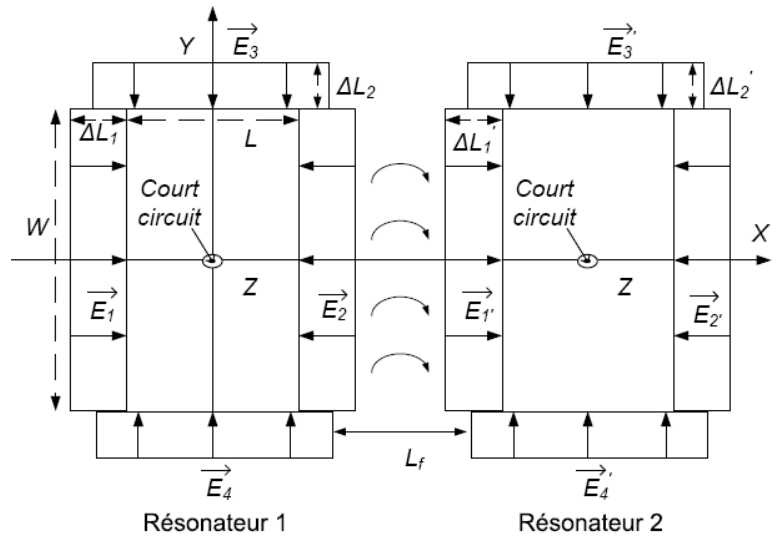


Figure 3.21 : Modèle de rayonnement des résonateurs couplés

Les paramètres de ce schéma équivalent sont définis ci-dessous :

- $E_1, E_2, E_3, E_4$  représentent les champs rayonnés du premier résonateur ;
- $E_1', E_2', E_3', E_4'$  représentent les champs rayonnés du deuxième résonateur ;
- $L_f$  représente la distance entre les deux résonateurs.

La fente à travers laquelle s'effectue le couplage peut être représentée par une capacité  $C_f$  (Figure 3.22).

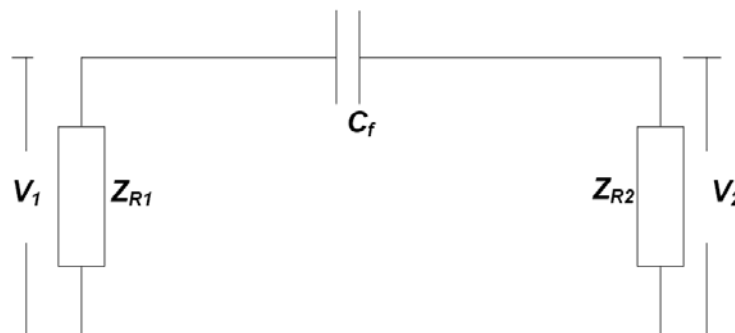


Figure 3.22 : Schéma équivalent de rayonnement de deux résonateurs couplés

Les paramètres de ce schéma équivalent sont définis ci-dessous :

- $Z_{Rn}$  représente l'impédance de rayonnement de chaque résonateur ;
- $V_n$  représente la tension sur chaque résonateur ;
- $C_f$  représente la capacité équivalente de la fente entre les deux résonateurs.

Si les deux résonateurs sont identiques,  $Z_{R1}=Z_{R2}= Z_R$ , la relation entre  $V_1$  et  $V_2$  s'exprime comme indiqué en (3.8).

$$\frac{V_1 - V_2}{\frac{1}{j\omega C_f}} = (V_1 - V_2)j\tau\omega C_f = I = \frac{V_2}{Z_R} \quad (3.8)$$

Ou sous une autre forme :

$$V_2 = \frac{1}{1 - \frac{1}{j\omega C_f Z_R}} V_1 \quad (3.9)$$

Où,  $V_1=E_{total1}\Delta L$ ,  $V_2=E_{total2}\Delta L$ , nous pouvons obtenir (3.10) :

$$E_{total2} = \frac{1}{1 - \frac{1}{j\omega C_f Z_R}} E_{total1} = k E_{total1} \angle \Delta_p \quad (3.10)$$

L'équation (3.10) montre qu'il existe des différences de phase ( $\Delta_p$ ) (moins de  $90^\circ$ ) et d'amplitude  $k$  ( $k < 1$ ) entre le champ électrique rayonné total de chaque résonateur,  $E_{total1}$  et  $E_{total2}$ . Cependant, le diagramme de rayonnement des résonateurs couplés a la même forme que celui d'un seul résonateur, comme indiqué par la figure 3.23.

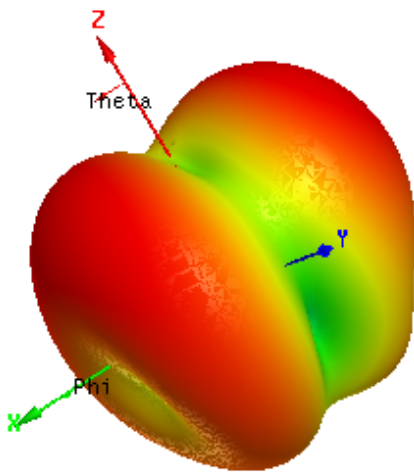


Diagramme de rayonnement 3D

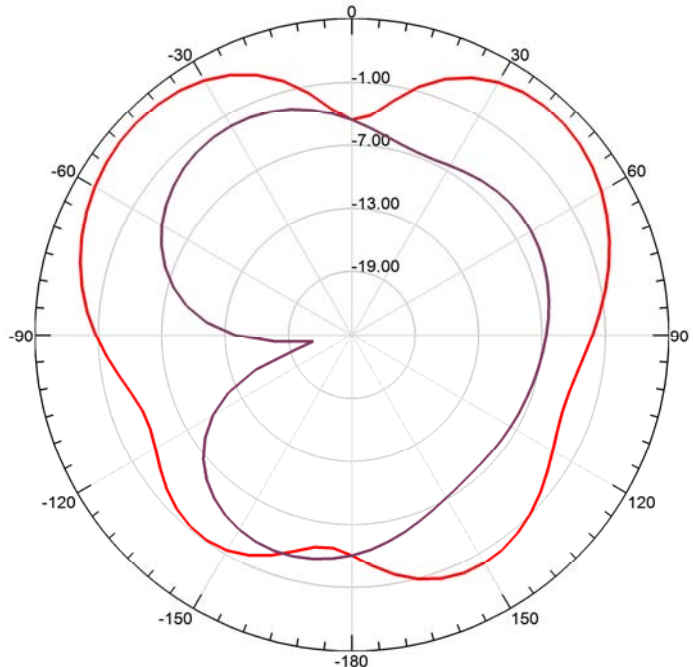


Diagramme de rayonnement planaire  
Phi=0° (rouge); Phi=90° (bronze)

Figure 3.23 : Diagramme de rayonnement des résonateurs couplés simulé sous HFSS

### 3.2.6 Bilan et conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté l'étude d'un résonateur élémentaire « quasi localisé ». Ce résonateur est composé d'un tronçon de ligne microruban et d'un via de court circuit. Le tronçon de ligne microruban peut être représenté par la capacité équivalente que constitue ce plateau métallique par rapport au plan de masse. Le via de court circuit peut être représenté par une inductance équivalente. Un schéma équivalent et les équations associées, représentant le comportement de la structure, ont également été présentés.

De plus, nous avons discuté de l'influence des divers paramètres physiques du résonateur. Le nombre important de paramètres dont dépendent les caractéristiques de ce résonateur permet de multiplier les configurations possibles. On peut soit minimiser les pertes par rayonnement pour une application au filtrage, soit favoriser ces pertes tout en essayant de les maîtriser au mieux pour aboutir à une structure rayonnante dont on peut alors spécifier la bande passante. L'étude théorique et expérimentale nous a permis de vérifier le comportement attendu et de quantifier la variation des principales caractéristiques de ces résonateurs en fonction de leurs paramètres géométriques. Un modèle de rayonnement basé sur les résultats de simulations électromagnétiques a été proposé. Nous avons pu ainsi vérifier que le choix du substrat diélectrique et la position du via de court circuit ont une influence notable sur le facteur de qualité, la forme et le niveau de rayonnement du résonateur.

Partant de ces résultats, nous avons développé un modèle circuit du résonateur et de résonateurs couplés afin de pouvoir nous appuyer sur ces modèles pour, dans un premier temps, synthétiser des filtres et, par la suite, tenter de développer une structure rayonnante à bande passante maîtrisée. C'est l'exposé de cette démarche que nous proposons dans le chapitre suivant.



---

---

## **Chapitre IV : Validation de la démarche de conception permettant d'aboutir à une antenne à bande passante maîtrisée**

---

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b> .....	114
<b>4.2</b>	<b>Conception de filtres miniatures</b> .....	114
4.2.1	Conception d'un filtre à faibles pertes par rayonnement .....	115
4.2.2	Conception d'un filtre à fortes pertes par rayonnement .....	122
4.2.3	Bilan .....	133
<b>4.3</b>	<b>Conception d'une antenne filtrante mono-bande</b> .....	133
4.3.1	Synthèse de conception d'une antenne filtrante .....	135
4.3.2	Réalisation d'une antenne filtrante utilisant des résonateurs quasi localisés à pertes par rayonnement .....	138
4.3.3	Bilan .....	145
<b>4.4</b>	<b>Premières perspectives à ces travaux</b> .....	145
4.4.1	Problématique de la descente en fréquence.....	146
4.4.2	Vers la conception d'antennes multistandards à bande passante maîtrisée.....	153
4.4.3	Bilan .....	159

## 4.1 Introduction

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté l'étude et la modélisation du résonateur planaire miniature que nous avons choisi ce, pour initier la démarche de conception que nous voulions mettre en œuvre. Les pertes par rayonnement de ce résonateur pouvant être contrôlées par la position du via sur le plateau capacitif, on peut, dès lors, espérer trouver un compromis entre efficacité de rayonnement et sélectivité et réaliser ainsi, une antenne à bande passante maîtrisée. Nous allons maintenant tenter de valider les étapes suivantes de la démarche à savoir :

- conception et caractérisation de filtres miniatures utilisant des résonateurs à pertes minimisées,
- conception et caractérisation de filtres utilisant des résonateurs à pertes, ces pertes étant essentiellement des pertes par rayonnement,
- conception et caractérisation d'une antenne à bande passante maîtrisée.

Nous terminons ce chapitre en montrant comment le concept que nous proposons peut être généralisé en considérant, par exemple, les possibilités apportées par l'utilisation de filières technologiques multi-couches ou par l'évolution de la géométrie du résonateur élémentaire.

## 4.2 Conception de filtres miniatures

Pour réaliser un filtre, il est nécessaire de maîtriser la fréquence de résonance et les coefficients de surtension des résonateurs constituant le filtre mais aussi de modéliser les couplages au générateur et à la charge d'une part, et entre résonateurs, d'autre part.

Le résonateur que nous avons défini dans la section précédente est un résonateur quasi localisé dont on peut modifier le coefficient de surtension. La valeur de ce coefficient de surtension est essentiellement liée aux pertes par rayonnement du résonateur. A l'ordre 0 de la modélisation, on pourrait penser qu'il est possible de modifier la forme de la métallisation à surface constante sans variation de la fréquence de résonance. Cependant, la forme de la métallisation et la position du via permettent de jouer sur l'existence de modes supérieurs évanescents donc sur l'énergie réactive stockée. Il paraît donc logique qu'à la fois la fréquence de résonance et le coefficient de surtension de rayonnement évoluent avec la forme de la métallisation et avec la position du via. Dans le cas d'une métallisation de forme rectangulaire, nous avons proposé et validé un schéma équivalent que



nous allons maintenant utiliser pour concevoir des filtres et des antennes à bande passante maîtrisée.

Pour illustrer la deuxième étape de notre démarche, nous allons montrer qu'il est possible d'obtenir des filtres passe-bande compacts en partant du résonateur « quasi localisé » étudié, résonateur dont on aura minimisé les pertes par rayonnement.

#### 4.2.1 Conception d'un filtre à faibles pertes par rayonnement

Dans cette partie, un filtre à faibles pertes par rayonnement est réalisé, avec une réduction de taille de 50% par rapport à un filtre quart de longueur d'onde. Ce filtre est mis en œuvre sur substrat d'épaisseur mince et de haute permittivité. De plus, le via est placé sur le côté du plateau capacitif pour réduire les pertes par rayonnement, comme démontré précédemment.

##### 4.2.1.1 Synthèse d'un filtre d'ordre 2 et validation du schéma équivalent proposé

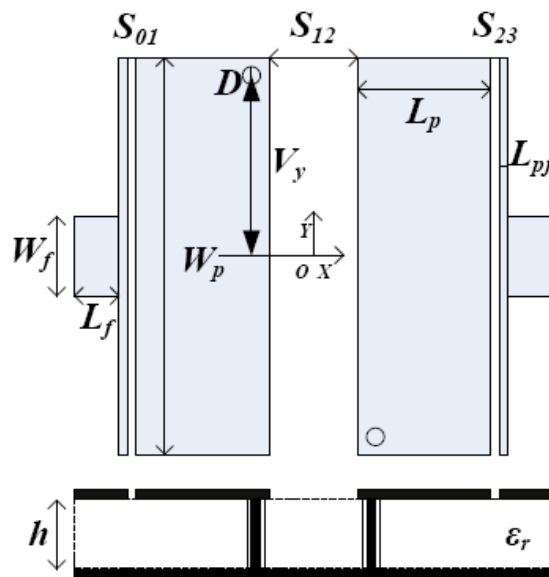


Figure 4.1 : Géométrie du filtre passe-bande à résonateurs « quasi localisés »  
vue de dessus (dessin supérieur) et vue de côté (dessin inférieur)

La figure 4.1 présente une structure de filtre passe-bande qui se compose de deux résonateurs couplés par fentes. Les fentes sont utilisées pour contrôler, d'une part, le couplage entre les deux résonateurs et, d'autre part les couplages d'entrée et de sortie. Comme mentionné précédemment, la position des vias est très importante. Une étude paramétrique a été faite pour optimiser leur position. Quelques résultats sont présentés sur la figure 4.2. Les pertes de rayonnement sont réduites quand le via de court circuit est placé à l'angle du plateau capacitif. Ainsi, les pertes du filtre sont les plus faibles possible.

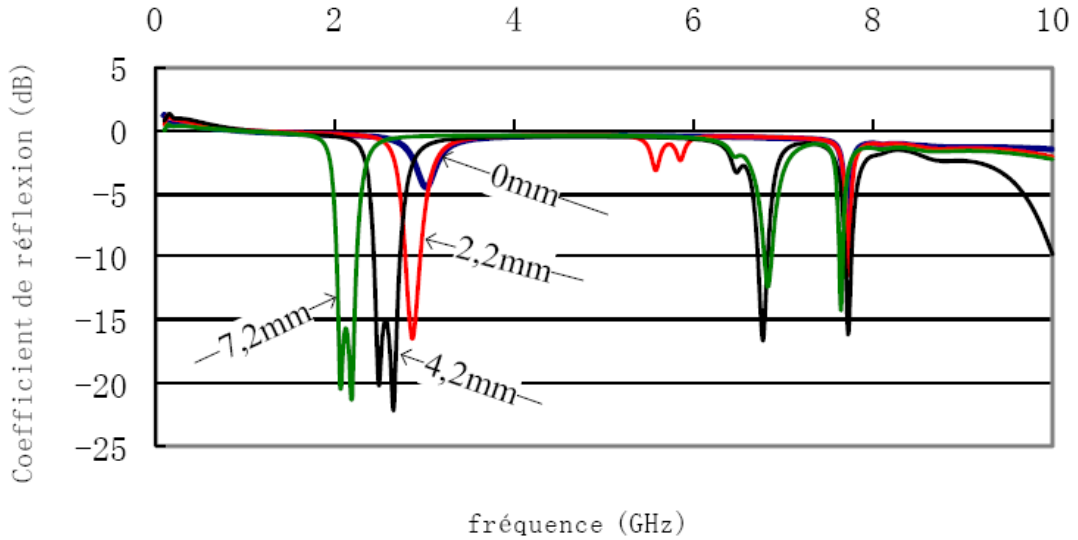


Figure 4.2 : Coefficient de réflexion de la structure proposée avec les vias dans des positions différentes,  $V_y=0\text{mm}$  (bleu), 2,2mm (rouge), 4,2mm (noir) et 7,2mm (vert),  $W_p=15\text{mm}$

Cette structure peut être modélisée à partir du schéma équivalent présenté figure 4.3, schéma basé sur les résultats présentés dans le chapitre précédent

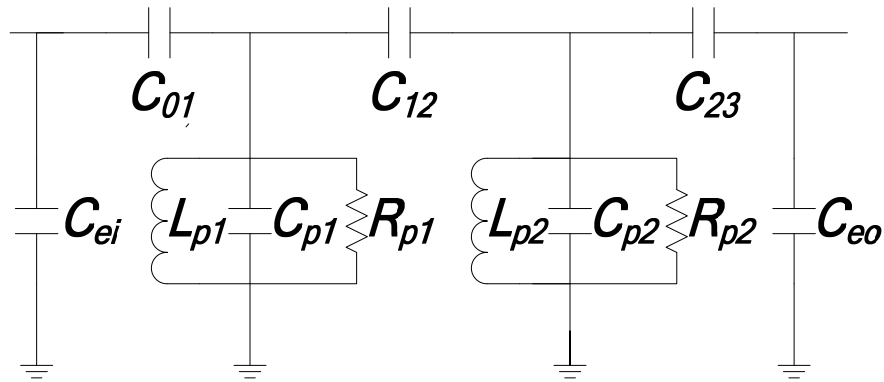


Figure 4.3 : Circuit équivalent de la structure proposée

Les composants utilisés dans le circuit équivalent sont définis comme suit:  $L_{pn}$ ,  $C_{pn}$ ,  $R_{pn}$  représentent chaque résonateur élémentaire  $n$ .  $C_{01}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{23}$  sont les capacités caractérisant le couplage entre deux résonateurs ou entre résonateurs et lignes d'alimentation entrée/sortie [3.1].  $C_{ei}$ ,  $C_{eo}$  sont les capacités liées à la discontinuité présentée par la rupture des lignes d'alimentation entrée/sortie (4.1).

$$C_{ei} = C_{eo} = 2 \times \frac{Y_c(L_{pf}, f)}{\omega} \times \tan\left[\frac{2\pi}{\lambda(L_{pf}, f)} \times \left(\frac{W_p}{2} + \Delta l\right)\right] \quad (4.1)$$

où  $Y_c$  est l'admittance caractéristique de la ligne d'alimentation entrée/sortie,  $W_p$  est la largeur de la ligne d'alimentation entrée/sortie et également la largeur du plateau capacitif.  $\Delta l$  est la

longueur associée à chaque circuit ouvert.  $L_{pf}$  est la longueur de la ligne d'alimentation (cf. Figure 4.1).

Les fentes de couplage sont modélisées par des circuits en  $\pi$  (Figure 4.4) dont les capacités séries  $C_{fs}$  et parallèles  $C_{fp}$  peuvent être déterminées simplement [3.5]. Dans la structure que nous proposons, la capacité parallèle est très petite par rapport à la capacité équivalente du patch  $C_{pn}$ , elle peut donc être négligée dans le circuit équivalent.

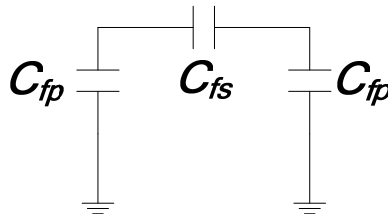


Figure 4.4 : Schéma équivalent de la fente [3.5]

Des résistances équivalentes ont été introduites pour modéliser les pertes dans la structure, notamment les pertes de rayonnement, les pertes dans le substrat et dans les conducteurs. Rappelons que pour minimiser les pertes par rayonnement de ce filtre, les « vias » constituant l'inductance du circuit bouchon équivalent sont placés sur l'un des coins du résonateur. Ceci impose de monter les résonateurs tête-bêche pour un contrôle plus précis du couplage inter résonateurs. Les pertes par rayonnement étant très faibles, les valeurs de résistances parallèles sont donc élevées.

Parallèlement à cette analyse circuit, une simulation électromagnétique a été faite afin de mieux comprendre les phénomènes physiques mis en jeu à chaque étape de conception. Le filtre a été conçu sur substrat FR4\_Epoxy ( $\epsilon_r = 4,4$ , épaisseur = 1,58mm, épaisseur de métallisation cuivre = 0,035mm), comme présenté sur la figure 4.5. La fréquence visée est 2,15GHz avec 10% de bande passante fractionnelle. La fréquence centrale mesurée est obtenue à 2,15GHz avec une bande passante d'environ 10%.

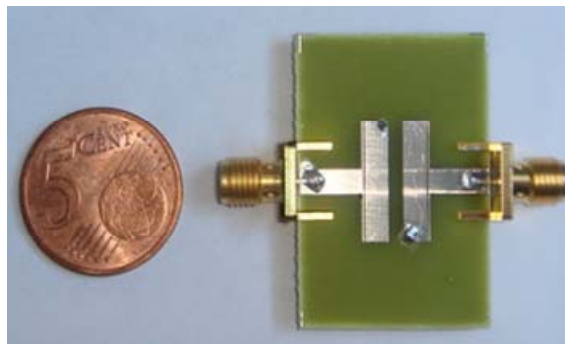


Figure 4.5 : Filtre réalisé sur FR4\_Epoxy

Le tableau 4.1 présente les valeurs des éléments localisés du schéma équivalent et les

paramètres de conception.

$C_{ei}/C_{eo}$	$C_{p1}/C_{p2}$	$L_{p1}$	$L_{p2}$
0,9pF	2,22pF	1,7nH	1,7nH
$C_{01}$	$C_{12}$	$C_{23}$	$R_{p1}/R_{p2}$
1,1pF	0,33pF	1,1pF	800 $\Omega$
$W_p$	$L_p$	$S_{01}$	$S_{12}$
15mm	3mm	0,2mm	2mm
$S_{23}$	$D$	$W_f$	$L_{pf}$
0,2mm	0,2mm	3mm	0,2mm

Tableau 4.1 : Valeurs des éléments et paramètres pour le filtre proposé

La taille du filtre ainsi réalisé est de l'ordre de  $\lambda_g/8$  à la fréquence centrale du filtre. Les dimensions du filtre sont  $\lambda_g/8 \times \lambda_g/5 \times \lambda_g/45$ , ce qui correspond à une réduction de taille d'environ 50% par rapport à un filtre réalisé à partir de résonateurs quart d'onde.

La figure 4.6 présente la variation des paramètres S avec la fréquence mesurés sur analyseur vectoriel et comparés aux paramètres S obtenus par simulation avec le logiciel Ansoft HFSS et par simulation du circuit équivalent avec le logiciel Agilent ADS. Les pertes d'insertion et le coefficient de réflexion à 2,1GHz sont respectivement de l'ordre de 2,2dB et -15dB. La largeur de bande à -3dB va de 2,064GHz à 2,254GHz.

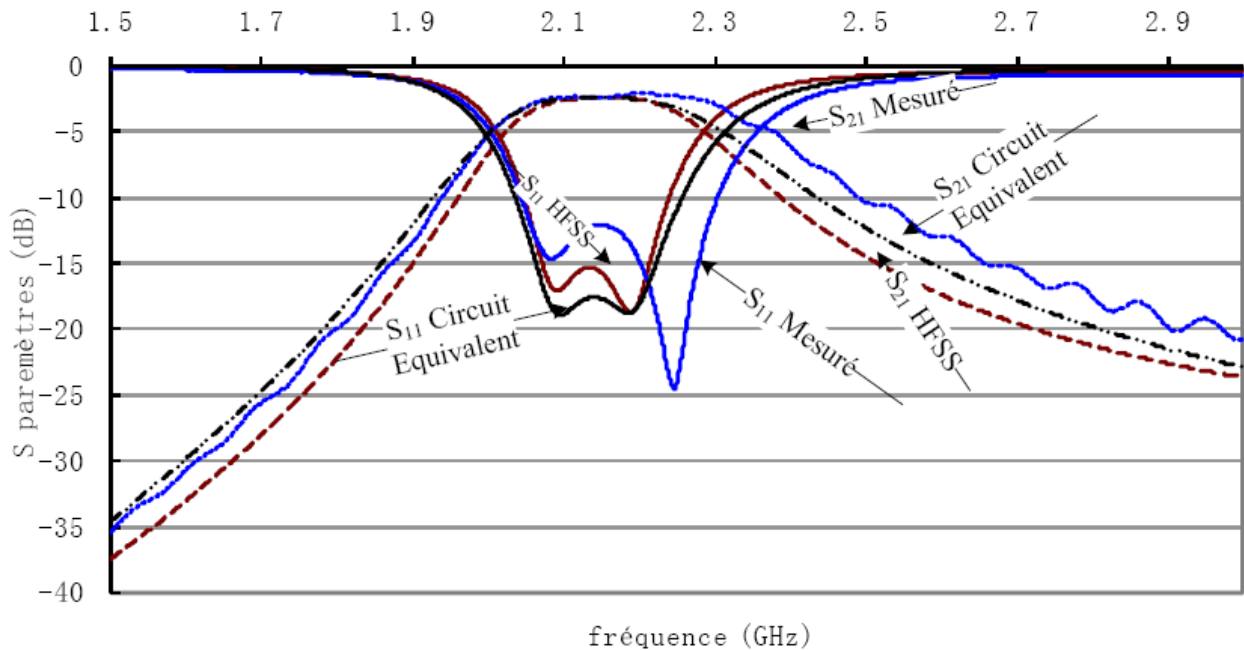


Figure 4.6 : Filtre compact 2 pôles : variation des paramètres S avec la fréquence, comparaison théorie/expérience (le substrat utilisé est considéré comme sans perte.)

A ce niveau du développement, on peut donc observer une très bonne corrélation entre mesures,

simulation électromagnétique et simulation ADS à partir des schémas équivalents proposés dans le chapitre précédent pour ce qui concerne la maîtrise de la fréquence, de la bande passante et de l'adaptation. Seules les pertes sont plus importantes que celles obtenues par simulation. Cela provient du substrat FR4 utilisé. En effet la figure 4.7 montre que les pertes d'insertion de la même structure simulée par Ansoft HFSS sont nulles si le substrat diélectrique utilisé est sans perte. On montre bien ainsi que le filtre proposé rayonne très peu d'énergie ce qui valide le fait que le facteur de qualité  $Q_u$  est maximum quand le via de court circuit est placé à l'angle du plateau capacitif.

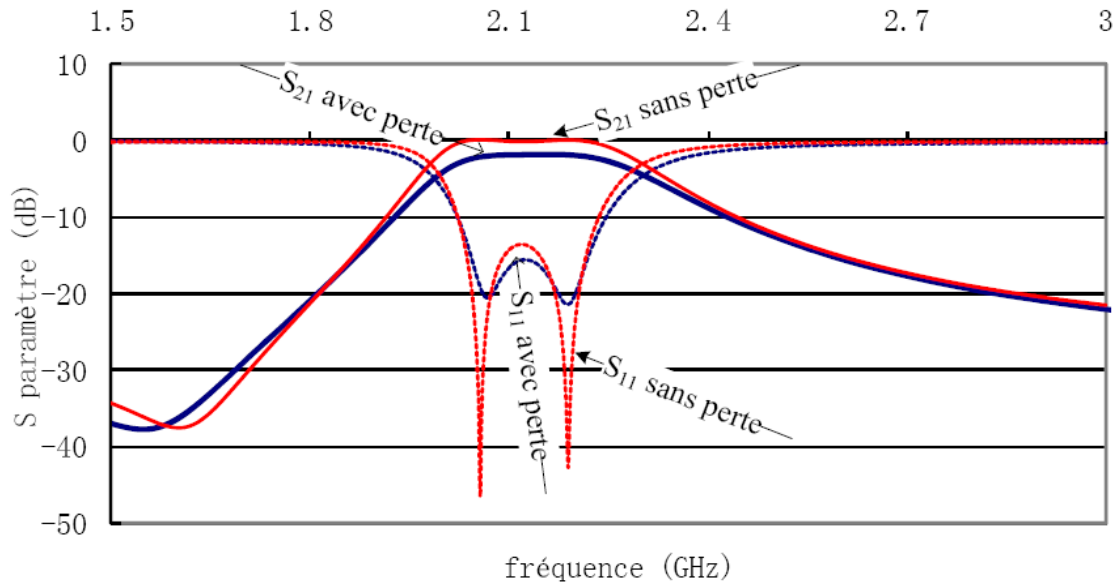


Figure 4.7 : Simulation du comportement du filtre avec pertes dues au substrat utilisé (courbe bleue) et sans pertes (courbe rouge) sur Ansoft HFSS

Nous avons donc montré qu'à partir du résonateur « quasi localisé » retenu pour cette étude il était possible de synthétiser un filtre d'ordre 2 dont les pertes par rayonnement sont très faibles par un choix judicieux de la position du via sur le plateau capacitif. Une réduction de 50% dans les dimensions peut être atteinte par rapport aux filtres microrubans classiques. De plus, les réponses harmoniques des résonateurs sont rejetées en bande X, comme indiqué sur la figure 4.2, trois fois plus haut que la fréquence centrale de la bande passante. Dans le paragraphe suivant nous nous proposons de vérifier que la méthode de synthèse développée est généralisable ce qui permettra également de valider complètement le schéma équivalent associé aux différents résonateurs, aux couplages entre résonateurs et aux couplages entrée-sortie, il reste à synthétiser un filtre d'ordre supérieur. C'est donc la synthèse d'un filtre d'ordre 3 qui est présentée dans la section suivante.

#### 4.2.1.2 Synthèse et conception d'un filtre d'ordre 3

La figure 4.8 présente une structure de filtre passe-bande d'ordre 3 qui se compose de trois résonateurs (plateaux capacitifs associés à des vias connectés au plan de masse), couplés par fentes.

Comme indiqué dans la section précédente, les vias de court circuit de chaque résonateur sont placés à l'angle du plateau capacitif pour diminuer les pertes de rayonnement et la fréquence de résonance. Pour optimiser les performances de la structure, les longueurs des plateaux capacitifs de chaque résonateur sont différentes, la longueur du plateau central est plus grande que la longueur des deux autres.

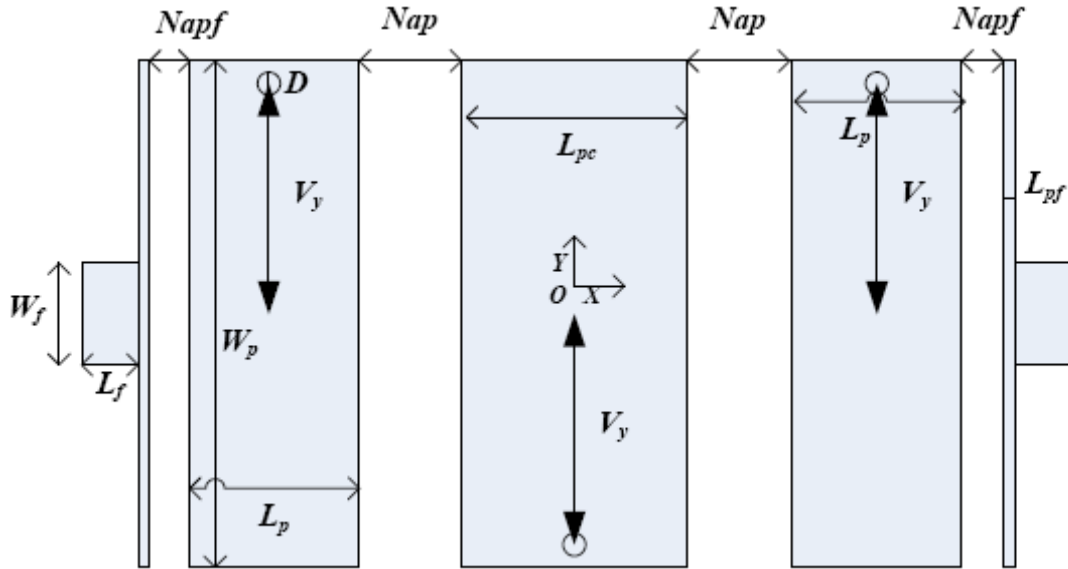


Figure 4.8 : Géométrie du filtre microruban d'ordre 3

Cette structure peut être modélisée comme indiqué sur la figure 4.9.

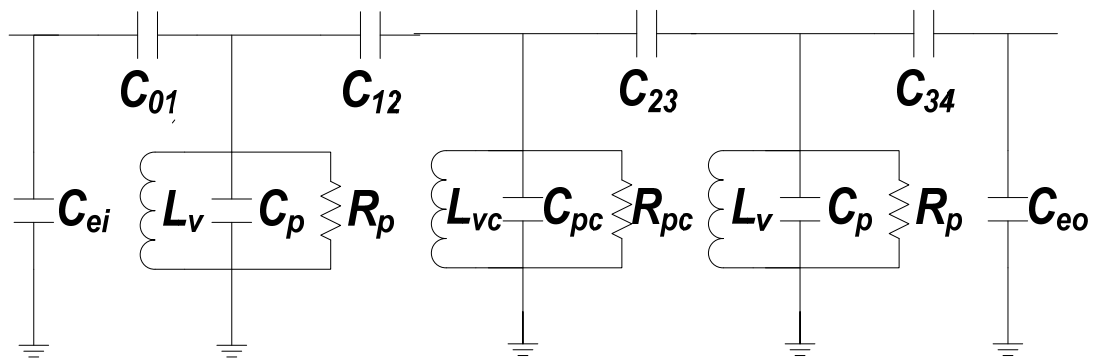


Figure 4.9 : Schéma équivalent du filtre d'ordre 3

Pour vérifier la méthode proposée précédemment, la fréquence de conception est fixée à 2,15GHz, et la bande passante à 10%, comme pour le filtre d'ordre 2. Le filtre a été conçu sur substrat FR4\_Epoxy, ses paramètres physiques de conception sont présentés dessous :

Largeur de la ligne entrée/sortie :  $W_f=3\text{mm}$  ;

Largeur du plateau capacitif du résonateur :  $W_p=15\text{mm}$  ;

- Longueur du plateau capacitif des 1<sup>er</sup> et 3<sup>ème</sup> résonateurs :  $L_p=3\text{mm}$  ;
- Longueur du plateau capacitif du résonateur central :  $L_{pc}=4\text{mm}$  ;
- Longueur de la ligne entrée/sortie :  $L_{pf}=0.2\text{mm}$  ;
- Largeur des fentes aux entrée/sortie :  $N_{apf}=0,1\text{mm}$  ;
- Largeur de la fente entre résonateurs :  $N_{ap}=1,7\text{mm}$  ;
- Distance entre le via et le centre du plateau :  $V_y=7,2\text{mm}$  ;
- Diamètre du via :  $D=0,2\text{mm}$ .

Le tableau 4.2 donne les valeurs des éléments localisés du schéma équivalent.

$C_{ei}/C_{eo}$	$C_p$	$L_{v1}/L_{vc}$	$C_p$
0,9pF	2,22pF	1,7nH	2,68pF
$C_{01}/C_{34}$	$C_{12}/C_{23}$	$C_{23}$	$R_p/R_{pc}$
1,6pF	0,4pF	1,4pF	800Ω

Tableau 4.2 : Valeurs des éléments pour le filtre d'ordre 3

La figure 4.10 présente les paramètres S mesurés sur analyseur vectoriel et comparés aux paramètres S obtenus par simulation avec le logiciel Ansoft HFSS et par simulation du circuit équivalent avec le logiciel Agilent ADS (Figure 4.9). Les pertes d'insertion et le coefficient de réflexion à 2,1GHz sont de 2,2dB et -20dB respectivement. La largeur de bande à -3dB va de 2,05GHz à 2,34GHz, soit une bande relative de 13%.

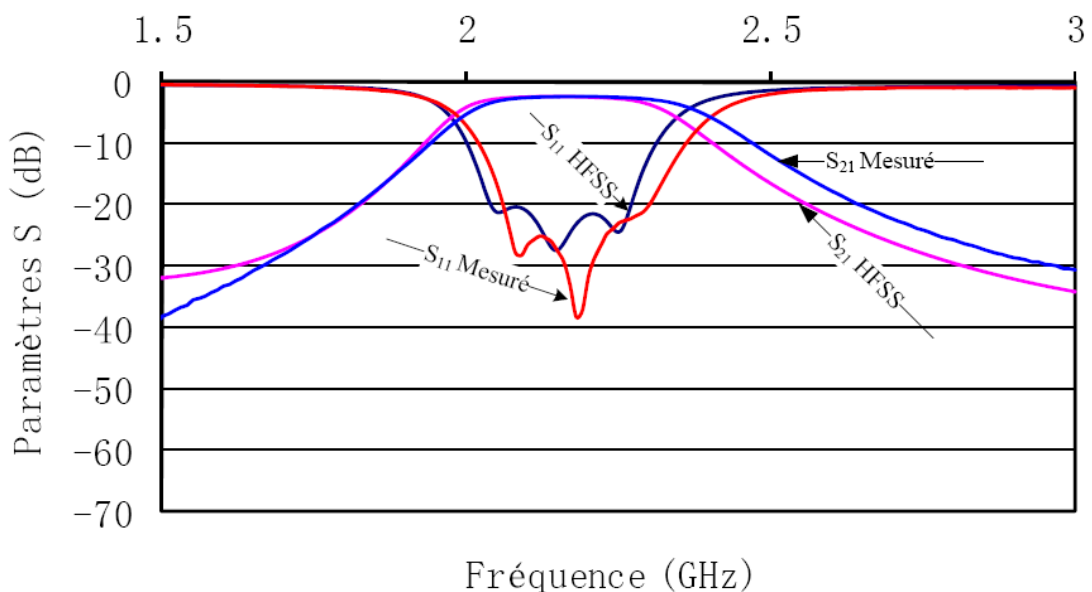


Figure 4.10 : Paramètres S mesurés et simulés sous Ansoft HFSS

A travers la synthèse de filtres passe bande et les vérifications expérimentales que nous avons faites, nous avons pu valider le schéma équivalent du résonateur, des couplages inter-résonateurs et des couplages entrée/sortie. Ceci a été fait lorsque le résonateur est un résonateur à pertes minimales, c'est-à-dire lorsque ses pertes par rayonnement sont limitées. Nous avons pu ainsi développer des filtres compacts planaires faibles pertes. L'étape suivante de notre démarche consiste maintenant à partir de résonateurs présentant des pertes par rayonnement et donc de faibles coefficients de surtension propres et d'essayer, en dépit de ces pertes, de maîtriser encore la bande passante de ces filtres. C'est cette étape que nous présentons et validons dans le paragraphe suivant.

## 4.2.2 Conception d'un filtre à fortes pertes par rayonnement

Pour favoriser le rayonnement des résonateurs que nous utilisons, il est intéressant d'utiliser un substrat de faible permittivité relative à faibles pertes. Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, il convient également de placer le via de court circuit à un endroit du plateau capacitif qui favorise le rayonnement. Alors, pour maîtriser la bande passante du filtre en dépit des pertes présentées par chacun des résonateurs, on peut utiliser la méthode de pré-distorsion des pôles. Ainsi, la réponse du filtre conçu sera conforme à celle de filtres idéaux au prix d'une augmentation des pertes d'insertion.

Nous présentons, dans un premier temps, la problématique de la synthèse d'un filtre utilisant des résonateurs à faible coefficient de surtension, puis nous faisons la synthèse d'un filtre simple pour illustrer la technique de prédistorsion de pôles, et nous appliquons enfin cette technique à la synthèse d'un filtre à fort rayonnement.

### 4.2.2.1 Problèmes associés à la synthèse d'un filtre utilisant des résonateurs à faible coefficient de surtension

Un obstacle majeur à la réalisation de filtres microondes est le facteur de qualité à vide des résonateurs qui, s'il n'est pas suffisamment élevé, en plus des pertes d'insertion dans la bande passante entraîne une dégradation inacceptable de la réponse notamment en bord de bande passante, et une diminution de l'atténuation en bande coupée, comme la montre la figure 4.11.



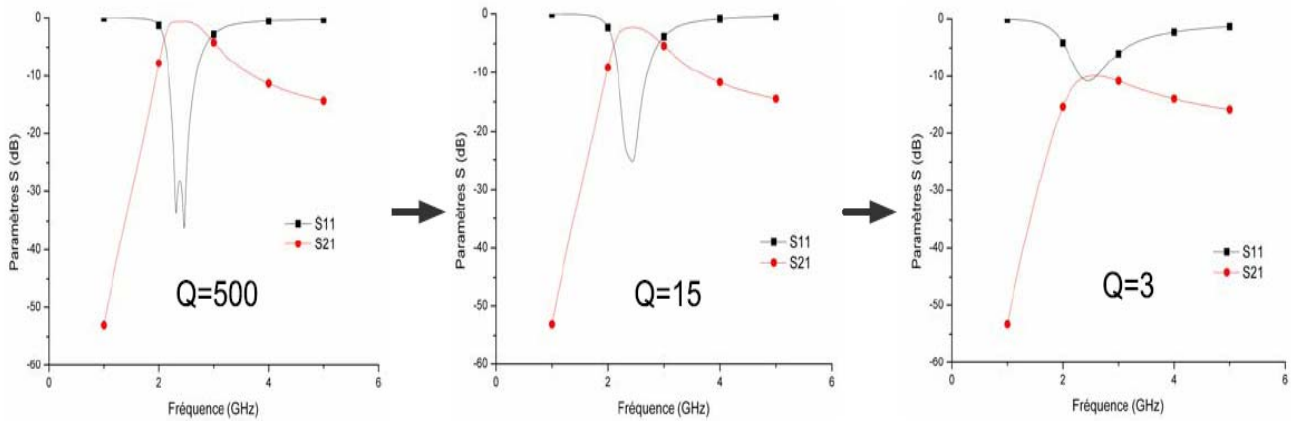


Figure 4.11 : Comparaison des réponses des filtres avec  $Q_u$  différents

Dans l'application que nous souhaitons développer, les coefficients de surtension des résonateurs sont faibles. Afin de maîtriser les performances du filtre dans et en dehors de la bande passante, il est nécessaire de prendre en compte les pertes de ces résonateurs dès la phase de synthèse du filtre. Si le faible coefficient de surtension des résonateurs est lié à leur rayonnement, on aura ainsi réalisé « un filtre rayonnant ».

#### 4.2.2.2 Synthèse d'un filtre à pertes utilisant la prédistorsion

La conception par pré-distorsion est une technique qui permet de corriger les effets de la dissipation d'énergie dans les filtres, ce qui rend leur réponse conforme à celle des filtres idéaux. Le problème de la dissipation est particulièrement perceptible dans les filtres passe-bande utilisés dans les systèmes de communication. La dissipation fait chuter la sélectivité des filtres, ce qui peut engendrer une distorsion des signaux et des inter-modulations. La figure 4.12 présente une comparaison de la réponse d'un filtre dans les deux cas de synthèse :

- les résonateurs utilisés sont sans pertes ;
- les résonateurs utilisés sont des résonateurs à pertes, les techniques de prédistorsion sont utilisées pour réaliser la synthèse.

On peut observer qu'au prix de pertes supplémentaires dans la bande, dans ce second cas, il est encore possible de maîtriser la réponse du filtre dans et hors bande.

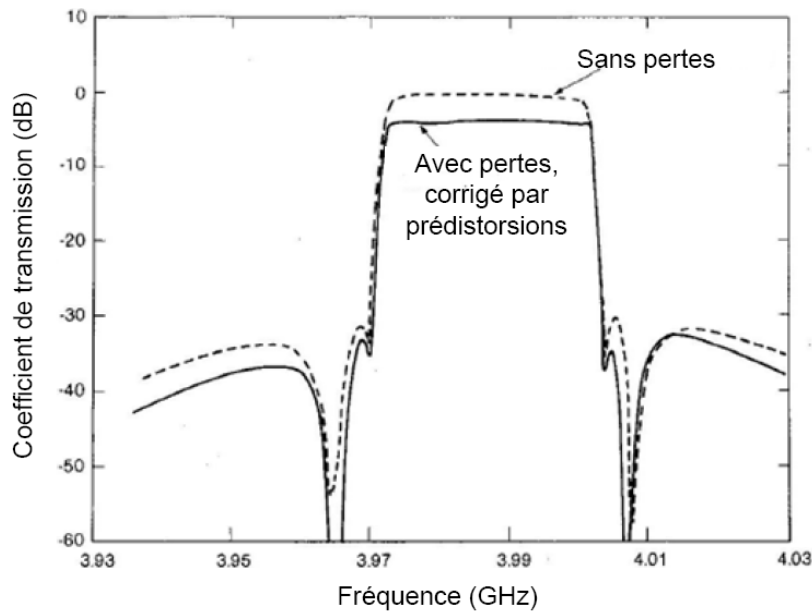


Figure 4.12 : Exemple du coefficient de transmission d'un filtre d'ordre 6 sous ADS [4.1]

La méthode de pré-distorsion a tout d'abord été proposée par Livingston [3.2], et plus tard, été décrite en détail par Williams [4.2] pour les filtres microondes à résonateurs couplés. Dans cette approche, des pertes en liaison avec le faible  $Q$  des résonateurs sont admises dès la conception du filtre. Il faut pour cela concevoir un réseau qui a pour rôle de compenser les pertes. Le nouveau réseau présente alors une sélectivité équivalente à celle du réseau sans perte.

Pour un quadripôle passif sans perte, la condition de non dissipativité s'exprime en partie comme :

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \quad (4.2)$$

Compte tenu de la caractéristique de transmission  $S_{12}$ , on peut former la caractéristique de réflexion  $S_{11}$  et donc faire la synthèse du réseau.

Pour un quadripôle passif présentant des pertes, cette relation est modifiée et s'écrit

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 < 1 \quad (4.3)$$

De ce fait, le coefficient de réflexion ne peut plus être obtenu directement à partir de  $S_{12}$ . La technique de pré-distorsion permet d'obtenir le paramètre  $S_{11}$  et d'effectuer ainsi la synthèse:

Pour cela, nous rappelons ci-dessous quelques résultats associés aux quadripôles présentant une symétrie géométrique ce qui correspond, en général, au cas des filtres de fréquence.

Partant du réseau symétrique présenté la figure 4.13 [4.3]. Si ce quadripôle est excité de manière symétrique (mode pair ou « even mode »), on peut définir les ondes de puissance entrantes

et sortantes  $a_e$  et  $b_e$ , qui, compte tenu de la symétrie, sont identiques à l'entrée et à la sortie. Dans ce cas, l'axe de symétrie du quadripôle est un plan de circuit ouvert. Si maintenant, ce même quadripôle est excité de manière anti-symétrique (mode impair ou « odd mode »), on peut définir les ondes de puissance entrantes et sortantes que l'on note alors  $a_o$  et  $b_o$ . Dans ce cas, l'axe de symétrie du quadripôle est un plan de court-circuit.

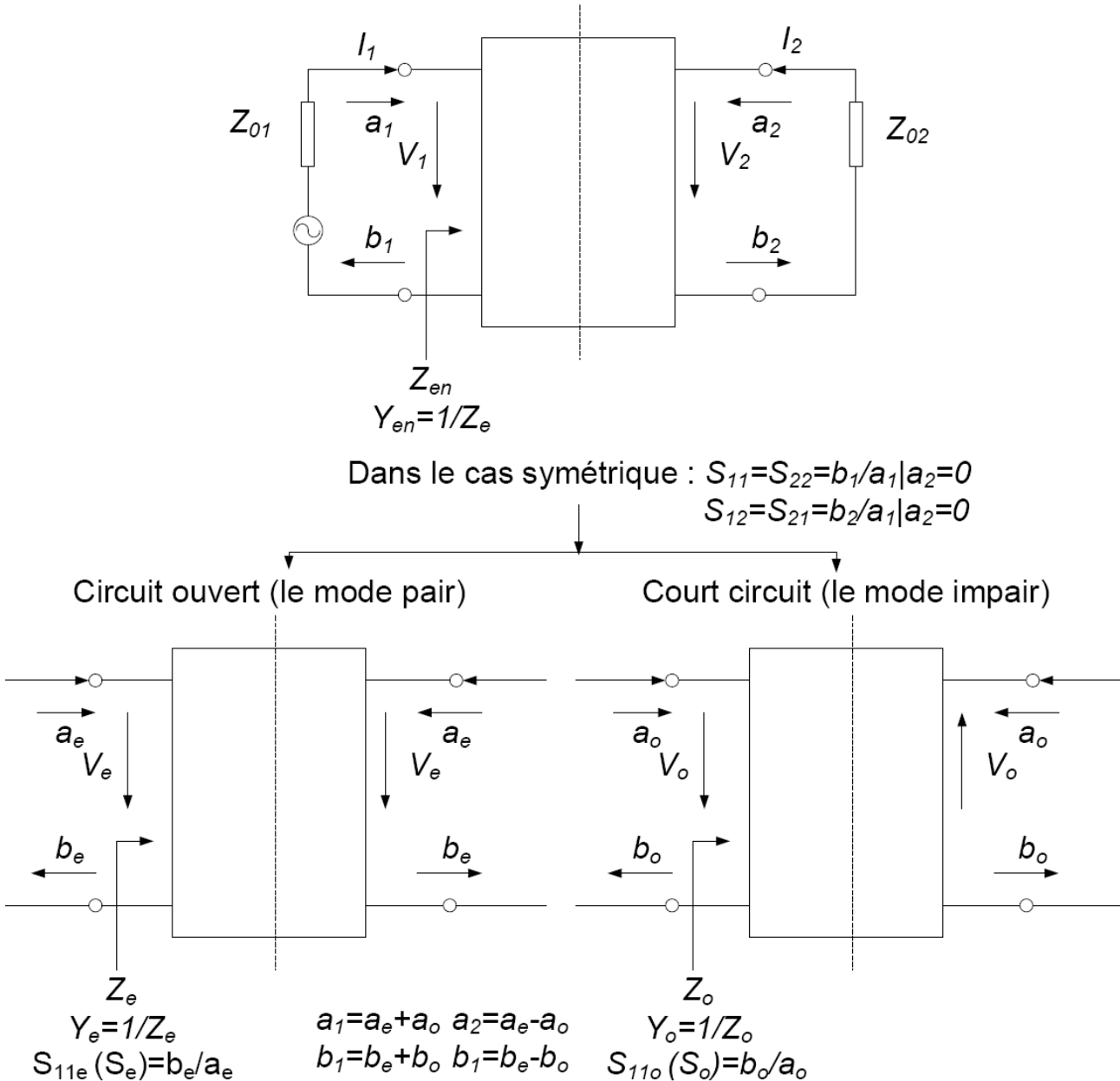


Figure 4.13 : Réseau symétrique (mode pair, mode impair)

Le système étant linéaire (quadripôle passif), la superposition des deux états permet de déterminer le comportement du quadripôle lorsqu'il est excité à l'entrée 1.

Dans un premier temps, les équations (4.4) et (4.5) permettent de déterminer les coefficients de réflexion suivant les deux modes d'excitation  $S_e$  et  $S_o$  en fonction, respectivement, des admittances

d'entrée normalisées  $y_e$  et  $y_o$  :

$$S_e = \frac{1 - y_e}{1 + y_e} \quad (4.4)$$

$$S_o = \frac{1 - y_o}{1 + y_o} \quad (4.5)$$

En faisant la somme et la différence des équations (4.4 et 4.5), il vient :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{S_e + S_o}{2} = \frac{1 - y_e y_o}{(1 + y_e)(1 + y_o)} \quad (4.6)$$

$$S_{12} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{S_e - S_o}{2} = \frac{y_o - y_e}{(1 + y_e)(1 + y_o)} \quad (4.7)$$

Pour un réseau de  $n^{ième}$  degré avec pertes, le coefficient de transmission s'exprime comme :

$$S_{12} = \frac{k}{(p + r_1)(p + r_2) \cdots (p + r_n)} \quad (4.8)$$

Le facteur  $k$  représente les pertes dans la bande passante, c'est à dire les pertes d'insertion. Donc, la forme générale du coefficient de réflexion est donnée ci-dessous :

$$S_{11} = \frac{p^n + x_{n-1}p^{n-1} + \cdots + x_1p + x_0}{(p + r_1)(p + r_2) \cdots (p + r_n)} \quad (4.9)$$

Où  $r_i$  peut être complexe et représente les racines communes. Les coefficients  $x_i$  sont obtenus en remplaçant les valeurs de  $r_i$  entre les numérateurs des  $S_e$  et  $S_o$  comme suit :

$$Num\{S_{11} + S_{12}\} = 0 \Big|_{p=r_1, \dots, r_{(n/2)}} \quad (4.10)$$

$$Num\{S_{11} - S_{12}\} = 0 \Big|_{p=r_{(n/2+1)}, \dots, r_n} \quad (4.11)$$

Lorsque le degré du réseau  $n$  est impair, le degré du réseau de mode pair est plus élevé que le degré du réseau de mode impair.

Pour la réalisation d'un filtre à pertes par rayonnement, le facteur de qualité à vide des résonateurs du filtre peut être déterminé par les pertes d'insertion avec l'équation (4.12) donnée par Cohn [4.4].

$$k = 4,343 \frac{w_1'}{W} \sum_{i=1}^n \frac{g_i}{Q_i} \quad (4.12)$$

Où :

$w_i'$  = la fréquence coupure du filtre passe-bas prototype;

$W$  = la bande passante fractionnelle ;

$Q_i$  = le facteur de qualité à vide du  $i^{\text{ème}}$  résonateur ;

$g_i$  = la valeur du  $i^{\text{ème}}$  élément du filtre passe-bas prototype.

Par exemple, un filtre d'ordre 2 à pertes, de fonction d'approximation Butterworth, peut être construit comme indiqué ci-dessous :

$$S_{12} = \frac{k}{p^2 + \sqrt{2}p + 1} \quad (4.13)$$

$$S_{11} = \frac{p^2 + x_1p + x_0}{p^2 + \sqrt{2}p + 1} \quad (4.14)$$

Les racines communes des équations (4.13) et (4.14) sont utilisées dans les équations (4.10) et (4.11) pour obtenir  $x_i$ .

$$p^2 + x_1p + x_0 + k = 0 \Big|_{p=-1/\sqrt{2}+j/\sqrt{2}} \quad (4.15)$$

$$p^2 + x_1p + x_0 - k = 0 \Big|_{p=-1/\sqrt{2}-j/\sqrt{2}} \quad (4.16)$$

Donc :

$$S_{11} = \frac{p^2 + \sqrt{2}(1-k)p + (1-k)}{p^2 + \sqrt{2}p + 1} \quad (4.17)$$

Le coefficient de réflexion est alors facilement synthétisé comme un réseau en échelle à pertes, en utilisant les techniques classiques.

Dans les premières versions de la méthode de prédistorsion, pour des filtres d'ordre  $n$  supérieur à 2, seuls les résonateurs d'entrée et de sortie étaient modifiés. Cependant comme le présente la figure 4.14, dans les versions plus évoluées de la méthode, des résonateurs à pertes sont également ajoutés dans les nœuds internes du réseau.

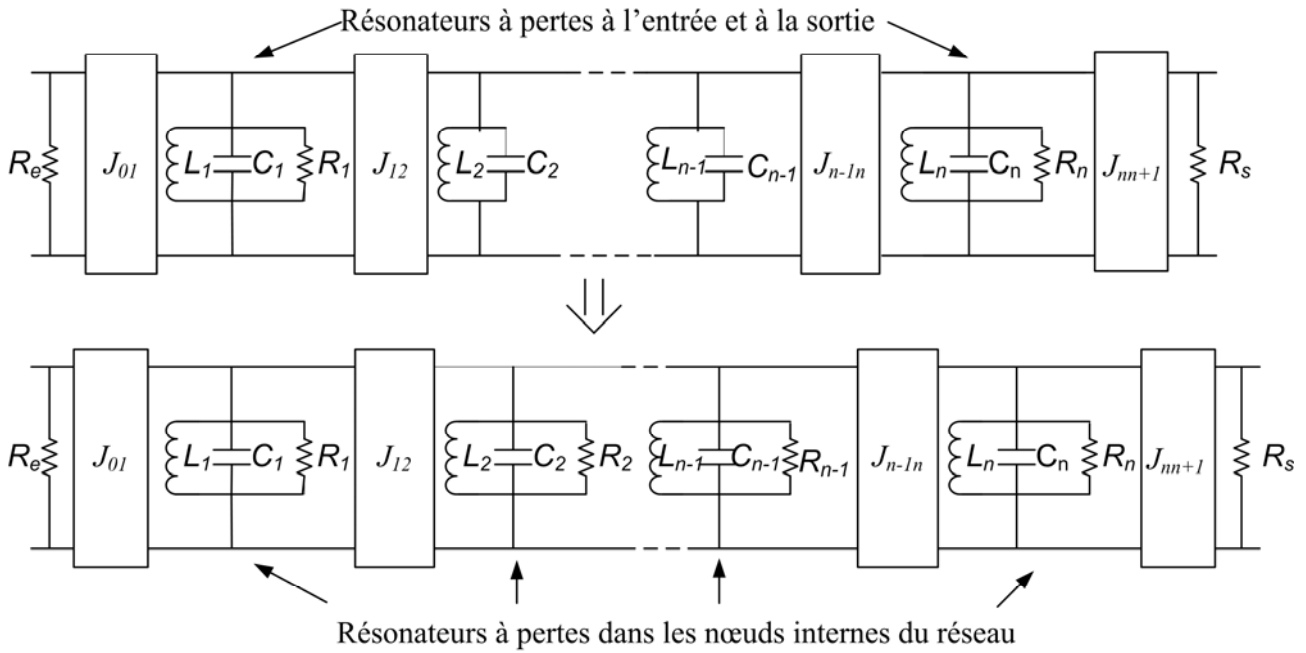


Figure 4.14 : Comparaison des réseaux de résonateurs à pertes à l'entrée et à la sortie et dans les nœuds internes

La fonction de transmission à perte (4.8) peut être modifiée en déplaçant ses pôles vers l'axe  $j\omega$  par la constante  $\delta$ , qui est définie par (4.18).

$$\delta = \frac{f}{Q_u BW} \quad (4.18)$$

où  $f$  est la fréquence centrale, et  $BW$  est la bande passante.

Guyette [3.3] a démontré que le calcul peut se simplifier en ajoutant une paire pôle/zéro complémentaire dans la fonction de transmission (4.19).

$$S_{12} = \frac{k}{(p+r_1)(p+r_2)\cdots(p+r_n)} \left( \frac{p-\delta}{p+\delta} \right) \quad (4.19)$$

L'amplitude de la réponse reste inchangée mais cette façon de faire permet de distribuer les pertes lors de la synthèse.

La méthode s'applique à des filtres d'ordre élevé au prix de développements mathématiques relativement complexes. Dans notre cas, nous souhaitons tout d'abord valider la démarche qui du filtre nous conduit vers la synthèse d'une antenne à bande passante maîtrisée. Pour cela, il faut bien sûr proposer les développements théoriques nécessaires à la mise œuvre de cette démarche mais aussi comprendre et maîtriser les phénomènes physiques associés à la mise en œuvre de ces techniques dans la technologie retenue. C'est pourquoi, dans un premier temps, nous avons appliqué la synthèse proposée à un filtre d'ordre 2.

### 4.2.2.3 Synthèse réalisation et test d'un filtre rayonnant

Dans cette partie, nous présentons l'application de la méthode de prédistorsion à la synthèse d'un filtre passe bande dont les résonateurs présentent des pertes par rayonnement. Pour cela, le via de court circuit est placé au centre du plateau capacitif de chaque résonateur. Ces résonateurs sont fabriqués sur substrat faibles pertes de faible permittivité relative et d'épaisseur importante.

Le filtre envisagé est un filtre « rayonnant » d'ordre 2 (Figure 4.15). Il a été conçu à partir de résonateurs fabriqués sur substrat ROHACELL51HF ( $\epsilon_r=1,06$ ,  $\tan\delta\approx 0$ , épaisseur=3mm). Les paramètres de chaque résonateur sont indiqués ci-dessous :

- Largeur du plateau capacitif du résonateur :  $W=30\text{mm}$  ;
- Longueur du plateau capacitif du résonateur :  $L=6,2\text{mm}$  ;
- Diamètre du via de court circuit :  $D=0,6\text{mm}$  ;
- Hauteur de substrat :  $H=3\text{mm}$  ;
- Position du via de court circuit : Centre ;
- Facteur de qualité à vide :  $Q_u=158$  sur la simulation / 67 sur la mesure ;
- Fréquence de résonance : 2,84GHz sur la simulation / 2,72GHz sur la mesure.

La fréquence centrale de ce filtre est fixée à 2,75GHz avec une bande passante de 7%. Les pertes d'insertion sont de -2dB dans la bande passante.

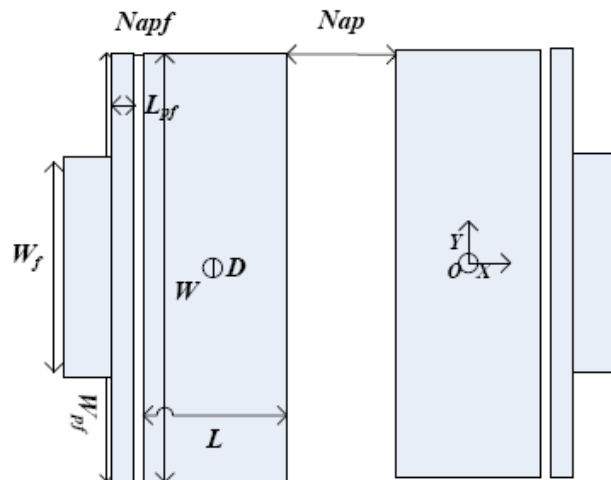


Figure 4.15 : Géométrie du filtre rayonnant

Les autres paramètres du filtre sont :

- Longueur de la ligne pour coupler entrée/sortie :  $L_{pf}=1\text{mm}$  ;
- Largeur de la ligne pour coupler entrée/sortie :  $W_{pf}=30\text{mm}$  ;
- Largeur des fentes entrée/sortie :  $Napf=2\text{mm}$  ;

- Largeur de la fente entre résonateurs :  $N_{ap}=2,9\text{mm}$  ;
- Largeur de la ligne entrée/sortie :  $W_f=12\text{mm}$ .

La figure 4.16 présente la réponse théorique du filtre synthétisé en utilisant la méthode de prédistorsion de pôles. Compte tenu des caractéristiques du substrat, on peut considérer que les pertes sont dues au seul rayonnement des résonateurs. En dépit de ces pertes, on voit que les pôles apparaissent clairement et que l'on a donc pu corriger l'effet des pertes sur la réponse du filtre.

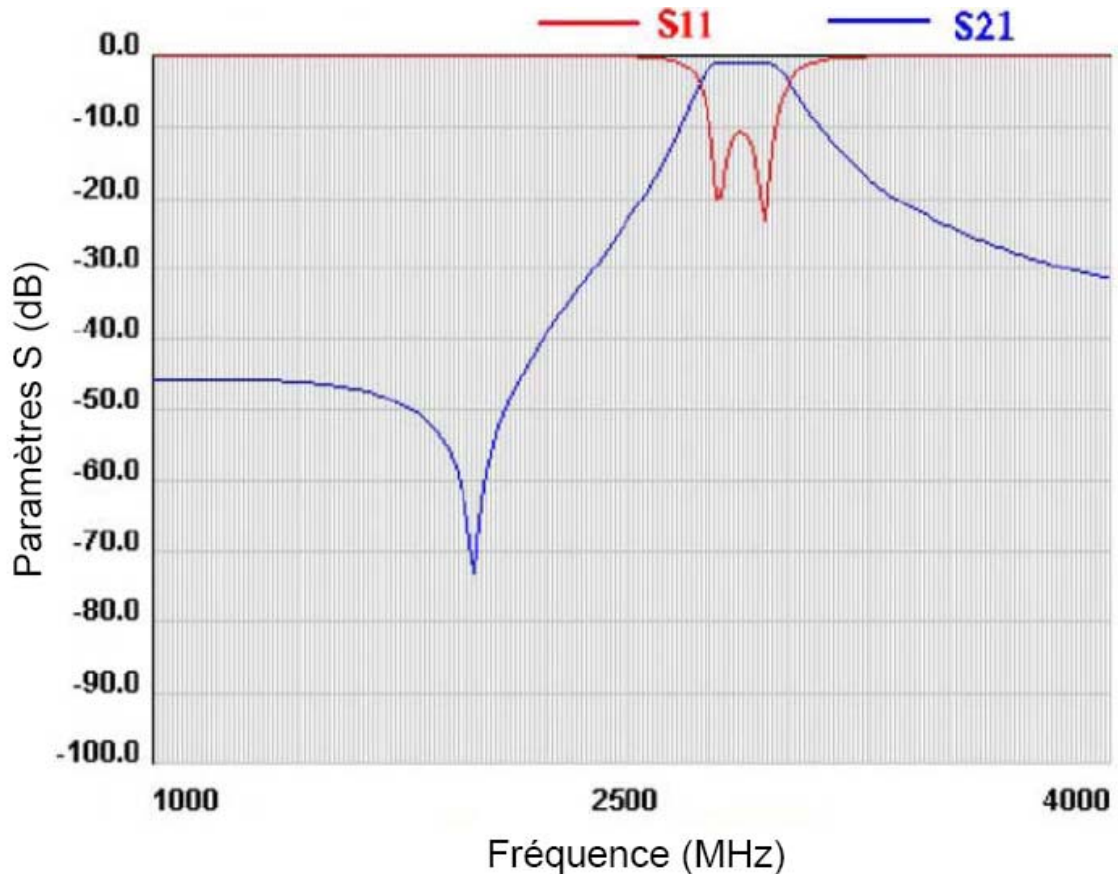


Figure 4.16 : Réponse théorique en fonction de la fréquence du filtre « rayonnant » synthétisé après application de la méthode de prédistorsion

Ce filtre a été réalisé et ses performances mesurées sur analyseur de réseaux. La figure 4.17 présente la comparaison théorie et expérience pour la réponse en fréquence de ce filtre.



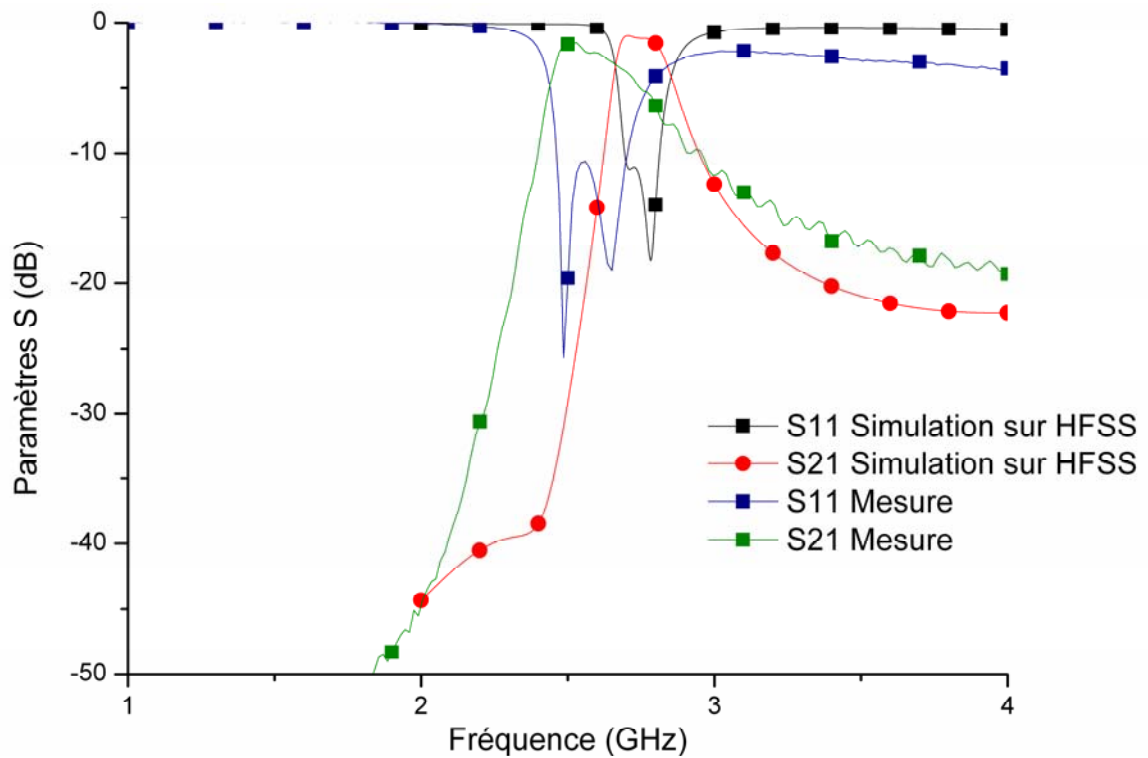


Figure 4. 17 : Réponse en fréquence du filtre « rayonnant » : comparaison théorie/expérience  
 Bande passante en simulation HFSS : [2,664GHz, 2,83GHz], 6%  
 Bande passante en mesure : [2,46GHz, 2,71GHz], 9,6%

Sur cette comparaison, on peut observer que si l'allure de la réponse expérimentale est identique à celle de la réponse théorique, la fréquence centrale du filtre et la bande passante sont légèrement différentes (de l'ordre de 6% pour la fréquence centrale et de 50% pour la bande passante relative) et la réponse dans la bande est perturbée. Il faut noter à ce niveau que compte tenu du caractère rayonnant du filtre, il est relativement difficile de complètement maîtriser l'environnement de mesure. Cette difficulté, associée à l'influence de la connectique sur les performances du filtre « rayonnant » [4.5] peut expliquer en partie cette variation de fréquence.

Afin de vérifier qu'un tel filtre est bien rayonnant, nous avons relevé le diagramme de rayonnement en chambre anéchoïque. Le connecteur coaxial de sortie est remplacé pour cela par une résistance de  $50\Omega$  placée entre la ligne de sortie et la masse afin de ne pas trop perturber le rayonnement. La figure 4.18 présente le diagramme de rayonnement obtenu.

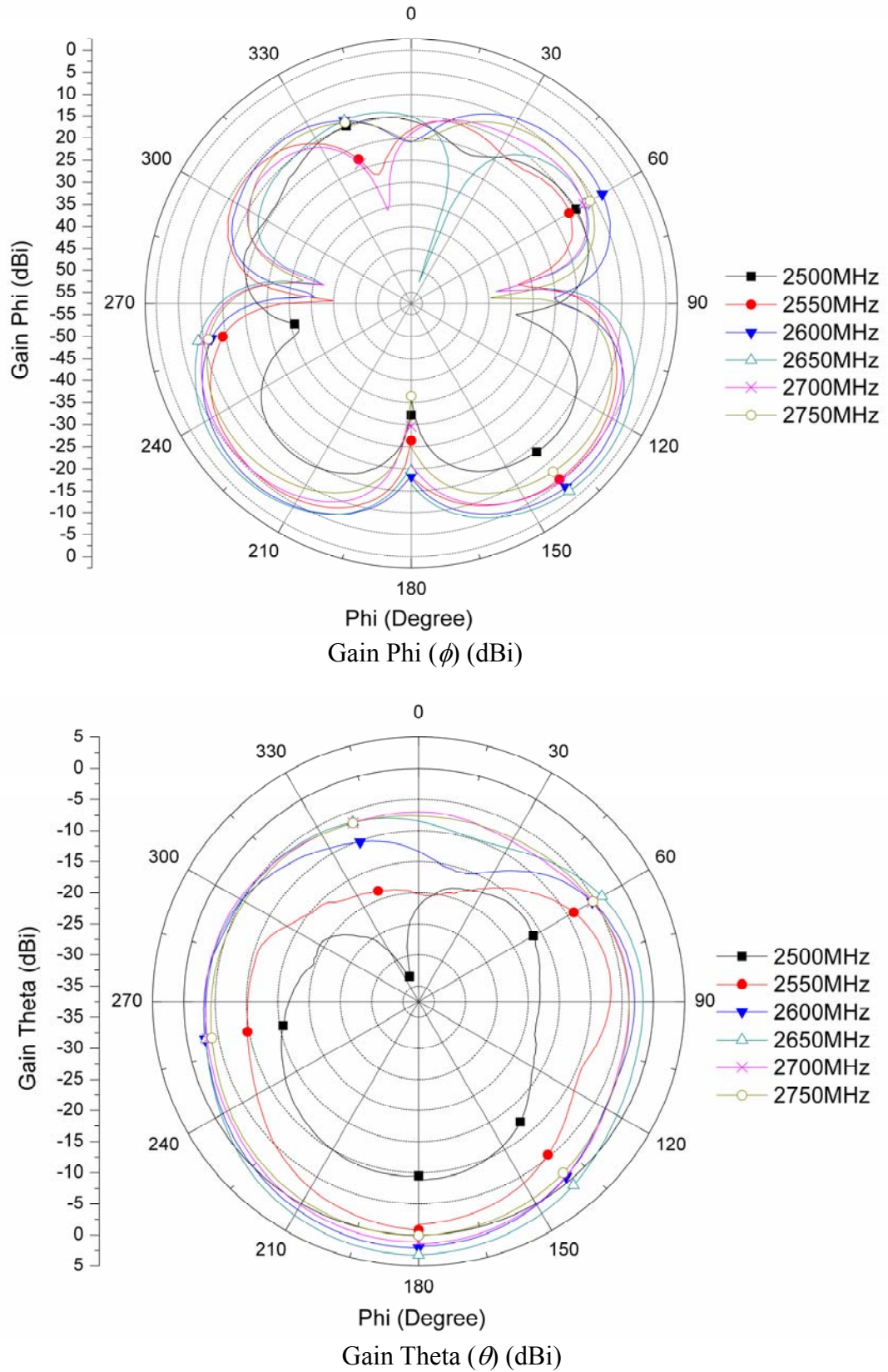


Figure 4.18 : Diagrammes de rayonnement mesurés du filtre rayonnant

### 4.2.3 Bilan

Dans cette partie, nous avons présenté la conception de filtres miniaturisés planaires. Pour contrôler le facteur de qualité de chaque résonateur, un filtre sans perte de rayonnement a d'abord été réalisé, la réduction de taille obtenue est d'environ 50% par rapport à un filtre utilisant des résonateurs quart d'onde. Un schéma équivalent circuit du filtre, basé sur une analyse physique des éléments et la caractérisation des résonateurs élémentaires, a été proposé. Avec cette méthode, il semble possible de concevoir des filtres passe bande miniaturisés présentant de bonnes performances pourvu que le choix du substrat soit adéquat et que la technologie de réalisation des vias soit maîtrisée.

Ayant validé complètement cette étape de la démarche que nous proposons, nous avons ensuite présenté la conception de filtres utilisant des résonateurs à fortes pertes par rayonnement. Tout d'abord nous avons présenté le concept de pré-distorsion permettant de réaliser un filtre constitué de résonateurs à faible  $Q$  sans détérioration notable de la réponse du filtre. L'efficacité de rayonnement de chaque résonateur élémentaire est améliorée par le changement de substrat et la modification de la position du via de court circuit sur le plateau capacitif. Un filtre « rayonnant » a pu ainsi être réalisé en cascade plusieurs de ces résonateurs. L'expérience a permis de vérifier que ce filtre était bien un filtre rayonnant et que l'on pouvait maîtriser sa réponse en utilisant la technique de prédistorsion de pôles. Il reste cependant à ce niveau des progrès à faire pour mieux maîtriser l'environnement de mesure ainsi que la mise en œuvre des technologies développées pour mettre en œuvre cette vérification expérimentale plus aboutie.

Nous avons donc montré que l'énergie pouvait être couplée à tous les résonateurs constituant la fonction de filtrage afin que chacun de ces résonateurs rayonne une partie maîtrisée de l'énergie. Il nous reste maintenant à aborder la dernière étape de la démarche mise en œuvre à savoir l'application de ce concept à la synthèse d'une antenne à bande passante maîtrisée. On voit déjà comme nous l'avons imaginé *a priori* qu'il sera nécessaire de travailler sur un compromis entre efficacité de rayonnement et sélectivité. C'est cette étude que nous présentons dans la partie suivante.

## 4.3 Conception d'une antenne filtrante mono-bande

Dans l'approche que nous proposons, la conception d'une antenne filtrante revient à synthétiser dans un premier temps un filtre à pertes (pertes essentiellement dues au rayonnement) en utilisant la méthode de prédistorsion de pôles pour contrôler le couplage entre résonateurs et donc

retrouver le gabarit de filtrage souhaité. La charge du filtre est alors une charge répartie sur les différents résonateurs.

Partant du schéma équivalent du filtre il est donc possible de concevoir l'antenne à bande passante contrôlée en modifiant le résonateur terminal comme indiqué sur la figure 4.18. Cette modification étant faite, il convient de prendre en compte les modifications à apporter aux autres résonateurs et aux couplages inter résonateurs pour reconstruire la réponse en fréquence du dipôle ainsi constitué en fonction du gabarit souhaité. Cette modification du schéma équivalent permet, à partir de l'analyse faite dans le 3<sup>ème</sup> chapitre, de modifier la taille et la position des résonateurs utilisés.

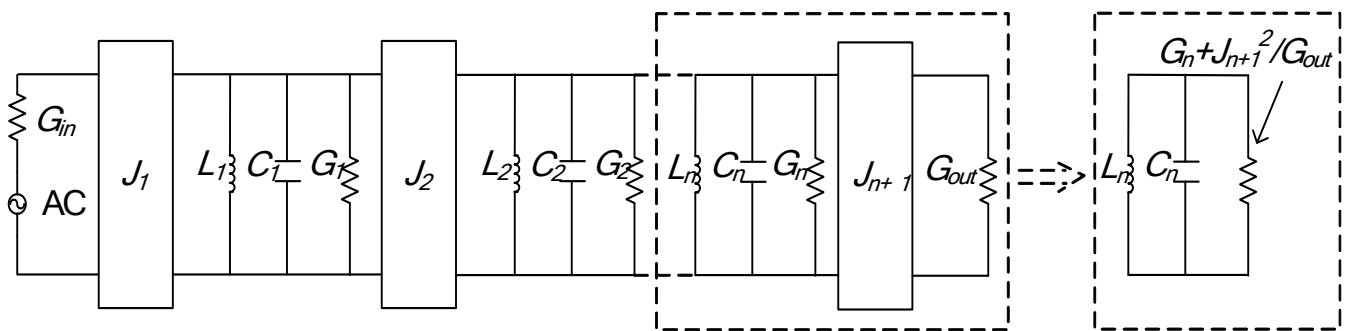


Figure 4.19 : Transformation : filtre => antenne filtrante

Si, comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, l'antenne élémentaire peut être assimilée à un résonateur parallèle associé à un inverseur d'impédance qui assure l'adaptation d'impédance, alors le schéma équivalent de l'antenne à bande passante contrôlée peut être celui présenté sur la figure 4.20.

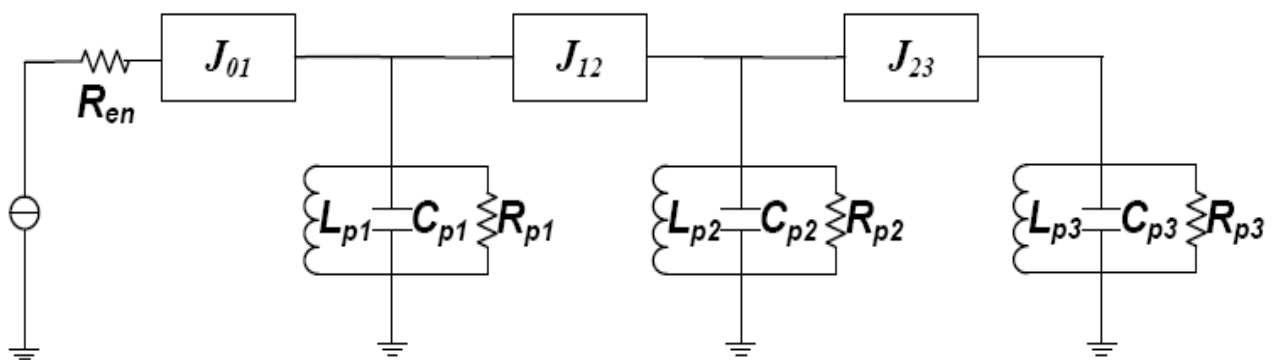


Figure 4.20 : Topologie d'une antenne filtrante avec trois résonateurs

Chaque résonateur est à la fois un élément rayonnant et un élément d'adaptation pour les autres résonateurs de la fonction de filtrage ainsi réalisée. L'énergie doit être couplée à tous les résonateurs

pour maîtriser la bande passante de l'antenne. Dans ce cas, le facteur de qualité  $Q$  de chaque résonateur ne doit être ni trop grand, ce qui conduirait à un faible rayonnement, ni trop petit, car dans ce cas il est difficile d'obtenir les couplages entre résonateurs permettant d'assurer la formation de la bande passante et donc de maîtriser la sélectivité de l'antenne.

Dans la section suivante, la synthèse d'une antenne filtrante et les résultats obtenus dans le cas d'une antenne filtrante mono-bande sont présentés.

### 4.3.1 Synthèse de conception d'une antenne filtrante

Dans la conception d'un filtre (réseau de deux ports), l'amplitude du coefficient de réflexion d'un réseau prototype sans perte est donnée par :

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = \frac{F_N^2(\omega)}{1 + F_N^2(\omega)} \quad (4.20)$$

Où  $F_N(\omega)$  est la fonction caractéristique pour le prototype, par exemple :

1° Pour un filtre de Butterworth :

$$F_N(\omega) = \omega^N \quad (4.21)$$

Où  $N$  est l'ordre du filtre.

2° Pour un filtre de Tchebychev :

$$F_N(\omega) = \xi T_N(\omega) \quad (4.22)$$

Où  $\xi$  est une ondulation constante,  $T_N(\omega)$  représente un polynôme Tchebychev d'ordre  $N$ .

Afin d'inclure les pertes des résonateurs une constante arbitraire  $K$  peut être mise en facteur dans l'équation (4.19) :

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = \frac{K^2 F_N^2(\omega)}{1 + F_N^2(\omega)}, \quad K \leq 1 \quad (4.23)$$

Pour compenser les pertes dans le résonateur, les pôles et les zéros de  $S_{11}(p)$  sont déplacés sur l'axe  $j\omega$  par l'insertion d'une constante  $\delta$ , comme indiqué en Section 4.2.2:

$$p \rightarrow p - \delta \quad (4.24)$$

Donc,

$$S_{11}(p) \rightarrow KS_{11}(p - \delta) \quad (4.25)$$

Le coefficient de réflexion donné par (3.36) peut être synthétisé comme un réseau de un port.  $K$  est déterminé par les pertes par réflexion, et  $\delta$  est choisie en fonction du facteur de qualité à vide et de la bande passante. La valeur maximale de  $K$  doit être évaluée pour toute valeur de  $\delta$  telle que le réseau résultant est passif. Cet objectif peut être atteint en choisissant  $K$  si bien que  $|S_{11}|^2$  atteint pour maximum 1.

Il faut donc déterminer la fréquence  $\omega_0$  et la valeur  $K$ , telles que les équations (4.26) et (4.27) soient satisfaites pour une même valeur maximale de  $K$ .

$$K^2 |S_{11}(j\omega_0 - \delta)|^2 = 1 \quad (4.26)$$

$$\frac{d}{d\omega} |S_{11}(j\omega - \delta)|^2 = 0 \quad (4.27)$$

La formule de l'impédance d'entrée est alors:

$$Z_{en} = \frac{1 \pm KS_{11}(p - \delta)}{1 \mp KS_{11}(p - \delta)} = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (4.28)$$

La structure est complètement désadaptée pour  $p=j\omega_0$  et  $Z_{en}(p)$  a une paire de zéros de transmission pour  $p=\pm j\omega_0$ . Ces structures peuvent être extraites par un réseau d'échelle. Cette synthèse peut s'appliquer à la conception d'une antenne filtrante.

Le schéma équivalent d'une antenne filtrante d'ordre 1 est présenté sur la figure 4.21. L'inverseur d'admittance  $J_{01}$  représente le réseau d'adaptation, l'inductance  $L$  et la capacité  $C$  déterminent la fréquence de résonance.  $R$  représente les pertes par rayonnement de cette antenne.

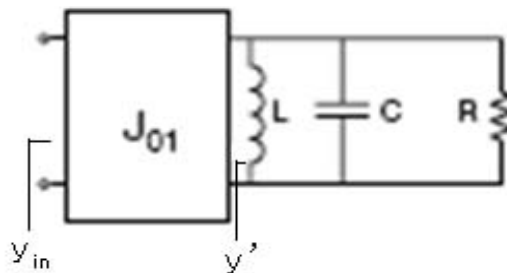


Figure 4.21 : Schéma équivalent d'une antenne filtrante d'ordre 1

Ce schéma peut être remplacé par un réseau passe-bas prototype, comme indiqué sur la figure 4.22.

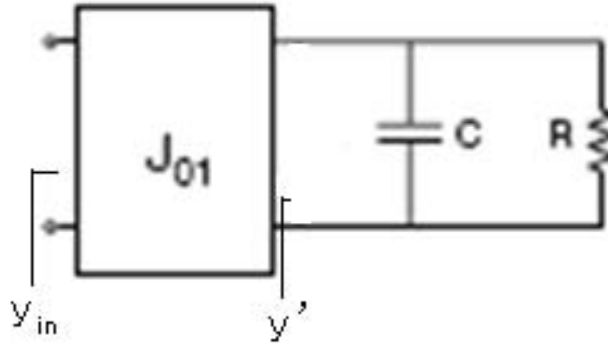


Figure 4.22: Schéma équivalent d'une antenne filtrante

Une stratégie simple pour adapter la structure est de se placer au couplage critique, c'est-à-dire :

$$S_{11}(\omega_0) = 0 \quad (4.29)$$

Donc :

$$Y(\omega)' = G(\omega) + j \left( C\omega - \frac{1}{L\omega} \right) = G(\omega) + jG(\omega) \left( \frac{Q\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{Q\omega} \right) \quad (4.30)$$

Où  $G(\omega) = 1/R(\omega)$ ,  $Q$  représente le facteur de qualité, qui peut être calculé par :

$$Q(\omega) = R(\omega) \sqrt{\frac{C(\omega)}{L(\omega)}} = \frac{1}{G(\omega)} \sqrt{\frac{C(\omega)}{L(\omega)}} \quad (4.31)$$

Si on pose :

$$p(\omega) = j \left( \frac{Q\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{Q\omega} \right) \quad (4.32)$$

Alors l'équation (4.31) remplace l'équation (4.29):

$$Y(\omega)' = G(\omega) + G(\omega) \times p(\omega) \quad (4.33)$$

Sa forme normalisée est alors :

$$y(\omega)' = Y(\omega)' / G(\omega) = 1 + p(\omega) \quad (4.34)$$

L'admittance d'entrée normalisée de l'antenne filtrante à l'ordre 1 est représentée par:

$$y_{in}(\omega) = \frac{J_{01}(\omega)^2}{1 + p(\omega)} \quad (4.35)$$

Dans le cas d'une antenne filtrante d'ordre 2, comme indiqué sur la figure 4.23, l'admittance d'entrée normalisée peut être représentée par :

$$y_{in}(\omega) = \frac{J_{01}(\omega)^2}{1 + p(\omega) + \frac{J_{12}(\omega)^2}{1 + p(\omega)}} \quad (4.36)$$

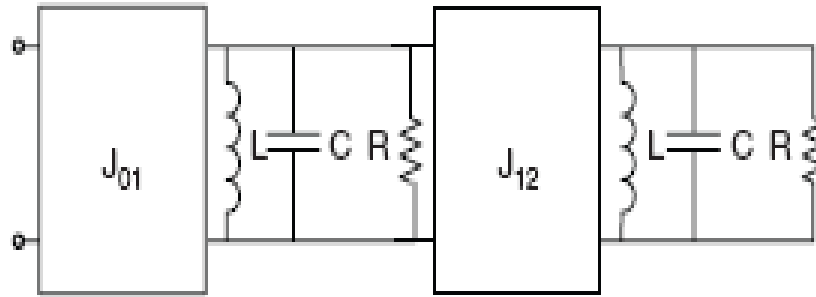


Figure 4.23 : Schéma équivalent d'une antenne filtrante d'ordre 2

Ainsi, les valeurs de  $J_{01}$  et  $J_{12}$  peuvent être évaluées pour obtenir une bande passante définie pour un niveau de perte par réflexion  $S_{11}$  donné par la synthèse expliquée précédemment. Il est ainsi possible de concevoir une antenne filtrante mono-bande. Avec la même méthode, une antenne filtrante d'ordre supérieur peut être conçue pour rendre la bande passante plus sélective, le calcul est plus complexe car il utilise la synthèse de matrice de couplage [4.6 et 4.7].

### 4.3.2 Réalisation d'une antenne filtrante utilisant des résonateurs quasi localisés à pertes par rayonnement

Dans cette partie, une première conception d'antenne filtrante mono-bande est réalisée en utilisant des résonateurs rectangulaires parallèles. Cette antenne filtrante est fabriquée sur un substrat monocouche, et le plateau capacitif de tous les résonateurs est de même forme et de mêmes dimensions afin de garder la même valeur de facteur de qualité à vide.

Pour augmenter l'efficacité de rayonnement de cette structure, un substrat de grande épaisseur et de faibles pertes est choisi, comme le Duroid 5880 ou l'air. Le via de court circuit est placé au centre du plateau capacitif, ce qui permet d'augmenter le rayonnement des résonateurs mais aussi d'améliorer le couplage entre résonateurs.

#### 1° Cas d'une antenne filtrante monocouche d'ordre 1

La conception proposée est faite à partir d'un substrat duroïd 5880 d'épaisseur  $H= 3,175$  mm. La forme initiale choisie pour les résonateur est carrée, ses dimensions sont  $10 \times 10 \text{mm}^2$ , le diamètre du via de court circuit est 1mm. Les performances de ces antennes sont simulées sous Ansoft HFSS



(cf. Figure 4.24), la largeur de la fente de couplage est de 1mm, la largeur de ligne d'entrée est de 10mm, pour que l'impédance caractéristique de la ligne microruban d'entrée soit de  $50\Omega$ . L'inductance équivalente du via de court circuit obtenue est de 1,66nH, la capacité équivalente du plateau est de 1,14pF, le facteur de qualité à vide du résonateur vaut 48, la fréquence de résonance est 3,65GHz.

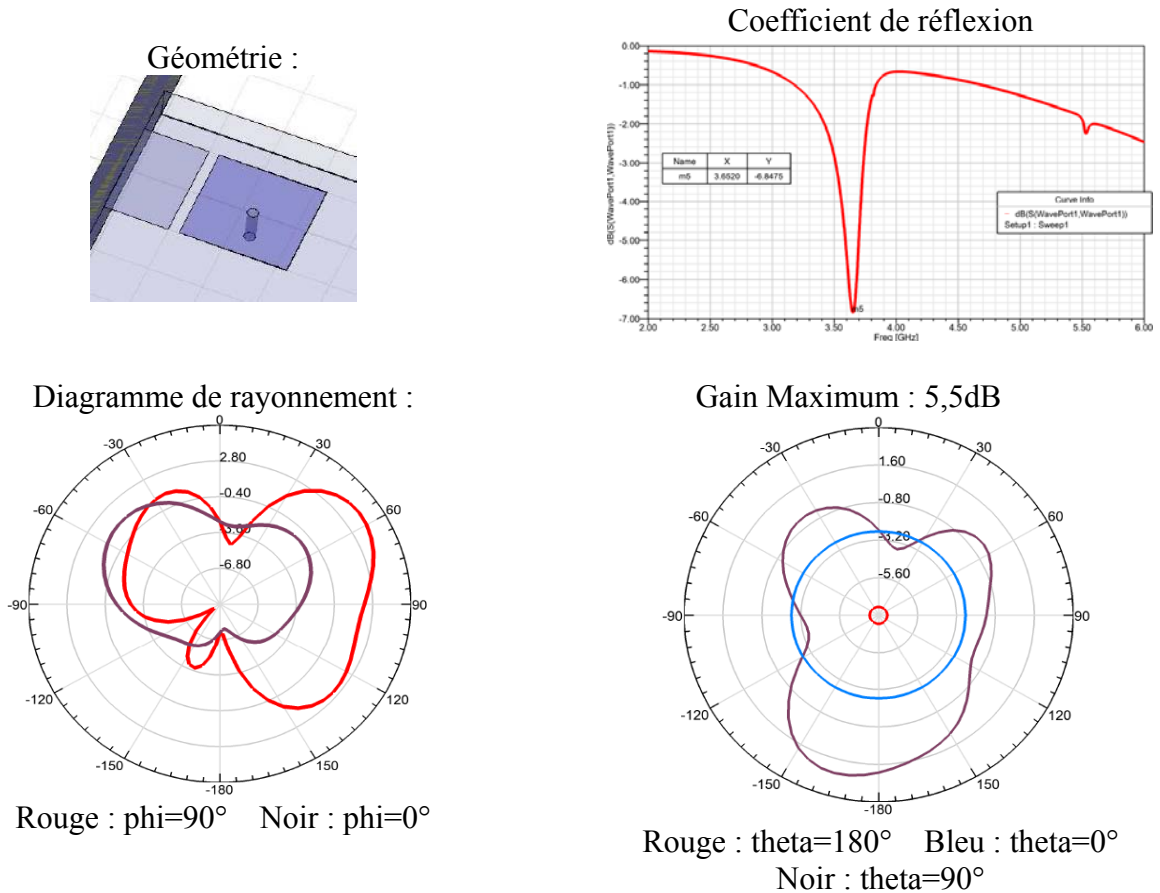
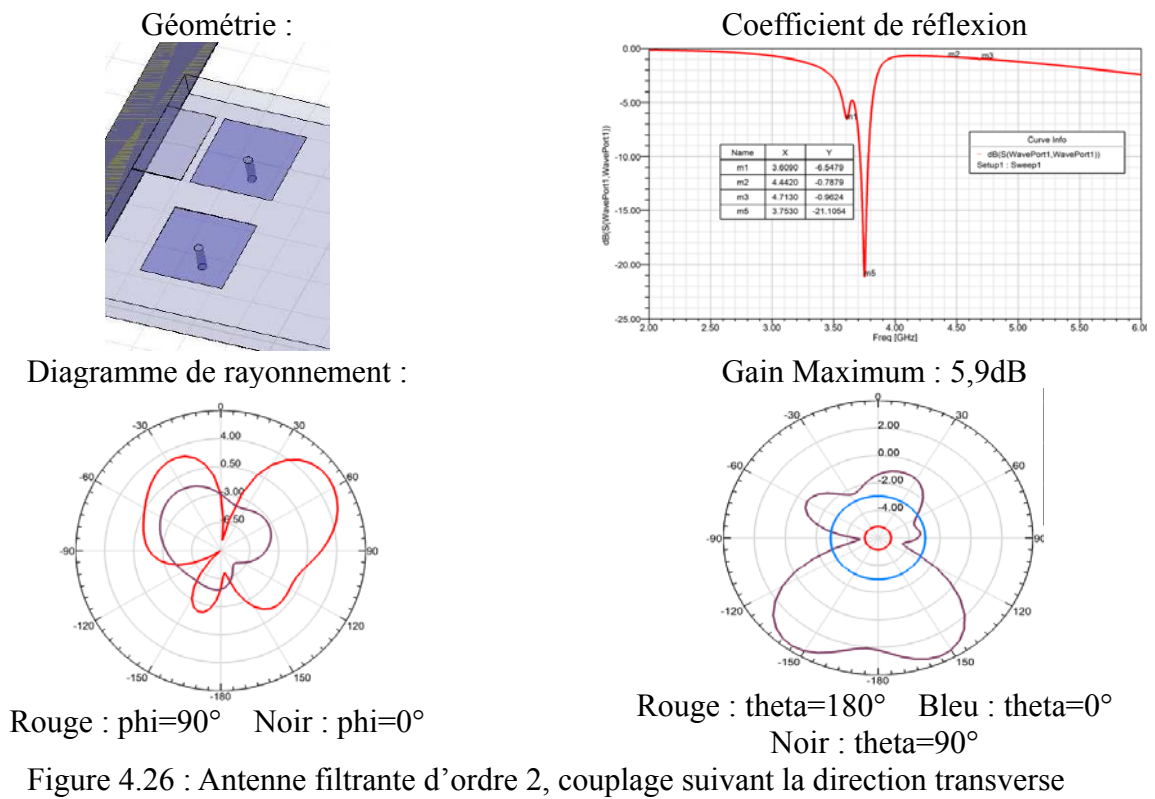
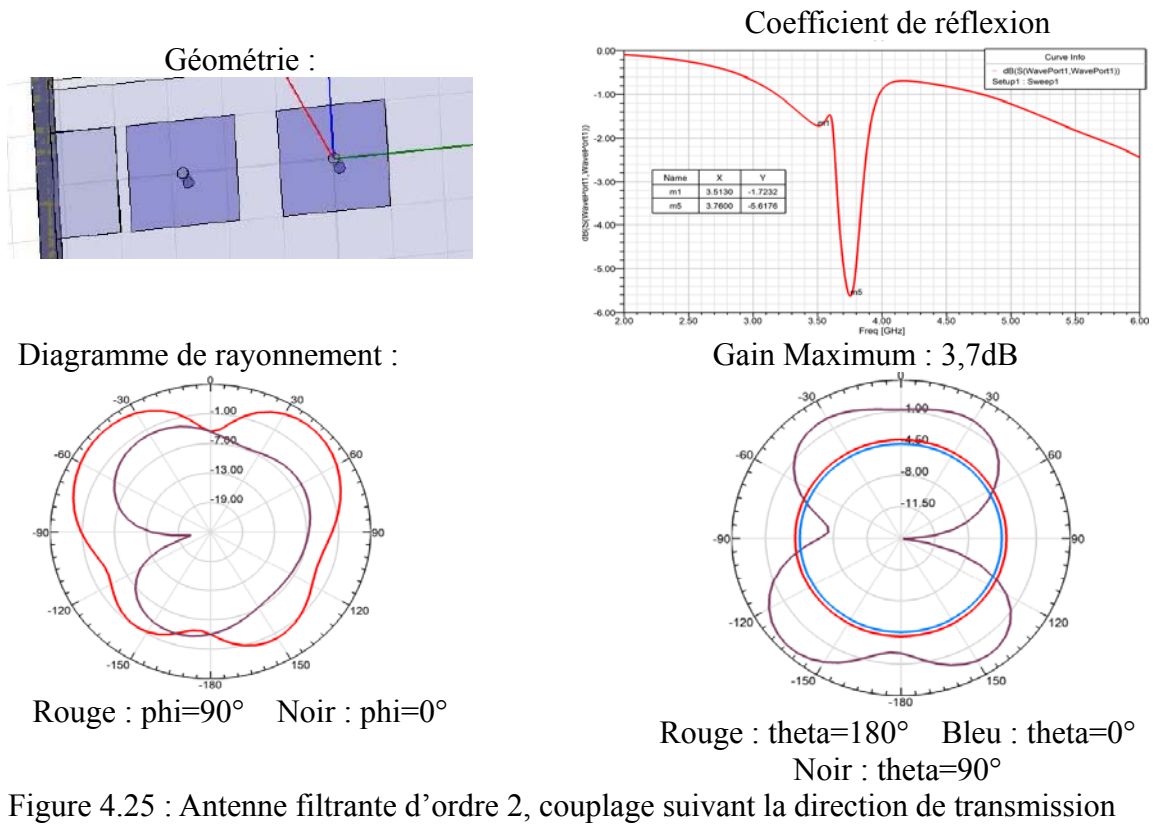


Figure 4.24 : Antenne filtrante d'ordre 1

## 2° Cas d'une antenne filtrante monocouche d'ordre 2

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés au problème du couplage entre résonateurs carrés afin d'améliorer les performances et d'augmenter la sélectivité obtenue. Le couplage entre les deux résonateurs est fixé non seulement par la largeur de la fente, mais aussi par la position relative des résonateurs. Ainsi, le couplage entre résonateurs suivant la direction de transmission est plus important que le couplage suivant la direction transverse. Les figures 4.25 et 4.26 présentent les résultats dans ces deux cas, la largeur de la fente de couplage étant fixée à 4mm.



On voit que dans la synthèse d'une antenne à bande passante contrôlée nous allons pouvoir jouer au moins sur les deux paramètres que sont la forme des plateaux capacitifs de chacun des

résonateurs utilisés et sur leur position relative. En continuité avec les travaux que nous avons présentés jusqu'à présent, nous allons illustrer notre propos sur le cas de résonateurs de forme rectangulaire mais, par la suite, nous montrerons que le choix de formes et de couplages spécifiques permet d'obtenir de nouvelles fonctionnalités. Nous avons donc conçu une antenne à bande passante contrôlée, utilisant des plateaux capacitifs de forme rectangulaire en utilisant la méthode de prédistorsion présentée ci-avant. Ceci revient en fait, à notre avis à bien maîtriser les couplages entre résonateurs et c'est ce que nous nous efforcerons de faire dans la suite de ces travaux. Cette antenne a été fabriquée sur substrat ROHACELL51HF ( $\epsilon_r=1,06$ , Hauteur=3mm,  $\tan\delta\approx 0$ ). La taille du plateau capacitif est 30mm×6mm. Le facteur de qualité à vide de chaque résonateur est de l'ordre de 70 et varie avec le diamètre du via 0,6mm.

La figure 4.27 a présente un plan et la photo de l'antenne réalisée ; la figure 4.27 b, le schéma équivalent circuit associé. La figure 4.27 c présente l'efficacité et le coefficient de réflexion d'antenne proposée obtenue en simulation HFSS. Les résultats de mesure et la comparaison entre théorie et expérience font l'objet des figures 4.27 d à 4.27 g.

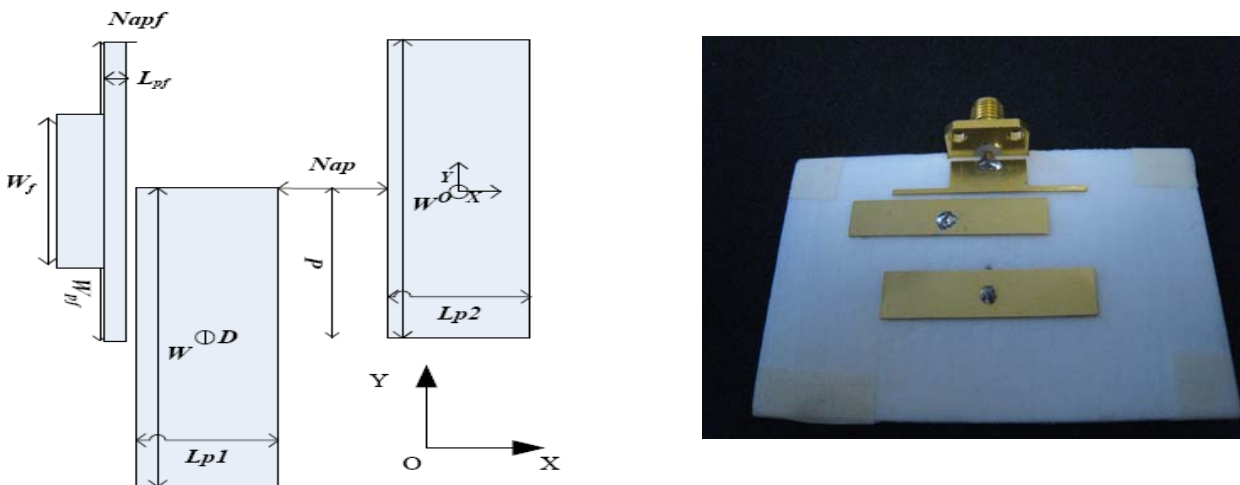


Figure 4.27 a : Géométrie d'antenne filtrante d'ordre 2

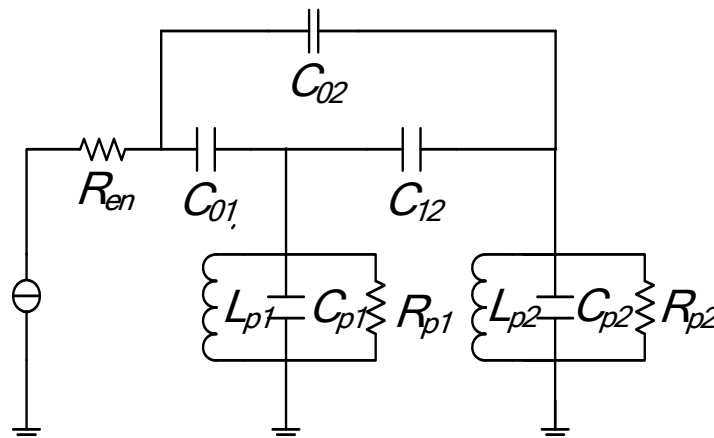


Figure 4.27 b : Schéma équivalent d'antenne filtrante d'ordre 2

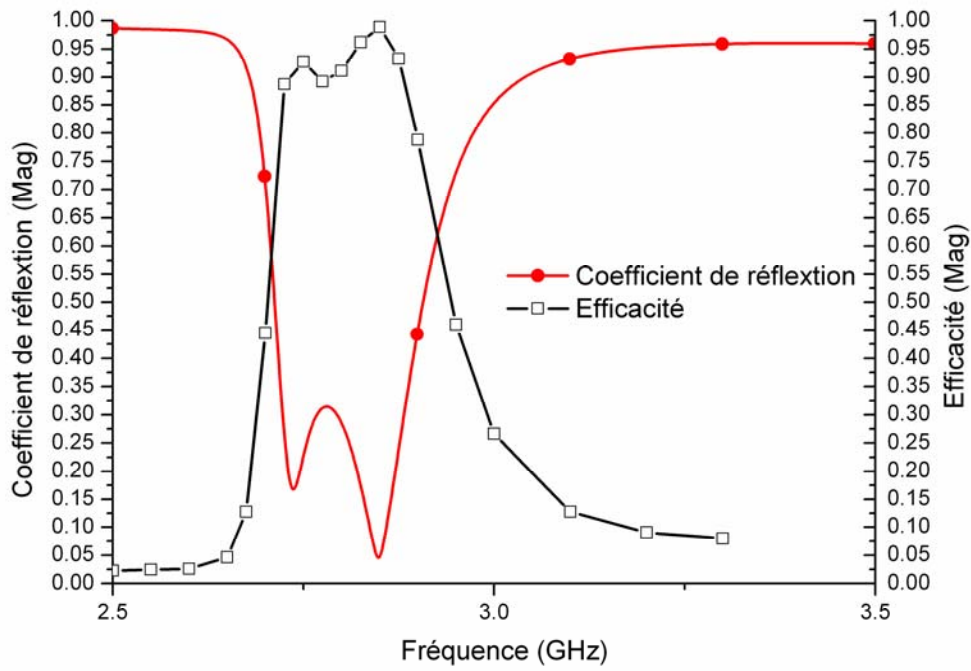


Figure 4.27 c : Efficacité et coefficient de réflexion d'antenne filtrante d'ordre 2 obtenue en simulation HFSS

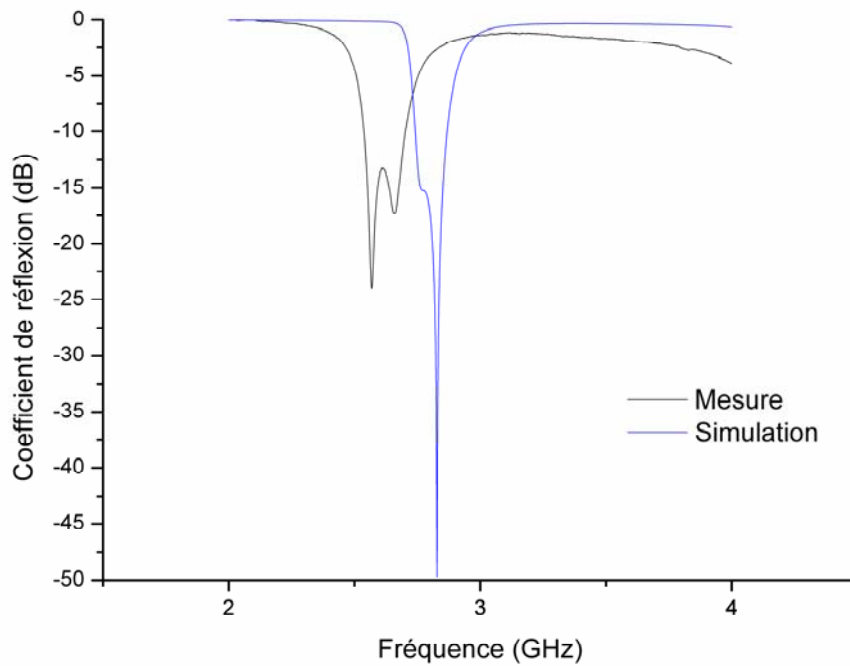


Figure 4.27 d : Coefficient de réflexion d'antenne filtrante d'ordre 2  
 Bande passante obtenue en simulation HFSS : [2,74GHz, 2,87GHz], 4,6%  
 Bande passante obtenue en mesure : [2,55GHz, 2,75GHz], 7,5%

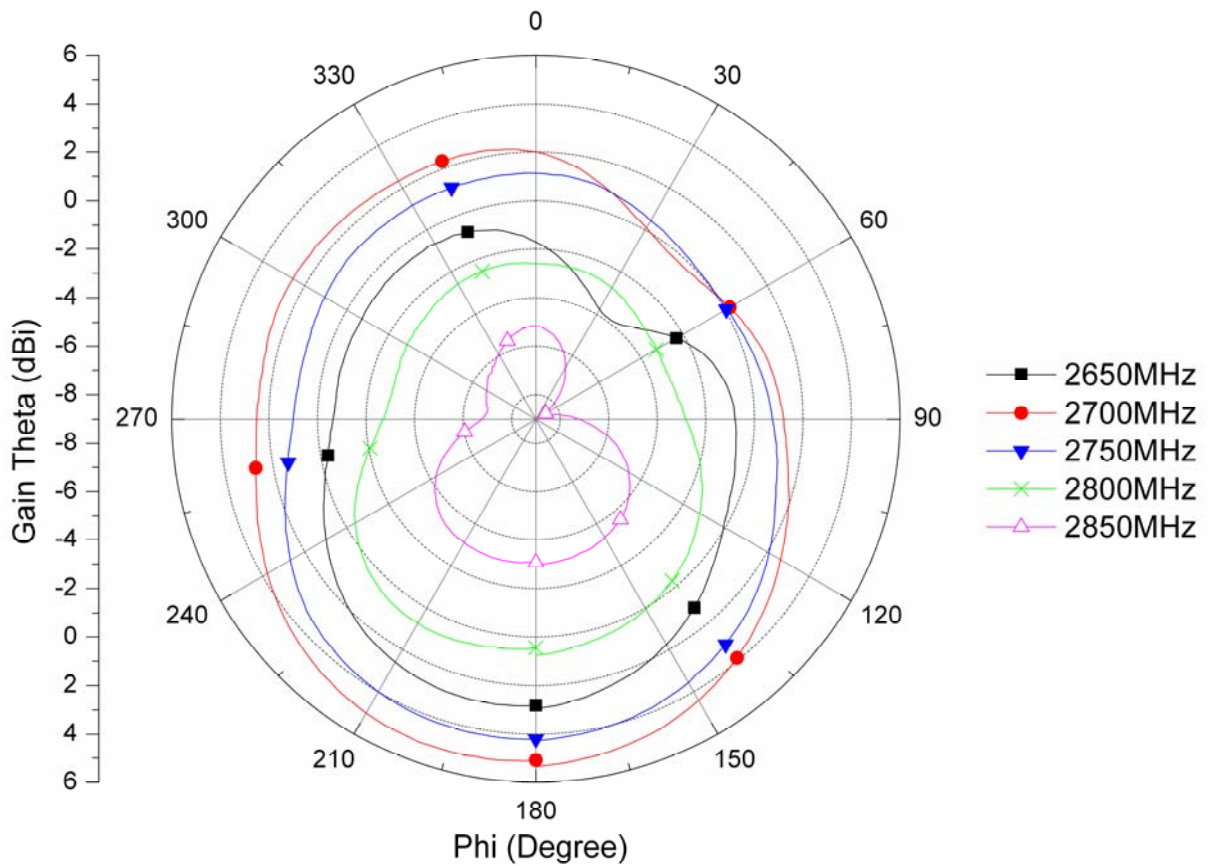
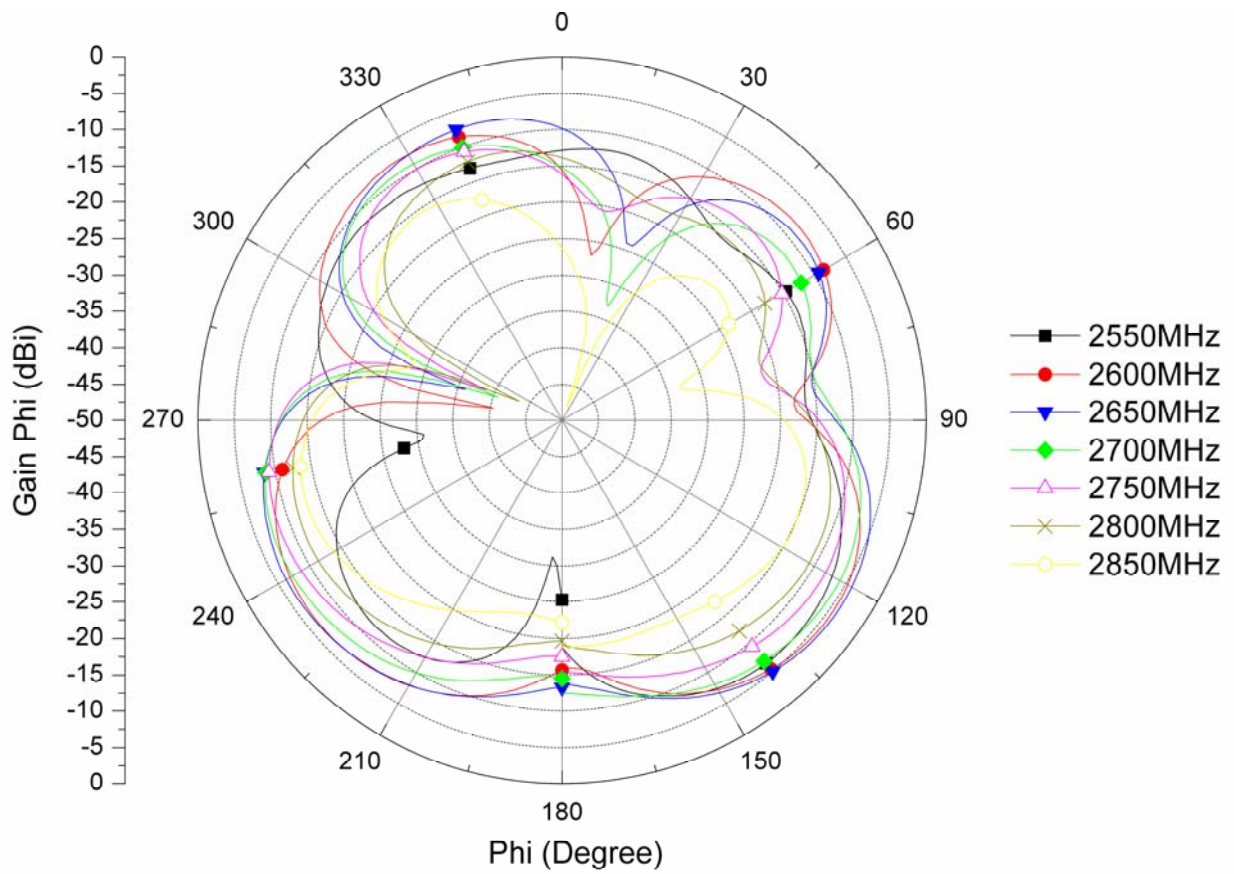


Figure 4.27 e : Diagramme de rayonnement mesuré d'antenne filtrante d'ordre 2  
(Theta :  $\theta$ , Phi :  $\phi$ )

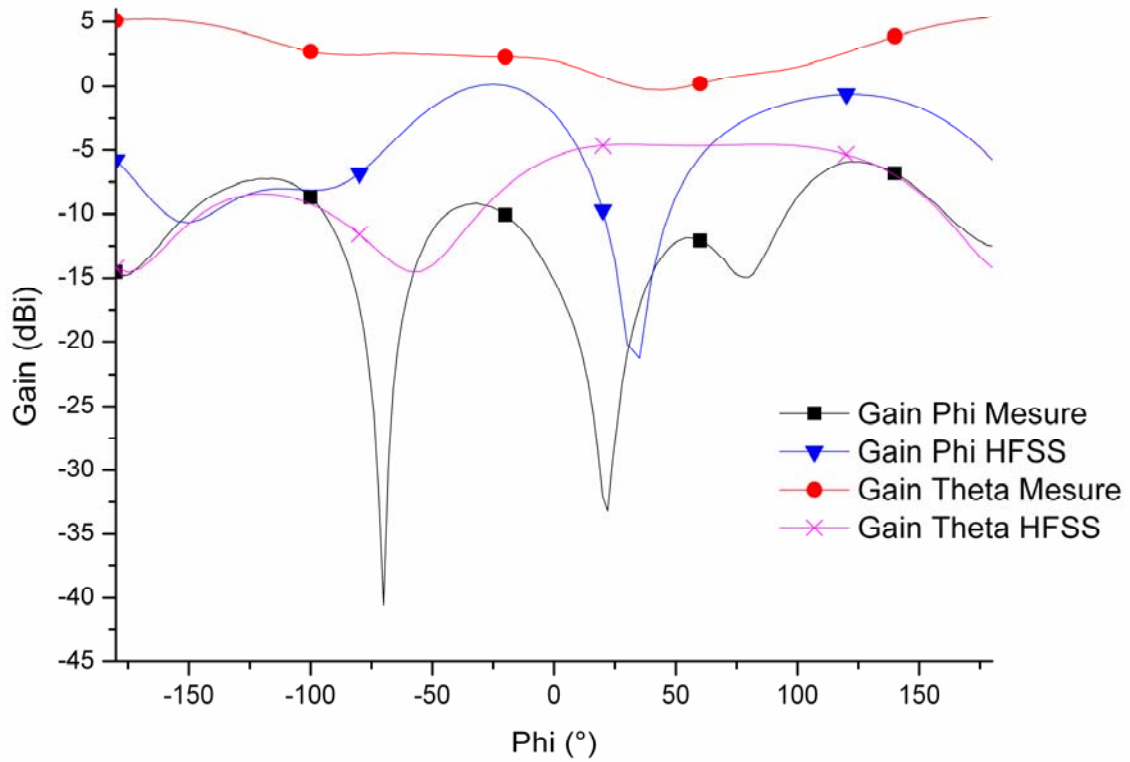


Figure 4.27 f : Diagramme de rayonnement d'antenne filtrante d'ordre 2 en simulation HFSS et en mesure à 2,7GHz

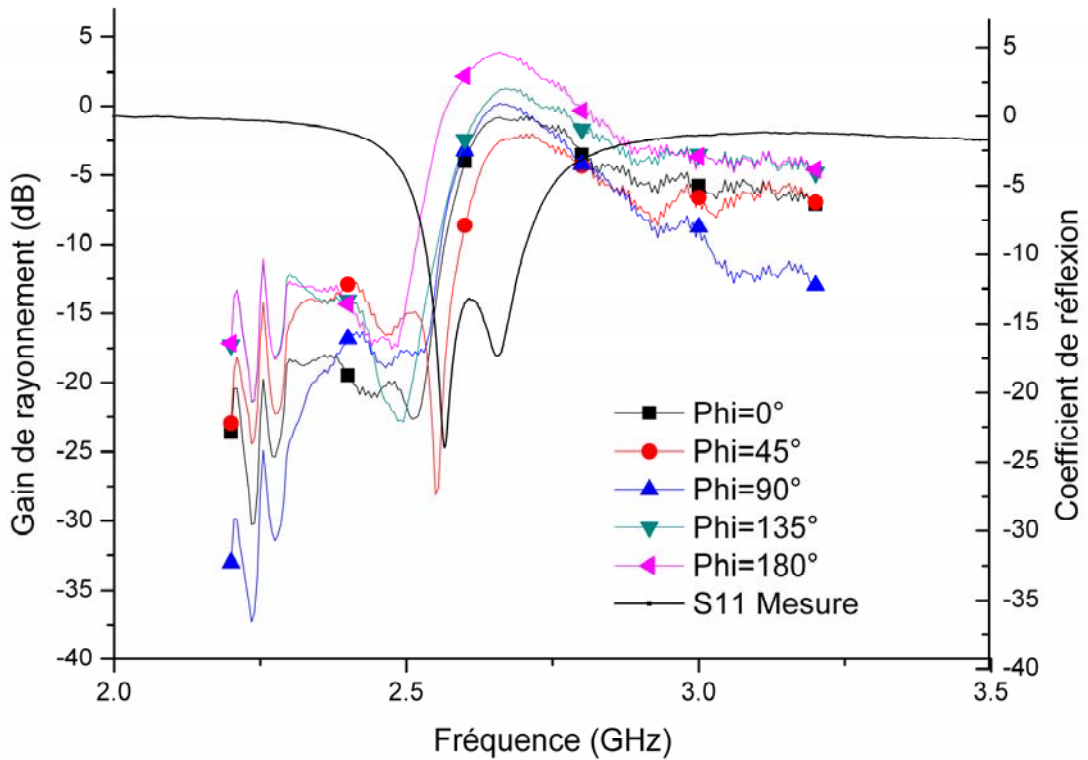


Figure 4.27 g : Gain de rayonnement mesuré sur une antenne filtrante d'ordre 2

Afin de rendre compte des possibilités de sélectivité de cette antenne, un balayage en fréquence a été fait systématiquement pour plusieurs angles de gisement. On voit qu'aux variations de gain près, on retrouve relativement bien la réponse en filtrage attendue. La réjection étant plus

importante en bande basse du fait du couplage entre l'entrée et le second résonateur. Comme dans le cas du filtre « rayonnant », nous pouvons cependant observer un glissement de la fréquence centrale vers les basses fréquences et une augmentation de la bande passante. Ceci peut être dû à plusieurs causes liées à la précision de réalisation des vias de court circuit (glissement de la fréquence), à la position relative des résonateurs (variation de la bande passante) et à l'influence du connecteur sur les performances en rayonnement de l'antenne. En effet, le connecteur est proche de l'antenne et leur taille est comparable. Il semble donc nécessaire de travailler spécifiquement sur les méthodes de caractérisation de ce type d'antennes en s'inspirant notamment des travaux réalisés, ces dernières années, sur la caractérisation d'antennes de petite taille [voir par exemple 2.32].

### 4.3.3 Bilan

Dans cette partie, nous avons présenté une méthodologie d'approche permettant de maîtriser conjointement l'efficacité de rayonnement et la bande passante d'une antenne. Dans cette approche, chaque résonateur est à la fois un élément rayonnant et un élément d'adaptation pour les autres résonateurs. L'énergie doit être couplée à tous les résonateurs pour maîtriser la bande passante de l'antenne. De ce fait, le facteur de qualité  $Q$  de chaque résonateur et les couplages entre résonateurs sont des paramètres importants qu'il est nécessaire de maîtriser avec une grande précision.

Nous avons donc fait la synthèse d'une antenne en utilisant la méthode de prédistorsion en réflexion et proposé des schémas équivalents d'antenne filtrante à l'ordre 1 et 2.

Grâce à l'utilisation de cette synthèse, une antenne filtrante à l'ordre 2 a été réalisée sur ROHACELL51HF de bande passante [2,57GHz, 2,75GHz] à partir de résonateurs de forme rectangulaire. Les résultats de mesure, même s'ils montrent que des techniques spécifiques de mesure doivent être développées pour le test de ce type d'antenne, valident la démarche développée. Cette démarche constitue une nouvelle possibilité pour mieux maîtriser la bande passante d'une antenne et donc permettre éventuellement de relâcher les contraintes de filtrage sur les circuits constituant le frontal radio-fréquence, en aval de cette antenne. A terme, chaque élément du frontal participant, pour une part, au filtrage, on peut espérer pouvoir intégrer les filtres dans les puces et ainsi diminuer encore le coût et la taille de ces circuits radio-fréquences.

## 4.4 Premières perspectives à ces travaux

Au point du développement où nous sommes arrivés, nous avons pu montrer que la démarche

mise en œuvre, associant compréhension des phénomènes physiques et schéma équivalent permettait de développer des antennes dont on peut *a priori* maîtriser la bande passante.

Il a fallu pour cela faire le choix d'un résonateur dont on peut faire varier l'efficacité de rayonnement donc le coefficient de surtension. Alors, étape par étape, nous avons pu montrer que l'on pouvait passer de la synthèse d'un filtre à celle d'une antenne à bande passante maîtrisée.

Le choix que nous avons fait du résonateur élémentaire l'a été en fonction d'une part de sa géométrie simple et, d'autre part, des moyens de réalisation dont nous disposions au Laboratoire car nous voulions pouvoir développer rapidement des maquettes permettant de valider l'approche proposée. Comme nous allons le montrer, dans un premier temps, ce choix *a priori* limite les possibilités de développement dans les bandes de fréquence les plus basses mais permet aussi d'imaginer, compte tenu du caractère « quasi localisé » de ce résonateur, de nouvelles configurations permettant d'aller vers de nouvelles fonctionnalités.

Comme ce résonateur a été complètement caractérisé (cf. Chapitre 3) et que la méthode de conception mise en œuvre a abouti à des réalisations fiables, nous pouvons penser que les études théoriques qui suivent sont valides même si, pour une raison de temps, elles n'ont pas encore pu être validées par l'expérience. Ces études constituent en fait les premières perspectives aux travaux que nous avons développés dans le cadre de cette thèse. Elles concernent principalement les possibilités de descente en fréquence et les possibilités ouvertes par la démarche proposée pour la conception d'antennes multi-standards à bande passante maîtrisée.

#### 4.4.1 Problématique de la descente en fréquence

Le résonateur de base étant un résonateur « quasi localisé » on pourrait penser que pour développer une antenne pour des applications telles que la DVB-H (470MHz-862MHz) ou le GSM (890MHz-960MH), il suffise, par exemple, d'augmenter la capacité et donc la surface du plateau capacitif tout en restant dans les conditions imposées à un élément quasi localisé ( $L$  et  $W \ll \lambda$ ).

Ceci est évidemment faux puisqu'alors le coefficient de surtension et l'impédance d'entrée du résonateur augmentent de manière considérable rendant difficile le rayonnement et le couplage au générateur. Par ailleurs, comme le montre la figure 4.28, si l'on veut descendre en fréquence en ne jouant que sur la surface du plateau capacitif, la condition de localisation devient très vite impossible à réaliser.



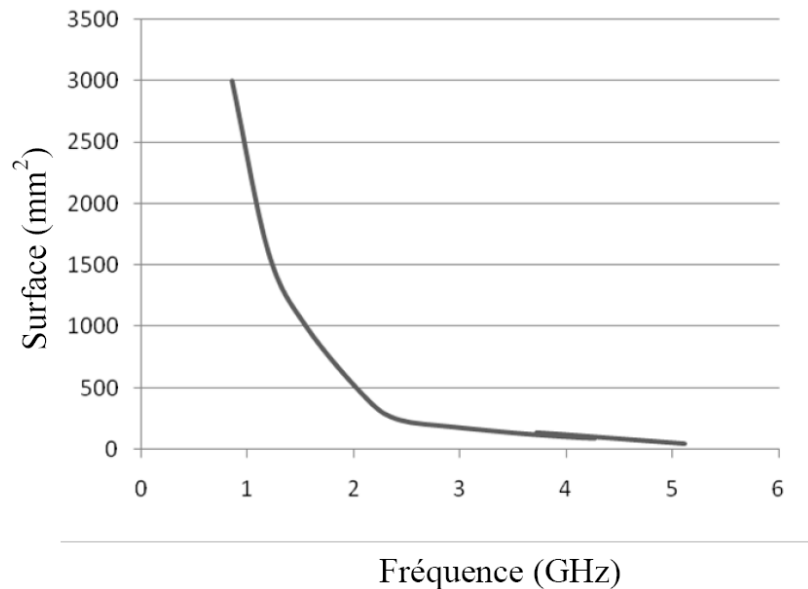


Figure 4.28 : Variation de la fréquence de résonance du résonateur en fonction de la surface du plateau capacitif (Substrat : air, Hauteur : 2,5mm, Diamètre du via : 0,4mm)

Une seconde solution consisterait à augmenter de la même manière l'inductance et la capacité et donc imaginer par exemple la réalisation de ce type d'antenne dans une technologie multicouche hybride ou pour le moins « polymère ». La figure 4.29 présente une possibilité d'augmenter conjointement la capacité et l'inductance en utilisant un sandwich à 3 niveaux de métal.

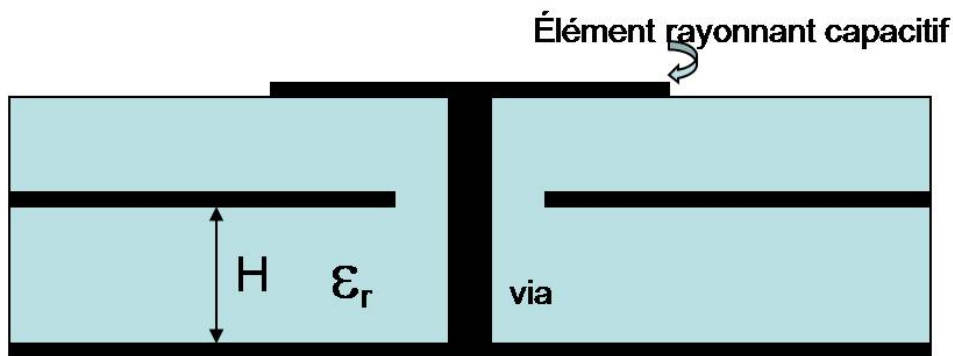


Figure 4.29 : Exemple de possibilité apportée par l'utilisation d'une filière technologique multicouche pour permettre la conception d'une antenne à bande passante maîtrisée

Cette solution est intéressante *a priori* mais, comme l'indique la figure 4.30, si la fréquence de fonctionnement de l'antenne diminue son impédance d'entrée augmente et il est donc plus compliqué de la coupler au générateur. Cette solution reste cependant une piste intéressante d'autant que si nous considérons un sandwich à 2 niveaux de métal, on peut alors utiliser l'un des niveaux enfouis pour réaliser une inductance plaquée et ajuster ainsi la fréquence (inductance spirale par exemple).

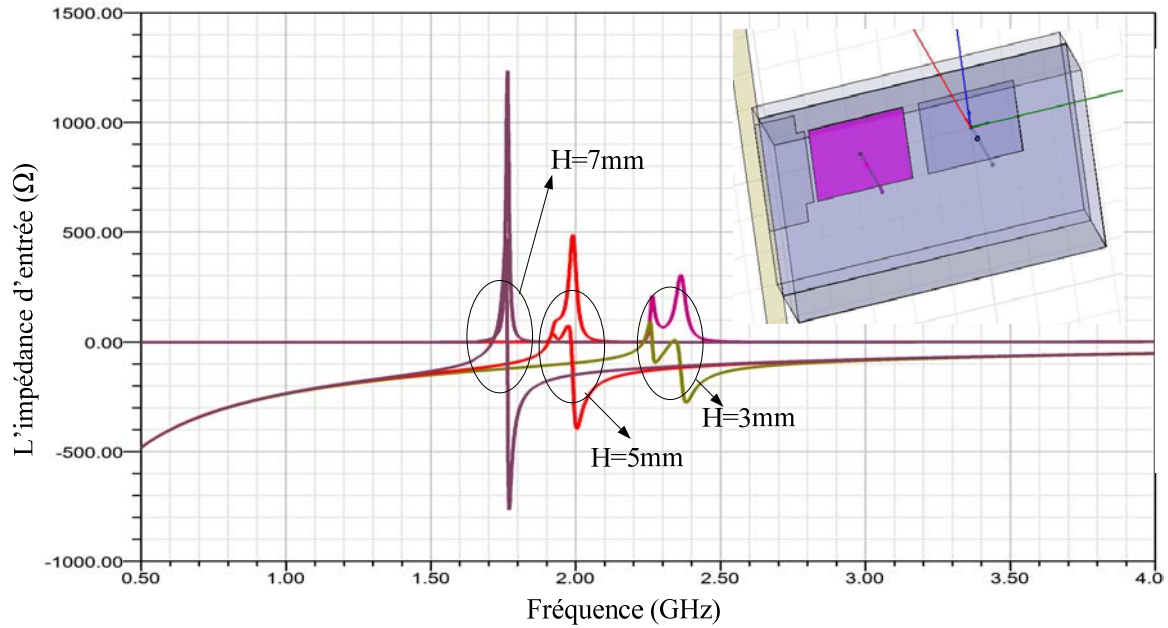


Figure 4.30 : Influence de la hauteur  $H$  du via sur les caractéristiques électriques de la structure (Dimension du résonateur :  $W=10\text{mm}$ ,  $L=12\text{mm}$ , Épaisseur de la 1<sup>ère</sup> couche= $3\text{mm}$ , substrat=air, diamètre du via= $0,4\text{mm}$ , défini comme sur la figure 3.4)

Les technologies multi-couches permettent également d'envisager d'autres améliorations possibles comme par exemple l'augmentation du gain de rayonnement.

#### 4.4.1.1 Augmentation du gain de rayonnement

Pour cette étude, nous utilisons une structure bicouche constituée d'un substrat FR4 de hauteur  $1,58\text{mm}$  placé au dessus d'un plan de masse, une épaisseur d'air étant présente entre ce plan de masse et la face inférieure du substrat. Cette structure est présentée sur la figure 4.31. En faisant varier l'épaisseur de la couche d'air, on peut montrer qu'il est possible de faire varier le gain de rayonnement. La figure 4.32 présente les variations de fréquence de résonance, du facteur de qualité et du maximum du gain en fonction de la variation de cette épaisseur d'air.

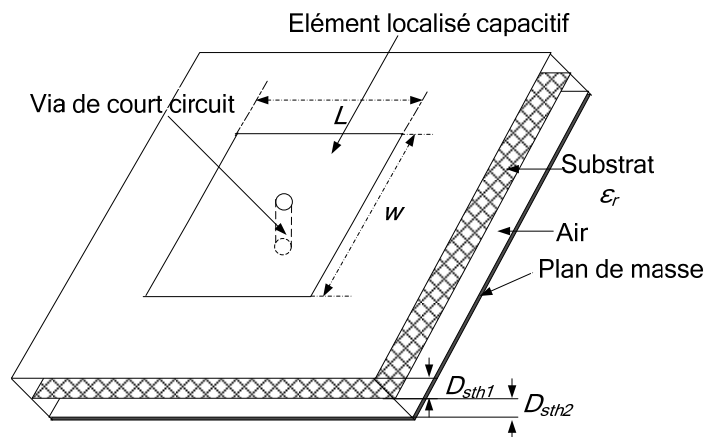
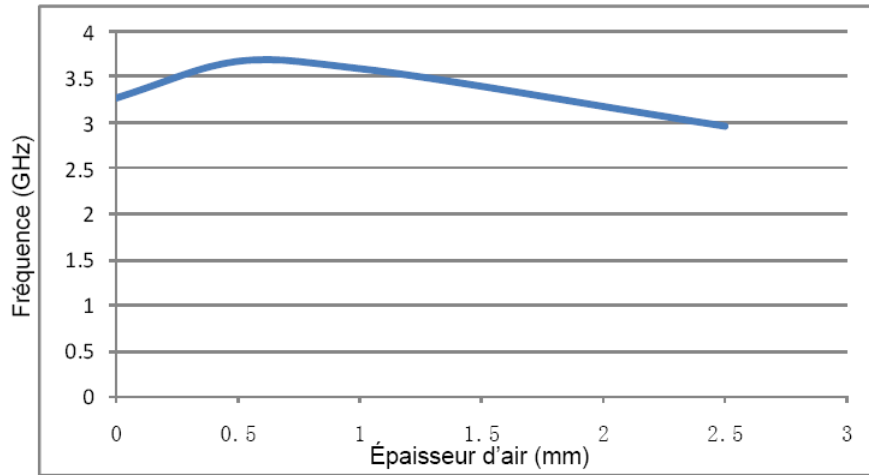
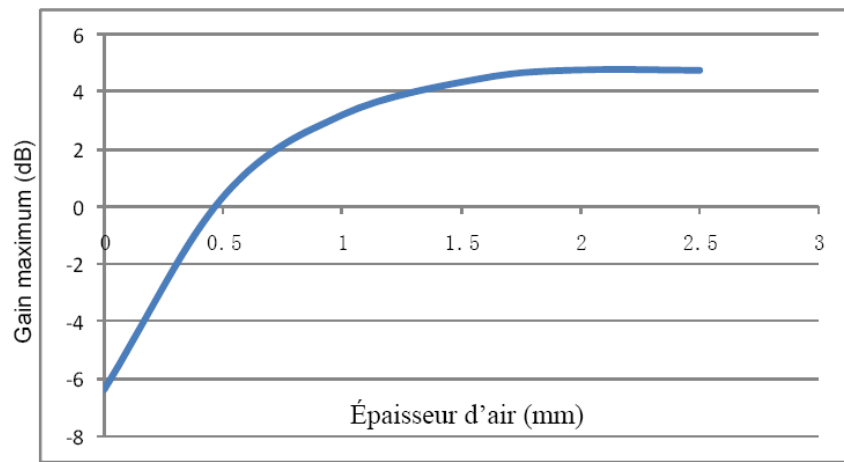


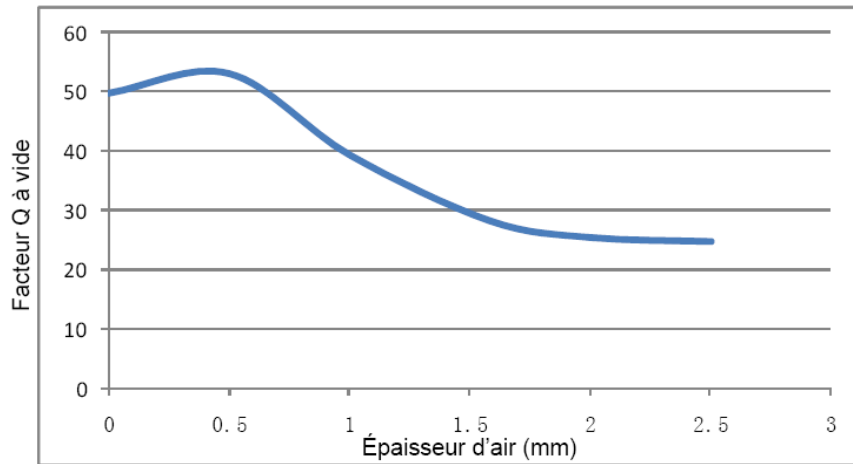
Figure 4.31 : Structure bicouche étudiée



(a)



(b)



(c)

Figure 4.32 : Fréquence de résonance (a), gain maximum (b) et  $Q$  à vide (c) en fonction de l'épaisseur d'air

Avec l'augmentation de l'épaisseur d'air, le gain maximum augmente rapidement, le facteur  $Q$  à vide diminue également rapidement, alors que la fréquence de résonance diminue lentement. L'ajout de la couche d'air permet donc d'optimiser les performances de l'antenne filtrante.

La figure 4.33 présente la géométrie d'une antenne de ce type. La taille de chaque résonateur est  $10 \times 10 \text{ mm}^2$ , le diamètre du via est 1mm. La largeur de la fente entre deux résonateurs est de 4mm, et la largeur de la fente entre l'entrée et le 1<sup>er</sup> résonateur est de 1mm.

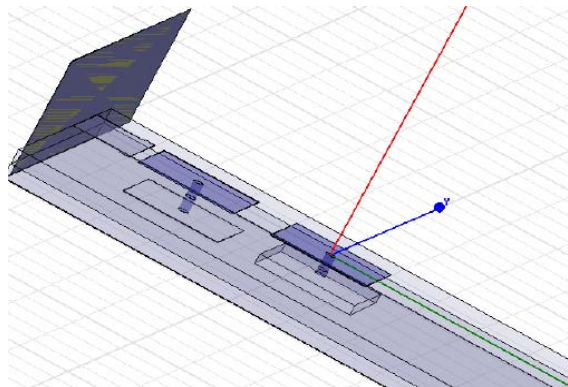
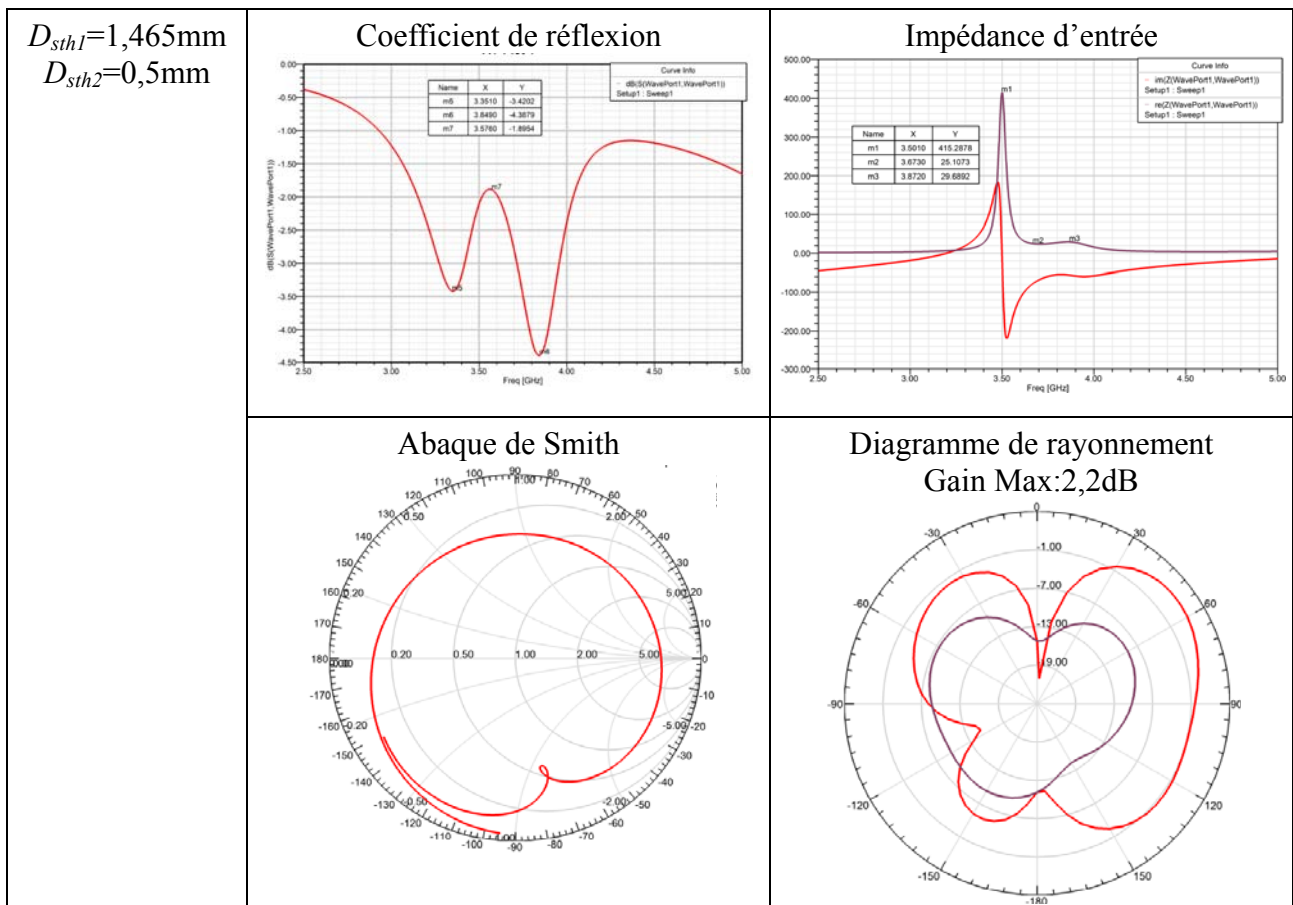
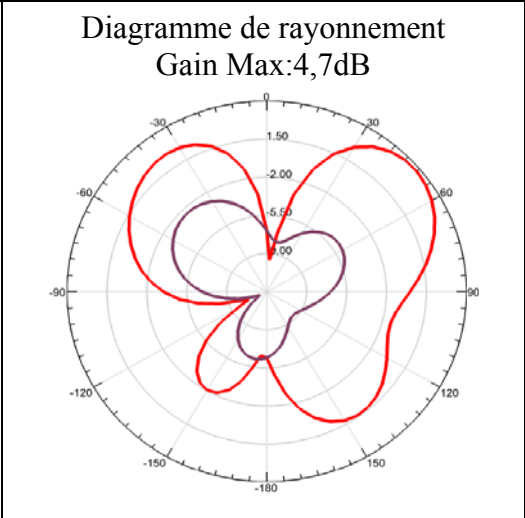
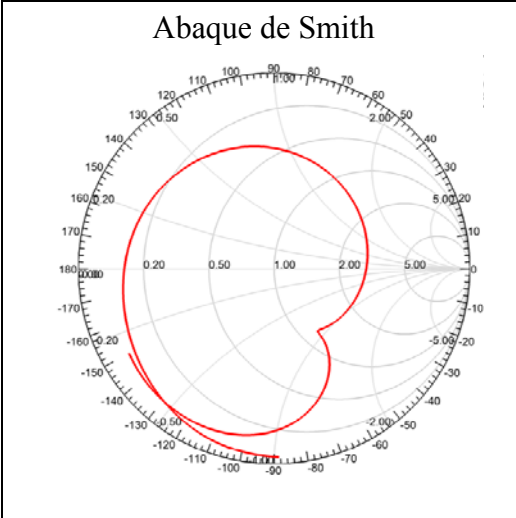
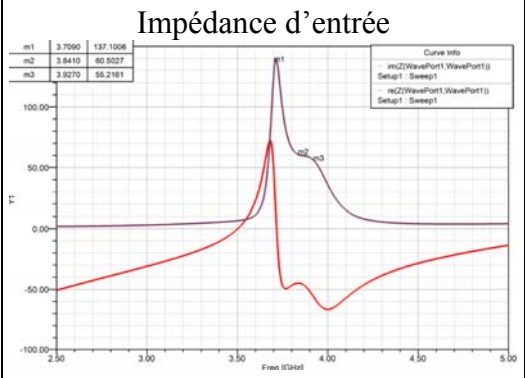
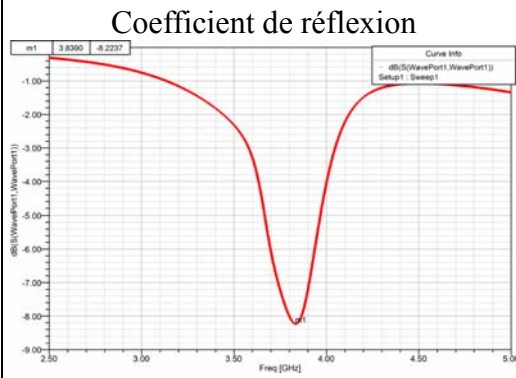


Figure 4. 33 : Antenne conçue sur une bicouche FR4-air

Le tableau 4.3 présente la comparaison des résultats de simulation pour des épaisseurs d'air différentes.  $D_{sth1}$  représente l'épaisseur d'air sous le 1<sup>er</sup> résonateur, et  $D_{sth2}$  est l'épaisseur sous le second résonateur.



$D_{sth1}=0,5\text{mm}$   
 $D_{sth2}=0,5\text{mm}$



$D_{sth1}=0,5\text{mm}$   
 $D_{sth2}=1,465\text{mm}$

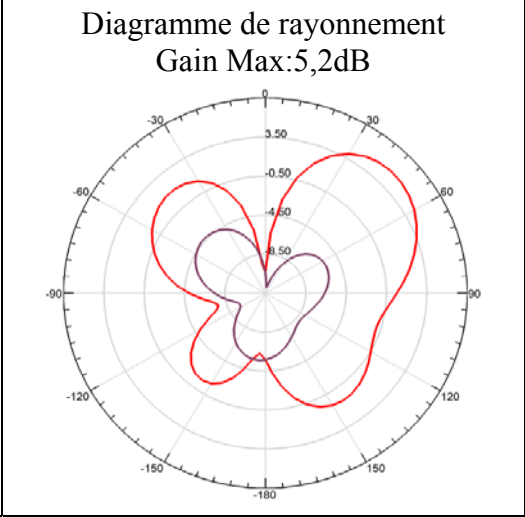
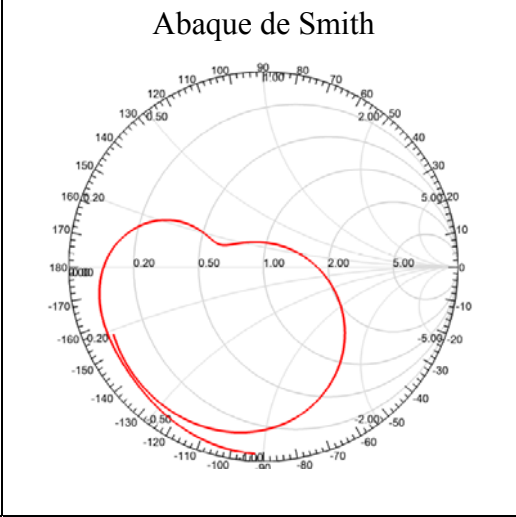
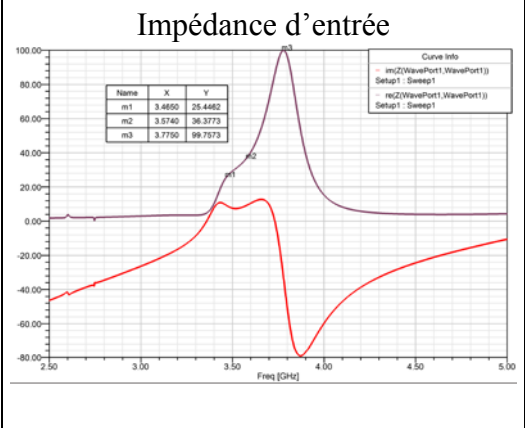
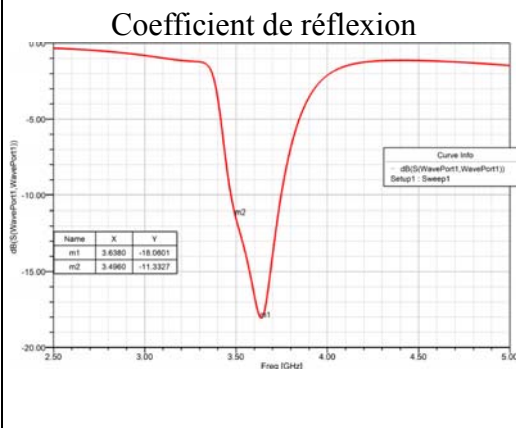


Tableau 4.3 : Comparaison des performances obtenues pour des épaisseurs d'air différentes

On peut alors faire les observations suivantes :

- Le facteur de qualité du résonateur diminue avec l'épaisseur d'air ;
- L'efficacité de rayonnement est plus élevée quand le facteur de qualité du 1<sup>er</sup> résonateur est plus faible que celui du second ;
- Il est possible de contrôler l'impédance d'entrée et les couplages entre résonateurs de facteurs de qualité différents pour maîtriser la bande passante ;
- Il y a diminution de la fréquence de fonctionnement.

Une autre possibilité d'évolution de la structure est de jouer sur la forme du plateau capacitif. En effet, puisque l'élément est « quasi localisé », sa forme ne devrait jouer que très peu sur la réponse du résonateur.

#### 4.4.1.2 Influence de la forme du plateau capacitif sur les performances du résonateur

La forme du résonateur permet de jouer sur son impédance d'entrée et sur son facteur de qualité à vide. Nous avons vu auparavant que l'augmentation de la surface de l'élément rayonnant capacitif rectangulaire se traduisait par une diminution de la fréquence de résonance et une augmentation du facteur de qualité à vide (cf. Équations (3.2) et (4.31)). Le tableau 4.4 compare les performances obtenues pour deux formes différentes du plateau capacitif. Ce changement de forme du plateau permet de diminuer l'impédance d'entrée tout en augmentant la capacité. On peut alors imaginer pouvoir faire fonctionner l'antenne, plus bas en fréquence, sans pour cela augmenter les difficultés pour pouvoir l'adapter à 50Ω.


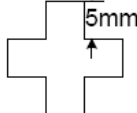
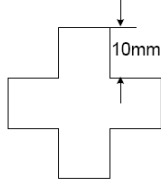
	Carré 	Croix 	Croix 
Surface	100mm <sup>2</sup>	125mm <sup>2</sup>	500mm <sup>2</sup>
$f_0$	1,8GHz	1,8GHz	0,93GHz
L'impédance d'entrée	1250Ω	1250Ω	280Ω

Tableau 4.4 : Influence de la surface de l'élément rayonnant capacitif sur les caractéristiques de la structure

Notons à ce niveau que le choix de la forme du plateau capacitif peut aussi permettre d'imaginer des couplages entre résonateurs plus sophistiqués et donc par exemple de pouvoir coupler des résonateurs non adjacents et faire ainsi apparaître des zéros de part et d'autre de la

bande passante et augmenter ainsi la réjection pour un ordre donné.

#### 4.4.1.3 Bilan

Dans cette section, nous avons fait une première étude de l'apport possible de filières technologiques multicouches et de la forme du plateau capacitif sur les performances des antennes à bande maîtrisée que nous proposons. Compte tenu des possibilités apportées par ces évolutions il semble possible d'imaginer le développement de telles antennes dans les bandes basses des hyperfréquences (autour de 1 GHz) sans que les contraintes de conception soient trop drastiques.

Le second point qu'il est intéressant d'aborder du point de vue des perspectives de ces travaux est la possibilité de développer des antennes à bande passante maîtrisée pouvant fonctionner sur plusieurs standards. C'est cette possibilité que nous envisageons dans la section suivante

### 4.4.2 Vers la conception d'antennes multistandards à bande passante maîtrisée

Compte tenu de l'évolution des systèmes de communication, il paraît nécessaire de s'intéresser au développement d'antennes pouvant fonctionner sur plusieurs standards. Nous pouvons imaginer deux approches complémentaires :

- la première consiste à associer les antennes mono-standards développées en recherchant des solutions permettant de limiter les interactions entre ces deux standards sans pour autant augmenter de manière importante le volume des terminaux.
- Une seconde démarche possible est de voir dans quelle mesure, il est possible de modifier la forme des résonateurs de base pour faire coexister dans ces résonateurs plusieurs modes de résonance. On peut imaginer pour cela que la structure soit quasi localisée ou répartie, aux différentes fréquences de travail et, pourquoi pas, associer dans la même structure une résonance de type localisée et une résonance de type répartie. C'est déjà ce type de phénomène qui est utilisé dans les antennes de type fil-plaque [4.8].

#### 4.4.2.1. Système antennaire associant plusieurs antennes filtrantes

La mise en œuvre de systèmes antennaires associant plusieurs antennes filtrantes permet de réaliser des structures multistandards sans pour autant trop augmenter le volume du terminal RF. Mais l'intégration de plusieurs antennes sur la même plate-forme [4.9] peut entraîner des interférences et réduire le débit de transmissions. Ces études [4.9] ont montré que, jusqu'à ce que de

nouveaux mécanismes pour faciliter la coexistence de ces technologies différentes soient mis en œuvre, la seule solution est d'augmenter physiquement l'espace entre les différents réseaux ou d'ajuster les niveaux des signaux pour réduire les interférences. Cette approche conduit donc inexorablement à augmenter la taille du système. De plus, chaque standard exige son réseau d'interface qu'il est parfois difficile de miniaturiser.

#### 4.4.2.2. Antenne filtrante bi-bande: problématique et premiers résultats

Dans cette partie, nous présentons les premiers résultats et la problématique concernant les structures permettant d'aboutir à une antenne filtrante fonctionnant sur plusieurs bandes de fréquence.

##### A : Conception mixte « quasi localisée » - « répartie » :

Comme nous l'avons dit dans l'étude du résonateur élémentaire (cf. Chapitre 3), le résonateur utilisé possède une première fréquence de résonance associée au circuit bouchon localisé et d'autres fréquences de résonance possibles correspondant à la résonance de la section de ligne microruban que constitue aussi le plateau capacitif, ces résonances de type « distribuées » étant perturbées par la présence du via de court-circuit. En général, la deuxième fréquence de résonance apparaît à une fréquence qui est au moins 3 fois plus élevée que la fréquence de résonance due au circuit localisé [2.29] (cf. Figure 4.1 et Figure 4.2). Ceci ne permet donc pas de faire face au problème du fonctionnement en multistandards car, dans ce cas, les fréquences de fonctionnement et les bandes passantes sont imposées. Une première solution, inspirée des études précédentes consiste à modifier la géométrie des résonateurs pour pouvoir plus facilement jouer sur les types de couplages entre résonateurs et pouvoir à terme modifier l'écart entre les fréquences de fonctionnement de l'antenne. Le paragraphe suivant présente un premier résultat correspondant à la mise en œuvre de ce concept.

La structure présentée dans la section 4.3 présente des limitations dès que l'on souhaite développer des antennes multistandards. En effet, le couplage entre résonateurs rectangulaires monocouches est uniquement un couplage électrique. Aussi, il peut être intéressant d'introduire un couplage mixte électrique et magnétique entre résonateurs en cascade en choisissant une géométrie adaptée pour ces résonateurs. Comme indiqué dans [4.10], le couplage mixte peut être utilisé pour ajuster le coefficient de couplage dans la conception d'un filtre microruban. Cette possibilité présente de plus quelques avantages comme, par exemple, d'utiliser un plus petit nombre de résonateurs pour obtenir une réjection donnée, et la possibilité d'augmenter le niveau de réjection en bord de bande passante ou une réponse asymétrique par l'ajout de zéros de transmission [4.11].



La figure 4.34 présente la configuration d'une antenne utilisant des résonateurs de type « boucle ouverte » (« open loop »). Par rapport à un résonateur rectangulaire, cette forme de résonateur permet non seulement de régler le coefficient de couplage, mais a aussi l'avantage d'avoir une taille plus réduite et une résistance de rayonnement plus faible.

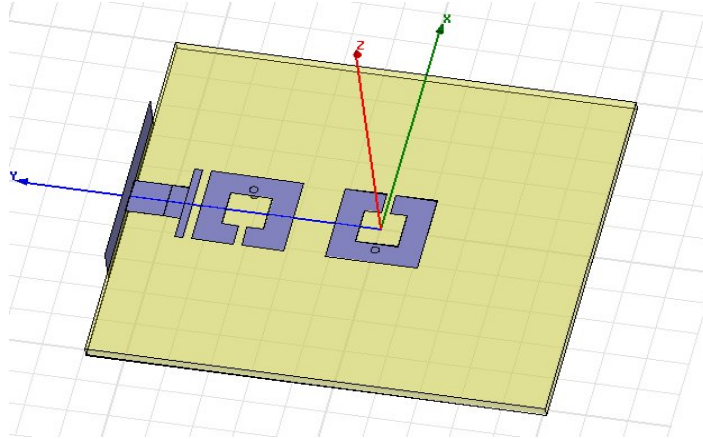


Figure 4.34 : Exemple d'antenne à l'ordre 2 utilisant le couplage mixte électrique magnétique (Substrat : Duroid5880, surface du résonateur :  $100\text{mm}^2$ )

La figure 4.35 présente l'impédance d'entrée de la structure proposée. Avec la même fréquence de résonance, la taille du résonateur est plus petite mais le deuxième mode de résonance est beaucoup plus proche et sa fréquence peut varier en jouant sur la forme du résonateur et sur l'intensité des couplages.

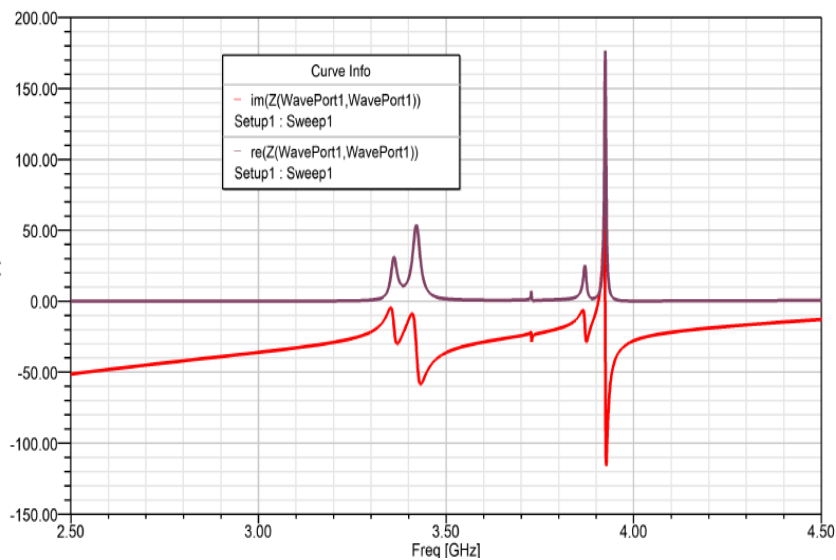


Figure 4.35 : Paramètre Z de la structure proposée

En choisissant bien ces paramètres et en faisant, comme nous l'avons fait pour le résonateur rectangulaire, une étude exhaustive du comportement de ce type de résonateur, il doit être possible d'aboutir à la conception d'antennes bi-bande à bande passante contrôlée.

### B : Mise en œuvre de la démarche en partant de filtres bi-bandes

La démarche que nous avons mise en œuvre partait du fait que la fonction de filtrage en hyperfréquences était en général obtenue par couplage entre résonateurs à hauts coefficients de surtension. Alors, en jouant sur les couplages inter-résonateurs, sur les couplages d'entrée-sortie voire sur les couplages entre résonateurs non adjacents, il est possible de maîtriser la réponse du filtre dans la bande et hors bande. Notre contribution a consisté, d'une part, à montrer qu'il était possible de maîtriser la bande passante d'un filtre même si les résonateurs étaient des résonateurs à pertes, ces pertes étant principalement des pertes par rayonnement. Pouvoir passer du filtre à l'antenne à bande passante maîtrisée l'étude a consisté alors à faire en sorte que l'énergie puisse se propager dans chacun des résonateurs « rayonnants » et que toute l'énergie soit en définitive rayonnée. Cette démarche semble donc, au moins au plan des concepts, pouvoir être étendue au cas de filtres multifréquences. Dans un premier temps, il serait intéressant déjà de le faire sur des filtres bi fréquences. Dans cet esprit, nous avons commencé à étudier le filtre présenté à la figure 4.36. C'est un filtre à 2 pôles qui utilise des résonateurs annulaires coplanaires [4.12]. Le fonctionnement de ce filtre est basé sur un résonateur à deux fentes annulaires « dual-mode » (DMDSRR : dual mode dual slot ring resonator). La densité de courant de surface est plus importante sur les bords de la fente et décroît rapidement lorsqu'on s'en éloigne. Cette structure permet *a priori* de bien maîtriser la bande passante.

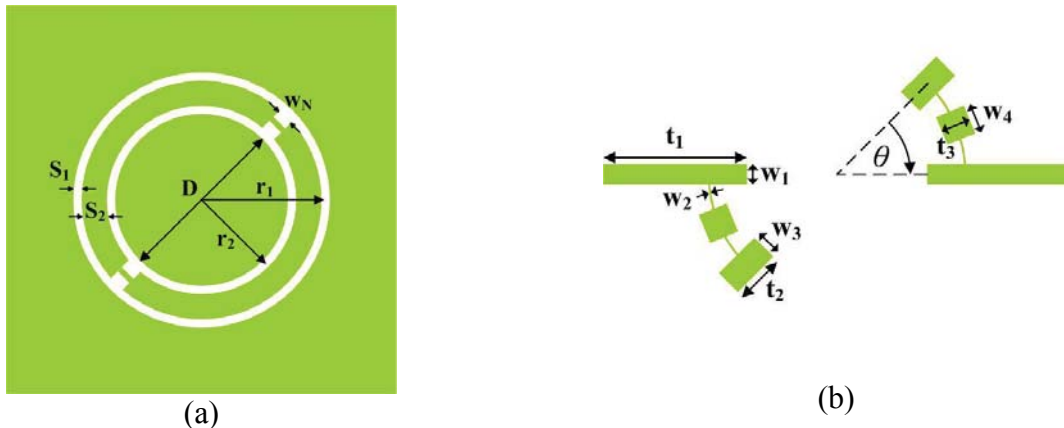


Figure 4.36 a : Filtre à résonateurs annulaires coplanaires, vue de dessus (a) et vue de dessous (b) [4.12]

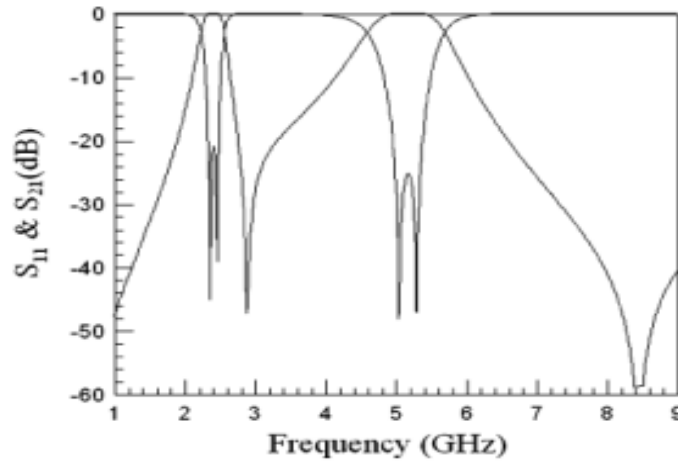


Figure 4.36 b : Coefficients de transmission et de réflexion du filtre [4.20]  
 -3dB BW : [2,2GHz- 2,6GHz] et [4,5GHz- 5,6GHz]

La figure 4.37 présente cette fois-ci une antenne utilisant également des résonateurs annulaires coplanaires. C'est la structure duale de la structure précédemment décrite. Cette structure est en fait une antenne bi-fréquence. Le diamètre du disque coplanaire, au travers du mode résonant qui se développe impose *a priori* la fréquence basse de fonctionnement de cette antenne. Le couplage entre un mode supérieur du disque et les résonateurs coplanaires annulaires permet la maîtrise du rayonnement de cette antenne sur une large bande par couplage entre ces trois résonateurs. Ceci permet, dans le cas étudié, de faire fonctionner l'antenne sur toute la bande haute correspondant à la norme 802.11n (5,15 GHz-5,825 GHz).

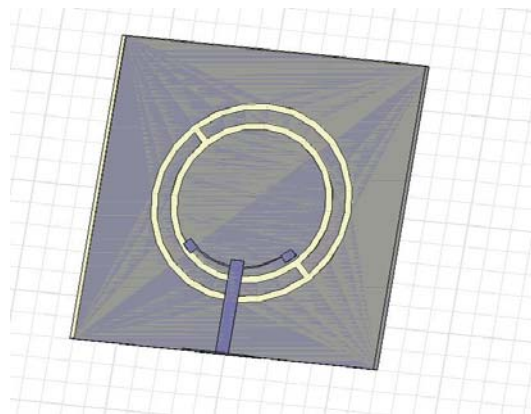


Figure 4.37 : Antenne à résonateurs annulaires coplanaires

Une analyse paramétrique de cette antenne a permis d'obtenir en simulation les résultats présentés en Figure 4.38 et Figure 4.39, résultats relativement bien vérifiés sur l'antenne réalisée en se basant sur ces simulations. En théorie, la bande couverte va de 4,9GHz à 5,8GHz, soit 18% de bande passante. Cette antenne permet donc de couvrir la bande de fréquences correspondant au standard souhaité. Il faut cependant noter que les performances sont relativement sensibles à la

réalisation et qu'il est important de maîtriser l'excitation par ligne microruban, d'une part, et la manière dont les différentes résonances sont couplées l'une à l'autre, d'autre part.

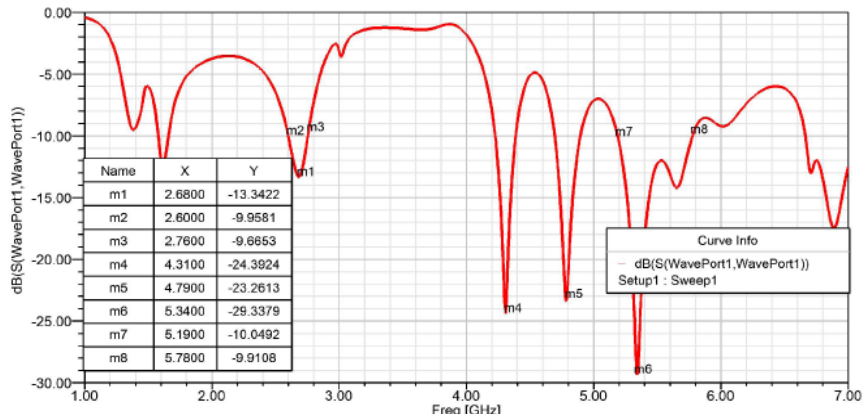
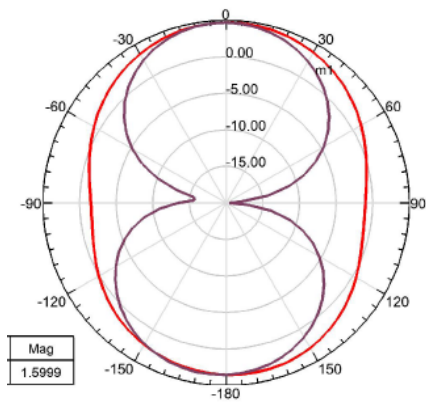
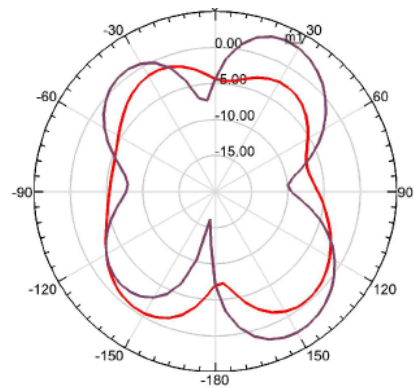


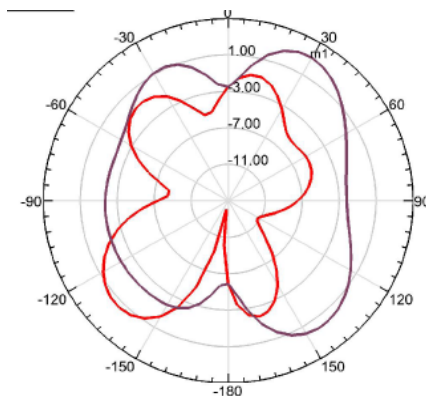
Figure 4.38 : Coefficient de réflexion de l'antenne simulée sous HFSS  
 1<sup>er</sup> bande : [2,6-2,8GHz], 2<sup>ème</sup> bande : [4,97-5,76GHz]



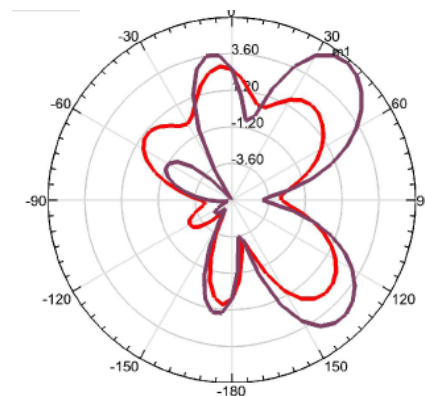
À 2,68GHz, GainMax=1,6dB



À 4,31GHz, GainMax=3,2dB



À 4,79GHz, GainMax=3,1dB



À 5,34GHz, GainMax=5,6dB

Figure 4.39 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne  
 (Rouge: phi=0° Violet: phi=90°)

Nous pouvons observer qu'il y a une certaine similarité entre les deux structures du filtre d'une part et de l'antenne, d'autre part. Il nous semble donc possible, partant de la structure d'un filtre bi-bande compact tel que celui présenté la figure 4.37, d'étudier le comportement des résonateurs bi-

modes pour favoriser leur rayonnement et appliquer ensuite la démarche de conception que nous avons proposé dans cette thèse.

Les différentes perspectives que nous venons d'évoquer sont en cours d'étude dans notre Laboratoire. Elles requièrent, pour chacune d'elles, beaucoup de temps et d'attention et ne pouvaient pas être complètement mises en œuvre dans le cadre de cette thèse mais elles pourront sans doute l'être par la suite par moi-même ou par les futurs étudiants admis au Laboratoire.

### 4.4.3 Bilan

Dans les sections précédentes, nous avons présenté la validation d'une méthodologie de conception d'une antenne filtrante, et réalisé une antenne planaire mono-bande en utilisant des résonateurs rectangulaires. Mais, il y a quelques limitations à cette antenne. Par exemple, la taille du résonateur est grande pour des fréquences basses, il n'est pas non plus facile d'ajouter des zéros de transmission dans la bande passante pour obtenir une meilleure sélectivité, ce qui est nécessaire pour les applications multibandes pour lesquelles des niveaux de réjection importants sont requis.

Nous avons étudié les possibilités de descente en fréquence et de conception d'antennes multistandards à partir de la méthodologie proposée. Des premiers résultats ont été donnés montrant tout l'intérêt que pouvait présenter la continuation de telles études.

---

---

## **Conclusions générales et perspectives**

---

---

Dans ce travail de thèse, nous nous sommes attachés à montrer l'intérêt de l'association, au sein d'un frontal radiofréquence, des fonctions de filtrage et de rayonnement. En effet, l'intégration des fonctions de filtrage au sein même des puces « actives » pour faire face au besoin de miniaturisation et au caractère multi-standard des récepteurs nécessite que cette fonction de filtrage soit répartie tout au long de la chaîne de réception et notamment que l'antenne puisse participer, de par sa réponse en fréquence, à l'amélioration des performances du récepteur afin de pouvoir diminuer les contraintes en aval de cette antenne. Comme il semble que les technologies d'intégration les plus appropriées dans ce type d'application où l'on recherche miniaturisation et performances soient les technologies planaires de type SiP ou SoP, nous avons mené cette étude avec comme objectif, l'utilisation à terme de ce type de solution technologique.

La co-conception de fonctions est la volonté de définir un dispositif multifonctions regroupant des fonctionnalités différentes (Ex. rayonnement et filtrage, rayonnement et amplification), elle a plusieurs objectifs. Le premier concerne la diminution du volume global utilisé pour ces fonctions au sein du terminal. C'est une réponse au problème de la miniaturisation des fonctions et de la réalisation de structures multistandards. Le deuxième objectif concerne la diminution du facteur de bruit du système. Celui-ci est dégradé par les pertes associées aux connexions entre fonctions différentes.

Les caractéristiques de rayonnement et la sélectivité sont deux difficultés dans la conception d'un frontal radiofréquence. Une contribution essentielle de cette thèse est de proposer une nouvelle méthodologie de conception d'antenne filtrante planaire qui permet de maîtriser la sélectivité de la bande passante tout en respectant des conditions de rayonnement données. Pour valider cette méthodologie, nous avons procédé étape par étape.

Les résonateurs étant des éléments de base à la fois dans la conception des antennes et des filtres, le point de départ de cette approche a consisté à caractériser et à modéliser complètement le résonateur de base tant en ce qui concerne sa sélectivité (coefficient de surtension) que son rayonnement. Afin de tenir compte de la nécessité de miniaturisation, nous avons défini un résonateur de base quasi localisé, donc de petite taille, pour lequel il est possible de faire varier le coefficient de surtension de rayonnement par choix de la taille et de la position respective des éléments constitutifs. Ce résonateur de base a été caractérisé théoriquement et expérimentalement. Les résultats acquis nous ont alors permis de proposer un modèle « circuit » fiable de ce résonateur, créant ainsi l'outil de base à la modélisation d'un filtre puisque les méthodes de synthèse de filtres en éléments localisés sont actuellement bien maîtrisées.

Le couplage entre résonateurs élémentaires permet de former une fonction de filtrage élémentaire, fonction qui dépend des coefficients de surtension de chacun des résonateurs, du couplage entre ceux-ci et du couplage au générateur et à la charge. Dans le cas que nous traitons, les résonateurs sont des résonateurs à pertes. Ces pertes sont essentiellement des pertes par rayonnement puisque nous souhaitons également que le dispositif ainsi réalisé rayonne toute l'énergie qui lui est fournie. C'est donc la synthèse de filtres à résonateurs à pertes qu'il a fallu envisager pour résoudre le problème. En nous basant sur l'utilisation des outils de simulation existants et les modèles que nous avons proposés du résonateur élémentaire, nous nous sommes donc penchés sur le problème de la synthèse d'un filtre utilisant des résonateurs à pertes par rayonnement. Nous l'avons fait, étape par étape, en réalisant dans un premier temps le couplage entre deux résonateurs à coefficient de surtension élevé donc à rayonnement minimisé puis nous avons validé la démarche en réalisant un filtre d'ordre 3. Les résultats expérimentaux obtenus ont bien validé la modélisation proposée du résonateur élémentaire dans sa configuration « faibles pertes ». Forts de ce résultat, nous avons ensuite développé la synthèse d'un filtre utilisant des résonateurs à fortes pertes par rayonnement. Nous avons utilisé pour cela la technique de pré-distorsion de pôles. Nous avons montré qu'il était possible alors de maîtriser la bande passante du filtre au prix de pertes relativement élevées dans la bande passante. Le filtre ainsi réalisé est donc un filtre « rayonnant ».

Enfin, en nous basant sur la modélisation circuit de ces filtres rayonnants et en transformant le schéma équivalent pour tenir compte de la suppression de l'accès de sortie, nous avons alors pu concevoir une antenne filtrante (dipôle rayonnant adapté à bande passante maîtrisée). Ce travail sur le circuit équivalent impose une modification du résonateur terminal et la prise en compte de cette modification sur les autres résonateurs. Avec cette conception, chaque résonateur est à la fois un élément rayonnant et un élément d'adaptation pour les autres résonateurs de la fonction de filtrage ainsi réalisée. Une antenne filtrante mono-bande utilisant des résonateurs rectangulaires monocouches a été réalisée et testée. Même s'il est nécessaire de travailler plus spécifiquement sur les méthodes de caractérisation expérimentales de ces antennes filtrantes de petite taille, les résultats obtenus en mesure valident bien l'approche que nous avons mise en œuvre et qui peut donc être généralisée à des structures plus complexes.

C'est pour cela que, pour compléter cette étude de base, nous avons proposé quelques perspectives aux travaux que nous avons menés. Ces perspectives concernent les possibilités, d'une part, de concevoir et réaliser des antennes filtrantes aux fréquences les plus basses du spectre radiofréquence et, d'autre part, de généraliser la démarche proposée au cas des antennes « multi-standards ».



Le résonateur étant à la base un résonateur « quasi localisé », nous avons pu montrer que la modification de la forme des métallisations et les possibilités ainsi offertes de varier les couplages pouvaient permettre de développer de nouvelles fonctionnalités. Nous avons également pu montrer que l'utilisation de filières technologiques multicouches de type hybride permettrait certainement d'améliorer les performances de ce type de structure tout en conservant le caractère compact de ces antennes « filtrantes ».

Au-delà de ces premières perspectives, actuellement à l'étude dans notre Laboratoire il semble suite aux premières études que nous avons réalisées que les techniques proposées par Caloz concernant les métamatériaux pourraient être utilisées pour développer le concept que nous avons proposé permettant sans doute l'obtention d'antennes multi standards à bande passante contrôlée [C1-C5].

---

---

# **Références**

Bibliographiques

---

---

- [1.1] “Antenna Efficiency”, <http://www.k0bg.com/eff.html>, Novembre 2009
- [1.2] <http://en.wikipedia.org/wiki/2G>, Février 2010
- [1.3] “Cellular Standards for the Third Generation”. *ITU.*, [http://www.itu.int/osg/imt-2000/technology.html#Cellular Standards for the Third Generation](http://www.itu.int/osg/imt-2000/technology.html#Cellular%20Standards%20for%20the%20Third%20Generation), Décembre 2005
- [1.4] W. Mohr, “Mobile Communications Beyond 3G in the Global Context”, *Siemens mobile*. Retrieved on Mars 2007
- [1.5] Y. K. Kim, P. Ramjee. “4G Roadmap and Emerging Communication Technologies”, *Artech House* 2006. pp. 12–13. ISBN 1-58053-931-9
- [1.6] K. Beilenhoff, M. L. Joyeux-Salin, D. Pons, H. Daembkes, “Full MMIC Chip sets for microwave and MM-wave applications in SMD-Type Packages”, *IEEE MTT-S, Workshop WSB*, Juin 2002
- [1.7] M. Opperman, “Novel module architectures up to 50GHz-SMT and RF-Boards”, *10th Workshop  $\mu$ TP (Mikrotechnische Produktion)*, Allemagne, Novembre 2002
- [1.8] “Agilent EEsof EDA: RF SiP (System in Package) Module and Design Solutions” *Agilent Technologies*.
- [1.9] [http://en.wikipedia.org/wiki/Flip\\_chip](http://en.wikipedia.org/wiki/Flip_chip), Février 2010
- [1.10] F. Bodereau, “Aide à la conception de circuits et modules hyperfréquences par une méthode globale couplant lois de l'électromagnétisme et des circuits”, *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges*, Novembre 2000
- [1.11] T. Gleditsh, H. Krisitansen, D. Ausen, “Guide line packaging” chapitre F, *The Nordic electronic packaging guideline multichip module chapter*
- [1.12] H. Trézéguet, “les filtres à ondes de surface”, *Électronique*, No 156, pp. 78-88, Mars 2005
- [1.13] G. Fischerauer, T. Ebner, P. Kruck, K. Morozumi, R. Thomas, M. Pitschi, “SAW filter solutions to the needs of 3G cellular phones”, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, Vol.1, pp. 351-354, 2001
- [1.14] K.Y. Hashimoto, “Sip/SoC Integration of RF SAW/BAW Filters”, [www.tegal.com](http://www.tegal.com)
- [1.15] “RF SiP (System-in-Package) Design in ADS”, *Agilent Technologies*
- [1.16] F. Queudet, “Contribution à l'étude de dispositifs multifonctions : Étude de l'association des fonctions de filtrage et de rayonnement en microélectronique hybride”, *Thèse de doctorat de l'Université de Nantes*, Décembre 2006

- [1.17] K.L. Kim, J.M. Kim, K.C. Hwang, C.W. Beak, et Y.K. Kim, "Packaging for RF mems devices using LTCC substrate and BCB adhesive layer", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 16(1): 150-156, Janvier 2006
- [1.18] P. Alinikula, "Multiradio yields challenges for mobile phones", *Microwave Journal*, Vol. 48, No. 7, pp. 23-33, Juillet 2005
- [1.19] F.S. Lee, R. Blazquez, B.P. Ginsburg, J.D. Powell, "A 3.1 to 10.6GHz 100Mb/s Pulse-Based Ultra-Wideband Radio Receiver Chipset", *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, 2006
- [1.20] "Mobile cellular, subscribers per 100 people", *International Telecommunication Union Statistics*, 2002
- [1.21] Y. Kim, B.J. Jeong, J. Chung, C. Hwang, J.S. Ryu, K. Kim, Y.K. Kim, "Beyond 3G: Vision, Requirements, and Enabling Technologies", *IEEE Communications Magazine*, pp. 120-124, Mars 2003
- [1.22] J.D. Kraus, *Radio Astronomy*, McGraw-Hill, 1966
- [1.23] H. A. Wheeler, "Small antennas", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. AP-23, pp. 462 - 469, Juillet. 1975
- [1.24] A. Parfitt, L. Milner, "The design of active receiving antennas for broadband low-noise operation," in *27th General Assembly of the International Union of Radio Science*, (URSI), pp. 17 - 24, 2002
- [1.25] A. Anderson, M. Dawoud, "The performance of transistor fed monopoles in active antennas" *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 21, no. 3, pp. 371 - 374, Mai 1973
- [1.26] E. M. Turner, "Sub miniature integrated antennas" in *Proc. 18th IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 18, pp. 116 - 122, 1967
- [1.27] ITU-R PDNR WP8F, "Vision, Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT-2000 and Systems beyond IMT-2000," 2002
- [1.28] K.M. Lakin, "Thin film resonators and high frequency filters", *TFR Technologies*, [www.tfrtech.com](http://www.tfrtech.com), pp. 1-18, Juin 2001
- [1.29] K.M. Lakin, "Thin film BAW filters for wide bandwidth and high performance applications", *TFR Technologies*, [www.tfrtech.com](http://www.tfrtech.com), Juin 2004
- [1.30] P. Defranould, P. Wright, "Filters à ondes de surface", *Technologies de l'ingénieur*, ISSN 0399-4120, Vol. E2, E2200, pp.1-24, Février 2005

- [1.31] A. Anderson, M. Dawoud, “The performance of transistor fed monopoles in active antennas” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 21, no. 3, pp. 371 – 374, Mai 1973
- [1.32] E. M. Turner, “Sub miniature integrated antennas” in *Proc. 18th IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 18, pp. 116 – 122, 1967
- [1.33] T. D. Ormiston, P. Gardner, and P. S. Hall, “A novel highly compact low noise active antenna” in *Proc. IEE Colloquium on RF and Microwave Components for Communication Systems* (Digest No. : 1997/126), pp. 9/1 – 9/4, 23 Avril 1997
- [1.34] T. Peter, M. A. Rahim, J. Din, and T. Masri, “Design of low noise amplifier with active integrated antenna at 5 GHz” in *Proc. Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetic APACE 2007*, pp. 1 – 5, 4 – 6 Décembre 2007
- [1.35] G. H. Tan and C. Rohner, “The low frequency array active antenna system” in *Proc. SPIE*, pp. 446 – 45, 2000
- [1.36] H. Meinke, “Transistors integrated with electrically small radiators,” in *Sixteenth Annual Symposium USAF Antenna Research & Developpement Program.*, Octobre 1966
- [1.37] J. Copeland, W. Robertson, and R. Verstraete, “Antennafier arrays” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 227 – 233, 1964
- [1.38] B. Robert, T. Razban, and A. Papiernik, “Patch antenna integrates a low-noise amp” *Microwaves & RF*, Vol. 32, No. 8, pp. 121 – 126, 1993
- [1.39] B. Robert, T. Razban, and A. Papiernik, “Compact active patch antenna” in *Proc. Eighth International Conference on Antennas and Propagation*, pp. 307 – 310, 1993
- [1.40] T. D. Ormiston, P. Gardner, and P. S. Hall, “Compact low noise receiving antenna” *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 14, pp. 1367 – 1368, Juillet 1998

- [2.1] K.L. WONG, "Compact and boardband microstrip antennas", Wiley, 2002
- [2.2] H.K. Kan, R.B. Waterhouse, "Shorted spiral-like printed antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, pp. 396-397, Mars 2002
- [2.3] J.W. Wu, C.R. Lin, J.H. Lu, "A planar meander-line antenna for triple-band operation of mobile handsets", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 44, pp. 380-386, Juin 2004
- [2.4] C. Y. Wu, C. L. Tang, A. C. Chen, "Compact Surface-mount UWB Monopole Antenna for Mobile Applications", *Progress In Electromagnetic Research Symposium*, pp. 150-152, 2006
- [2.5] Z.N. Low, J.H. Cheong, C.L. Law "Low-Cost PCB Antenna for UWB Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 4, pp. 237-239, 2005
- [2.6] S. Tourette, N. Fortino, J.-Y. Dauvignac, G. Kossiavas, "Compact UWB Printed Antennas for Low Frequency Applications Matched to Different Transmission Lines", *Microwave and optical technology letters*, Vol. 49, pp. 1282-1287, Mars 2007
- [2.7] F. Demeestere, C. Delaveaud, "Compact Dipole for Low Frequency Band UWB Applications", *EuCAP 2006*
- [2.8] J. Jung, W. Choi, J. Choi, "A small Wideband Microstrip-fed Monopole Antenna", *Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, pp. 703-705, 2007
- [2.9] X. L. Bao, M. J. Ammann, "Investigation on UWB Printed Monopole Antenna with Rectangular Slitted Groundplane", *Microwave and optical technology letters*, Vol. 49, pp. 1585-1587, Juillet 2007
- [2.10] S.W. Su, K.L. Wong, "Printed Band-notched Ultra-wideband Quasi-Dipole Antenna", *Microwave and optical technology letters*, Vol. 48, pp. 418-420, Janvier 2006
- [2.11] Y. Hwang, Y.P. Zhang, G.X. Zheng, T.K.C. Lo, "Planar inverted F antenna loaded with high permittivity material", *Electronics Letters*, Vol. 31, pp. 1710-1712, Septembre 1995
- [2.12] M.C. Huynh, W. Stutzman, "Ground plane effects on planar inverted-F antenna (PIFA) performance", *IEE Proceedings on Microwave, Antennas and Propagation*, Vol. 150, pp. 209-213, Août 2003
- [2.13] Y.S. Yu, S.G. Jeon, H. Park, "Internal Low-Profile Metal-Plate Monopole Antenna for DTV Portable Multimedia Player Applications", *Microwave and optical technology letters*, Vol. 49, pp. 593-595, Janvier 2007
- [2.14] R. L. Li, B. Pan, J. Laskar, M. M. Tentzeris, "A Low-Profile Planar Antenna for DVB-H Terminals", *Microwave and optical technology letters*, Vol. 49, pp. 1630 – 1633, Avril 2007

- [2.15] R.L. Li, B. Pan, J. Laskar, "A compact Broadband Planar Antenna for GPS DCS-1800, IMT-200, and WLAN Applications", *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, Vol. 6, pp. 25-27, 2007
- [2.16] Y.J. Wang, C.K. Lee, W.J. Koh, "Design of small and dual-band internal antennas for IMT-2000 mobile handsets", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 49, pp. 1398-1403, Août 2001
- [2.17] M. Martinez-vazquez, M. Ceissler, "Compact dual-band antenna for mobile handsets", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 32, pp.87-88, Janvier 2002
- [2.18] D. Qi, B. Li, H. Liu, "Compact triple-band planar inverted-F antenna for mobile handsets", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 41, pp. 483-489, Juin 2004
- [2.19] S. Villegger, P. Le Thuc, R. Staraj, "Dual-band planar inverted-F antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 38, pp. 40-42, Juillet 2003
- [2.20] C.Y. Chiu, K.M. Shum, C.H. Chan, "Bandwidth enhancement technique for quarter-wave patch antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, pp. 130-132, 2003
- [2.21] S.H. Yen, K.L. Wong, "Compact dual-frequency PIFA with a chip-inductor-loaded rectangular spiral strip", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 33, pp. 394-397, Juin 2002
- [2.22] G.K.H. Lui, R.D. Murch, "Compact dual-frequency PIFA designs using LC resonators", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 49, pp. 1016-1019, Juillet 2001
- [2.23] J.K.H. Gamage, I.A. Jensen, "Double-fed wideband printed monopole antenna", *INICA 2007, International ITG-Conference on Antenna*, 2007
- [2.24] K.L. Wong, Y.F. Lin, H.M. Chen, "Parametric study of dual-band operation in a microstrip-fed uniplanar monopole antenna", *IEE Proceedings: Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 150, pp. 411-414, Décembre 2003
- [2.25] S.B. Chen, Y.C. Jiao, W. Wang, "Modified T-Shaped Planar Monopole antennas for Multiband Operation", *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques*, Vol. 54, No. 8, Août 2006
- [2.26] E. Myswka, I.H.G. Schantz, G. Wolenc, "Frequency notched uwb antennas", *IEEE UWBST Conference*, 2003
- [2.27] H. Ling, A. Kerkhoff, "Design of a planar monopole antenna for use with ultrawideband (uwb) having a band-notched characteristic", *IEEE, Antennas and Propagation Society*

*International Symposium*, Vol.1, Issue, 22-27, pp. 830-833, 2003

- [2.28] Y.X. Guo, M.Y.W. Chia, Z.N. Chen, "Miniature built-in multiband antennas for mobile handsets", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, pp. 1936-1944, Août 2004
- [2.29] J.S. Hong, M.J. Lancaster, *Microwave Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley&Sons, Inc. 2001
- [2.30] Y.C. Chiang, C.C. Lin, Y.J.Chan, "The design of a narrowband MIC lumped-element coupled-resonator bandpass filter", *Microwave and Optical technology letters*, Vol.18, pp. 414-417, Août1998
- [2.31] S.Y Lee, C.M. Tsai, "A new network model for miniaturized hairpin resonators and its applications", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1161-1164, 2000
- [2.32] O.K. Lim, J.I. Lee, Y.J. Kim, "A compact integrated band-pass filter on a low dielectric constant polyimide dry film", *Microwave and optical technology letters*, Vol.40, pp. 177-179, Janvier 2004
- [2.33] V. Lenive, J. Ness, "Direct-coupled filter utilizing ridge-loaded cavities", *33<sup>rd</sup> European microwave conference, Munich 2003*, pp. 1251-1254, 2003
- [2.34] J.H. Park, D.K. Bang, C.Y. Kang, "A study on the X-band bandpass filter using dielectric resonator", *Transaction Korean institute of electrical engineers*, Vol. 47, pp. 117-123, 1998
- [2.35] S.J. Fiedziuszko, R.S. Kwok, "Novel helical resonator filter structures", *IEEE MTT-S international microwave symposium digest*, Vol. 3, pp. 1323-1326, 1998
- [2.36] D. Shah, "Integrated YIG filter/oscillator halves the size, weight, and DC power", *MSN Microwave systems news communications technology*, Vol. 17, pp.106-114, Avril 1987
- [2.37] P. Blondy, A.R. Brown, D. Cros, "Low-loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 46, Décembre 1998
- [2.38] G. Fischerauer, T. Ebner, P. Kruck, "SAW filter solutions to the needs of 3G cellular phones", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, Vol.1, pp. 351-354, 2001
- [2.39] K.W. Kim, J.G. Yook, M.G. Gu, "TFBAR filters for 2GHz wireless applications", *IEEE MTT-S*, pp. 1181-1183, 2002
- [2.40] C.W. Tang, Y.C. Lin, C.Y. Chang, "Realization of transmission zeros in combine filters using an auxiliary inductively coupled ground plane", *IEEE Transactions on microwave theory and*



*techniques*, Vol. 51, pp.2112-2118, Octobre2003

- [2.41] K. Zoschke, J.Wolf, M. Topper, “Thin film integration of passives single components, filters, integrated passive devices”, *CARTS Europe 2004: 18<sup>th</sup> Annual passive components conference*, pp. 126-134, Octobre 18-21, 2004
- [2.42] G.L. Mattaei, “Narrow-band, band pass filters with zig-zag, hairpin-comb resonators”, *IEEE MTT-S*, pp. 1931-1934, 2002
- [2.43] S. Kobayashi, K. Saito, “A miniaturized ceramic bandpass filter for cordless phone systems”, *IEEE MTT-S International microwave symposium digest*, Vol. 2, pp. 391-394, Mai 1995
- [2.44] B. Ma, A. Chousseaud, S. Toutain, “Miniaturisation par utilisation de lignes à charges réparties: Application à la réduction de taille d'un coupleur hybride”, *JNM*, 2007, Mai, France
- [2.45] K. Sun, S.J. Ho, C.C. Yen, D. Vander Weide , “A compact branch line coupler using discontinuous microstrip line”, *IEEE Microwave and wireless component*, Vol. 15, pp519-520, Août 2005
- [2.46] W. J. R. Hoefer, “Equivalent Series Inductivity of a Narrow Transverse Slit in Microstrip”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* MTT-25, pp822-824, 1977
- [2.47] P. Benndek, P. Silvester, “Equivalent Capacitances for Microstrip Gaps and Steps”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 20, n°11, pp729-733, Novembre 1972
- [2.48] I. Pelé, “Etude et conception d’antennes large bande et d’antennes multistandards pour les communications mobiles”, *Thèse de doctorat de l’Université de Nantes*, 2005
- [2.49] S. Avrillon, Y. Mahé, A. Chousseaud and S. Toutain, “Multi-Standard Patch Antenna Based on Stepped Impedance Microstrip”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2004. IEEE, Vol.3, pp3103- 3106, 20-25, pp 3103-3106, Juin 2004
- [2.50] S. Avrillon, “Optimisation des performances des terminaux de communication par repartition maîtrisée de la fonction de filtrage dans la chaîne d’émission HF”, *Thèse de doctorat de l’Université de Nantes*, 2004
- [2.51] H.K. Lee, J.K. Park, and J.N. Lee, “Design of a planar half circle shaped UWB notch antenna”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 47, No. 1, pp 9-11, Octobre 5 2005
- [2.52] X. Qu, S.S. Zhong and W. Wang, “Study of the Band-Notch Function for a UWB Circular Disc Monopole Antenna”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 48, No. 8, Août 2006, pp 1667-1670

- [2.53] R. Chayono, Y. Kimura, M. Haneishi, “Design of Single-layer Multiband Circular MSA with Half-ring Slots”, *Antennas and Propagation Symposium 2007*, pp 2037-2040, 2007
- [2.54] W.S. Chen, Y.C. Chang, H.T. Chen, “Novel Design of Printed Monopole Antenna for WLAN/WiMAX Applications”, *Antennas and Propagation Symposium 2007*, pp 3281-3284, 2007
- [2.55] F. Queudet, I. Pelé, B. Froppier, Y.Mahé and S. Toutain “Integration of pass-band filters in patch antennas”, , *EuMC 2002*
- [2.56] SW Qu, JL Li, and Q Xue, “A Band-Notched Ultrawideband Printed Monopole Antenna”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 5, pp495-498, 2006
- [2.57] A. J. Goldsmith and S. B. Wicker, “Design challenges for energy-constrained ad hoc wireless networks,” *IEEE Wireless Commun. Mag.* Vol. 9, no. 4, pp. 8 - 27, 2002
- [2.58] A. Görür, C. Karpuz and M. Alkan, “Characteristics of periodically loaded CPW structures,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, no. 8, pp. 278-280, Aug. 1998
- [2.59] B. Froppier, “Contribution à l’optimisation des performances des terminaux de communication : Etude théorique et expérimentale de l’intégration antenne/filtre”, *Thèse de Doctorat de l’Université de Nantes*, 2004
- [2.60] H. Blondeaux, “Conception et réalisation de filtres rayonnants subminiatures à résonateurs diélectriques pour des applications spatiales”, *Thèse de doctorat de l’Université de Limoges*, 2001
- [2.61] T. Le Nadan, “Contribution à la conception et à la réalisation de modules hyperfréquences multi-fonctions. Apports d’une solution d’intégration par combinaison des filières technologiques hybrides 3D ”, *Thèse de Doctorat de l’Université de Bretagne Occidentale*, 2000
- [2.62] P.S. Hall, D. Randell, P. Gardner, “Novel canceller diplexer for future mobile handsets”, *EuMC 2001*, Londres, 2001
- [2.63] R. Bourtoutian, “Objets Communicants: Miniaturisation des Frontaux RF par Co-Conception”, *Thèse de Doctorat de l’Université de Nantes*, 2008

- [3.1] J.S. Hong, M.J. Lancaster, *Microwave Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley&Sons, Inc. 2001
- [3.2] R.M. Livingston, "Predistorted waveguide filters for use in communications systems," *G-MTT Int. Microwave Symp. Dig.*, pp 291–297, Mai 1969
- [3.3] A. Guyette, I. Hunter, and R. Pollard, "The design of microwave bandpass filters using resonators with nonuniform Q," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 11, pp. 3914–3922, Novembre 2006
- [3.4] J.D. Rhodes, I.C.Hunter, "Synthesis of reflection-mode prototype networks with dissipative circuit elements," *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, Vol.144, No.6 Décembre 1997
- [3.5] K.C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd ed., Artech House, Boston, 1996
- [3.6] H. W. Johnson, M. Graham, *High-Speed Digital Design: A handbook of Black Magic*, Prentice Hall PTR, Englewood Cliffs, New Jersey 07632, pp. 249–262
- [3.7] L. Li, K. Wu, "Via-hole coupled Oversized Microstrip Line and its Band-Pass Filter Application", *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, Vol. 18, pp. 436-444, Juin 2008
- [3.8] J.R. James, A. Henderson, "High-frequency behavior of microstrip open-circuit terminations", *Microwaves optics and acoustics*, Vol. 3, pp. 205-217, Septembre 1979
- [3.9] L. Lewin, "Radiation from discontinuities in stripline", *Proc. IEE*, 107c, pp.163-170, 1960
- [3.10] H. Sobol, "Radiation conductance of open circuit microstrip", *IEEE Trans.*, *MTT-19*, pp. 885-887, 1971.
- [3.11] G. Kompa, "Approximate calculation of radiation from open ended wide microstrip lines", *Electron. Lett.*, pp. 222-224, Décembre 1976.
- [3.12] C. Wood, P.S. Hall, J.R. James, "Radiation conductance of open circuit low dielectric constant microstrip", *Electron.Lett.*, Vol 14, N°4, pp. 121-123, 1978
- [3.13] P. F. Combes, *Micro-ondes 2. Circuit passifs, propagation, antennes*, Dunod, Paris 1997

- [4.1] Q. Chen, “ Synthesis Technology of Microwave Filter”, *Thèse de Master de l’Université de Xidian*, 2007
- [4.2] A.E. Williams, W.G. Bush, and R.R. Bonetti, “Predistortion technique for multicoupled resonator filters,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, no. 5, pp. 402–407, Mai 1985
- [4.3] I.C. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*, Number 48 in *Electromagnetic Wave Series. IEE*. London, 2001
- [4.4] S.B. Cohn, “Dissipation Loss in Multiple Coupled Resonator Filters”, *Proceeding of IRE*, Août 1959
- [4.5] M. Le Pipec, “Analyse d’une filière d’interconnexion adaptée aux systèmes de transmissions à haut débit par fibres optiques”, *Thèse de Doctorat de l’Université de Nantes*, 2007
- [4.6] R.J. Cameron, “General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 4, pp.433-442, Avril 1999
- [4.7] M. Mokhtaari, J. Bornemann and S. Amari, “Coupling-Matrix Design of Dual/Triple-Band Uni-Planar Filters”, *Microwave Symposium Digest 2006, IEEE MTT-S International*, pp. 515-518, Juin 2006
- [4.8] F. Pasquet, “Contribution à l’étude d’antennes fils-plaques multibandes : application à la conception d’aériens multifonctions pour l’automobile”, *Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges*, 2007
- [4.9] K. M. Luk, et al., “Bandwidth and gain enhancement of a dielectric resonator antenna with the use of a stacking element”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 14, no. 4, pp. 215-217, Mars 1997
- [4.10] Arin Sligar, Mark Jones, “Antenna Platforme-Level Integration”, *Inspiring Engineering, Ansoft*, 2008
- [4.11] Qingxin Chu, Huan Wang, “A compact open-loop filter with mixed electric and magnetic coupling”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 56, no. 2, pp. 431–439, Février 2008
- [4.12] C.C. Chen, “Dual-band bandpass filter using coupled resonator pairs”, *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, Vol.15, pp. 259-261, Avril 2005

- [C.1] S. Otto, C. Caloz, A. Sanada, and T. Itoh, "A dual-frequency composite right/left-handed half-wavelength resonator antenna," *Asia-Pacific Microwave Conference*, Décembre 2004
- [C.2] A. Lai, C. Caloz, and T. Itoh, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 34-50, Septembre 2004
- [C.3] A. Sanada, M. Kimura, I. Awai, H. Kubo, C. Caloz, and T. Itoh, "A planar zeroth-order resonator antenna using a left-handed transmission line," *European Microwave Conference*, Octobre 2004
- [C.4] C. Lee, K.M.K.H. Leong, and T. Itoh, "Design of resonant small antenna using composite right/left-handed transmission line," *IEEE Antennas and Propagation Society Int.Symp.*, Juin 2005
- [C.5] C. Caloz, T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: Transmission line theory and microwave application*, John Wiley & Sons, pp. 300-308, 2006

## Publications

### ◆ Soumis:

Biyun MA, Anne CHOUSSEAUD, Serge TOUTAIN, “*Application of Predistorted Filter Techniques to Conjointly Control Radiation and Selectivity of a Compact Antenna*”, IEEE TRANS.MTT., Février 2010

Biyun MA, Anne CHOUSSEAUD, Serge TOUTAIN, “*Radiation and Circuit Model of a Planar Resonator Element with Shorting Via*”, IEE Processing, IET, IEE Proceedings IET Microwaves, Antennas & Propagation, Février 2010

### ◆ Publié:

Biyun MA, Anne CHOUSSEAUD, Serge TOUTAIN, “*A novel method for filtering antenna design*”, APMC 2009, Singapore, Décembre 2009

Biyun MA, Anne CHOUSSEAUD, Serge TOUTAIN, “*A new design of compact planar microstrip filter*”, ICEAA 2009, Italy, Septembre 2009

Biyun MA, Anne CHOUSSEAUD, Serge TOUTAIN, “*Méthodologie d’approche pour les antennes filtrantes*”, JNM 2009, France, Mai 2009

Biyun MA, Anne CHOUSSEAUD, Serge TOUTAIN, “*Contribution à l’optimisation des frontaux Radiofréquences*”, GDR Ondes, France, Novembre 2007

Biyun MA, Anne CHOUSSEAUD, Serge TOUTAIN, “*Miniaturisation par utilisation de lignes à charges réparties: Application à la réduction de taille d’un coupleur hybride*”, JNM2007, France, Mai 2007

*Résumé en français :*

Le développement des systèmes de communication mobiles et le nombre de services accessibles depuis une même frontal RF imposent, pour des systèmes multi standards, de développer des technologies faible coût aboutissant à des frontaux radiofréquences de très petite taille toujours plus performantes. Dans ce mémoire de thèse, nous présentons une nouvelle méthodologie de conception d'antenne à bande passante maîtrisée. Cette approche est basée sur la validation du schéma équivalent d'un résonateur planaire dont on peut faire varier le coefficient de surtension de rayonnement. Le schéma équivalent du résonateur ayant été validé par l'expérience, ce résonateur est utilisé pour synthétiser un filtre à faibles pertes puis à fortes pertes par rayonnement. Les résultats obtenus permettent alors en travaillant à partir du schéma équivalent des filtres à pertes par rayonnement de proposer la conception d'une antenne à bande passante maîtrisée. La démarche globale ayant été validée, quelques cas permettant de faire face aux besoins actuels et futurs des systèmes de communication intégrés sont analysés théoriquement et des perspectives sont proposées.

*Titre et résumé en anglais :*

**Contribution to performance optimization of communication systems  
using co-control of filtering and radiation**

The development of mobile communication systems impose, for multi-standard systems, to develop technologies leading to low-cost RF front ends of very small size always more efficient. In this thesis, we present a new methodology for designing an integrated antenna with controlled bandwidth. This approach is based on validating the electric equivalent circuit of a planar resonator, resonator with a radiation Q factor depending on the geometry. The equivalent circuit is validated by experiment and is used to synthesize, in a first step, a low losses filter. Then, a filter with high radiation losses is designed. The results are used to design a "band controlled" antenna. As, the overall approach is validated, some cases allowing to deal with current and future needs of communications systems are theoretically analyzed and prospects are proposed.

*Mots-clés:*

Communications mobiles, filtrage, rayonnement, antenne filtrante, predistorsion de pôles, structures quasi-localisée, co-conception

*Discipline :* Electronique