

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Micro-ondes, Électromagnétisme et Optoélectronique

Présentée et soutenue par :

M. JEROME MASSIOT

le jeudi 28 novembre 2013

Titre :

INTEGRATION DES MEMS POUR LA REALISATION D'ANTENNES SPIRALES A HAUTE PERFORMANCES RECONFIGURABLES.

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire Plasma et conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeur(s) de Thèse :

M. OLIVIER PASCAL

M. CEDRIC MARTEL

Rapporteurs :

M. CYRIL LUXEY, UNIVERSITE DE NICE SOPHIA ANTIPOLIS

M. RAPHAËL GILLARD, INSA DE RENNES

Membre(s) du jury :

M. RAPHAËL GILLARD, INSA DE RENNES, Président

M. CEDRIC MARTEL, ONERA TOULOUSE, Membre

Mme NATHALIE RAVEU, INP TOULOUSE, Membre

M. OLIVIER PASCAL, UNIVERSITE TOULOUSE 3, Membre

M. THIERRY DOUSSET, THALES, Membre

REMERCIEMENTS

Ce travail de recherche a été financé par le DEMR (Département Electromagnétisme et Radar) de l'ONERA (The French Aerospace Lab) de Toulouse. Il a été réalisé au sein de l'unité AMM (Antenne Matériau et Modélisation) du DEMR, et en collaboration avec le LAPLACE (Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie). Je remercie donc tout d'abord Florent Christophe, directeur du département DEMR de l'ONERA de Toulouse et Christian Laurent, directeur du LAPLACE pour m'avoir accueilli et donné les moyens de réaliser cette thèse.

Je remercie Cédric Martel de l'ONERA pour m'avoir proposé ce sujet de thèse, pour sa grande disponibilité, et pour ses conseils durant ces trois années de travail. Je le remercie aussi de m'avoir fait découvrir ce domaine passionnant qu'est la conception de systèmes antennaires.

Merci à Olivier Pascal, pour avoir également dirigé cette thèse, pour ses explications théoriques précises et claires, pour ses conseils et pour son aide durant la rédaction de ce mémoire. Je le remercie aussi en tant que directeur de l'équipe GRE (Groupe de Recherche en Electromagnetisme) du LAPLACE pour son soutien dans toutes les démarches administratives.

Merci à Raphaël Gillard, professeur de l'université de Rennes I, et à Cyril Luxey, professeur de l'université de Nice Sophia Antipolis pour m'avoir fait l'honneur d'examiner mes travaux en tant que rapporteurs. Je remercie Thierry Dousset, d'avoir accepté de faire partie du jury et de s'être intéressé à ces travaux. Merci à Anthony Bellion du CNES pour être venu assister à ma soutenance. Je remercie Fabio Coccetti de m'avoir aidé à la réalisation du câblage de plusieurs prototypes et d'être aussi venu assister à la soutenance.

Je remercie particulièrement Nathalie Raveu pour avoir pris part au suivi de mon étude, pour ces idées et pour le dynamisme qu'elle a apporté à tous les débats à quatre que nous avons eu durant les trois dernières années.

Je tiens aussi à remercier Vincent Gobin, directeur de l'unité AMM du DEMR, et Emmanuel Rosencher, ancien directeur de la branche Physique de l'ONERA pour avoir fortement contribué à trouver des moyens pour que cette thèse se réalise.

Merci à Benjamain Gabard de l'ONERA, Olivier Pigaglio du LAPLACE et Sylvain Bolioli de l'ONERA pour m'avoir aidé dans le montage et la mesure des prototypes. Merci à M. Thomas Crépin de l'ONERA pour ses conseils scientifiques et informatiques.

Je remercie tout mes collègues du DEMR, permanents, doctorants, ex-doctorants, stagiaires et ex-stagiaires avec qui j'ai partagé repas, pauses et débats (pas que scientifiques…).

Enfin, je remercie tous mes proches pour m'avoir soutenu et encouragé ces trois dernières années.

TABLE DES MATIÈRE

I. INTRODUCTION 7
1. Contexte 7
2. Motivation de l'étude 8
3. Objectifs 8
4. Plan du manuscrit 9
5. Références 11

II. ANTENNES RECONFIGURABLES 13
1. Définition 13
2. Types de reconfiguration 13
3. Les solutions technologiques 16
3.1. Les moyens mécaniques 16
3.2. Les moyens électroniques 17
3.2.1. Les composants 18
3.2.1.1. La diode PIN 19
3.2.1.2. Les switchs FET 19
3.2.1.3. Le switch MEMS 20
3.2.1.4. Les switchs photoconducteurs 21
3.2.1.5. Comparaison des technologies de switch 21
3.2.1.6. Les capacités variables 22
3.2.2. Les matériaux 22
3.2.3. Précisions 22
4. Antennes reconfigurables planaires 23
4.1. Les antennes reconfigurables en fréquence 23
4.1.1. Antenne reconfigurable bande étroite 23
4.1.2. Antenne reconfigurable large bande 27
4.2. Les antennes reconfigurables en diagramme 29
4.3. Les antennes reconfigurables en polarisation 32
5. Synthèse 36
6. Conclusion 37
7. Références 38

III. ANTENNE SPIRALE ULTRA-LARGE BANDE 43
1. Principe de fonctionnement des antennes ULB 43
1.1. Principe de Mushiake/Babinet 43
1.2. Principe des antennes définies par un angle 45
1.3. Les antennes à ondes progressives 46
1.4. L'antenne spirale 46
1.4.1. Classification 47
1.4.2. Théorie des bandes 48
1.4.2.1. Kaiser 48
1.4.2.2. Les zones actives 49
1.4.3. Mode de fonctionnement 50

1.4.4. Résumé du fonctionnement d'une antenne spirale 51
1.4.5. Modélisation des antennes spirales 52
1.5. Les caractéristiques d'une antenne pour communication ULB 55
2. Conception d'une spirale 56
2.1. L'antenne 56
2.1.1. Spirale d'Archimède 56
2.1.2. Spirale équiangulaire 57
2.1.3. Spirale sinueuse 57
2.1.4. Choix de l'antenne pour l'étude 57
2.2. La terminaison de l'antenne 58
2.2.1. Nécessité de la terminaison 58
2.2.2. Choix d'une solution de terminaisons 61
2.2.2.1. Etat de l'art 61
2.2.2.2. Charge adaptée 62
2.2.2.3. Piège à ondes 63
2.2.2.4. Comparaison des performances des deux nouvelles terminaisons 63
2.2.3. Finitude du plan de masse 64
2.3. L'alimentation 65
2.3.1. La problématique de l'alimentation d'une antenne spirale 65
2.3.2. Miniaturisation du balun par l'utilisation de lignes à fentes 68
2.3.2.1. Impédance d'entrée de l'antenne spirale 68
2.3.2.2. Suppression de l'adaptateur d'impédance 68
2.3.2.3. Création du symétriseur 70
2.4. Suppression du rayonnement arrière 71
2.4.1. La problématique du réflecteur d'une antenne ultra large bande 71
2.4.2. Effet du plan de masse 72
2.4.3. Choix du type d'antenne spirale 73
2.4.4. Positionnement du réflecteur 73
2.5. Comparaison globale 74
3. Réalisation 77
3.1. L'antenne réalisée 77
3.2. Performances 78
3.3. Retard de groupe de l'antenne 80
4. Conclusion 81
5. Références 82

IV. RECONFIGURABILITE DES ANTENNES SPIRALES ULB 87
1. Etude préliminaire – Etude des composants 87
1.1. Mesures des performances du switch MEMS 87
1.1.1. Présentation du MEMS 87
1.1.2. Test des MEMS Radant 89
1.1.3. Performances mesurées 91
1.2. Modélisation des MEMS Radant pour la conception 92
1.2.1. Modèle « HFSS » des composants avec le fichier S2P 92
1.2.2. Modèle « HFSS » des composants avec des éléments localisés 93
1.3. Analyse et discussion sur les performances des switchs MEMS 95
2. Antenne spirale avec rejet de bande 96
2.1. Technique du rejet de bande 96

2.2. La spirale et les résonateurs 98
2.3. Influence des paramètres 101
2.3.1. Positionnement des résonateurs sur la spirale 101
2.3.2. Types de résonateur et de couplage 105
2.3.3. Plan réflecteur 108
2.3.4. Conclusion 109
2.4. Multiplication des résonateurs 110
3. Antenne spirale avec commande électronique du rejet 111
3.1. Positionnement des MEMS sur les résonateurs 111
3.2. Choix de la topologie de résonateur 112
3.3. Insertion des lignes de commande 115
3.4. Réalisation de l'antenne à rejet de bande commandé 119
3.4.1. L'antenne réalisée 119
3.4.2. Performances 120
3.4.2.1. Caractérisation en |S11| 121
3.4.2.2. Caractérisation en rayonnement 122
3.4.2.3. Bilan 124
3.4.3. Investigations complémentaires 125
3.4.3.1. Optimisation du modèle du switch MEMS 126
3.4.3.2. Rejet de bande sans switch MEMS 127
4. Conclusion 128
5. Références 130

V. CONCLUSION GENERALE 131
1. Rappel du contexte et des objectifs 131
2. Bilan 131
3. Originalité 133
4. Perspectives.....134
5. Publications 134
5.1. Conférences nationales et internationales 134
5.2. Brevet 134

ANNEXES 135

ACRONYMES

ULB : Ultra-Large Bande

MIMO : Multiple In Multiple Out

MEMS : Micro Electro Mechanical System

RHCP : Right Hand Circularly Polarized

LCHP : Left Hand Circularly Polarized

PIN : Positive Intrinsec Negativ

FET : Field Effect Transistor

CPW : Co-Planar Waveguide

PEC : Perfect Electric Conductor

I. Introduction

1. Contexte

En 1873, James Clerk Maxwell unifia les lois de l'électricité et du magnétisme en publiant ses célèbres équations. Quelques années plus tard, Heinrich Rudolph Hertz démontra l'existence des ondes électromagnétiques en réalisant la première communication sans fil. En utilisant un dipôle, il confirma le travail de Maxwell. A cette même époque Marconi, se servit de systèmes électromagnétiques similaires pour relier Poldhu, en Angleterre, et St Jean de Terre Neuve au Canada [1]. Les antennes et les télécommunications étaient nées. L'électromagnétisme allait devenir une branche maîtresse de la physique pour les systèmes de communications.

A partir de la seconde guerre mondiale, les télécommunications sont devenues plus matures et la réalisation des antennes a commencé à changer. De nombreux éléments rayonnants nouveaux ont été proposés et optimisés, comme les antennes patchs ou les antennes à réflecteur. De cette manière, les moyens de communication ont pu répondre à de nouveaux cahiers des charges, comprenant, entre autres, des exigences sur l'encombrement ou les performances. De nos jours, encore, la majorité des systèmes de télécommunications ou de radars utilisent toujours les principes des antennes développées à cette époque.

La récente explosion des télécommunications a entraîné plusieurs phénomènes comme, notamment, la surcharge des bandes de fréquence et la demande de performances accrues. Certains systèmes ont été mis en avant pour répondre à ces exigences. Une caractéristique commune de ces solutions est l'adaptabilité, la reconfigurabilité ou la capacité à changer de mode de fonctionnement. La recherche dans cette voie est alors apparue au début des années 2000 et est, maintenant, un sujet d'étude important pour la communauté antenniste. Elle s'ajoute aux autres thèmes principaux que sont la miniaturisation, l'utilisation de nouveaux matériaux (métamatériau, matériau souple…), l'utilisation des bandes de fréquences millimétriques, l'Ultra-Large Bande (ULB)...

Par exemple, la radio cognitive et les systèmes MIMO (Multiple In Multiple Out) adaptatifs cherchent à sonder l'environnement et à s'y adapter [2] [3]. Cette adaptation diminue le risque de perturbations des signaux, optimise le bilan de liaison et donc promet de meilleures performances. La radio logicielle scanne un très large spectre et recherche la bande de fréquence la moins encombrée [4]. Lorsqu'elle en choisit une, l'élément rayonnant associé s'adapte immédiatement à ces fréquences et évite ainsi les zones spectrales où des interférences sont susceptibles de se produire et de gêner la transmission. Les systèmes MIMO [5], eux, ont besoin d'une grande diversité d'éléments rayonnants. En effet le gain en performance va être fonction de la diversité offerte par les différentes antennes et de leur dé-corrélation. Insérer plusieurs antennes complètement dé-corrélées prend de la place.

Rendre ces antennes reconfigurables limite alors leur nombre et par conséquent l'encombrement du système qui devient donc réalisable et utilisable.

Par ailleurs, les systèmes multifonctions et multistandards sont aussi à la recherche d'antennes adaptables. La motivation de la multifonctionnalité est la compacité. Elle évite la multiplication de composants presque similaires et pourrait permettre, par exemple, de regrouper la totalité des éléments rayonnants présents sur un véhicule dans une seule antenne. Les composants multifonctions délivrent plusieurs services et ont besoin d'antennes répondant à chacun de ces derniers. L'antenne doit pouvoir passer d'un service à un autre sans interférence avec les services inactifs. Les systèmes multistandard ont aussi besoin de s'adapter. Il serait pratique qu'ils puissent s'adapter aux futurs standards ce qui allongerait leur durée de vie. Les systèmes de guerre électronique, multifonctions, ont également besoin de systèmes reconfigurables.

2. Motivation de l'étude

Les éléments rayonnants deviennent donc, aujourd'hui, adaptables mais doivent garder les exigences en encombrement et performances des antennes traditionnelles. Par exemple, ils peuvent être une alternative aux antennes réseaux reconfigurables, car dans ce cas la reconfiguration se fera au niveau de l'antenne et non au niveau du réseau, d'où un gain d'espace. C'est pour cela que les systèmes se tournent vers l'utilisation d'antennes reconfigurables. Les premières antennes reconfigurables ont vu le jour dans les années 90 et ont suscité un intérêt croissant depuis le milieu des années 2000. Les antennistes ont cherché des moyens de rendre leurs antennes agiles en fréquence, avec la possibilité de changer de polarisation et aussi de modifier leurs diagrammes de rayonnement tout en conservant un encombrement réduit.

3. Objectifs

Ces travaux de thèse ont pour but d'acquérir des compétences en conception d'antenne reconfigurable. La différence entre la conception de ces antennes et des antennes non reconfigurables est l'insertion de composants contrôlables. Ces composants peuvent être de natures très diverses : mécanique, électronique, localisée, distribuée… Il existe donc de nombreuses réalisations très différentes selon le moyen de reconfiguration choisi. Les moyens les plus répandus, pour le moment, sont les dispositifs commandés électroniquement. Bien que ces derniers nécessitent un circuit de commande pouvant interférer avec le fonctionnement de l'antenne nominale, la compacité et la facilité de mise en œuvre en font de très bons candidats.

La maîtrise de l'intégration des dispositifs reconfigurables est une étape incontournable. Elle constitue le premier objectif de ces travaux. Les travaux porteront, en particuliers, sur l'intégration de composants MEMS (Micro Electro Mechanical System) packagés et de série. Cette technologie, comme nous le verrons dans la partie II, est la technologie de switch la plus performante pour le moment. Les versions packagées sont un bon compromis entre,

coût, facilité d'intégration et performances. Le premier objectif de ces travaux est de maîtriser de leur intégration. Pour réaliser des circuits, il est aussi utile de savoir modéliser ces composants. La modélisation de ces switchs sera très importante. Nous modéliserons ce switch et ses éléments de connexion avec des outils de simulation commerciaux (HFSS). En outre, l'insertion de ces dispositifs ne peut se faire sans un circuit commande. Il faut trouver des moyens de rendre ces lignes de commande invisibles pour l'antenne d'un point de vue RF.

Les applications intéressant l'ONERA ont besoin d'antennes reconfigurables en fréquence. La reconfiguration fréquentielle est donc le deuxième objectif. Parmi la multitude de possibilités pour concevoir une antenne reconfigurable en fréquence, le rejet de bande sur une antenne ULB est un moyen d'atteindre une très large plage d'agilité. Par ailleurs, seules les structures planaires pouvant rayonner dans la direction normale au plan seront étudiées. En effet, ce type d'antenne est plus facilement intégrable sur un porteur. Les antennes spirales répondent à tous ces critères. Ces travaux portent sur la reconfiguration fréquentielle d'antennes spirales : elles sont ultra-large-bandes, planaires à polarisation circulaire. La partie reconfigurable se trouvera au cœur de l'antenne. On étudiera et tentera donc d'exploiter les interactions composant - antenne. De nouveaux degrés de liberté, par rapport à une solution déportée de l'antenne, pourraient alors être utilisés pour la reconfiguration.

Enfin, pour valider les acquis, le développement complet d'une maquette de test est aussi un objectif clé de ces travaux, la maîtrise des composants ne se faisant pas sans leur mise en oeuvre et la caractérisation de l'ensemble.

Pour résumer, ces travaux ont trois objectifs :

- La maîtrise de l'intégration de switchs MEMS packagés.
- La reconfiguration fréquentielle d'une antenne spirale ULB.
- La validation par le développement complet de prototypes, allant de la conception à la mesure.

4. Plan du manuscrit

Dans un premier temps, nous définirons les antennes reconfigurables. Des réponses aux questions "qu'est-ce qu'une antenne reconfigurable ?", "quelles caractéristiques peuvent être configurées ?", "comment réaliser une antenne reconfigurable ?" seront détaillées. Cette partie est générale, elle ira donc des techniques de conception de ces antennes à la description des composants et matériaux pouvant être utilisés. Cette définition sera accompagnée d'un état de l'art assez large dans ce domaine de la recherche en antenne. L'état de l'art sera détaillé en fonction du "type de reconfiguration", reconfiguration en fréquence, en diagramme ou en polarisation. Ces types de reconfiguration seront bien sûr définis dans la première partie de ce chapitre.

Ensuite, les principes de fonctionnement des antennes ultra-large-bandes seront définis en général, et une description détaillée du fonctionnement propre d'une antenne spirale sera présentée. Quelques points critiques de la conception d'une antenne spirale comme la façon de l'alimenter, de la rendre unidirectionnelle ou de la terminer en périphérie, seront aussi détaillés. Enfin, nous présenterons l'antenne qui a été effectivement réalisée. Cette antenne sera à la base de notre antenne reconfigurable, décrite dans la dernière partie. L'antenne réalisée est originale car elle combine avec succès et efficacité, pour la première fois, plusieurs éléments clés de conception qui en simplifient la réalisation ou l'usage.

La dernière partie sera consacrée au rejet de bande sur notre antenne spirale et à sa commande électronique. Elle visera à répondre aux trois objectifs que l'on s'est fixé, en s'appuyant sur les commentaires faits dans les parties II et III. Tout d'abord, un switch MEMS sera testé et un modèle en sera déduit. Ce modèle sera utile pour simuler sur des outils de simulation commerciaux l'antenne spirale munie de ces composants. Ensuite, le rejet de bande sur une antenne spirale sera décrit. La technique utilisée pour rejeter une bande de fréquence sur une antenne spirale sera présentée. Il s'agit de l'insertion de résonateurs en lignes de transmission au cœur de l'antenne. L'influence sur les performances de rejet de plusieurs paramètres, tels que le positionnement, l'orientation, la technologie du résonateur, sera évaluée. Les composants MEMS seront ensuite insérés sur ces résonateurs pour réaliser la commande du rejet de fréquence. Le design des lignes de commande du composant devra être soigné car elles peuvent se coupler avec l'antenne et gêner son fonctionnement. Enfin, les performances simulées et mesurées de cette antenne spirale à rejet de bande commandé seront montrées et discutées.

En conclusion, un bilan et des travaux annexes seront présentés. Ces travaux, périphériques, ne trouvaient pas leur place dans le développement de ce manuscrit. Par contre, leur intérêt est tel qu'il aurait été dommage de ne pas les présenter.

5. Réferences

[1] C. Balanis, “Antenne theory”, 3ème édition, Wiley, 2005

[2] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, S. R. Erwin, “Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications”, Proceedings of the IEEE, vol. 100, no. 7, p. 2250-2261, Juillet 2012

[3] B. Poussot, J. M. Laheurte, “Reconfigurable antennas for cognitive radio and MIMO systems”, URSI France, Mars 2013

[4] D. Piazza, K.R. Dandekar, “Reconfigurable antenna solution for MIMO-OFDM systems”, Electronics letters, vol 42, no 8, p 15-16, Avril 2006

[5] S. Haykin, “Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications”, IEEE transactions on antenna and propagation, vol 23, no 2, p. 201-220, Février 2005

II. Antennes Reconfigurables

Ce chapitre définit en détail ce qu'est une antenne reconfigurable, discute des différentes solutions technologiques permettant de les réaliser et propose un état de l'art de la recherche sur les antennes reconfigurables dans le cadre des antennes planaires. Cet état de l'art sera divisé en trois parties, les antennes reconfigurables en fréquence, en diagramme de rayonnement puis en polarisation.

1. Définition

La définition générale d'une antenne est, d'après les standards IEEE [1], "la partie d'un système récepteur ou transmetteur conçue pour émettre ou recevoir des ondes électromagnétiques". Elle sert donc de "connecteur" entre un circuit émetteur et l'air.

A partir de cette définition, une antenne reconfigurable peut–être définie comme "une antenne intégrant des dispositifs permettant de modifier son mécanisme de rayonnement" et donc ses paramètres fondamentaux.

2. Types de reconfiguration

Une antenne est caractérisée par plusieurs paramètres [2]. Elle est principalement définie par son impédance d'entrée et son rayonnement. L'impédance d'entrée d'une antenne est décrite par

$$Z_a = R_a + i \cdot X_a \quad (1)$$

$$R_a = R_p + R_r \quad (2)$$

où R_a est la résistance vue à l'entrée de l'antenne, X_a est la réactance, R_p est la résistance due aux pertes de l'antenne, R_r est la résistance de rayonnement, dépend de la fréquence. A partir de R_r et donc de Z_a, et de l'impédance de la ligne d'alimentation, ou du générateur, Zg, il est possible de connaitre le coefficient de réflexion de l'antenne selon la fréquence. Le critère le plus utilisé pour caractériser une antenne est la bande de fréquence sur laquelle l'antenne est adaptée, là où il y a peu ou pas de réflexion au niveau de son entrée.

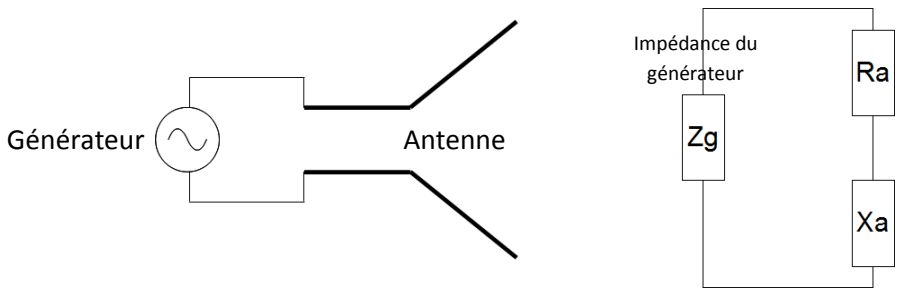


fig. 1 Impédance d'entrée d'une antenne

Le rayonnement est défini par la directivité et la polarisation. La directivité définit comment l'antenne va répartir l'énergie rayonnée dans l'espace. Le diagramme de rayonnement décrit la directivité de l'antenne en fonction de la direction de façon graphique comme représenté sur la fig. 2.

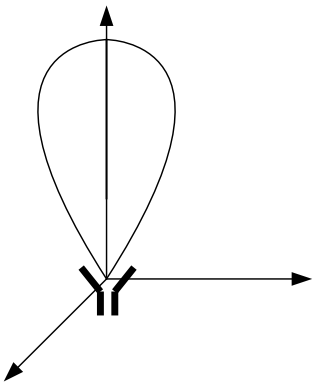


fig. 2 Diagramme de rayonnement d'une antenne

Ce diagramme nous donne donc une représentation spatiale de l'énergie émise par l'antenne. La polarisation d'une antenne est la polarisation du champ électrique émis par celle-ci. Il existe trois types de polarisations : linéaire, elliptique et circulaire.

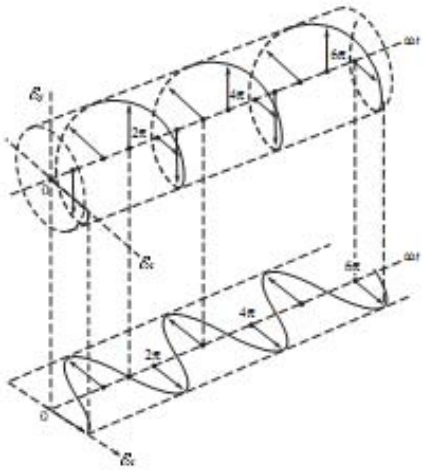
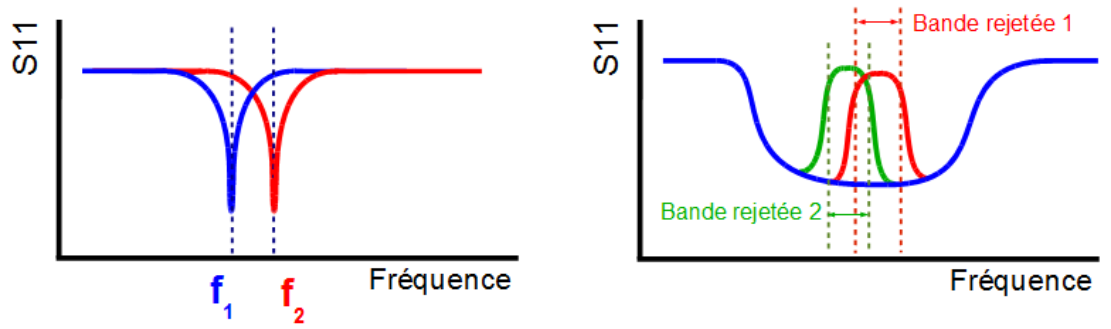


fig. 3 Illustration de la polarisation circulaire [2]

Il peut être nécessaire de décrire, pour certaines applications, l'antenne plus en détail. Des paramètres issus de ceux énoncés précédemment peuvent venir parfaire cette description. Par exemple, la bande de fréquence d'utilisation qui peut être basée sur une caractéristique du rayonnement et non sur le coefficient de réflexion pour une application précise (par exemple sur le taux d'ellipticité).

Pour les antennes reconfigurables, les trois paramètres décrits ici sont le sujet de toutes les reconfigurations présentes dans la littérature. Il existe donc trois types de reconfiguration [3], la reconfiguration en fréquence, la reconfiguration en polarisation et la reconfiguration en diagramme de rayonnement.

Les dispositifs asservis présents dans une antenne reconfigurable en fréquence vont modifier sa bande de fréquence d'utilisation. Cela peut se faire de plusieurs manières. Il est possible de changer la fréquence de résonance de l'antenne fig. 4 a, si c'est une antenne résonnante, rejeter des bandes de fréquence sur une antenne ultra large bande fig. 4 b, ou encore élargir et rétrécir la bande de fonctionnement.



(a) (b)

fig. 4 Illustration de la reconfiguration en fréquence, a. déplacement de la fréquence centrale, b. rejet de bande de fréquence commandé

Dans une antenne reconfigurable en polarisation, le but est de passer d'une polarisation à une autre. On pourrait imaginer passer d'une polarisation linéaire à une autre polarisation linéaire, passer d'une polarisation linéaire à circulaire ou bien passer d'une polarisation circulaire droite à une polarisation circulaire gauche.

Enfin, les antennes reconfigurables en diagramme sont agiles en directivité. Le but est ici de changer la forme du diagramme de rayonnement. Il y a une volonté de viser, de diriger le faisceau de l'antenne. Une antenne reconfigurable en diagramme, intégrant directement des dispositifs commandés, est une alternative simple et peu coûteuse au réseau phasé représenté en fig. 5 a. Ce dernier est un réseau d'antenne agile en directivité. Les dispositifs asservis, sur ces réseaux, ne sont pas présents directement sur les antennes, mais sur les déphaseurs du circuit d'alimentation. La reconfiguration ne se fait pas au même niveau, placer les composants directement sur l'antenne permet de s'affranchir du réseau et donc gagner en encombrement.



(a) (b)

fig. 5 a. Réseau phasé, b. antenne reconfigurable

3. Les solutions technologiques

Dans la définition des antennes reconfigurables, on parle de "dispositifs permettant de modifier son mécanisme de rayonnement". Ces dispositifs sont en fait ajoutés à une antenne pour créer la reconfiguration. Ils peuvent servir à couper, connecter, déplacer ou agrandir des parties de l'antenne. Il existe deux grandes familles de dispositifs, les moyens mécaniques et les moyens électroniques.

La reconfiguration n'est pas propre à la conception d'antenne. Généralement tout le système précédent l'antenne peut avoir cette caractéristique. Ces dispositifs peuvent alors se trouver sur n'importe quel circuit micro-onde. Les exemples de moyens de reconfiguration donnés ici seront donc des exemples de l'ensemble des fonctions de l'électronique. On peut trouver, en effet, des filtres, des déphaseurs, des adaptateurs reconfigurables… Seules les solutions technologiques seront décrites ici, un état de l'art décrivant des antennes utilisant ces dispositifs sera présenté plus tard.

Une attention particulière sera donnée aux composants électroniques, car ce sont eux qui seront utilisés dans la suite de notre étude.

3.1. Les moyens mécaniques

Pour reconfigurer, on peut faire bouger ou réorienter des parties du circuit. Les moyens mécaniques peuvent réaliser ces actions. Comme pour un assemblage mécanique quelconque, les circuits RF reconfigurables peuvent être équipés d'un moteur, pour les déplacements en rotation, ou de vérins, pour les déplacements en translation. Ces éléments peuvent être de natures différentes, hydraulique, pneumatique, magnétique.

Par exemple, dans [4], un servomoteur entraine un axe en rotation qui est relié directement à un bord d'antenne patch. Ce moteur enroule ou désenroule l'antenne patch autour d'elle-même.

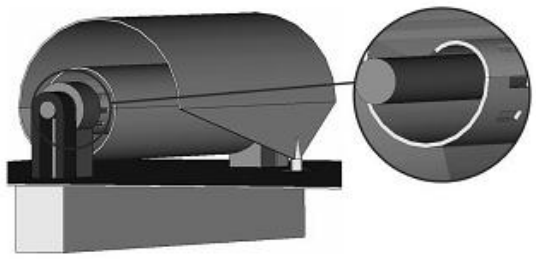
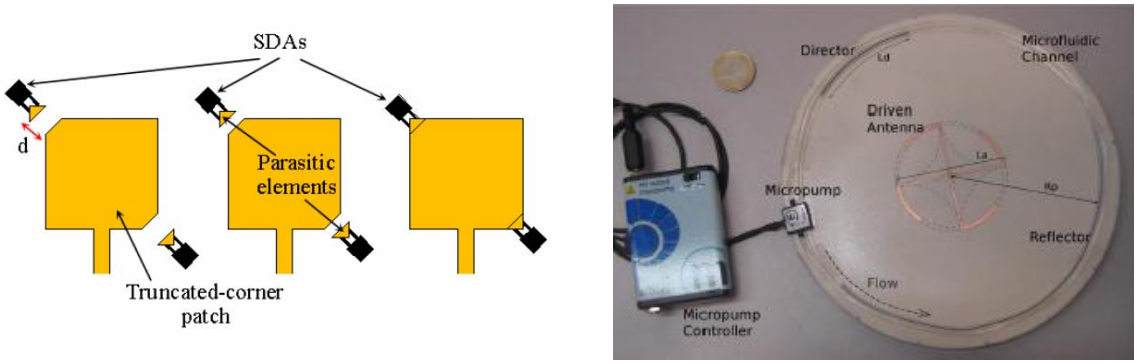


fig. 6 Antenne reconfigurable utilisant un servomoteur [4]

Des vérins peuvent être utilisés pour déplacer des parties d'un circuit comme dans [5]. Deux micros vérins à bases de MEMs viennent pousser ou tirer les coins d'un patch pour les mettre en contact ou non. La micro fluidique, qui peut être comparée à l'hydraulique dans la mécanique classique, peut aussi servir d'actionneur. L'auteur de [6] utilise cette technique

pour déplacer des éléments parasites autour de son antenne. Une pompe et un circuit d'aiguillage doivent alors être mis en place.



(a) (b)

fig. 7 Antennes reconfigurables utilisant a. des actionneurs à MEMS [5], et b. de la micro-fluidique [6]

La force magnétique est aussi utilisée. Par exemple, une couche de matériau magnétique peut être déposée sur une partie du circuit [7]. En appliquant un champ magnétique à la structure, la partie recouverte va être soumise à une force qui la fera se déplacer.

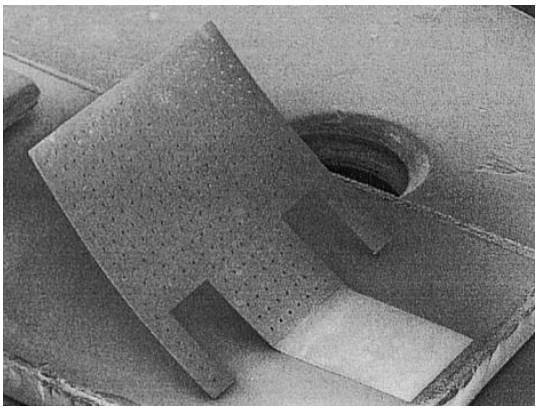


fig. 8 Illustration d'une antenne reconfigurable par force magnétique [7]

Les travaux à base de solutions mécaniques sont, de nos jours, marginaux. Ces solutions nécessitent de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique, ce qui peut être un désavantage si l'on regarde la consommation énergétique ou la fiabilité du système. Les solutions à base d'électronique sont beaucoup plus utilisées.

3.2. Les moyens électroniques

Pour les solutions mécaniques, on parlait de déplacer des parties de circuit, les mettre en contact. On peut retrouver les mêmes termes avec des solutions électroniques. Là, les parties ne vont pas bouger dans l'espace mais changeront de propriétés électriques. Leurs longueurs électriques peuvent être modifiées avec l'insertion de composants ou de matériaux aux propriétés accordables. Changer les longueurs électriques de ces éléments revient alors au même que si on les étirait physiquement, si on les distordait. Des commutateurs peuvent aussi mettre en contact ou dissocier des parties du circuit.

3.2.1. Les composants

L'utilisation de composants localisés est, de nos jours, possible. En effet, leur technologie ayant évoluée, ils maintiennent un fonctionnement constant jusqu'à des fréquences très hautes.

Avant de présenter les composants en détail, voici quelques exemples de leur utilisation. Dans [8], l'auteur a inséré des capacités variables (appelées aussi varicaps ou varactors), aux extrémités de son antenne. La capacité variable va changer de valeurs de capacitance, selon la tension appliquée à ces bornes, ici entre le plan de masse et le patch. La longueur électrique du patch sera alors modifiée. De la même façon, des varactors sont utilisés en [8] et [9]. On peut aussi les trouver dans d'autres systèmes comme par exemples des filtres [10] ou des coupleurs [11].

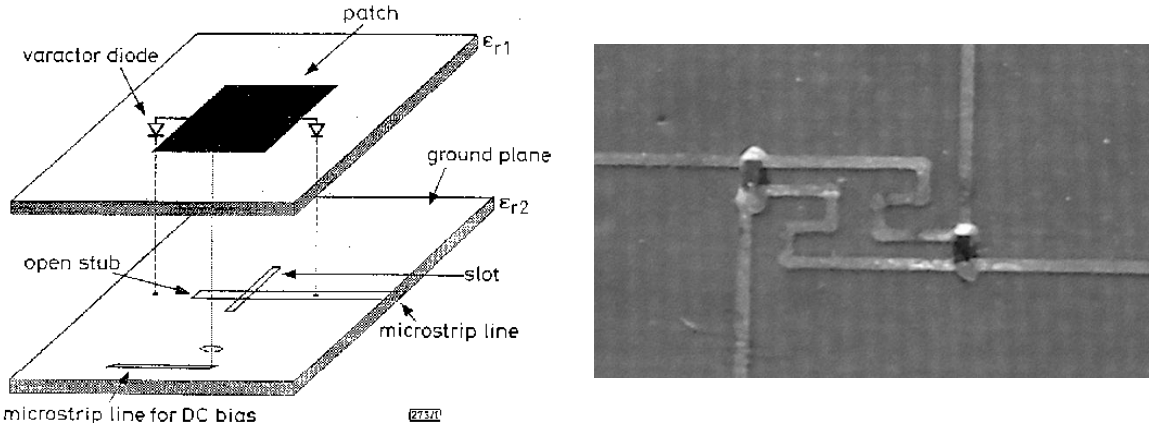


fig. 9 Antenne chargée par des varactors reconfigurable en fréquence [8], coupleur [11]

Les commutateurs ou switchs sont également très utilisés dans les circuits RF reconfigurables. Ils servent à connecter ou déconnecter des parties du circuit. Ils servent pour faire de "l'aiguillage", comme par exemple dans la plupart des circuits déphaseurs reconfigurables [12], voir fig. 10.

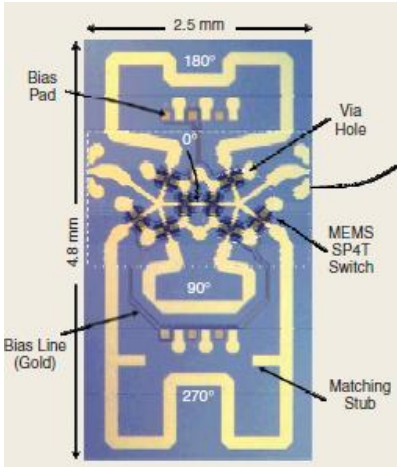


fig. 10 Circuits microonde avec des switchs [12]

Il existe de nombreux types de switchs. Les switchs MEMS, les diodes PIN, les transistors FET, les switchs optiques. Dans [13], on voit un exemple de l'utilisation de switchs optiques. Une fibre optique vient éclairer ou non le switch. Selon le niveau d'éclairement, le switch deviendra plus ou moins conducteur.

Voici, maintenant la description de plusieurs composants.

3.2.1.1. La diode PIN

La diode PIN (Positive Intrinsec Negativ) [14] est une jonction PN à laquelle a été rajoutée une zone intrinsèque, le I de PIN, pas ou très faiblement dopée et de haute résistivité. Un schéma de la diode est montré en fig. 11. En polarisation inverse, la région I reste libre de charge et garde sa caractéristique haute résistivité. En polarisation directe, des charges négatives de la zone N et positives de la zone P sont injectées dans la zone I. Les charges ne recombinent pas tout de suite et abaissent la résistance de la zone intrinsèque. La résistance de la zone devient alors inversement proportionnelle au courant de polarisation. En série sur une ligne de transmission hyperfréquence fig. 11, la diode laissera le signal RF passer en polarisation directe, et le bloquera en polarisation inverse.

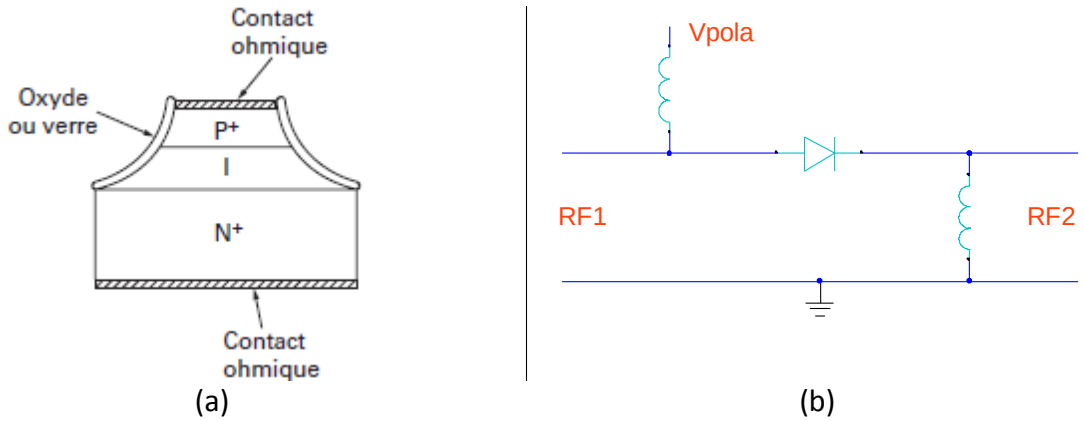
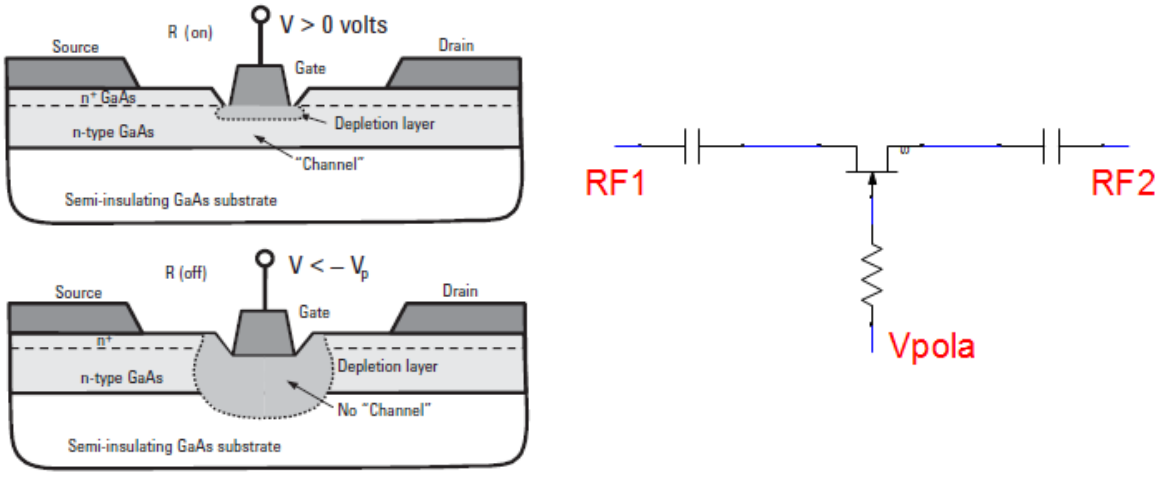


fig. 11 a. Une diode PIN, b. son circuit de polarisation

3.2.1.2. Les switchs FET

Les switchs FET sont réalisés à partir de transistors FET (Field Effect Transistor). Ces derniers sont utilisés ici sans volonté d'amplification. Ce sont des transistors contrôlés en tension. Selon la tension grille - source, la conductance de la zone se situant entre le drain et la source change et va contrôler la densité de charge mobile entre le drain et la source. Cette grille peut être réalisée de différentes façons. Pour les MESFET qui sont les transistors FET les plus anciens, il s'agit d'un empilement métal – semi-conducteur. La tension grille - source va alors contrôler un.canal pouvant laisser passer le courant. En fig. 12, le schéma de ce transistor est montré, en polarisations directe et inverse. La formation du canal y est illustrée. Un circuit simple d'utilisation d'un transistor FET en tant que switch [15] est également présenté.



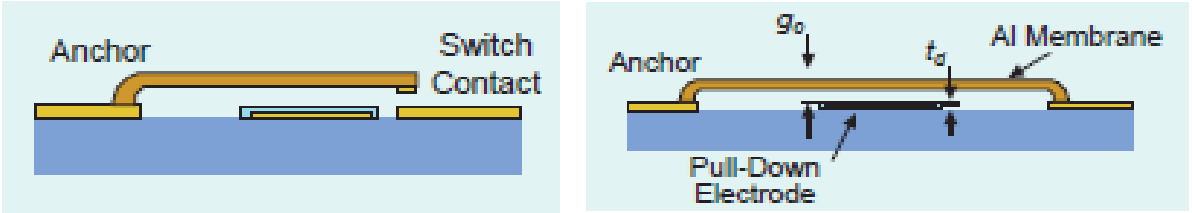
(a) (b)

fig. 12 a. Schéma d'un transistor FET en polarisations directe et inverse. b. Utilisation d'un transistor FET en tant que switch pour des applications hyperfréquences. [15]

3.2.1.3. Le switch MEMS

Le switch MEMS pourrait pratiquement être perçu comme une solution mécanique. Ce type de switch n'utilise pas de semi-conducteur comme les précédents mais c'est un système mécanique microscopique, comme le dit son nom : « micro electro mechanical system ». Deux types de switchs MEMS sont bien connus [16][17]. Les switchs à contact résistifs et les switchs MEMS capacitifs. Le premier vient directement mettre en contact ou non les deux ports RF du switchs. Le switch capacitif crée une capacité très forte pour l'état ON et très faible pour l'état OFF. On peut trouver généralement deux façons de réaliser ces switchs. Il y a ceux à base de poutres, en série, et ceux à base de ponts, en parallèle. Le plus souvent, le mécanisme de foncti

onnement est animé par une force électrostatique. Cette force s'applique entre les deux électrodes présentes, dans les systèmes à poutre, entre la poutre et l'électrode de commande, dans les systèmes à pont, entre le pont et l'électrode de commande. Il existe d'autres manières de réaliser des switchs MEMS, mais celles-ci sont les plus courantes.



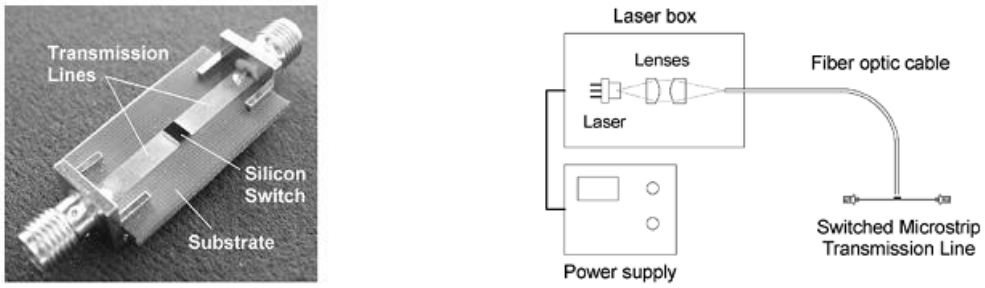
(a) (b)

fig. 13 Les structures des switchs MEMS, a. la structure poutre, b. la structure pont [16]

Ces commutateurs sont proches du switch parfait en théorie. Par contre leur packaging est compliqué et implique souvent des connections par fils d'or (wire-bonding) qui peuvent avoir un impact négatif sur le circuit.

3.2.1.4. Les switchs photoconducteurs

Ils sont activés par la lumière. Ils peuvent alors être très utiles dans les applications micro-ondes car ils ne nécessitent pas de lignes de polarisation qui interférent souvent avec le reste du circuit. Ces switchs sont constitués d'un semi-conducteur dopé au phosphore [13]. Ce dopage rend le composant conducteur, ou non, selon l'éclairement du switch. En fig. 14, un switch optique est testé sur une ligne micro-ruban. Les switchs optiques sont souvent activés par des lasers. Ce type de switch est très coûteux en énergie, puisqu'il nécessite une source de lumière, consommatrice, qui doit rester constamment allumée pour l'état passant.



(a) (b)

fig. 14 Switch optique monté sur une ligne micro ruban [13]

3.2.1.5. Comparaison des technologies de switch

Les switchs FET, les diodes PIN et les switchs MEMS sont les trois types de switchs les plus répandus. Les performances des photo-switchs dépendant de l'éclairement du composant, le circuit d'alimentation des lasers consomme beaucoup comparé aux autres solutions. Sur la fig. 15, un comparatif des trois technologies classiques de switchs a été réalisé dans [18].

Bien que les switchs MEMS ont un temps de commutation plus long que les diodes PIN ou les FET, ils sont généralement supérieurs : une bande de fréquence d'utilisation plus large, de meilleures performances en isolation, de faibles pertes et une très faible consommation.

Parameter	RFMEMS	PIN	FET
Voltage [V]	20 – 100	3 – 5	3 – 5
Current [A]	0	3 – 20	0
Power Consumption [mW]	0.05 – 0.1	5 – 100	0.05 – 0.1
Switching Time	1 – 200µs	1 – 100ns	1 – 100ns
Cup (Series) [pf]	1 – 6	40 – 80	70 – 140
Rs(Series)[Ω]	0.5 – 2	2 – 4	4 – 6
Capacitance Ratio	40 – 500	10	-
Cutoff Freq. [THz]	20 – 80	1 – 4	0.5 – 2
Isolation (1 - 10 GHz)	Very high	High	Medium
Isolation (10 - 40 GHz)	Very high	Medium	Low
Isolation (60 - 100 GHz)	High	Medium	-
Loss (1 - 100 GHz) [dB]	0.05 – 0.2	0.3 – 1.2	0.4 – 2.5
Power Handling [W]	< 0.5	<10	<10

fig. 15 Tableau comparatif de différentes technologies de switchs [18]

Les MEMS promettant de meilleures performances, cette étude porte sur l'utilisation de cette technologie et plus précisément sur des composants packagés de série, donc facilement disponibles sur le marché.

3.2.1.6. Les capacités variables

Le composant le plus connu, ayant une capacitance variable, est la diode. Un varactor, ou varicap ou capacité variable, est donc une diode optimisée pour sa valeur capacitive en polarisation inverse. Selon le niveau de polarisation inverse, sa capacité change [19].

3.2.2. Les matériaux

Les matériaux aux propriétés commandées électroniquement sont aussi très intéressants pour la reconfiguration de circuit RF. Les cristaux liquides, les plasmas ou les matériaux ferroélectriques sont des matériaux pouvant jouer sur la longueur électrique des éléments de circuit RF se trouvant à proximité. En effet, selon leur polarisation, ces matériaux changent de permittivité. Dans [20], des cristaux liquides sont placés sous une antenne patch. On pourrait utiliser les matériaux ferroélectriques dans le même contexte [21].

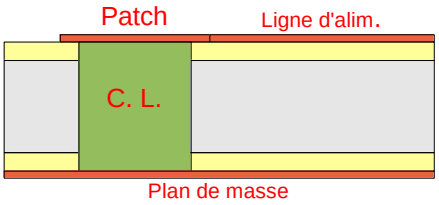
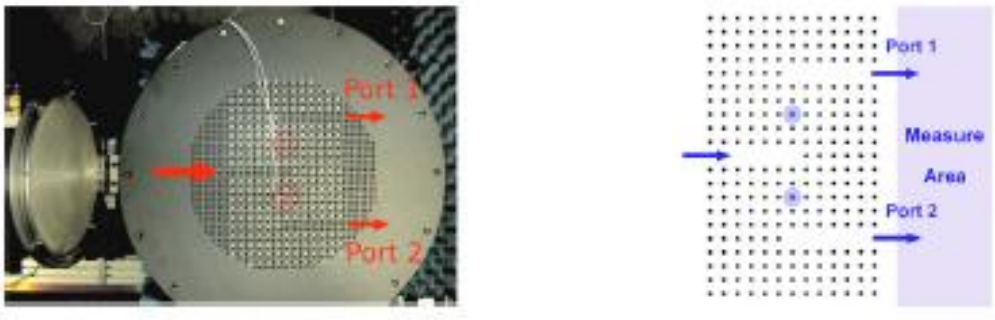


fig. 16 Antenne reconfigurable en fréquence à base de cristaux liquides [20]

A l'Onera des études sur des circuits RF reconfigurables à base de plasma [22] ont été réalisées. Sur la fig. 17 on peut voir une installation comprenant des capillaires à plasma insérés dans un réseau de tiges diélectriques. Les plasma, commandés électroniquement, modifient ou non le chemin emprunté par l'onde.



(a) (b)

fig. 17 Circuit microonde reconfigurable à base de capillaire plasma [22]

3.2.3. Précisions

Les techniques de reconfiguration sont nombreuses. Selon la solution choisie, le changement sera continu ou discret. Les reconfigurations continues sont souvent obtenues à partir de

composants ou matériaux accordables. Les capacités variables, les cristaux liquides, les plasmas, les matériaux dont il a été question précédemment, permettent d'avoir une variation continue en général. Le niveau de reconfiguration du circuit est alors basé sur le niveau d'accordabilité du composant ou du matériau. Plus la plage de variation est grande, plus le circuit aura un degré de reconfiguration important. Les switchs reconfigurent un circuit de façon discrète. Pour augmenter les possibilités de reconfiguration d'un circuit, il faudra multiplier les dispositifs au détriment des pertes qu'ils engendrent.

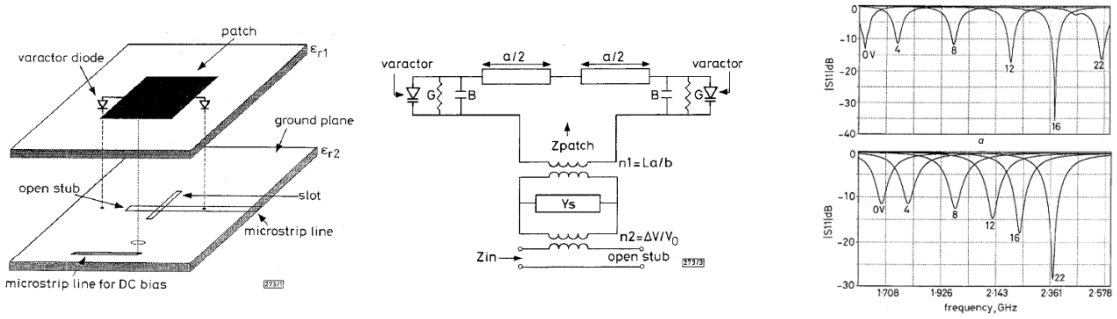
4. Antennes reconfigurables planaires

4.1. Les antennes reconfigurables en fréquence

Dans la plupart des cas de reconfiguration en fréquence, des techniques issues de la miniaturisation ont été empruntées et associées à des dispositifs reconfigurables (switch, varicap…). Charger un élément rayonnant, ajouter des fentes ou des court circuits sont des moyens permettant d'abaisser la fréquence de résonance d'une antenne. En ajoutant des composants commandés, il est possible d'activer ou de désactiver ces fonctions. La reconfiguration d'éléments rayonnants à large bande est différente, c'est pour cela que nous avons décidé de la présenter séparément.

4.1.1. Antenne reconfigurable bande étroite

Les antennes reconfigurables en fréquence sont nées dans les années 90. La première à être apparue est une antenne patch chargée par des varactors [8]. Comme on peut le voir sur la fig. 18 b, les varactors ajoutent un effet capacitif en parallèle. Ces capacités changent la longueur électrique du patch et donc la fréquence de résonance. La capacité étant variable, la fréquence de résonance suit le changement de polarisation des composants fig. 18 c. La bande d'utilisation de cette antenne est 1.6GHz à 2.5GHz.

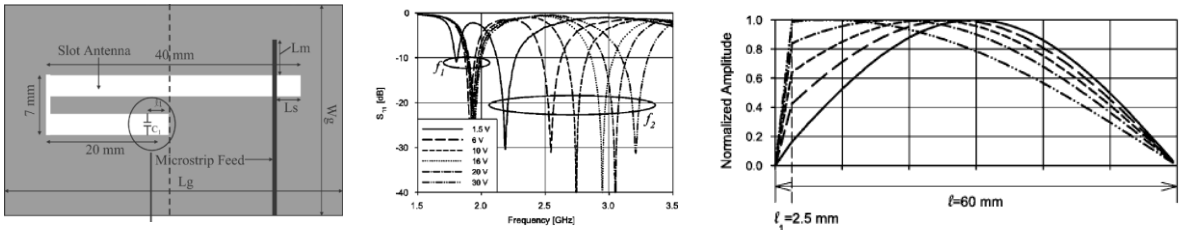


(a) (b) (c)

fig. 18 a. Antenne patch chargé, b. circuit équivalent, c. résultats de mesures [8]

Charger un élément rayonnant par des varactors a été étendu à d'autres types d'antennes. Les antennes fentes sont de bonnes candidates car elles offrent aux composants

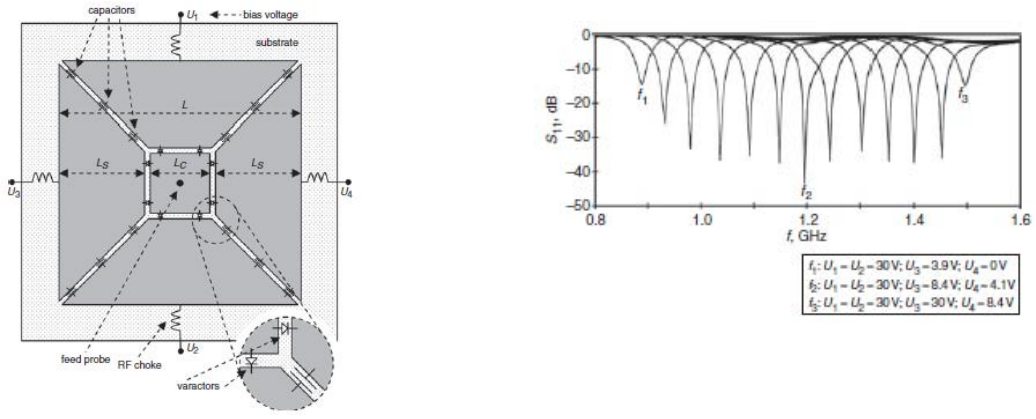
électroniques une intégration simple, entre les deux bords de la fente. Dans [9], une capacité variable a été introduite au milieu d'un dipôle fente fig. 19 a. La fig. 19 b montre le coefficient de réflexion de cette antenne. Ce dernier varie aussi selon la polarisation du varactor. Pour montrer l'effet de la varicap, l'auteur a représenté, fig. 19 c, la distribution du champ électrique le long de la fente et en fonction de la polarisation du composant. On remarque qu'à l'extrémité de la fente, où est située la capacité, le champ varie beaucoup en amplitude. Suivant la valeur de la capacité, la longueur électrique est visiblement modifiée.



(a) (b) (c)

fig. 19 Antenne fente reconfigurable en fréquence chargée par une capacité variable [9]

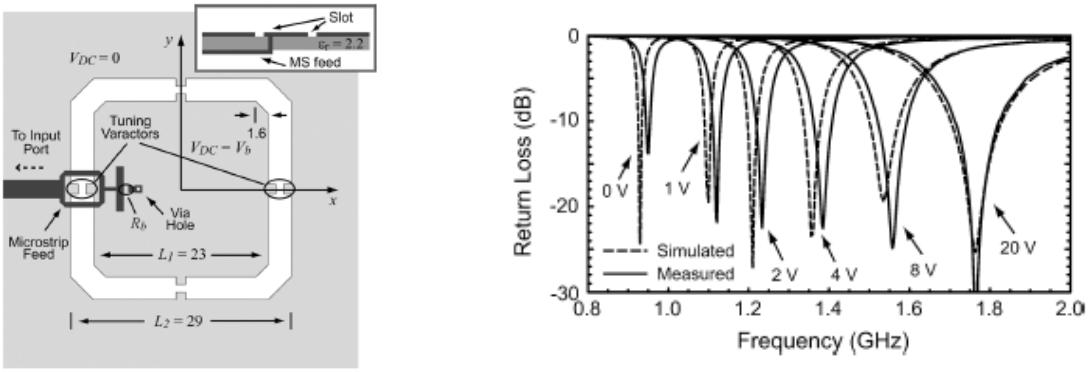
L'auteur de [23] a, lui aussi, inséré des varicaps dans une antenne patch fig. 20 a. Cette fois elles sont placées en série sur le patch. Cette opération a le même effet, changer la longueur électrique de l'antenne. Par contre la position des varicaps offre plus de liberté. En effet, avec cette disposition, il est possible de changer la distance électrique au centre de chacun des côtés indépendamment. Il est donc aussi possible de déplacer le point d'alimentation sur le patch. Cela offre beaucoup plus de possibilités et un degré de reconfiguration très élevé. Selon l'auteur, il est également possible de réaliser une reconfiguration en polarisation avec cet arrangement, cela sera détaillé un peu plus tard. Dernière remarque, on voit très bien, sur la fig. 20, les efforts faits pour polariser les varicaps. Des fentes ont été insérées dans le patch, de manière à venir créer cinq zones de polarisation. Pour ne pas couper le patch et les courants RF, des capacités non variables ont été ajoutées. En effet, ces dernières agissent comme un filtre passe haut, donc bloquent le DC et laissent passer les courants RF.



(a) (b)

fig. 20 Antenne reconfigurable en fréquence et coefficient de réflexion en fonction de la polarisation des varicaps [23]

Les antennes boucles [24] ont aussi été un sujet d'étude pour la reconfiguration. Dans cette antenne deux varicaps ont été insérées fig. 21 a. Elles permettent d'avoir une plage de variation de la fréquence de résonance de l'antenne d'une octave, de 0.9GHz à 1.8GHz, voir fig. 21 b.

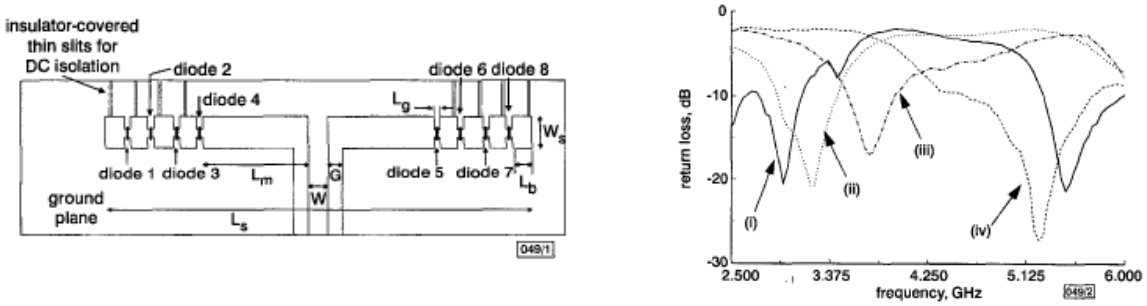


(a) (b)

fig. 21 Antenne boucle fente reconfigurable en fréquence [24]

Les varactors et les matériaux accordables, tels que les cristaux liquides, permettent d'avoir une variation continue des paramètres de l'antenne mais seulement sur une plage de fréquence restreinte. Les switchs, qui connectent ou déconnectent des parties de l'antenne, conduisent à des variations sur des plages de fréquence plus grandes mais de façon discrète.

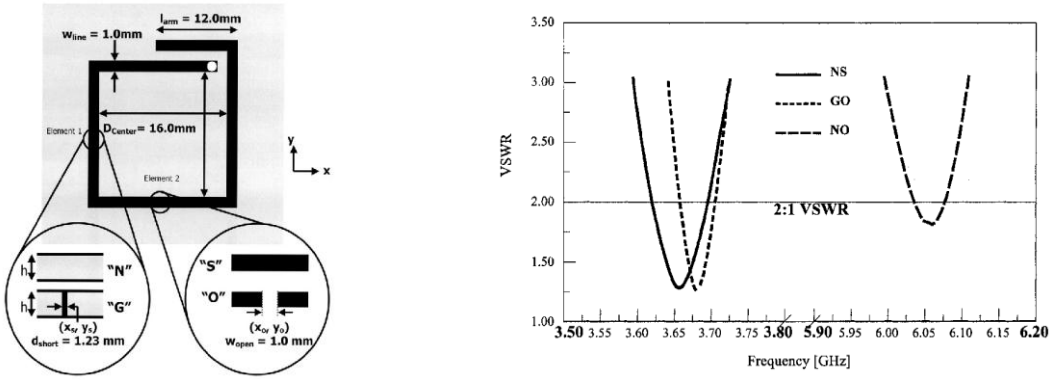
Sur la fig. 22, on peut voir une antenne dipôle reconfigurable à base de diode PIN [25]. Quatre paires de diodes sont insérées sur le dipôle venant court-circuiter, ou non, la fente. La fréquence d'utilisation de l'antenne est déterminée par l'état des switchs. Si la paire de switchs 4-5 est fermée, la fréquence de résonance sera plus haute que le fonctionnement nominal du dipôle. Là aussi, chaque switch a besoin d'une polarisation qui lui est propre. Le plan de masse a donc été coupé pour réaliser le circuit de commande. Pour garder la continuité du signal RF, des capacités ont été placées sur ces coupures.



(a) (b)

fig. 22 Dipôle fente reconfigurable en fréquence [25]

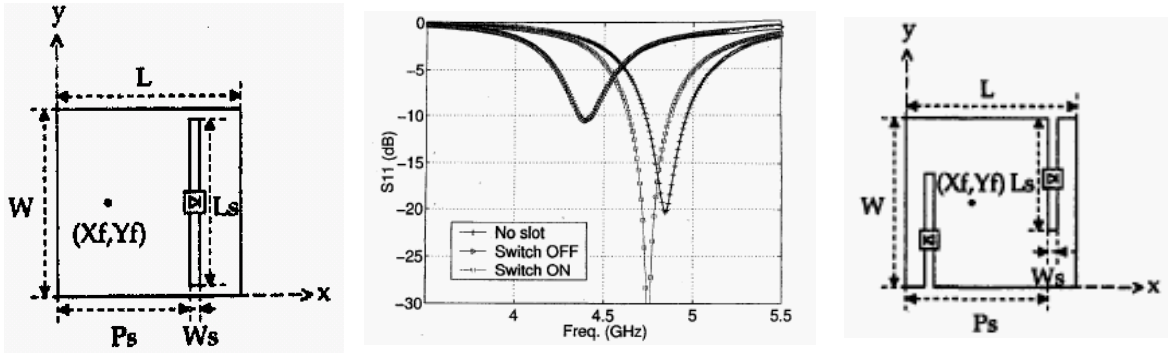
Dans la même optique, on trouve des antennes monopôles. Dans [26], le monopôle est recourbé en spirale. Selon l'état du switch, l'antenne est coupée en deux ou non. La fréquence de résonnance dans le premier cas est 6.05GHz et dans le second 3.65GHz.



(a) (b)

fig. 23 Antenne reconfigurable en fréquence [26]

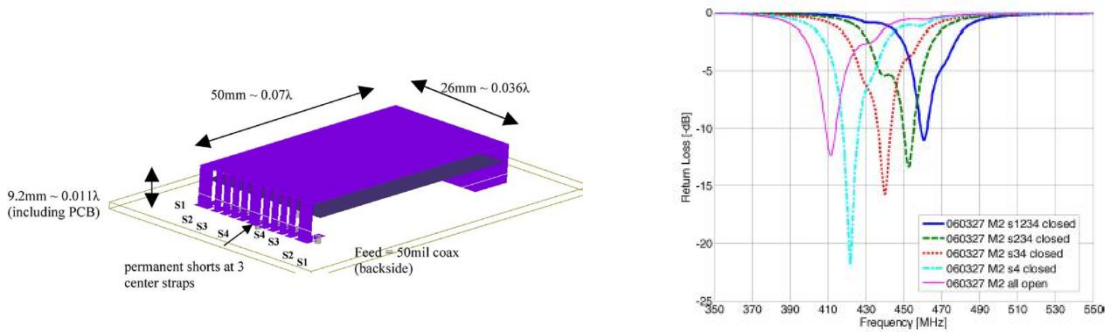
L'utilisation de switchs sur des antennes patchs est aussi connue. Ici, les switchs peuvent être placés sur le patch ou reliant le patch au plan de masse. Dans la plupart des cas, des fentes sont souvent insérées sur le patch. Les switchs sont placés sur ces fentes, et selon leur état, les activent on non. Par exemple dans [27], des fentes ont été ajoutées. Elles dévient les courants se propageant sur le patch, allongeant alors leurs parcours. Cet allongement change la fréquence de résonance du patch. Le switch ajouté sur la fente va commander le passage du courant. Soit le switch est fermé et les courants passent à travers : ils ne sont pas gênés par la fente. Soit le switch est ouvert et les courants doivent contourner les fentes, modifiant la fréquence de résonance de l'antenne. Sur la fig. 24, les fentes sont visibles. Sur la première, fig. 24 a, la fente est placée au milieu du patch (coefficient de réflexion associé en b). Sur la fig. 24 c, les fentes sont placées de façon à créer des méandres.



(a) (b) (c)

fig. 24 Antenne patch reconfigurable en fréquence [27]

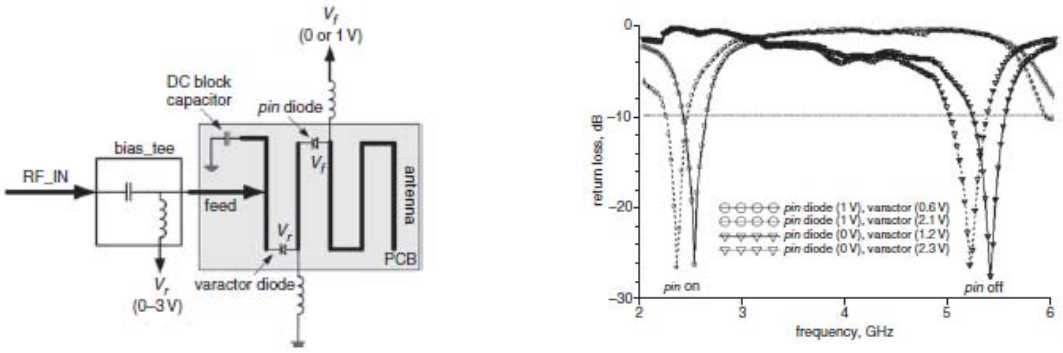
Les switchs peuvent aussi servir à créer des court-circuits sur le patch. C'est le cas dans [28], voir fig. 25. Une antenne PIFA, une antenne patch miniaturisée, accueille plusieurs switchs connectés entre le plan de masse et un bord de l'antenne. Suivant les combinaisons d'état des switchs, la fréquence de résonance du patch sera changée. De la même manière qu'avant, le but de ces court-circuits est de dévier les courants.



(a) (b)

fig. 25 Antenne PIFA reconfigurable et le coefficient de réflexion de l'antenne suivant l'état des switchs [28]

Pour finir avec les antennes reconfigurables en fréquence, sur la fig. 26, une antenne méandre, intégrant un switch et une varicap [29] est présentée. Cette antenne combine les deux pour avoir une plus grande plage de reconfiguration. En effet, le switch va permettre de changer de fréquence de 2.5GHz à 5.5GHz. La varicap permet de se décaler de ces fréquences.

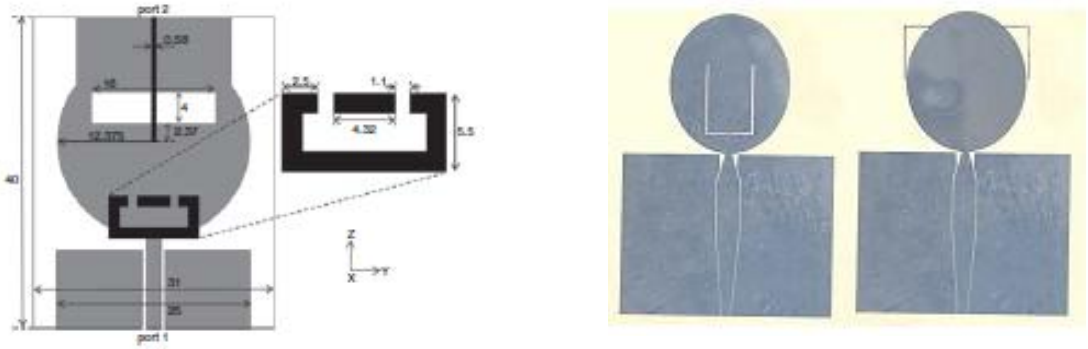


(a) (b)

fig. 26 Reconfiguration en fréquence d'une antenne méandre [29]

4.1.2. Antenne reconfigurable large bande

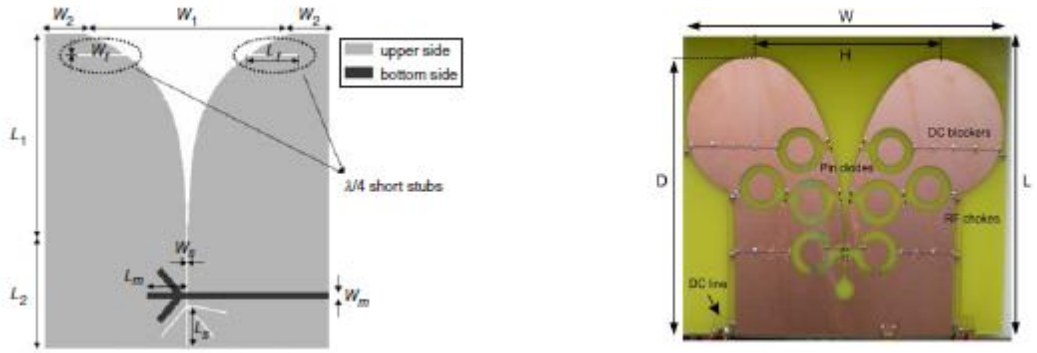
La reconfiguration en fréquence d'antennes large bande a déjà fait l'objet de plusieurs études. Voici quelques exemples d'antennes ultra large bande à rejet de bande commandé ou non. Les antennes monopôles larges ont été l'objet d'étude dans [30] et [31]. Ces antennes sont des monopôles larges auxquels on a ajouté un résonateur. Ces résonateurs peuvent être de natures diverses, les associer avec des composants les rend reconfigurables. Deux exemples sont montrés en fig. 27.



(a) (b)

fig. 27 Monopôles larges associés à des résonateurs [30][31].

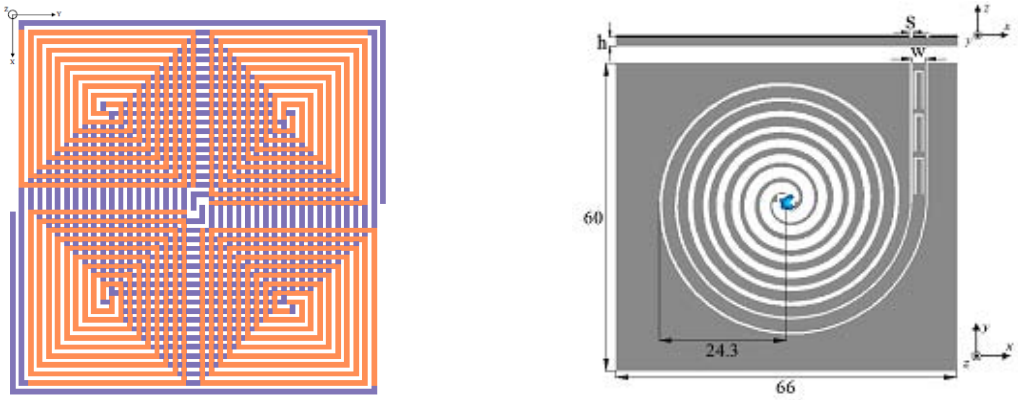
Ensuite d'autres éléments rayonnants large bande ont été utilisés, comme dans [32][33][34]. Des antennes Vivaldi ont été associées à des circuits RF tels que des filtres passe-bande ou coupe-bande comme représenté sur la fig. 28. Les circuits RF sont placés sur la partie évasée de l'antenne, où se propage l'onde avant le rayonnement. L'onde vient se coupler avec cs circuits, un rejet de bande peut alors avoir lieu. Dans le cas de l'insertion d'un filtre passe bande la bande d'utilisation de l'antenne deviendra très étroite. Dans le cas de l'insertion d'un filtre coupe-bande, par exemple l'insertion d'un résonateur simple, la bande d'utilisation sera toujours large mais une étroite bande de fréquences sera rejetée. Dans [32][33], l'auteur a placé des diodes PIN et des varactors sur les filtres passe-bande qu'il a montés sur l'antenne. Il peut alors passer d'une bande d'utilisation ultra large à une bande étroite et configurable.



(a) (b)

fig. 28 Antennes Vilvaldi à rejet de bande, à gauche non commandé [34], à droite commandé [32][33]

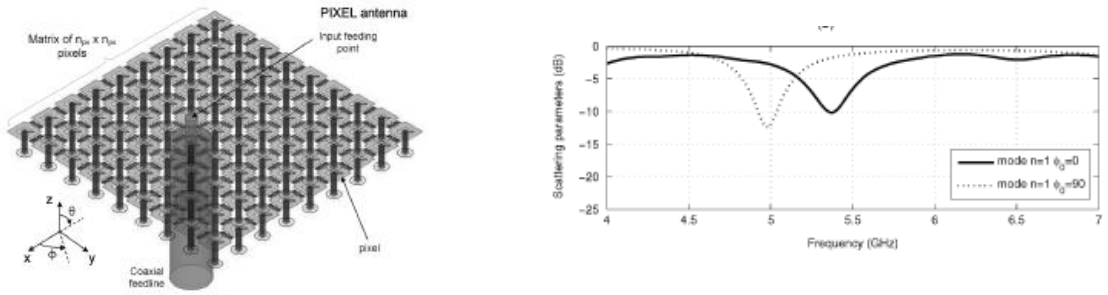
D'autres travaux ont été réalisés sur les antennes spirales, voici en fig. 29 deux études qui ont été réalisées sur les antennes spirales [35][36]. Dans le premier cas il s'agit de l'aiguillage d'une onde sur une spirale. Cet aiguillage permet la reconfiguration de la géométrie de la spirale et donc une agilité sur la bande de fréquence. Dans l'autre article, qui a été publié au début de l'année 2013, l'auteur a inséré des résonateurs avant le début de la spirale. Ces résonateurs, placés avant le début de la spirale, sur la ligne d'alimentation, permettent de rejeter une bande étroite de fréquences. Les résonateurs ne sont pas sur la spirale mais avant, ce qui est différent du travail qui sera décrit dans ce mémoire.



(a) (b)

fig. 29 Antenne spirale reconfigurable en fréquence

Il existe, enfin, d'autres types de reconfiguration en fréquence qui sortent des schémas discutés précédemment. L'antenne PIXEL [37] est un concept qui s'inspire de l'électronique numérique. Le but est ici de découper la partie rayonnante en pixels interconnectés par de nombreux switchs. L'antenne PIXEL est alors composée de nombreux petits patchs, de dimensions très petites devant les longueurs d'onde d'utilisation. Chaque patch, ou pixel, est relié aux pixels adjacents par des switchs. Un seul des pixels est alimenté. De cette manière, on peut créer des formes rayonnantes très variées et imiter n'importe quelle antenne patch. Les antennes pixel promettent donc une grande diversité. Il est possible de trouver des formes à bandes étroite ou ultra large. Par contre l'efficacité de ces antennes est réduite, les pertes dues aux multiples passages des courants à travers les switchs sont non négligeables.



(a) (b)

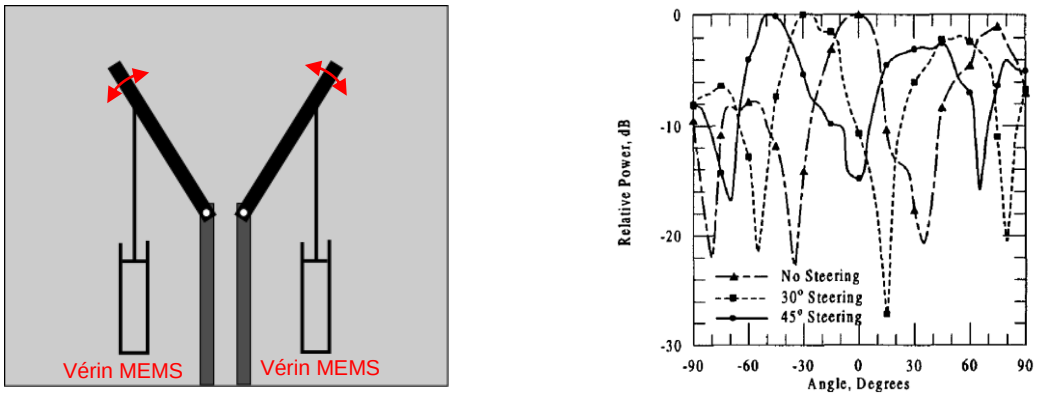
fig. 30 Antenne Pixel [37]

4.2. Les antennes reconfigurables en diagramme

Les antennes reconfigurables en diagramme sont connues depuis longtemps avec les réseaux phasés. Depuis peu le terme d'antenne reconfigurable s'apparente plus à des antennes agiles en directivité ne nécessitant pas un réseau de plusieurs antennes déphasées. Ces antennes intègrent donc des dispositifs permettant de changer leur directivité. Voici quelques-unes de ces antennes.

L'antenne Vee [39] intègre deux actionneurs mécaniques, des vérins, à base de MEMS. Elle est constituée d'une ligne d'alimentation coplanaire, de deux monopôles et d'actionneurs. Chaque monopôle est lié par une liaison pivot à un des conducteurs de la ligne

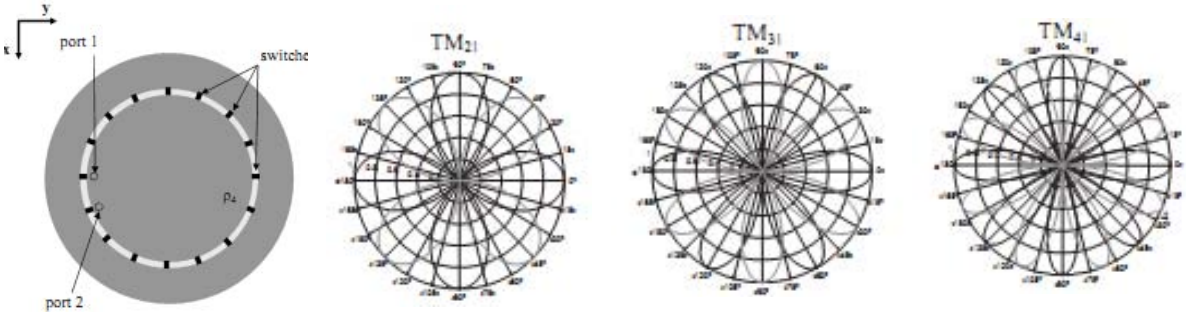
d'alimentation. Les actionneurs sont eux liés aux monopôles qui forment alors un V, voir fig. 31. Grâce aux MEMS, l'angle d'inclinaison entre les deux parties peut changer. Cette inclinaison permet d'orienter le faisceau.



(a) (b)

fig. 31 Antenne Vee [39]

D'autres techniques utilisées dans la reconfiguration en fréquence peuvent aussi être adaptées. Par exemple cette antenne patch circulaire, fig. 32, comprend une fente annulaire [40]. Cette fente annulaire est recouverte de switchs disposés à intervalles réguliers. Selon l'état des switchs, le mode de résonance change et donc le diagramme aussi.



(a) (b) (c) (d)

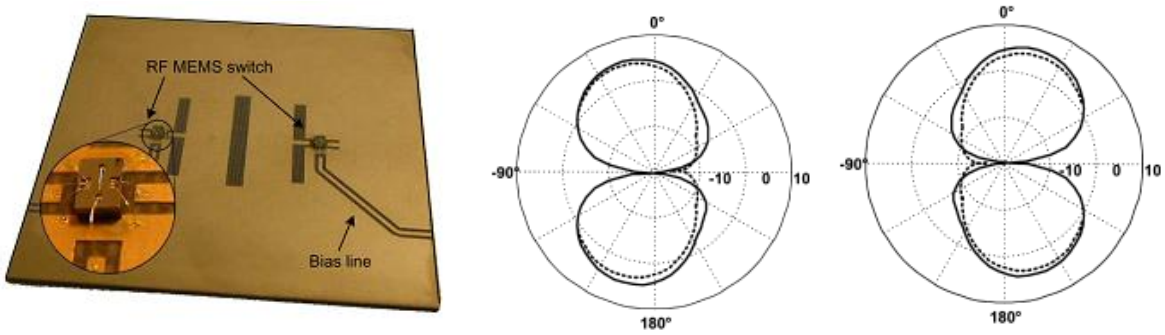
fig. 32 Antenne patch circulaire reconfigurable en diagramme [40]

On retrouve aussi quelques antennes reconfigurables en fréquence présentant des capacités de reconfiguration en diagramme [37][26]. L'antenne pixel étant destinée à pouvoir dessiner n'importe quelle forme, la reconfiguration en diagramme doit alors pouvoir être possible.

A part ce type de reconfiguration, les autres techniques utilisées pour reconfigurer en diagramme font souvent appel à des éléments parasites. Les dispositifs de reconfiguration se trouvent alors le plus souvent sur ces derniers. Ces éléments peuvent être de toutes sortes : dipôle, monopôle, et même des solutions plus originales, comme des méta-surfaces.

Dans [41], l'auteur change le diagramme d'un dipôle fente grâce à deux dipôles parasites. Ces dipôles disposés de part et d'autre du dipôle vont jouer le rôle de directeur ou de réflecteur, selon l'état des charges commandées par des switchs. Cette charge est située en leur centre et est constituée d'un stub dont la longueur est commandée par un switch à

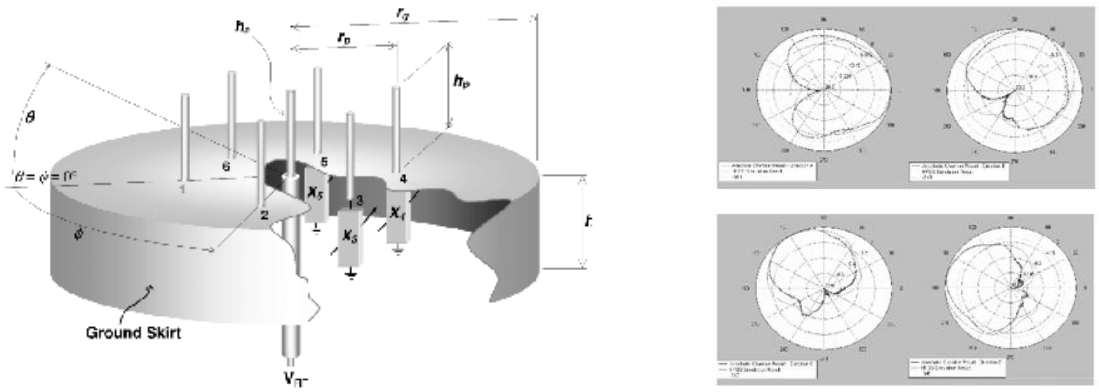
MEMS. A la manière d'une antenne YAGI le diagramme est alors formé. L'antenne est présentée en fig. 33.



(a) (b) (c)

fig. 33 Antenne dipôle reconfigurable en diagramme [41]

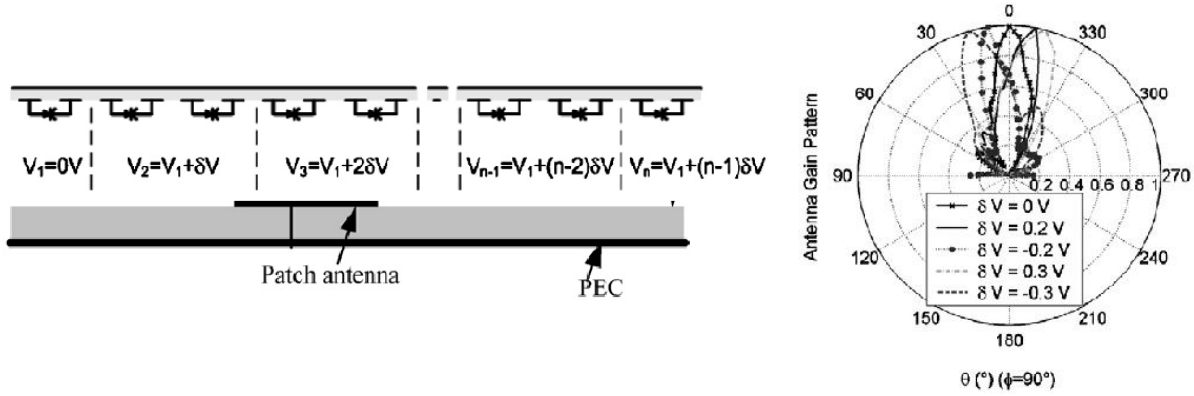
Cette technique peut être étendue à plus d'éléments parasites, ce qui offre une plus grande diversité de diagramme. L'antenne ESPAR [42] utilise six monopoles chargés par des varicaps. Comme on le voit en fig. 34, l'antenne offre un large éventail de diagrammes.



(a) (b)

fig. 34 Antenne ESPAR [42]

Enfin, les méta-surfaces peuvent rendre une antenne reconfigurable en diagramme [43]. Une antenne à métasurface est composée de couches capacitives ou inductives, appelées métasurface, d'un plan conducteur et d'une excitation, une antenne patch ou un dipôle. Les couches capacitives sont souvent réalisées en créant une matrice de patchs très petits devant la longueur d'onde d'utilisation. Les couches inductives sont, elles, le plus souvent réalisées en dessinant des grilles gravées. En les associant avec des dispositifs reconfigurables, des varactors, et en gérant soigneusement la polarisation de chacune, le diagramme de rayonnement de l'antenne peut être modifié, voir fig. 35.



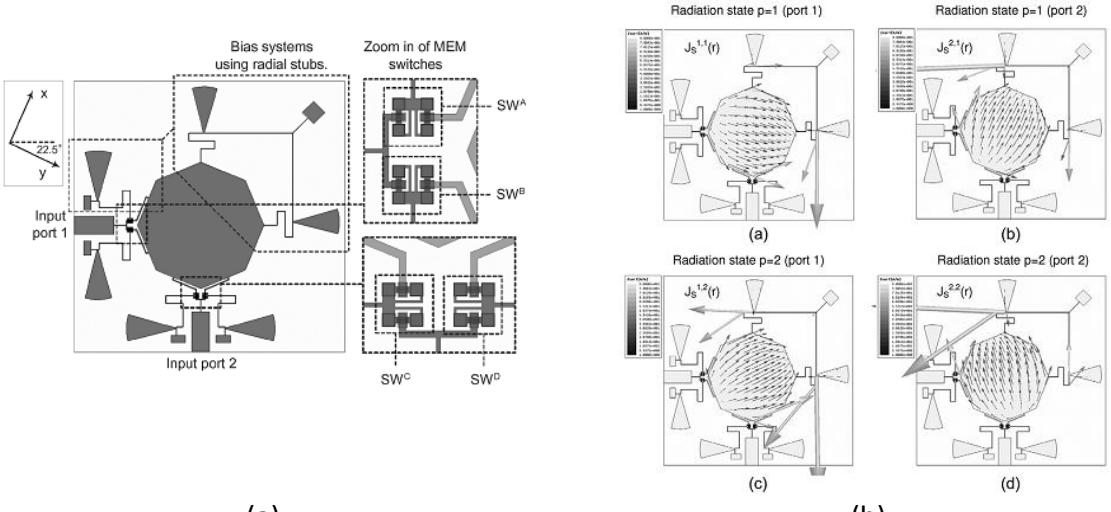
(a) (b)

fig. 35 Reconfiguration de diagramme à l'aide de métasurface [43]

4.3. Les antennes reconfigurables en polarisation

Maîtriser la polarisation d'une antenne est utile pour décorréler des signaux envoyés. Pouvoir la changer signifie que les systèmes dotés de ces antennes accèderont à une plus grande diversité. Cela consiste à changer la polarisation. Celle-ci est déterminée par l'orientation et les mouvements des courants électriques sur l'antenne lorsque l'énergie est émise. Le but, ici, va donc être d'agir sur les courants.

Il est possible de vouloir changer de polarisation linéaire, de passer d'une polarisation linéaire à circulaire, ou de passer d'une polarisation circulaire droite à une polarisation circulaire gauche… Dans le premier cas, la plupart des solutions vont jouer sur le point d'alimentation de l'antenne. Par exemple dans [44], l'alimentation du patch octogonal est commandée par des switchs MEMS. Ces commutateurs permettent de choisir d'alimenter l'antenne par le bas ou par le côté et créer soit une polarisation verticale soit horizontale.



(a) (b)

fig. 36 Antenne reconfigurable en polarisation [44]

Pour obtenir une polarisation circulaire à partir d'une antenne polarisée linéairement, on peut placer deux éléments rayonnants polarisés orthogonalement et les déphaser de 90°. La partie reconfigurable est alors l'alimentation, et le déphaseur devra être capable de passer de 0° à 90° de déphasage.

Sur les antennes patchs, qui sont généralement polarisées linéairement, de nombreuses possibilités pour obtenir une polarisation circulaire sont connues [2]. Déplacer le point d'alimentation dans un coin, rogner les coins d'un patch, ajouter des discontinuités ou des fentes, alimenter le patch en deux endroits avec un déphasage adapté sont des techniques qui modifient la polarisation d'une antenne patch de linéaire à circulaire. Le but, étant toujours, d'exciter deux modes orthogonaux à deux fréquences très voisines, voire égales. La polarisation circulaire est alors réalisée à une fréquence intermédiaire. Les deux fréquences étant très proches, l'antenne est généralement toujours adaptée à cette fréquence.

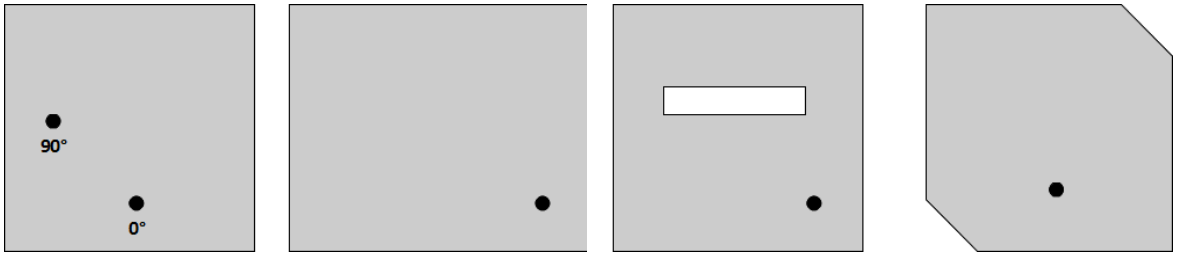


fig. 37 Antennes patchs à polarisation circulaire, le point noir est le point d'alimentation

Pour les rendre reconfigurables, des dispositifs électroniques peuvent alors être ajoutés. Par exemple, des commutateurs, placés de manière à venir connecter ou déconnecter les coins d'une antenne patch rectangulaire, la rendent reconfigurable en polarisation. Déconnecter cette partie d'un patch permet au patch de rayonner avec une polarisation circulaire. La polarisation linéaire est retrouvée si les switchs reconnectent les coins. Dans [5], présenté rapidement auparavant, les coins sont connectés par des mini-vérins à base de MEMS, fig. 38. L'auteur de [45] a choisi une solution plus commune, l'insertion de diodes PIN. Les deux rendent le patch reconfigurable en polarisation. De plus, dans la dernière, les quatre coins sont reconfigurés, l'antenne passe alors d'une polarisation linéaire aux deux polarisations circulaires, selon l'état des diodes.

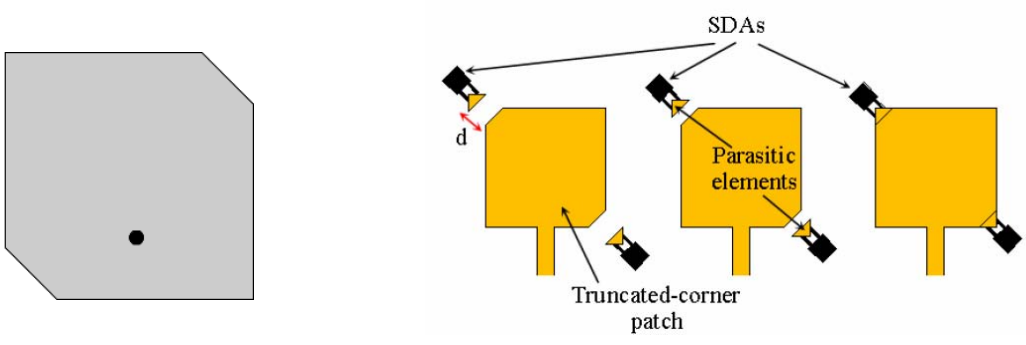
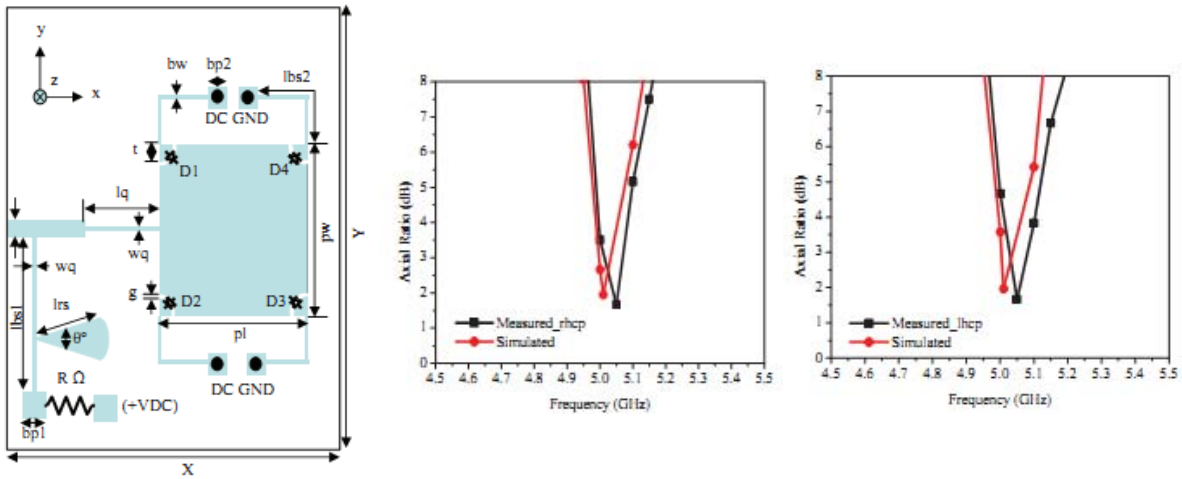


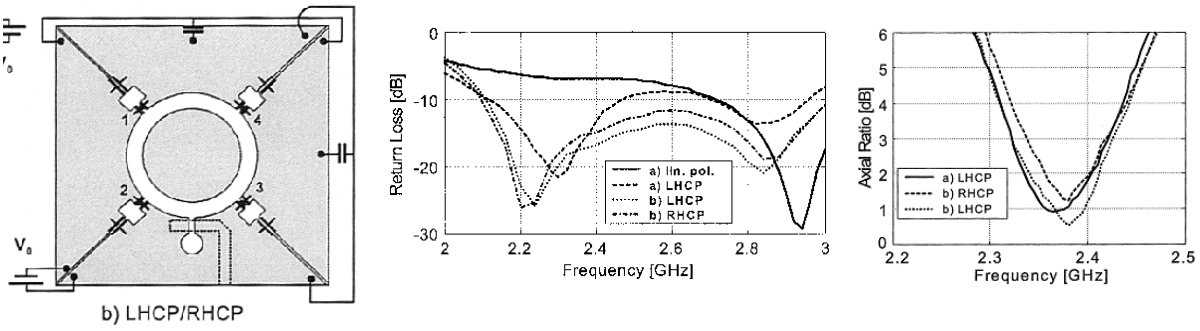
fig. 38 Antenne reconfigurable en polarisation par des dispositifs mécaniques [5]



(a) (b) (c)

fig. 39 Antenne reconfigurable en polarisation [45]

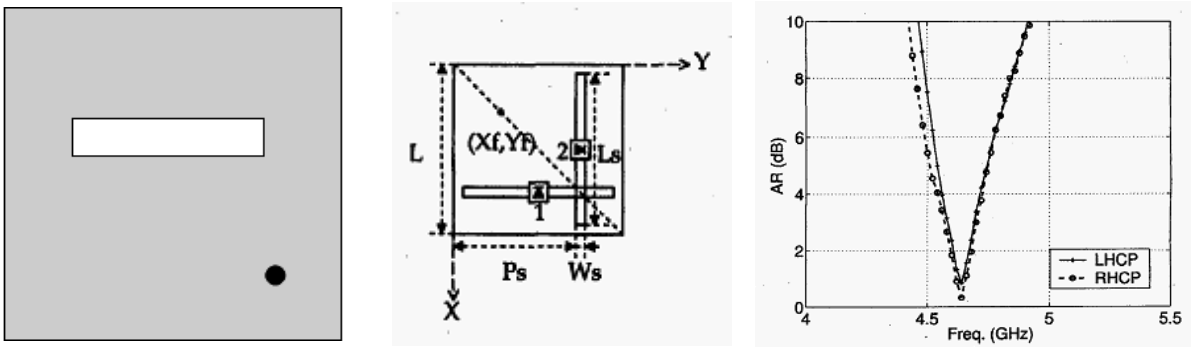
Cette technique peut se retrouver sur des antennes anneaux. L'auteur de [46], a réalisé une antenne pouvant passer d'une polarisation linéaire aux deux polarisations circulaires. Son antenne de départ est une fente annulaire. Elle est alimentée par couplage avec une ligne micro-ruban. Quatre stubs ont été rajoutés sur l'anneau, chacun associé à un switch, placé à en entrée. Selon l'état du switch, le stub est donc visible ou invisible à l'anneau. Lorsqu'aucun des stubs n'est activé, l'antenne se comporte comme un anneau résonant de longueur λ et rayonne une polarisation linéaire. Si deux switchs opposés sont activés, les deux stubs associés sont alors vus par l'onde. L'association anneau plus les deux stubs excite deux modes orthogonaux, un, à la fréquence de résonance de l'anneau, 2.8GHz, et l'autre à une fréquence légèrement plus basse, 2.2GHz. La polarisation circulaire est alors obtenue à 2.4GHz.



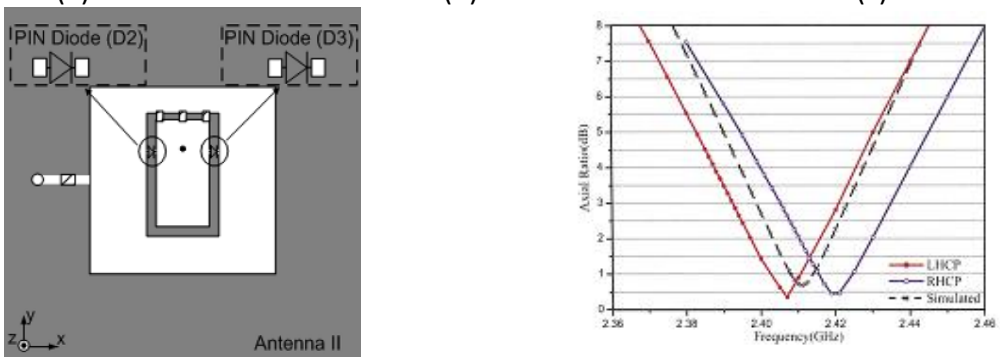
(a) (b) (c)

fig. 40 Antenne anneau reconfigurable en polarisation [46]

Les auteurs de [27] et [47] insèrent des fentes associées à des switchs sur des antennes patchs rectangulaires. Là aussi, l'insertion de fentes est une technique connue pour que l'antenne patch donne une polarisation circulaire.



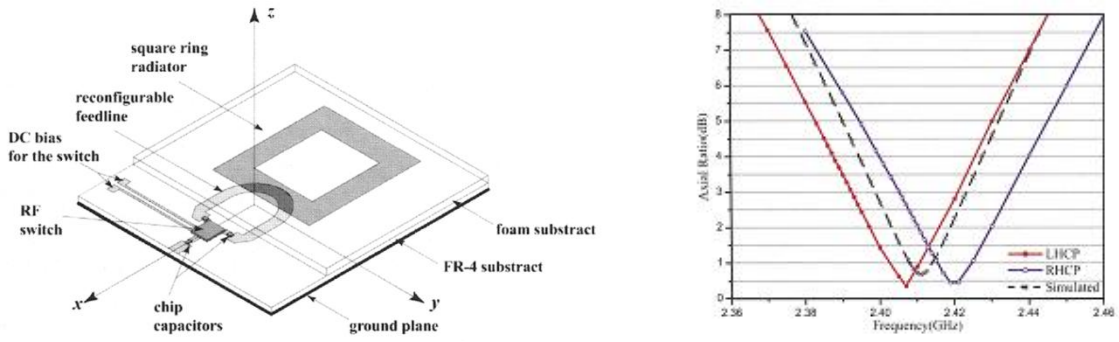
(a) (b) (c)



(d) (e)

fig. 41 Utilisation de fentes pour la reconfiguration en diagramme [27][47]

Voici un autre exemple d'une antenne passant d'une polarisation circulaire à l'autre. Dans [48], l'auteur reconfigure en polarisation une antenne composée d'un anneau métallique. La reconfiguration siège ici dans le circuit d'alimentation. L'anneau est alimenté par couplage inductif grâce à une ligne micro-ruban passant par en dessous. Cette ligne forme elle aussi un anneau qui est connecté à une autre ligne micro-ruban allant vers un connecteur SMA. Un commutateur SPDT est placé à la jonction des deux micro-rubans. Selon l'état du switch l'onde est guidée soit d'un côté soit de l'autre de l'anneau d'alimentation. L'élément rayonnant voit alors soit des courants se propageant circulairement autour de lui dans le sens horaire soit dans le sens anti-horaire et crée soit une polarisation circulaire gauche soit une polarisation circulaire droite.

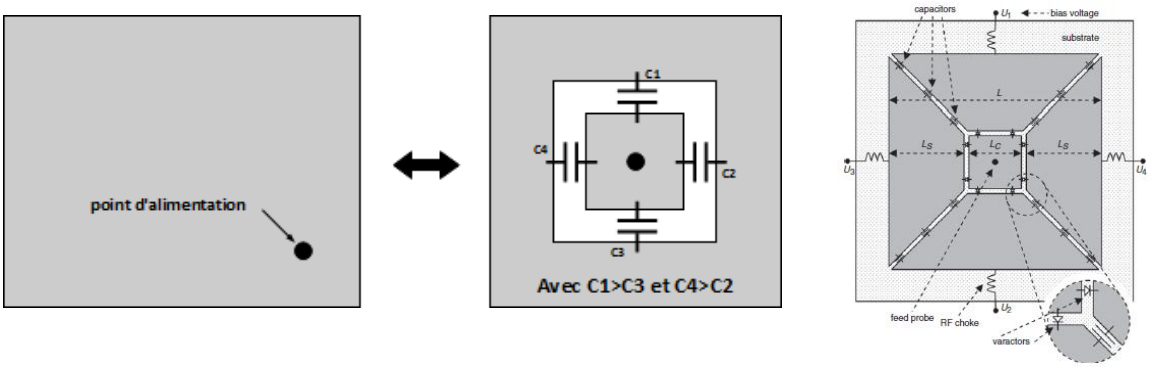


(a) (b)

fig. 42 Reconfiguration d'une antenne anneau [48]

Enfin, l'antenne reconfigurable en fréquence, de [23], décrite précédemment, combine les techniques. En effet, les dispositifs reconfigurables sont placés directement sur l'antenne

mais le but est de faire bouger le point d'alimentation. Il change le schéma d'alimentation en ne touchant que le patch et non le circuit d'alimentation, comme l'ont fait [48] et [44]. En effet sur un patch rectangulaire il existe plusieurs méthodes, avec une seule alimentation, pour exciter deux modes orthogonaux déphasés de 90°. La méthode, utilisée dans ce cas, est de placer l'alimentation dans un coin du patch. De cette manière, elle excite deux polarisations linéaires perpendiculaires. Les varicaps, placées sur cette antenne et faisant varier les distances du point d'alimentation aux quatre côtés de l'antenne, peuvent déplacer électroniquement l'alimentation dans un coin de l'antenne, fig. 43.



(a) (b)

fig. 43 Déplacement électrique du point d'alimentation sur l'antenne de [23]

Comme pour les autres types de reconfiguration, l'antenne pixel, du fait de sa complexité, pourrait créer une diversité de polarisation.

5. Synthèse

Les antennes reconfigurables utilisant des composants électroniques ont toutes beaucoup de points communs. Souvent, des techniques inspirées de la miniaturisation sont associées à l'insertion de composants localisés. Les techniques de miniaturisation permettent le plus souvent de modifier la distribution des courants sur la structure. Les ajouts de méandres, de fentes et de court-circuits, sont les plus connus. Les associer à des composants électroniques ou mécaniques permet de maîtriser et de redistribuer à volonté les courants sur une structure. L'opérateur change alors la façon dont cette structure rayonne. Les antennes se retrouvent le plus souvent avec les arrangements de base que l'on peut trouver sur la fig. 44. Le but est ainsi de maîtriser l'intégration des composants et des lignes de polarisation dans ces quatre configurations. Nous exploiterons également par la suite ces quatre principes de base.

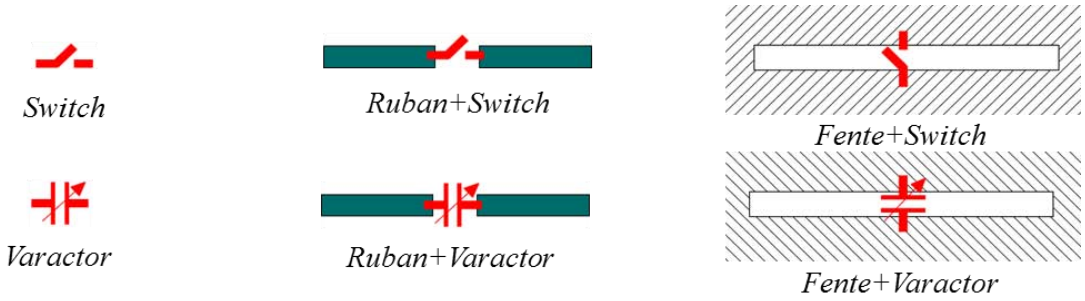


fig. 44 Configurations majoritairement utilisées dans les antennes reconfigurables

6. Conclusion

Dans ce chapitre le concept d'antenne reconfigurable est défini. Nous avons vu que l'insertion de dispositifs mécaniques et électroniques est possible pour réaliser ce type d'antenne. Ensuite un état de l'art de la recherche sur les antennes reconfigurables dans le cadre des antennes planaires est proposé. Cet état de l'art est divisé en trois parties, les antennes reconfigurables en fréquence, en diagramme de rayonnement et en polarisation. Seules les solutions où la reconfiguration se trouve au cœur de l'antenne sont montrées. Nous avons ainsi pu constater la variété des solutions présentes dans la littérature pour le seul cas des antennes planaires. Pour finir, un dernier paragraphe fait une rapide synthèse des topologies à la base des antennes reconfigurables planaires et retient quatre configurations d'insertion de composant utiles dans ce but.

7. Références

[1] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, 1983

[2] C. Balanis, “Antenne theory”, 3ème édition, Wiley, 2005

[3] J. T. Bernhard, “Reconfigurable Antennas and Apertures: State-of-the-Art and Future Outlook”, Proceedings of SPIE, vol. 5055, Juillet 2003

[4] G. Ruvio, M. J. Ammann, Z. Ning Chen, “Wideband Reconfigurable Rolled Planar Monopole Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 6, p. 1760-1767, Juin 2007

[5] Le Garrec, "Etude et conception en bande millimétrique d’antennes reconfigurables basées sur la technologie des MEMS", Thèse de doctorat, Université de Rennes 1, Novembre 2004.

[6] D. Rodrigo, L. Jofre, B. A. Cetiner “Circular Beam-Steering Reconfigurable Antenna With Liquid Metal Parasitics” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 4, p. 1796-1802, Avril 2012

[7] J.-C. Langer, J. Zou, C. Liu, Senior Member, IEEE, and J. T. Bernhard, Senior Member, IEEE “Micromachined Reconfigurable Out-of-Plane Microstrip Patch Antenna Using Plastic Deformation Magnetic Actuation”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 13, no. 3, p. 120-12, Mars 2003

[8] G. Le Ray, M. Himdi and J.P. Daniel, "Frequency agile slot-fed patch antenna", Electronics Letters, vol. 32, p. 2-3, Janvier 1996

[9] N. Behdad, K. Sarabandi, “A Varactor-Tuned Dual-Band Slot Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 2, p. 401-408, Février 2006

[10] A. R. Brown, G. M. Rebeiz, “A varactor-tuned RF filter”, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 7, p. 1157-1160,Juillet 2000

[11] F. Ferrero, C. Luxey, R. Staraj, G. Jacquemod, M. Yedlin, V. Fusco, "A novel quad-polarization agile patch antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 5, p. 1562-1566, Mai 2009

[12] G. M. Rebeiz, A. Arbor, G.-L. Tan, J. S. Hayden, “RF MEMS phase shifters: design and applications”, IEEE Microwave Magazine, vol. 3, no. 2, p. 72-81, Juin 2002

[13] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya, J C. Vardaxoglou, “Frequency and Beam Reconfigurable Antenna Using Photoconducting Switchs” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 2, p. 55-60, Février 2006

[14] G. Dambrine, S. Bollaert, "Composants à semiconducteurs pour hyperfréquences", Techniques de l'ingénieur, Novembre 2007

[15] "Understanding RF/Microwave Solid State Switchs and their Applications", Application Note, Agilent Technologies

[16] G. M. Rebeiz, J. B. Muldavin "RF MEMS Switchs and Switch Circuits", IEEE microwave magazine, vol. 2, no. 4, p. 59-71, Décembre 2001

[17] F. Ferrero, "Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation", thèse de doctorat, Université de Nice Sophia Antipolis, Novembre 2007

[18] Y. Yashchyshyn, "Reconfigurable Antennas by RF Switchs Technology", MEMSTECH'2009, Avril 2009

[19] D. M. Pozar, Microwave engineering, Wiley, 2005

[20] N. Martin, P. Laurent, C. Person, P. Gelin, F. Huret "Patch Antenna Adjustable in Frequency Using Liquid Crystal", 33rd European Microwave Conference, Munich, 2003

[21] A.K. Tagantsev, V.O. Sherman, K.E. Astafiev, J. Venkatesh, N. Setter. "Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications", Journal of Electroceramics, vol. 11, no. 1-2, p. 5-66, Septembre 2003

[22] S. Varault, B. Gabard, J. Sokoloff, and S. Bolioli, "Plasma-based localized defect for switchable coupling applications", Applied Physics Letters, vol. 98, no. 13, p. 134103-134103-3, Avril 2011

[23] T. Korosec, P. Ritosa, M. Vidmar "Varactor-tuned microstrip-patch antenna with frequency and polarisation agility", Electronics Letters, vol. 42, no. 18, p. 1015-1016, Août 2006

[24] C. R. White, G. M. Rebeiz, "Single- and Dual-Polarized Tunable Slot-Ring Antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 1, p. 19-26, Janvier 2009

[25] J.-M. Laheurte, "Switchable CPW-fed slot antenna for multifrequency operation", Electronics Letters, vol. 37, no. 25, p.1498-1500, Décembre 2001

[26] G. H. Huff, J. Feng, S. Zhang and J. T. Bernhard, "A Novel Radiation Pattern and Frequency Reconfigurable Single Turn Square Spiral Microstrip Antenna", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 13, no. 2, p. 57-59, Février 2003

[27] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Patch Antennas with Switchable Slots (PASS) in Wireless Communications: Concepts, Designs, and Applications", IEEE Transactions on Antennas and Propagation Magazine, vol. 47, no. 2, p. 13-29, Avril 2005

[28] L. M. Feldner, C. T. Rodenbeck, C. G. Christodoulou, N. Kinzie, “Electrically Small Frequency-Agile PIFA-as-a-Package for Portable Wireless Devices”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 11, p. 3310-3319, Novembre 2007

[29] C.W. Jung, Y.J. Kim, Y.E. Kim, F. De Flaviis, “Macro-micro frequency tuning antenna for reconfigurable wireless communication systems”, Electronics Letters, vol. 43, no. 4, p. 201-202, Février 2007

[30] S. Nikolaou, "Design and implementation of compact reconfigurable antennas for UWB and WLAN applications", Ph. D. Dissertation, Georgia Institute of Technology, Août 2007

[31] J.R. Kelly, P.S. Hall, P. Gardner and F. Ghanem, "Integrated narrow/band-notched UWB, antenna", Electronics letters, vol. 46 no. 12, p. 814-816, Juin 2010

[32] M. R. Hamid, "Wideband reconfigurable antenna", Ph. D. Dissertation, University of Birmingham, Mai 2011

[33] M. R. Hamid, P. Gardner, P. S. Hall, F. Ghanem, "Vivaldi Antenna with Integrated Switchable Pass Band Resonator", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 11, Novembre 2011.

[34] I. J. Yoon, H. Kim, H. K. Yoon, Y. J. Yoon Y. H. Kim, "Ultra-wideband tapered slot antenna with band cutoff characteristic", Electronics letters, vol. 41 no. 11, p. 629-360, Mai 2005

[35] V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, H. Diez "A new reconfigurable square spiral antenna", EUCAP, Mars 2012

[36] F. D. Dahalan, S. K. A. Rahim, M. R. Hamid, M. Z. M. Nor, M. S. A. Rani, P. Hall, “Archimedean spiral antenna with band-notched characteristics”, Progress in electromagnetics research C, vol. 37, p. 83-94, Janvier 2013

[37] A. Grau Besoli, F. De Flaviis, “A Multifunctional Reconfigurable Pixeled Antenna Using MEMS Technology on Printed Circuit Board”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 12, p. 4413-4424, Décembre 2011

[38] M. R. Hamid, P. Gardner, P. S. Hall, F. Ghanem, “Switched-Band Vivaldi Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 5, 1472-1480, Mai 2011

[39] J. Chiao, Y. Fu, I. Chio, M. DeLisio, L. Lin “MEMS Reconfigurable Vee Antenna”, IEEE MTT-S International, Juin 1999

[40] D. Piazza, J. Kountouriotis, M. D’Amico, K. R. Dandekar, “A Technique for Antenna Configuration Selection for Reconfigurable Circular Patch Arrays”, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 8, no. 3, p. 1456-1467, Mars 2009

[41] L. Petit, L. Dussopt, J. Laheurte “MEMS-Switched Parasitic-Antenna Array for Radiation Pattern Diversity”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 9, P ; 2624-2631, Septembre 2006

[42] J. Lu, D. Ireland, R. Schlub, “Dielectric Embedded ESPAR (DE-ESPAR) Antenna Array for Wireless Communications”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, no. 8, p. 2437-2443, Août 2005

[43] A. Ourir, S. Burokur, R. Yahiaoui, A. de Lustrac, “Directive metamaterial-based subwavelength resonant cavity antennas – Applications for beam steering”, Metamaterials, vol. 10, no. 5, p. 414-422, Juin 2009

[44] A. Grau, J. Romeu, M. Lee, S. Blanch, L. Jofre, F. De Flaviis, “A Dual-Linearly-Polarized MEMS-Reconfigurable Antenna for Narrowband MIMO Communication Systems”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 1, p. 4-17, Janvier 2010

[45] M. S Parihar, A.Basu, S. K. Koul, “Polarization Reconfigurable Microstrip Antenna”, APMC, Décembre 2009

[46] M. K. Fries, M. Gräni, R. Vahldieck, “A Reconfigurable Slot Antenna With Switchable Polarization”, IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 13, no. 11, p. 490-492, Novembre 2003

[47] P. Qin, A. R. Weily, Y. J. Guo, C. Liang “Polarization Reconfigurable U-Slot Patch Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 10, p. 3383-3388, Octobre 2010

[48] J. Huang, K. Tong, C. Baker, ”A new polarization reconfigurable microstrip antenna for diversity array”, Radar Conference, Mai 2008

III. Antenne spirale ultra-large bande

Maintenant, nous allons nous intéresser aux antennes spirales ultra large bande (ULB). Ici, le but est de détailler le fonctionnement d'une antenne spirale, et de réaliser une antenne témoin qui servira de base au développement d'une antenne spirale reconfigurable en fréquence. Premièrement, le fonctionnement des antennes ULB sera vu de manière générale. Plusieurs principes seront décrits et nous verrons que l'antenne spirale est une antenne à ondes progressives, d'où son caractère ULB. Ensuite nous continuerons en décrivant plusieurs étapes problématiques de conception de ce type d'antenne pour lesquelles nous proposerons des solutions. Enfin, les performances d'une antenne spirale ultra large bande seront montrées, mettant en évidence l'efficacité et l'originalité de la combinaison des techniques utilisées.

1. Principe de fonctionnement des antennes ULB

Les antennes ULB sont très répandues dans les systèmes de télécommunication et de radar. Ces antennes permettent une meilleure bande passante d'où, pour les radars, une meilleure résolution. Les communications impulsionnelles requièrent également des antennes ULB. Dans cette première partie, plusieurs principes de fonctionnement d'antennes ultra-large bande ou large bande sont sommairement expliqués. Le lien pourra être ainsi fait entre ces principes et les antennes spirales qui sont au cœur de ce travail de thèse. Le fonctionnement de la spirale sera décrit et illustré par la théorie des bandes. Nous verrons aussi rapidement que certains paramètres doivent être mesurés à côté des paramètres antennes usuels pour caractériser entièrement une antenne ULB.

1.1. Principe de Mushiake/Babinet

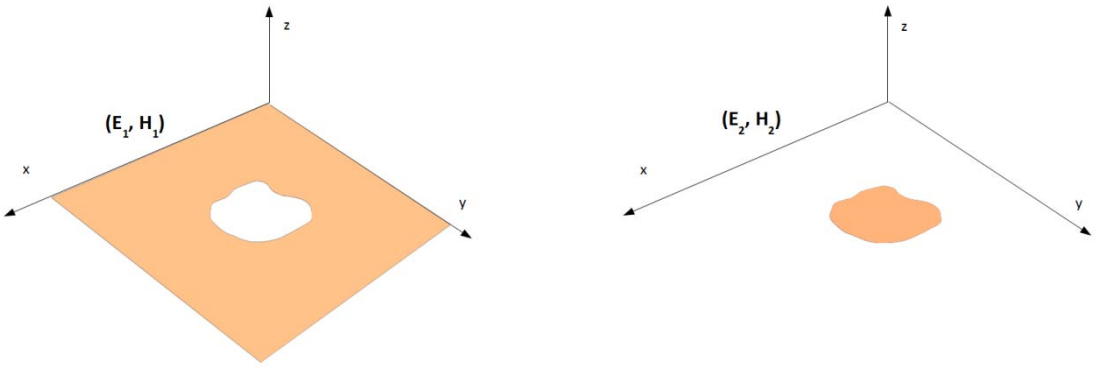
Pour commencer, le premier principe associé aux antennes ULB est le principe de Mushiake [1]. Ce principe vient de celui de Babinet [2] en électromagnétisme et des antennes complémentaires. Il énonce que les antennes auto-complémentaires ont une impédance constante, invariante selon la fréquence.

Le principe de Babinet concerne la diffraction et est très connu en optique. Cependant il s'applique, bien évidemment, aussi à l'électromagnétisme. Ce théorème, en optique, dit que les figures de diffraction de deux surfaces complémentaires sont identiques. En électromagnétisme, il s'exprime différemment [1][2][3][4][5].

Lorsque les champs électrique et magnétique ($\mathbf{E_1}$, $\mathbf{H_1}$) sont obtenus pour une structure, fig. 45 a, les champs de la structure complémentaire ($\mathbf{E_2}$, $\mathbf{H_2}$), fig. 45 b, peuvent être déduits par les relations suivantes :

$$\mathbf{E_2} = \pm\mathbf{H_1} \text{ et } \mathbf{H_2} = \pm\frac{1}{\eta^2}\cdot\mathbf{E_1} \qquad (3)$$

Avec η l'impédance intrinsèque, $(\mu/\varepsilon)^{1/2}$, où μ et ε sont la permittivité et la perméabilité du milieu. Le ± correspond à z>0 ou z<0.



(a) (b)

fig. 45 Structures complémentaires

A partir de ce principe, l'impédance d'entrée, Z, d'une antenne planaire quelconque et celle de son antenne complémentaire, Z_c, sont liées [1] par :

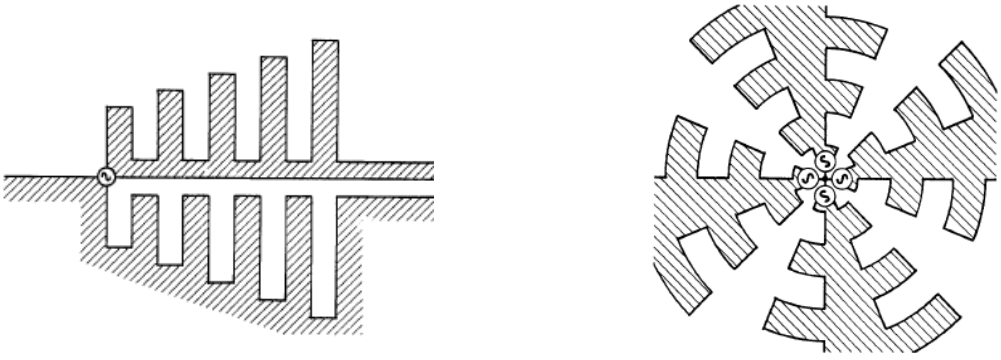
$$Z \cdot Z_c = \frac{\eta^2}{4} \qquad (4)$$

Une antenne est dite auto-complémentaire, lorsque son complémentaire est identique par rotation ou symétrie, fig. 46. Selon cette définition, on déduit que l'impédance d'entrée de l'antenne, Z, dans ce cas est égale à celle de son antenne complémentaire, Z_{ac}. D'où le principe de Mushiake [1], une antenne auto-complémentaire a une impédance connue et peut être déduite de :

$$Z \cdot Z_{ac} = \frac{\eta^2}{4} \qquad (5)$$

$$Z^2 = {Z_{ac}}^2 = \frac{\eta^2}{4} \qquad (6)$$

En espace libre, η = 377 Ω, une antenne auto-complémentaire a donc une impédance d'entrée de 188Ω quelle que soit la fréquence. Lorsque les propriétés du milieu sont indépendantes de la fréquence, par exemple en espace libre, ces antennes sont elles aussi indépendantes de la fréquence.



(a) (b)

fig. 46 Antennes auto complémentaires issues de [1]

1.2. Principe des antennes définies par un angle

Rumsey en 1957 [6], démontre qu'une antenne définie par un angle est indépendante de la fréquence. La propriété vient du fait qu'une antenne fonctionnant à une fréquence f peut être redimensionnée pour fonctionner à une fréquence f/K en multipliant les dimensions de l'antenne par K. Ainsi, les dimensions électriques coïncident. (r, θ, ϕ) étant les coordonnées sphériques, pour décrire la géométrie de l'antenne, on peut écrire :

$$r = F(\theta, \phi) \qquad (7)$$

Pour fonctionner à une fréquence *f/K*, l'antenne doit garder la même structure et les dimensions électriques adaptées. r doit donc être multiplié par *K*. Selon Rumsey [6], cela est possible uniquement par rotation. Donc, à un angle $(\phi + C)$ tel que :

$$F(\theta, \phi + C) = K \cdot r \qquad (8)$$

A partir de cette équation, puisque K dépend de C, et que K et C ne dépendent pas de ϕ ou de θ, si l'on différencie les deux parties de l'équation par C et ensuite ϕ, on obtient toujours d'après [6] :

$$\frac{1}{K}\frac{dK}{dC} = \frac{1}{r}\frac{\partial r}{\partial \phi} \qquad (9)$$

Une solution générale pour r est alors, où a est défini comme le facteur d'accroissement de la spirale :

$$r = e^{a\phi} f(\theta) \text{ où } a = \frac{1}{K}\frac{dK}{dC} \qquad (10)$$

Ces coordonnées décrivent bien une structure décrite par un angle. En fig. 47, une antenne définie par un angle est montrée. C'est une antenne spirale équiangulaire. On remarque que la zone verte, de rayon 2r, est identique à la zone bleue, au centre, de rayon r, par homothétie de rapport 2 et de centre le centre de la spirale. Ces deux zones doivent donc avoir les même caractéristiques de rayonnement, pour les fréquences f et f/2, respectivement.



fig. 47 Une spirale équiangulaire

1.3. Les antennes à ondes progressives

Les antennes à ondes progressives sont des éléments rayonnants laissant une onde se propager le long de leur structure. Le rayonnement est obtenu durant cette propagation. Dans ces antennes, le but est de laisser circuler l'onde dans un seul sens pour ne pas créer d'onde stationnaire, c'est-à-dire sans qu'elle ne soit réfléchie. Ces antennes s'opposent en cela aux antennes résonantes qui sont associées à de telles ondes stationnaires.

Si la structure de l'antenne à ondes progressives permet le rayonnement à plusieurs fréquences, l'onde qui se propage rayonne alors sur une large bande de fréquences. Cet aspect large bande vient aussi du fait que l'onde n'est pas réfléchie. La structure de ces antennes paraît infinie. Les antennes ne pouvant pas être infinies, elles sont généralement terminées par une charge adaptée, qui absorbe le reliquat d'énergie non rayonné et empêche la réflexion, ce qui empêche la création d'ondes stationnaires.

Le rayonnement se fait lors de la propagation. Il existe deux types de rayonnement pour ces antennes [2]. Le premier est de type *onde lente*. Le rayonnement, dans ce cas, ne se fait que lors du passage de l'onde par des discontinuités ou des zones radiatives. Le second est de type *onde rapide* ou *leaky-wave.* La vitesse de phase de l'onde est ici supérieure à la vitesse de la lumière. Le rayonnement se fait continuellement le long de la structure.

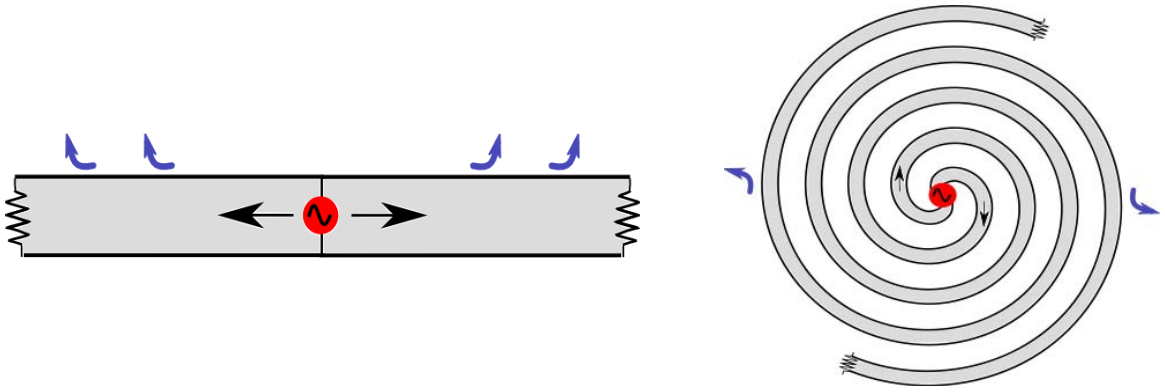
1.4. L'antenne spirale

Une antenne spirale est composée d'une ou plusieurs branches métalliques s'enroulant sur elles même et formant des spirales, comme on peut le voir sur la fig. 47 où les bras métallique sont en orange. Il existe plusieurs formes de spirale. Les formes les plus courantes pour la conception d'antennes sont la spirale d'Archimède, la spirale équi-angulaire et la spirale sinueuse.

1.4.1. Classification

Il existe donc plusieurs catégories d'antennes ULB. Dans ce paragraphe nous allons essayer de situer les antennes spirales parmi ces types.

Premièrement, l'antenne spirale, laissant une onde se propager le long de sa structure, est une antenne à ondes progressives, comme on peut le voir sur la fig. 48. Les différentes branches de l'antenne sont souvent considérées comme des lignes de transmission. Ces lignes de transmissions sont des guides d'ondes et sont donc généralement très large bande. Alimenter une spirale revient, en fait, à créer une adaptation entre le type de ligne de l'alimentation et le type de ligne qui forme l'antenne spirale. Pour éviter les réflexions en fin d'antenne aux basses fréquences, elles sont généralement terminées par une charge. Sur la fig. 48, l'enroulement des lignes de transmission est représenté. En fig. 48b, nous pouvons voir l'antenne, représenté en fig. 48a, enroulée sur elle-même, ce qui forme une antenne spirale.



(a) (b)

fig. 48 (a) antenne à ondes progressives, (b) principe de la mise en spirale

L'antenne spirale peut être auto-complémentaire. Son impédance est alors parfaitement constante sur toute la bande de fréquence. Dans cette configuration, c'est une antenne auto-complémentaire à ondes progressives. Son impédance d'entrée, selon le principe de Babinet et Mushiake, reste proche de 188Ω. Enfin l'antenne spirale équiangulaire, fig. 47, est une antenne entièrement décrite par un angle. Elle est donc, selon le principe de Rumsey, indépendante de la fréquence.

La caractéristique d'antenne à ondes progressives est en fait la seule commune à toutes les antennes spirales. Qu'elle soit à deux bras ou davantage, spirale d'Archimède, équiangulaire ou sinueuse, une antenne spirale ULB a un comportement d'antenne à ondes progressives. Les designs ne sont jamais très éloignés des antennes décrites par le principe de Rumsey, mais la plupart ne le respectent pas. Concevoir une antenne spirale indépendante de la fréquence (respectant un des deux principes discutés précédemment) permet d'avoir des caractéristiques plus constantes sur toute la bande de fréquence. La théorie des bandes, détaillée dans le prochain paragraphe, explique que l'antenne spirale peut être considérée

comme la multiplication d'antennes annulaires. Cette théorie permet de décrire simplement le fonctionnement de tous les types d'antenne spirale.

1.4.2. Théorie des bandes

Pour introduite la théorie des bandes, ou des anneaux, la description du fonctionnement d'une antenne spirale faite par Kaiser en 1957 [7] est présentée.

1.4.2.1. Kaiser

Kaiser, en 1957, a décrit le fonctionnement d'une antenne spirale d'Archimède. Cette antenne était composée de deux bras, alimentés en opposition de phase. Le rayonnement a lieu, selon lui, lorsque ces deux brins, adjacents, entrent en phase. L'enroulement des deux bras sur eux même, formant la spirale d'Archimède, engendre un déphasage progressif des bras. Les courants se déplaçant le long des deux spirales, initialement en opposition de phase, entrent progressivement en phase.

A un rayon fixé *r,* les deux courants sont en phase, cela est vrai une première fois lorsque :

$$r = \frac{\lambda}{2\pi} \qquad (11)$$

On peut s'en rendre compte sur la fig. 49. Aux points A et B, les courants sont en opposition de phase. Aux points A' et B', ils se trouvent toujours en opposition de phase.

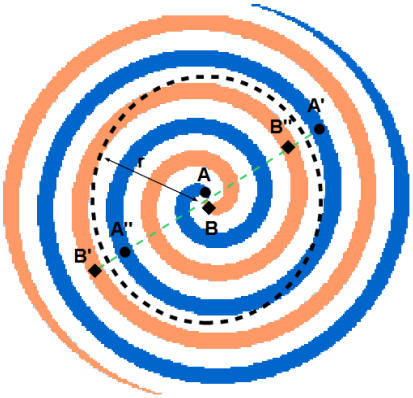


fig. 49 Spirale d'Archimède

Si *r* vérifie (11), alors les distances, en suivant les spirales, B'B'' et A'A'' sont les mêmes et égales à λ/2. Donc B' et B'' sont en oppositions de phase, de même que A' et A''. Maintenant, si on compare les courants aux points A' et B'', de même aux points B' et A'', on remarque qu'ils sont en phase. Le rayonnement a donc lieu. En continuant ce raisonnement on remarque que les courants vont être en phase pour tous les :

$$r_n = (2n-1)\frac{\lambda}{2\pi} \qquad (12)$$

Rumsey explique que le rayonnement, à une fréquence, a lieu lors de ces mises en phase. Il a donc lieu périodiquement le long de la spirale. L'antenne, si elle est infinie, a donc une bande passante infinie.

1.4.2.2. Les zones actives

A partir de cette explication, pour une antenne à deux bras, alimentée en opposition de phase, on peut définir les zones actives de l'antenne spirale. Pour une fréquence *f* correspondant à λ, le rayonnement se fait sur des zones étalées autour de $r_n=(2n-1).\lambda/2\pi$, soit des anneaux concentriques, fig. 50. Si l'on regarde le rayonnement d'une antenne spirale, où une seule la première zone active est présente, on remarque qu'il est bien similaire à celui d'une antenne anneau de longueur λ rayonnant une polarisation circulaire. Une antenne spirale est, en fait, équivalente à un ensemble d'antennes boucles concentriques de différents rayons.

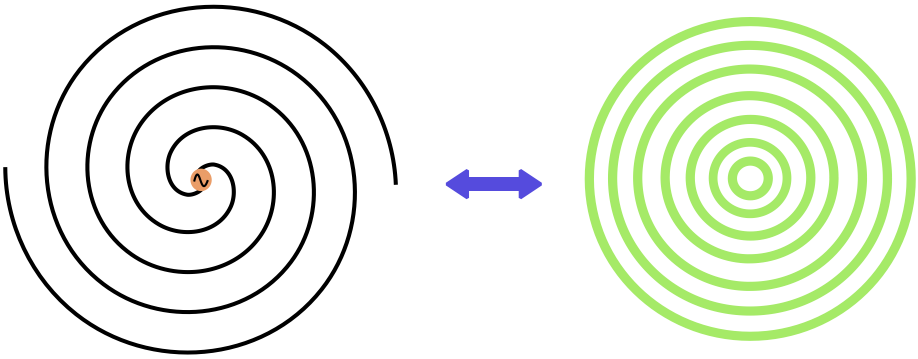
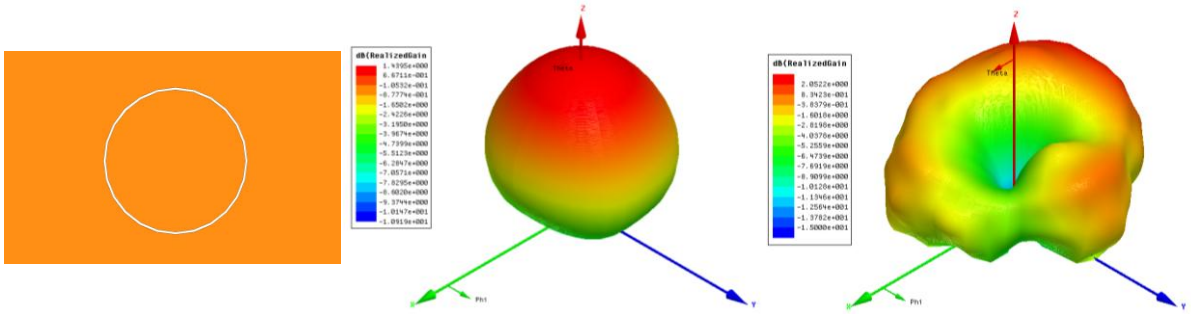


fig. 50 Equivalence, antenne spirale, ensemble d'antennes boucles concentriques

Pour avoir une idée du rayonnement de chacune des zones actives de l'antenne, voici, en fig. 51, les rayonnements d'une antenne anneau, en technologie fente, de longueurs λ, fig. 51 b, et 3λ, fig. 51 c, alimentées par une onde progressive. Les simulations ont été faites sous HFSS. Le rayonnement d'une antenne spirale de taille comparable, peut être considéré comme une somme de ces rayonnements.

Pour un anneau alimenté par une onde progressive, on obtient un rayonnement en polarisation circulaire, comme l'antenne spirale. On peut ainsi retrouver le rayonnement d'une antenne spirale, où *n* zones actives seraient présentes, en additionnant les rayonnements des antennes anneaux de longueurs $(2n-1).\lambda$, correspondant aux différentes zones actives.



(a) (b) (c)

fig. 51 Illustration rayonnement d'anneau circulaire de longueur λ et 3λ

Enfin, on peut aussi conclure que l'apparition d'une nouvelle zone active s'accompagne donc d'un changement de diagramme de rayonnement. Les spirales étudiées par la suite n'auront pas plus de deux zones actives pour une fréquence donnée de façon à disposer de digrammes stables sur la bande utile.

1.4.3. Mode de fonctionnement

La description faite au paragraphe précédent, du fonctionnement de l'antenne spirale, ne prend en compte que l'antenne à deux bras, alimentée en opposition de phase. Pour généraliser, on peut imaginer multiplier les bras de la spirale, et changer le déphasage entre les bras. Le déphasage définit le mode. Les modes sont en particulier décrits en [10][11].

Pour une antenne à N bras, le déphasage $\Delta\phi$ entre deux bras adjacents, pour le mode m est :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi \cdot m}{N} \qquad (13)$$

Le mode $m = N$, qui revient à mettre les bras en phase est aussi appelé le mode 0. Selon les modes, les diagrammes de rayonnement de l'antenne changent. Cette caractéristique peut être utilisée pour créer une agilité en diagramme de rayonnement mais ce ne sera pas le cas dans cette thèse. Un exemple est donné avec l'insertion d'un circuit déphaseur programmable avant chaque bras. La fig. 52 présente différents diagrammes de rayonnement suivant les modes, pour une antenne spirale munie d'une infinité de bras.

Dans cette étude, seule les antennes spirale à deux bras et en mode 1 seront utilisées.

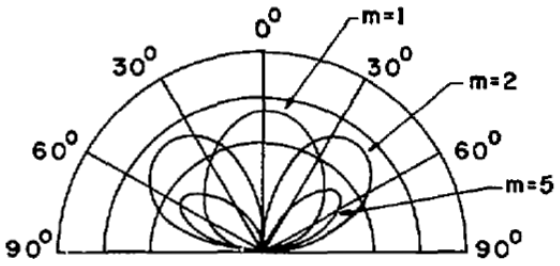


fig. 52 Rayonnement d'une antenne spirale dans un demi plan pour trois modes (m = 1, 2, 5) d'une antenne spirale munie d'une infinité de bras [10]

1.4.4. Résumé du fonctionnement d'une antenne spirale

Une antenne spirale est donc une antenne à ondes progressives. L'onde se propage le long des bras de l'antenne et est rayonnée efficacement lorsqu'elle passe par les différentes zones actives. Ces zones sont définies par le nombre de bras de la spirale et leur alimentation (déphasage). La fig. 53 résume le fonctionnement d'une antenne spirale à deux bras excités en opposition de phase, les zones actives pour une fréquence f correspondant à λ sont dessinées.

Les antennes spirales peuvent être conçues pour correspondre aux principes de Mushiake ou Rumsey. Cela n'est pas nécessaire pour réaliser une antenne ultra-large bande mais pourrait permettre de rendre les caractéristiques de l'antenne plus constantes sur la bande de fréquence (impédance, …).

On peut définir plusieurs paramètres des antennes spirales, par exemple la bande passante. Il est généralement difficile de définir la bande passante d'une antenne large bande. Chaque caractéristique de l'antenne variant avec la fréquence, le critère est alors difficile à déterminer. Souvent la fréquence de coupure basse, correspondant à λmax, est définie par le rayon maximal de la spirale. En effet, c'est lui qui définit la fréquence à laquelle apparaît la première zone active. Pour une antenne spirale à deux bras en mode 1 celle-ci est :

$$f_b = \frac{c}{2\pi \cdot r_{\max}} \qquad (14)$$

La fréquence de coupure haute est généralement considérée comme la fréquence maximale d'apparition de la première zone active de circonférence λmin. Ici, c'est le rayon minimal de l'antenne qui la fixe.

$$f_h = \frac{c}{2\pi \cdot r_{\min}} \qquad (15)$$

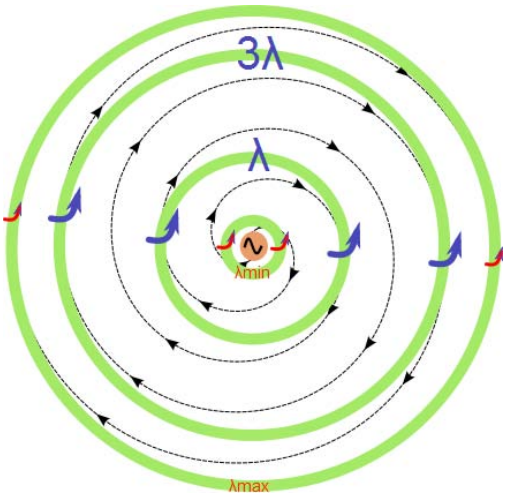


fig. 53 Illustration spirale anneau

1.4.5. Modélisation des antennes spirales

A partir du mécanisme de rayonnement décrit précédemment, Volakis a développé un modèle "ligne de transmission" [12]. Ce modèle a été utilisé durant ces travaux et adapté à une antenne spirale fente. Il permet de vérifier la théorie des bandes et d'avoir une méthode rapide de calcul de l'impédance d'entrée d'une antenne spirale. De plus, un modèle "ligne de transmission" est pratique si l'on veut voir l'influence d'un résonateur intégré dans cette structure. Bien que le champ rayonné ne soit pas calculé, nous pouvons définir l'impact d'un résonateur sur le coefficient de réflexion de l'antenne spirale.

Le modèle se décompose en deux parties, la partie onde propagée sur la spirale et la partie rayonnement. La première partie est décrite simplement avec deux lignes de transmission correspondant aux deux bras de l'antenne spirale. La description des lignes doit donc correspondre aux caractéristiques des lignes de transmission formées par les bras, c'est-à-dire ici, aux caractéristiques de la ligne à fente. La seconde partie, concernant les pertes par rayonnement, est décrite par le rayonnement d'antennes boucles. Il est décrit par la résistance de rayonnement de ces antennes.

Le lien entre les deux parties se réalise en ajoutant la résistance de rayonnement au modèle de la ligne de transmission. Elle est ajoutée en série et de façon distribuée le long des bras. On se retrouve avec une ligne de transmission décrite par ces paramètres RLCG, où L, C, ou G sont définis par les bras de la spirale, et *R* s'écrit :

$$R = R_r + R_l \qquad (16)$$

où R_l vient du modèle de la ligne de transmission (pertes ohmique et diélectrique) et R_r est la résistance de rayonnement distribuée de l'antenne anneau.

Pour calculer l'impédance d'entrée de l'antenne Z_{in}, on ramène, grâce à l'utilisation des expressions connues de la théorie des lignes de transmission comme (17), l'impédance de la charge en bout de spirale, Z_L, au centre de la spirale.

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} \qquad (17)$$

Cette charge dépend de la manière dont est terminée la spirale. Un court-circuit, un circuit ouvert ou une charge adaptée sont trois possibilités souvent utilisées. L'utilité de cette terminaison est discutée dans un prochain paragraphe.

Le calcul de l'impédance d'entrée se fait alors en divisant la spirale en fragments de longueur *dl*, comme illustré fig. 54. La résistance de rayonnement varie le long de la spirale. C'est donc une résistance R_r distribuée qui est ajoutée au modèle ligne de transmission. R_r dépend du rayon *r* où l'on se trouve et est déterminée par la résistance de rayonnement d'une antenne anneau de rayon r divisée par la circonférence $2\pi r$. Cette division sert à distribuer la résistance de rayonnement le long de la ligne. R_r est alors trouvée en multipliant ce résultat

par *dl*. On trouve alors de proche en proche l'impédance équivalente de la ligne jusqu'à l'alimentation.

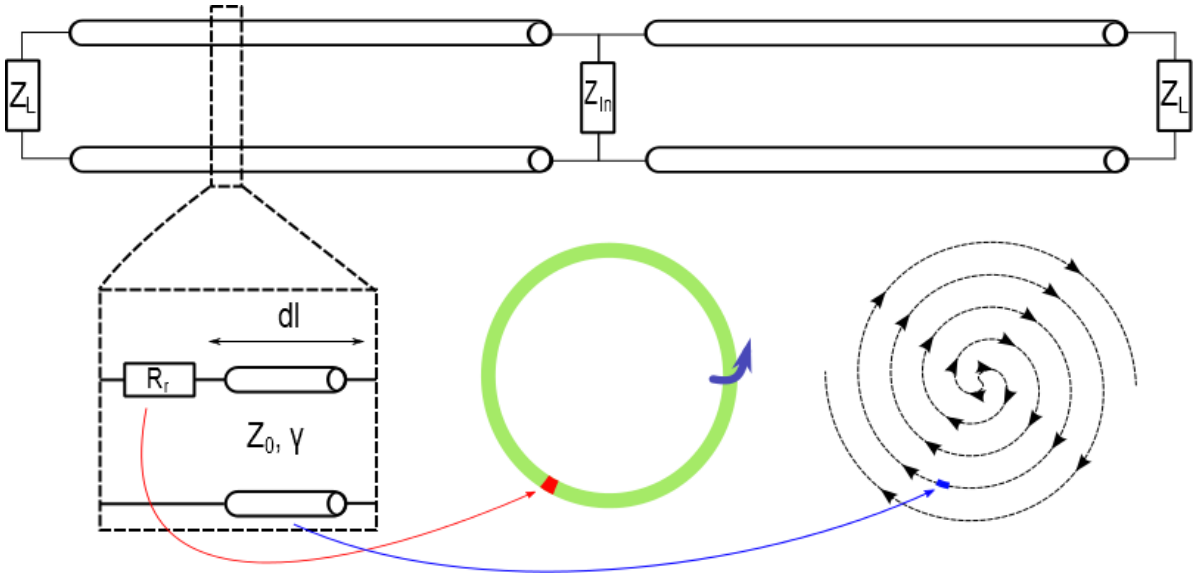
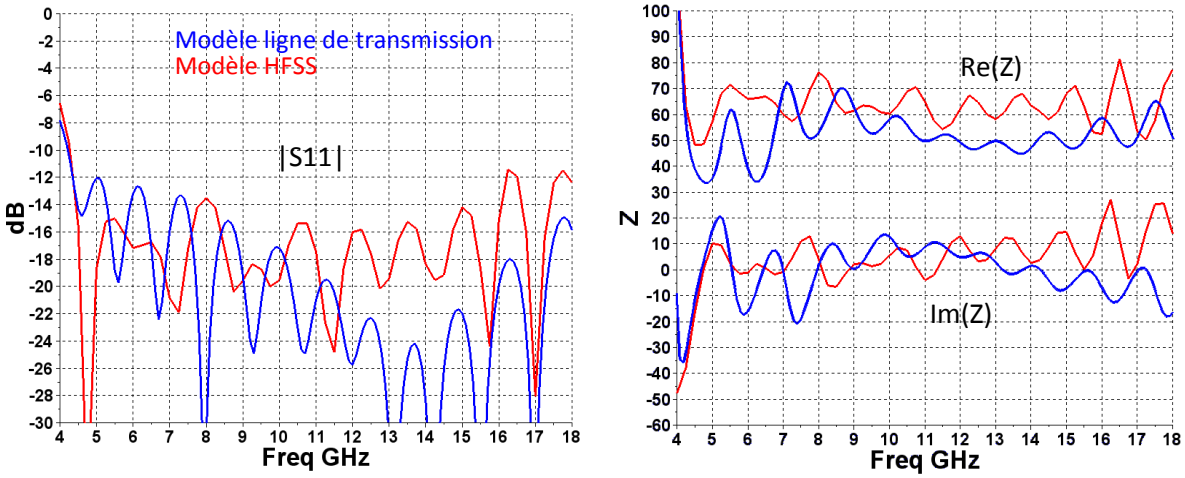


fig. 54 Modèle ligne de transmission d'une antenne spirale

Les caractéristiques des lignes à fente [13][14] et des anneaux rayonnants à fente [15][16][17] sont dans la littérature. Il existe des solutions analytiques pour les deux. Par contre les résultats calculés issus de ces solutions ne seront valables que pour les antennes présentant des caractéristiques similaires aux lignes à fente et anneaux rayonnants à fente. Il est alors délicat de simuler une antenne spirale ruban ou auto-complémentaire étant donné que les fentes seront beaucoup plus larges et ne satisferont plus les hypothèses initiales.

En fig. 55, les impédances d'entrée, d'une antenne spirale fente à deux bras présentée en fig. 56 et terminée par une charge adaptée, obtenues par HFSS et par le modèle ligne de transmission sont présentées. La spirale a un diamètre de 24mm. Elle est dessinée dans un plan de masse infini. Le facteur d'accroissement *a* de la spirale est 0.8, la largeur de la fente est 0.2mm. On remarque une bonne correspondance entre les deux simulations. Malgré un décalage des oscillations, les valeurs des parties réelle et imaginaire sont du même ordre. La partie réelle reste aux alentours de 60Ω dans les deux cas. La partie imaginaire reste autour de 0. Ces résultats seront comparés aux mesures ultérieurement.



(a) (b)

fig. 55 Comparaison de simulation de l'antenne spirale fente, (a) et (b) sont issus du modèle ligne de transmission, (c) et (d) de HFSS

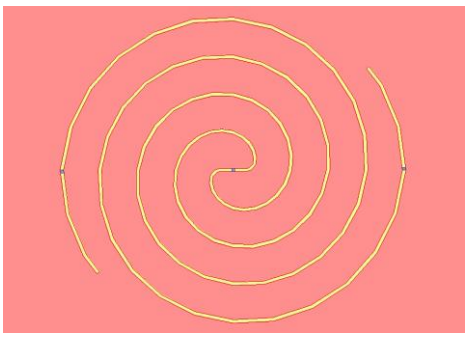


fig. 56 Spirale fente simulée par HFSS et modélisée par des lignes de transmission

Pour le moment, la similitude entre les résultats obtenus par ce modèle physique et ceux obtenus par HFSS montre que la théorie des bandes est légitime. La théorie des bandes permet de comprendre et d'interpréter de nombreux phénomènes sur les antennes spirales. Elle représente également un outil rapide bien adapté à la conception, notamment en vue de l'insertion d'éléments reconfigurables.

1.5. Les caractéristiques d'une antenne pour communication ULB

Les systèmes de télécommunications ULB sont utilisés pour atteindre de hauts débits et contourner certaines contraintes liées à l'encombrement spectral. L'utilisation d'impulsions plutôt qu'une modulation fréquentielle à bande étroite permet de disposer de certains avantages. Depuis quelques années on trouve dans la littérature des papiers énumérant les qualités que doivent avoir les antennes équipant les systèmes de télécommunication ULB [8][9]. Parmi celles-ci, plusieurs ne sont généralement pas assez mises en valeur. Les performances dans le domaine temporel des antennes sont souvent oubliées alors qu'elles sont en fait primordiales pour le bon fonctionnement d'un système de télécommunication ULB. Elles permettent de savoir comment l'antenne distord les impulsions. En outre, l'antenne peut distordre différemment les impulsions suivant l'angle d'émission. Une caractérisation complète nécessite alors beaucoup d'informations. On peut toutefois avoir une idée des performances temporelles des antennes en observant deux caractéristiques facilement mesurables : le gain dans le domaine fréquentiel et le retard de groupe. Les deux doivent être constants avec la fréquence pour espérer de bons résultats. Une variation importante de ces deux paramètres sur la bande entraine une modification de l'impulsion envoyée ou reçue qui limite le débit.

Alors que le gain est toujours mesuré, le retard de groupe l'est moins souvent. Le retard de groupe est défini comme l'opposé de la dérivée par rapport à la pulsation de la variation de phase. Un système antennaire peut être vu comme un filtre, composé de trois parties, l'air (support de la propagation), et les deux antennes (transmission et réception). Chacune de ces parties participe à la variation de la phase.

On peut alors décrire la variation de phase ϕ du système antennaire comme :

$$\phi(\omega) = \phi_r(\omega) + \phi_t(\omega) + \frac{\omega r}{c} \qquad (18)$$

ϕ_r et ϕ_t sont les variations de phase dues aux antennes réceptrice et émettrice. Le troisième terme vient de la propagation dans l'air, ω est la pulsation, r la distance entre les antennes et c la vitesse de la lumière. On a les retards de groupe des deux antennes définis par :

$$\tau_{gt} = -\frac{d\phi_t(\omega)}{d\omega} \quad \text{et} \quad \tau_{gr} = -\frac{d\phi_r(\omega)}{d\omega} \qquad (19)$$

La mesure permet d'avoir ϕ. Pour connaître le retard de groupe d'une antenne, soit on fait une mesure de transmission avec deux antennes identiques, on a τ_{gr} et τ_{gt} égaux et donc :

$$\tau_{g,antenne} = \frac{1}{2} \cdot \left(-\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} + \frac{r}{c} \right) \qquad (20)$$

Soit on connaît, le retard de groupe d'une des antennes (un étalon), et donc :

$$\tau_{g,antenne} = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} - \tau_{g,étalon} + \frac{r}{c} \quad (21)$$

Puisque l'on veut savoir si ce retard de groupe reste stable avec la fréquence, on peut utiliser un retard de groupe relatif, où la valeur moyenne a été soustraite. On peut alors observer facilement les variations du retard de groupe. Nous mettrons à profit dans la suite les bases développées ici pour obtenir la caractérisation ULB complète de l'antenne spirale développée.

2. Conception d'une spirale

Après avoir décrit le fonctionnement de ce type d'antenne, une présentation de la conception est proposée dans cette partie. Topologie, terminaison, alimentation et rayonnement arrière sont les quatre points détaillés. La dernière section montrera, à travers une comparaison de plusieurs résultats, qu'il est indispensable de faire attention à tous ces éléments de conception.

2.1. L'antenne

Comme écrit auparavant, il existe trois grandes familles d'antennes spirales. Elles se démarquent, tout d'abord, par leur topologie. La manière de créer la spirale a donc scindé ces antennes en trois catégories, les spirales d'Archimède [7], les spirales équiangulaires [18] et les spirales sinueuses [19]. Alors que les trois peuvent être auto-complémentaires, elles ne vérifient pas toutes nécessairement le principe de Rumsey.

Historiquement, les antennes spirales sont apparues à la fin des années 1950. Tout d'abord les spirales équiangulaires et les spirales d'Archimède ont été utilisées pour créer des antennes ULB. Dyson utilisa des spirales équiangulaires, et Kaiser des spirales d'Archimède. Plus tard, Duhamel introduisit la spirale sinueuse qui est différente dans son fonctionnement. En effet, dans la même configuration que les autres, elle rayonne une polarisation linéaire.

2.1.1. Spirale d'Archimède

L'antenne spirale d'Archimède est introduite par Kaiser en 1957 [7]. Celle-ci a comme particularité de garder un écart constant entre les brins tout le long de la spirale, elle n'est alors pas auto-homothétique et ne vérifie pas le principe de Rumsey. Un bras de l'antenne est généralement décrit, en coordonnées polaires (r, θ, ϕ) , par :

$$r = a \cdot (\phi + \delta) \quad (22)$$

Où δ est une constante permettant de dessiner le bras de la spirale. Un bras est obtenu en définissant deux spirales avec un δ différent, par exemple en définissant δ=0° et δ=90°. Cette dernière configuration est particulière car si l'antenne est constituée de deux bras définis de cette manière et tournés de 180°, elle est auto-complémentaire, fig. 57 a.

2.1.2. Spirale équiangulaire

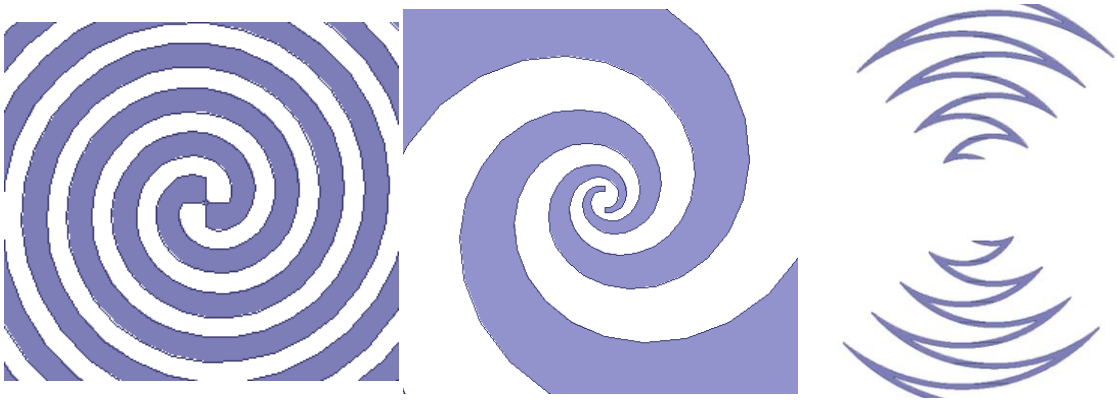
La spirale équiangulaire est présentée pour la première fois par Dyson en 1959 [18]. Les bras sont décrits par :

$$r = k \cdot e^{a \cdot (\phi + \delta)} \qquad (23)$$

Elle est donc indépendante de la fréquence car elle est de la forme (10). Elle est décrite uniquement par un angle. De même que pour la spirale d'Archimède, il est possible de la rendre auto-complémentaire, en choisissant bien la constante δ. Un dessin d'une spirale équiangulaire est présenté en fig. 57 b.

2.1.3. Spirale sinueuse

La spirale sinueuse, fig. 57 c, a été inventée par DuHamel en 1987 [19]. Cette antenne se distingue des deux autres types car lorsqu'elle ne comprend que deux bras, sa polarisation n'est plus circulaire mais linéaire. La polarisation circulaire est obtenue en rajoutant une autre paire de bras qui doit être déphasée par rapport à la première. En choisissant un déphasage de 90° ou -90°, on choisit le type de polarisation circulaire. Cette antenne se rapproche des antennes log-périodiques. En effet sa structure peut être décomposée en plusieurs parties, chaque partie est liée aux autres par un coefficient de périodicité τ. Dans chaque partie, ou cellule, l'antenne décrit un tronçon de spirale. Les équations de ces tronçons sont bien documentées dans [19]. Les spirales sinueuses sont souvent utilisées lorsque l'on veut de l'agilité en polarisation associée à une large bande de fréquence. En effet on peut obtenir facilement deux polarisations circulaires et deux polarisations linéaires.



(a) (b) (c)

fig. 57 Exemple de spirales

2.1.4. Choix de l'antenne pour l'étude

Nous nous intéressons à l'intégration de composants pour réaliser de la reconfiguration en fréquence. La spirale sinueuse étant plus délicate à mettre en place (déphasage…). Nous abandonnerons l'idée de réaliser des antennes spirales sinueuses reconfigurables en fréquence. De plus, l'objectif ici n'est pas la reconfiguration en polarisation. Il serait, par contre, intéressant par la suite, d'essayer de mêler ces travaux à ce type d'antenne, pour obtenir une antenne reconfigurable en fréquence et polarisation.

Pour le moment nous allons nous intéresser aux antennes spirales d'Archimède. La spirale équiangulaire se démarque de la facilité d'intégration circuit qu'offre la spirale d'Archimède. En effet sur cette dernière, la largeur des bras est constante et on distingue alors parfaitement les lignes de transmission à fente uniforme. Cet aspect circuit est très utile lors de l'insertion de dispositifs et composants pour la reconfiguration car on peut choisir cette largeur, et l'adapter aux dimensions des composants.

Dans les prochains paragraphes, nous voyons trois aspects liés à la conception de ce type d'antenne. Nous parlons de sa terminaison, de son alimentation et de son rayonnement. Bien que ces trois parties semblent décorrélées, les choix faits pour réaliser une partie peuvent avoir un impact non négligeable sur la conception de l'autre. L'antenne spirale réalisée, dont la description et les résultats de mesures sont présentés plus tard, est en fait issue d'une optimisation parallèle des trois aspects (alimentation, rayonnement et terminaison). La présentation d'une partie fera donc de temps en temps référence à un paragraphe non encore présenté. Le tout dernier paragraphe fait une synthèse et donne quelques précisions complémentaires.

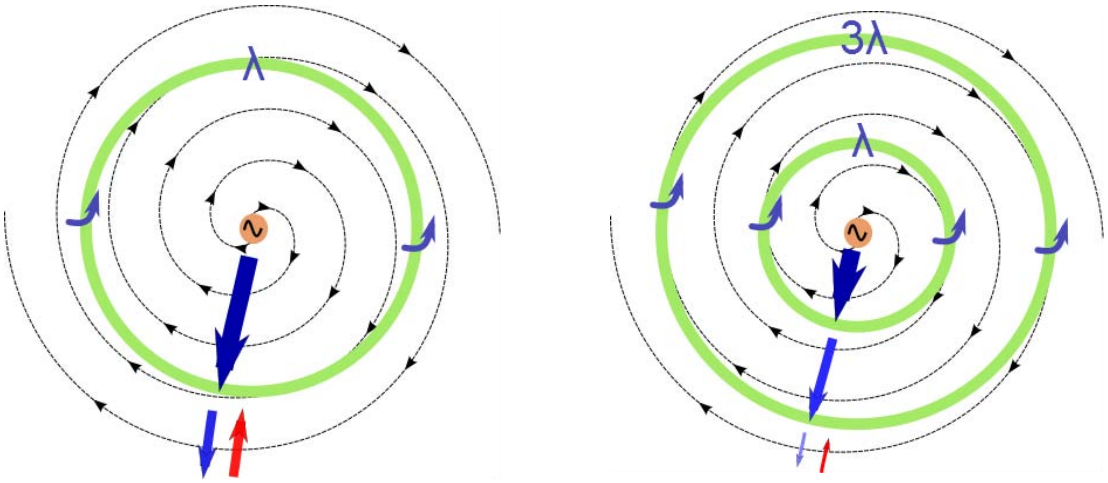
2.2. La terminaison de l'antenne

Dans ce paragraphe, l'utilité d'une terminaison est discutée et démontrée. Il s'organise comme suit : premièrement on explique les effets d'une terminaison ; ensuite un bref état de l'art est fait et deux solutions innovantes, développées lors de ces travaux, sont aussi présentées ; enfin, pour les antennes spirales à fente, la finitude du plan de masse est l'objet d'une courte discussion.

2.2.1. Nécessité de la terminaison

L'antenne spirale est une antenne à ondes progressives. L'énergie se propage le long de la spirale et est rayonnée lorsqu'elle arrive sur les zones actives. Si cette énergie n'est pas rayonnée entièrement, le reste se propage jusqu'à la fin de la spirale. La terminaison de la spirale est alors un point clé de la conception de l'antenne. En effet, si rien n'est fait, l'onde est réfléchie. Cela a deux effets principaux. Le premier est de déstabiliser l'adaptation, l'impédance fluctue beaucoup plus sans terminaison. Le deuxième est de rayonner en polarisation croisée. La pureté de polarisation circulaire est alors dégradée. Sans terminaison, l'antenne est mal adaptée et sa polarisation devient elliptique. Terminer la spirale est donc important. Cela donne l'illusion d'une antenne infinie, du point de vue de l'alimentation.

Prenons l'exemple d'une antenne spirale à deux bras en mode 1 qui a une fréquence de coupure basse à 4GHz, c'est-à-dire une circonférence de λ_{4GHz}. Dans ce cas, de 4GHz à 12GHz il n'y a qu'une zone active. Après 12 GHz, on voit apparaître la zone active 3λ. En passant par les deux zones, l'onde est presque totalement rayonnée, ce qui n'est pas le cas lorsqu'elle ne se passe que par une zone, comme illustré sur la fig. 58.



(a) (b)

fig. 58 A gauche, comportement de l'onde sur une antenne spirale avec une seule zone active, à droite, avec deux zones actives

En se penchant un peu plus sur la question, on remarque que l'impact de la terminaison n'est observable que dans les basses fréquences. En effet, les zones actives sont moins nombreuses à ces fréquences. L'onde n'est alors pas totalement rayonnée et reste davantage dans la spirale. Plus haut en fréquence l'onde est presque entièrement rayonnée. Par ailleurs, les fréquences hautes sont plus exposées aux pertes ohmiques et subissent plus de pertes entre les zones actives et les extrémités des bras.

Pour illustrer ce propos, nous pouvons regarder l'exemple d'une antenne spirale fente mise à proximité d'un plan PEC (dont on parlera plus tard) avec et sans terminaison. La remontée de polarisation croisée est bien plus forte lorsqu'un plan de masse se trouve à proximité, ce qui en fait un bon exemple pour illustrer l'utilité d'une terminaison. La terminaison est ici idéale : elle est composée d'une boite absorbante avec de très fortes pertes diélectriques et magnétiques indépendantes de la fréquence. Elle est observable en bleu sur la fig. 59, recouvrant une partie de la spirale qui a été rallongée pour l'accueillir. La progressivité du rapprochement des fentes garantit en outre une très bonne adaptation. Cela sert uniquement à illustrer le propos. L'alimentation est, de plus, idéale. Des solutions réalistes seront présentées plus tard.

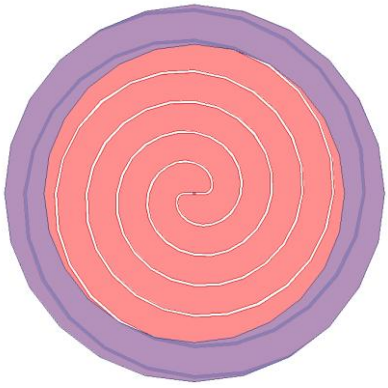
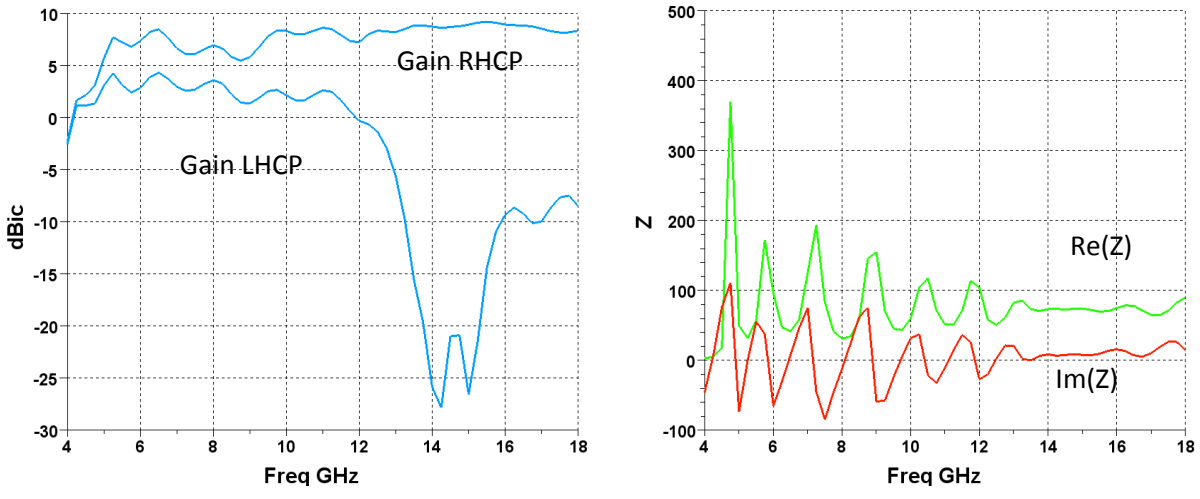


fig. 59 Antenne spirale fente avec absorbant idéal pour terminaison

Les gains circulaires et les impédances des antennes sans et avec terminaison sont, respectivement, montrés en fig. 60 et fig. 61. Le gain circulaire gauche, considéré comme la polarisation croisée dans ce cas, est bien abaissé lorsque cette terminaison est présente. Son niveau devient très bas, l'antenne a donc un bon taux d'ellipticité. L'onde résiduelle a été totalement absorbée par le matériau idéal.

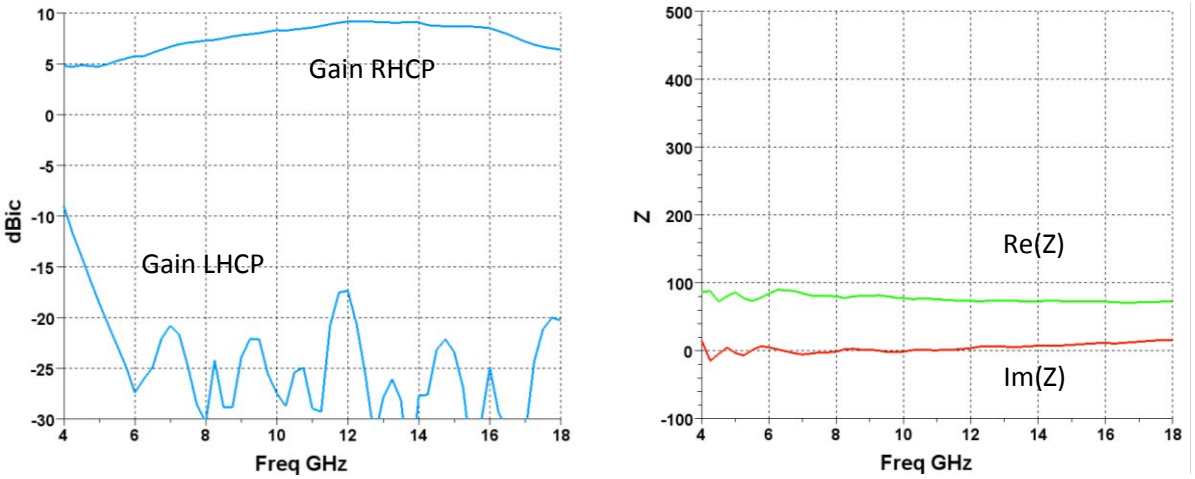
De plus on remarque que l'impédance de l'antenne est bien plus stable. L'onde réfléchie, dans le cas sans terminaison, crée des ondes stationnaires en s'additionnant avec l'onde incidente. Cette recombinaison, variable avec la fréquence, module l'impédance d'entrée. Avec la terminaison, l'adaptation est très stable avec la fréquence car il y a moins de réflexion.

Enfin, on remarque, dans le cas sans terminaison, que l'antenne fonctionne bien à partir de 12GHz. Ce qui correspond à l'apparition de la deuxième zone active. L'onde progressive en fin de spirale, au-delà de 12GHz, est très atténuée, du fait du passage par les deux zones actives de rayonnement, qu'elle n'a plus d'impact significatif lorsqu'elle est réfléchie. Cela confirme ce qui a été montré en fig. 58 et valide l'interprétation donnée par la théorie des bandes.



(a) (b)

fig. 60 Gains circulaires droit et gauche, et parties imaginaire et réelle de l'impédance de l'antenne spirale fente sans terminaison à proximité d'un plan PEC



(a) (b)

fig. 61 Gain circulaire droit et gauche, et partie imaginaire et réelle de l'impédance de l'antenne spirale fente avec terminaison à proximité d'un plan PEC

La terminaison est donc très importante dans la conception d'une antenne spirale, en particulier quand un plan métallique est placé à proximité. Elle permet d'avoir une impédance stable et un taux d'ellipticité convenable. Par contre, le rendement est plus faible aux fréquences pour lesquelles il n'y a qu'une seule zone active puisque l'onde résiduelle est alors absorbée et ne participe pas au rayonnement. Le rendement de l'antenne, généralement observé en simulation HFSS, débute à environ 60% et augmente avec la fréquence jusqu'à approcher 90 à 100%, lorsque la deuxième zone active apparaît. Enfin, dans un réseau d'antennes spirales, cette terminaison peut être réalisée en utilisant les autres éléments du réseau, c'est-à-dire les autres antennes spirales [20].

2.2.2. Choix d'une solution de terminaisons

Dans ces travaux nous avons réalisé deux terminaisons innovantes. Les deux sont à base de résistances larges bandes. Elles comportent par contre des résonateurs quarts d'onde. Elles ne sont donc pas opérationnelles sur toute la bande de fréquence mais uniquement aux basses fréquences. Cette partie présente des solutions de terminaisons connues, un état de l'art, et, ensuite, les terminaisons réalisées lors de ces travaux. Les performances de ces nouvelles terminaisons sont alors montrées.

2.2.2.1. Etat de l'art

Il existe plusieurs solutions connues. La première solution est simple, il suffit d'agrandir la spirale. Si on n'a pas de contraintes d'encombrement dans le plan, on peut augmenter le rayon de la spirale de façon à ce que, à partir de la fréquence de coupure basse désirée f_{cbd}, il y ait déjà deux zones actives. L'antenne fonctionne alors jusqu'à une fréquence plus basse que f_{cbd}, mais la polarisation croisée et l'efficacité de l'antenne seront acceptables à partir de cette fréquence f_{cbd}.

Ensuite, il est possible d'insérer un anneau d'absorbant réel. Il existe des matériaux absorbants micro-ondes pouvant être collés à la spirale. Il existe aussi des peintures

absorbantes. Cet anneau absorbant est placé à la périphérie de l'antenne et dissipe l'onde résiduelle se propageant le long de la spirale. Wang, dans [21], a pour la première fois utilisé cette technique. L'absorption est beaucoup plus faible que ce qui est présenté en fig. 59 et varie en fonction de la fréquence. L'antenne est montrée en fig. 62 a.

La dernière solution connue est de placer des résistances de façon distribuée le long de la spirale. Elles agissent comme l'anneau d'absorbant. Un gradient de la valeur des résistances optimise l'absorption et évite les réflexions. Cette technique a été inventée par Volakis [22] et présenté en fig. 62 b.

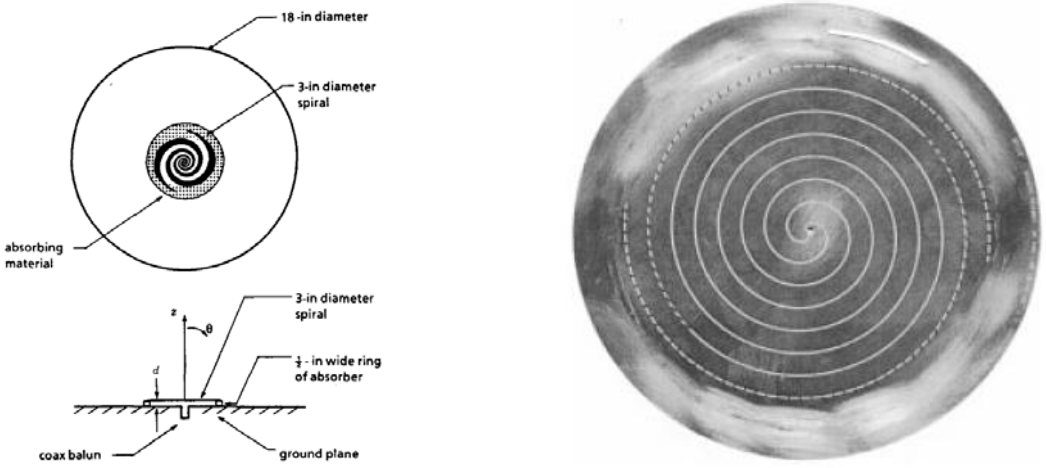


fig. 62 Terminaisons réalisées par Wang avec un anneau absorbant [21], par Volakis avec des résistances [22]

2.2.2.2. Charge adaptée

La première solution innovante est une charge adaptée optimisée au centre de la bande de fréquence basse. Pour une antenne fonctionnant à partir de 4GHz, la charge est adaptée à 8GHz. Elle est réalisée pour être insérée sur une antenne spirale fente, donc elle est en technologie ligne à fente. Elle est constituée de deux composants. Le premier est une ligne quart d'onde court-circuitée à 8GHz, le second une résistance de valeur égale à l'impédance caractéristique de la ligne. La ligne quart d'onde crée un circuit ouvert à 8GHz, la résistance est donc placée en parallèle de cette ligne et réalise la charge adaptée, fig. 63.

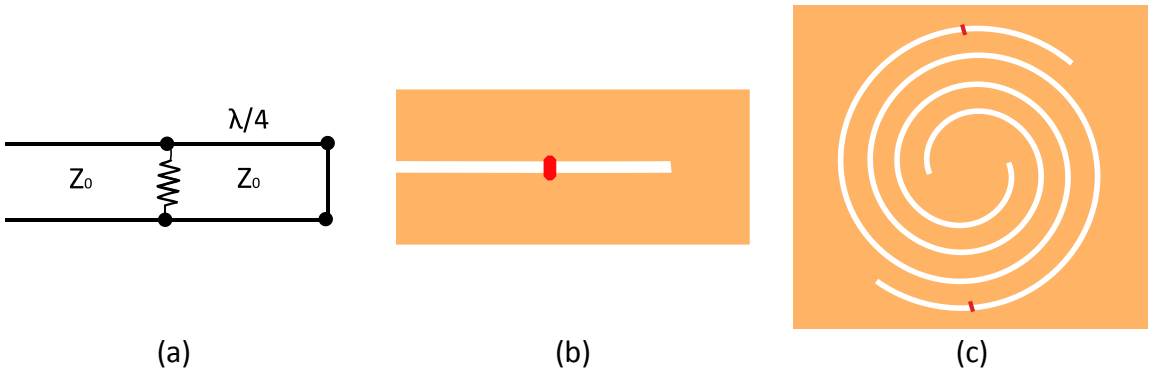


fig. 63 Illustration de la charge adaptée, à gauche en ligne de transmission, au centre en ligne à fente, la résistance étant la partie rouge, à droite le positionnement de la charge sur l'antenne

2.2.2.3. Piège à ondes

La seconde est aussi à base de résistances larges bandes. Pour information, les résistances utilisées sont disponibles sur le marché. La série de résistance fc de Vishay est une serie de resistances "couches minces" large bande ayant des caractéristiques stables jusqu'à 20GHz. Le piège à onde est basé sur deux diviseurs de puissance de type Wilkinson en technologie fente. Ces diviseurs confinent l'onde en périphérie de l'antenne. Chaque port 1 est connecté au port 3 de l'autre diviseur par l'intermédiaire d'un arc de cercle placé à la périphérie de la spirale. Les bras de la spirale sont alors connectés aux deux ports 2 des diviseurs. Les ondes, se propageant dans la spirale par les bras, sont alors piégées en rentrant sur le cercle périphérique. Une observation des courants entre 4 et 8GHz permet de confirmer ce comportement. Le changement d'impédance caractéristique se fait en changeant la largeur de la fente.

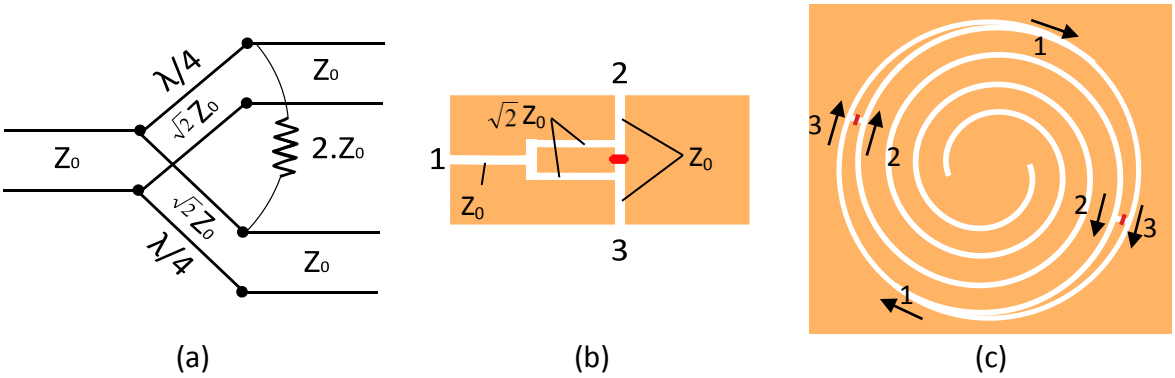


fig. 64 Illustration du diviseur de puissance, à gauche en ligne de transmission, au centre en ligne à fente, la résistance étant la partie rouge, à droite le positionnement sur l'antenne

2.2.2.4. Comparaison des performances des deux nouvelles terminaisons

Voici une comparaison des performances des terminaisons. Elles sont montrées sur une spirale fente en espace libre, on ne voit donc que l'impact sur le taux d'ellipticité et sur le niveau de polarisation croisée. L'adaptation ne devrait pas être améliorée ici. L'antenne est soutenue par un substrat de 0.51mm et de permittivité 2.2. Les gains circulaires gauche et droit sont présentés pour trois antennes en fig. 65. La première est munie d'un court-circuit pour terminaison, la deuxième, du piège à onde, et enfin la troisième, de la charge adaptée. Le piège à onde et la charge adaptée sont optimisés pour fonctionner à 8GHz.

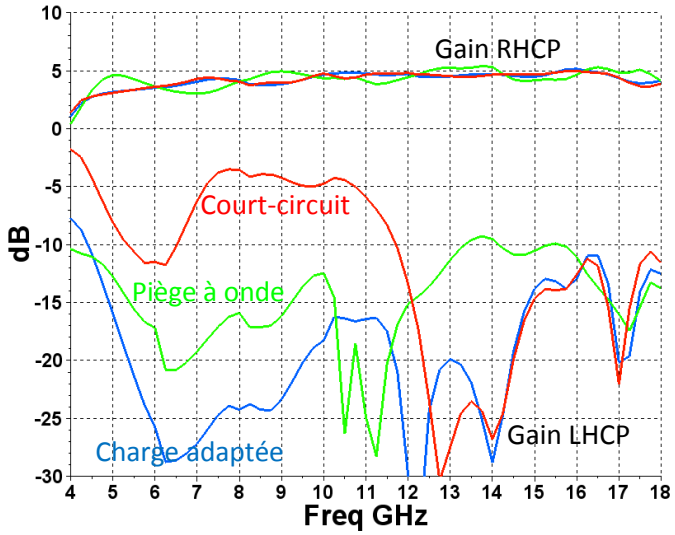


fig. 65 Gains circulaires pour trois antennes spirale terminées par, un court-circuit (rouge), le piège à onde (vert), la charge adaptée (bleu)

L'abaissement de la polarisation croisée est bien réalisé pour les deux terminaisons innovantes. Un bon taux d'ellipticité est obtenu lorsque l'écart entre les polarisations croisées est de 15dB. Pour l'antenne munie du court-circuit, celui-ci n'est donc pas bon, le changement de terminaison a permis de grandement l'améliorer.

L'antenne, avec le piège à onde, a un gain RHCP plus fluctuant que celle avec la charge adaptée. Cela peut venir du déphasage entre les voies 2 et 3 du diviseur, qui varie selon la fréquence et change alors l'efficacité du piège à ondes.

Entre 12 et 18GHz, les gains circulaires de la spirale utilisant la charge adaptée sont presque identiques à ceux de la spirale avec un court-circuit. Il n'est pas surprenant de voir l'effet de cette charge, optimisée à 8GHz, s'estomper dans cette partie haute de la bande.

2.2.3. Finitude du plan de masse

Le plan de masse joue lui aussi un rôle sur le rayonnement et l'adaptation de l'antenne. Pour le montrer, une antenne spirale d'Archimède fente munie d'une charge adaptée, est simulée avec plusieurs tailles de plan de masse, voir fig. 66. Le coefficient de réflexion de l'antenne est alors modifié selon le rayon du plan de masse.

On remarque que plus il s'approche de la taille de l'antenne, soit 12mm de rayon, plus le coefficient de réflexion, en bande basse, s'améliore. Cela peut venir du fait que le plan de masse se couple avec l'onde progressive et participe au rayonnement. C'est confirmé en regardant les gains circulaires, fig. 67, dans la direction normale, on s'aperçoit que le rayon du disque de masse modifie le gain de façon très significative dans la partie basse de la bande. C'est ainsi un moyen favorable pour miniaturiser l'antenne spirale avec son plan de masse.

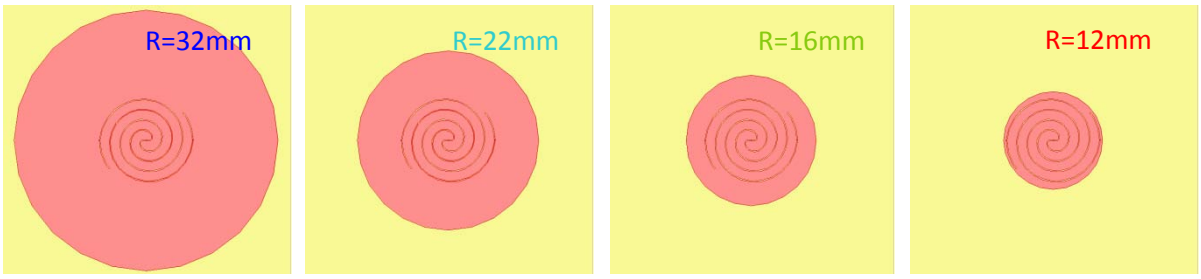


fig. 66 Influence du plan de masse

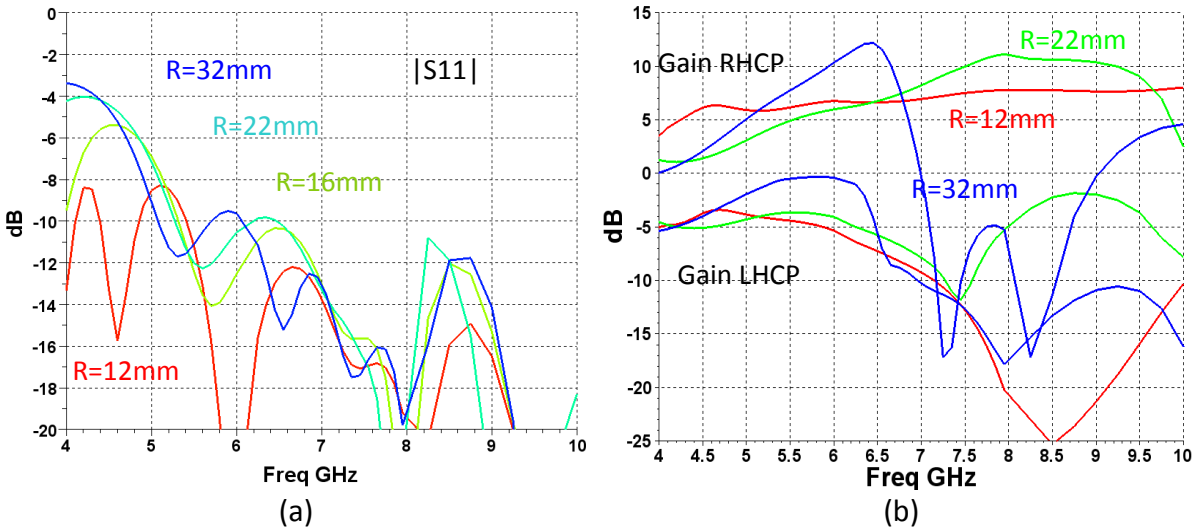


fig. 67 Influence du rayon du plan de masse sur le coefficient de réflexion |S11| de l'antenne en fonction de la fréquence, à gauche ; influence sur le gain circulaire dans la direction normale, à droite

2.3. L'alimentation

2.3.1. La problématique de l'alimentation d'une antenne spirale

Dans cette étude, nous nous intéressons aux antennes spirales à deux bras en mode 1, c'est-à-dire que les courants injectés dans les deux bras de la spirale sont déphasés de 180°. Pour réaliser cette opération une transition est nécessaire entre le système d'émission ou de réception, généralement normalisé à 50Ω, et l'antenne. Le système alimente l'antenne par une ligne qui est dissymétrique. Le but de la transition, appelée souvent balun, est de changer la ligne 50Ω dissymétrique (*UNbalanced*) en ligne adaptée à l'antenne et symétrique (*BALanced*). Le nom de balun vient de *BALanced-UNbalanced*. Il a donc deux rôles, le premier est celui d'un symétriseur, le second, celui d'un adaptateur d'impédance.

Il existe deux façons d'alimenter une antenne spirale à deux bras en mode 1. Soit par le centre, on amène le balun jusqu'au centre de l'antenne et on charge les extrémités [18][24][25][26]. Soit par l'extérieur, on charge le centre, et on connecte les deux bras par l'extérieur avec des déphasages [27][28][29][30]. La seconde méthode semble intéressante mais les lignes à amener aux extrémités sont longues et peuvent gêner l'adaptation et le rayonnement. Pour la mise en réseau, ce système est également gênant puisque la place occupée par les lignes peut devenir importante.

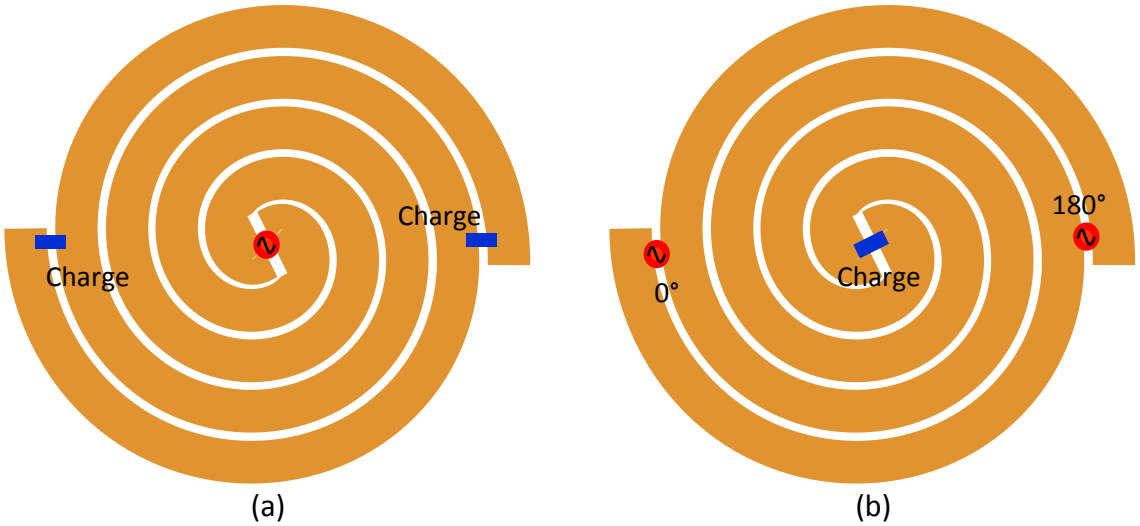


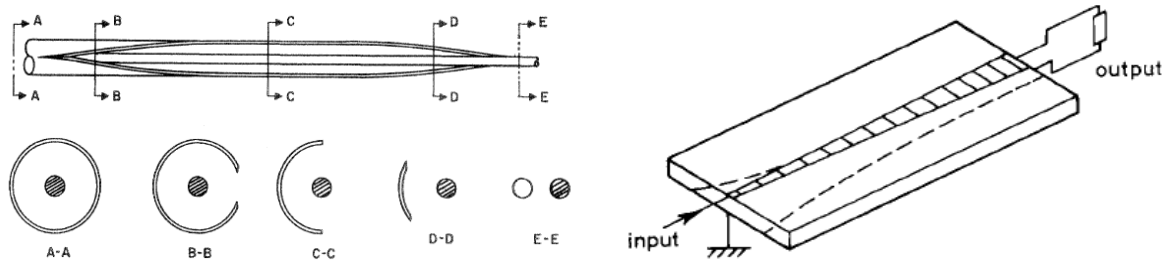
fig. 68 Deux manières d'alimenter une spirale à deux bras

Une autre méthode [18], consiste à se servir des bras de la spirale comme ligne d'alimentation ou comme blindage de la ligne d'alimentation. On peut ainsi alimenter l'antenne en restant collé à l'antenne. Ces baluns sont souvent appelés des "Dyson balun" en référence à leur inventeur. Ils mêlent donc les deux méthodes. Cette structure a, tout d'abord, les mêmes inconvénients que les alimentations par les extrémités, mise en réseau délicate, couplage avec le rayonnement… De plus, le but de ce paragraphe est de décrire la conception d'une antenne spirale qui sera par la suite reconfigurée. Pour cela des composants seront intégrés directement au cœur de l'antenne. Il faut donc réserver beaucoup de place, premièrement pour les composants, deuxièmement pour leurs lignes de commande. Les méthodes passant par les extrémités ne sont donc pas satisfaisantes pour nous. La solution apparaît alors comme une alimentation par le centre, en arrivant perpendiculairement au plan de l'antenne. C'est, en fait, la solution la plus classique.

Pour la réalisation du prototype, nous voulons alimenter notre antenne par un connecteur SMA. Le départ de l'alimentation est donc un câble coaxial. Il y a, là aussi, deux solutions.

La première est de faire le balun (du câble coaxial à la spirale), dans un plan orthogonal à la spirale. Bien que cette méthode soit la plus simple, un problème vient alors de l'encombrement. En effet cette solution nécessite la conception d'un balun comprenant un évasement pour garder l'aspect large bande du système. Cet évasement doit s'étendre sur au moins une longueur d'onde à la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne pour garder une bonne adaptation sur une large bande de fréquence, d'où l'encombrement [31]. Pour information, les baluns les plus classiques avec évasement sont montrés dans [32][33][34]. En fig. 69, deux baluns classiques sont montrés. Le premier est une transition câble coaxial – ligne bifilaire. L'évasement se fait sur le conducteur extérieur du câble coaxial. Celui-ci est découpé progressivement pour passer d'un cylindre à un fil. Le second balun est une transition micro ruban – rubans parallèles. L'évasement se fait sur les deux conducteurs de la ligne micro ruban. Le plan de masse part généralement d'une longueur cinq fois supérieure à celle du conducteur principal, pour être perçu comme un plan de masse infini.

La ligne initiale est donc non symétrique (Unbalanced). A la fin de l'évasement, la largeur du plan de masse est égal à celle du conducteur principal, la ligne est alors symétrique (Balanced).



(a) (b)

fig. 69 Baluns classiques, (a) [32], (b) [33]

La deuxième solution est de réaliser cet évasement dans un plan parallèle à la spirale, fig. 70. Il suffit de blinder les deux parties, par exemple par l'insertion d'un plan métallique entre la spirale et le balun, et, ensuite, de remonter par une ligne symétrique, par exemple bifilaire, jusqu'à l'antenne. Ici, le problème vient de la remontée. Celle-ci risque d'être difficile à réaliser, de plus l'impédance des lignes bifilaires est généralement assez élevée, et souvent trop pour alimenter une antenne spirale.

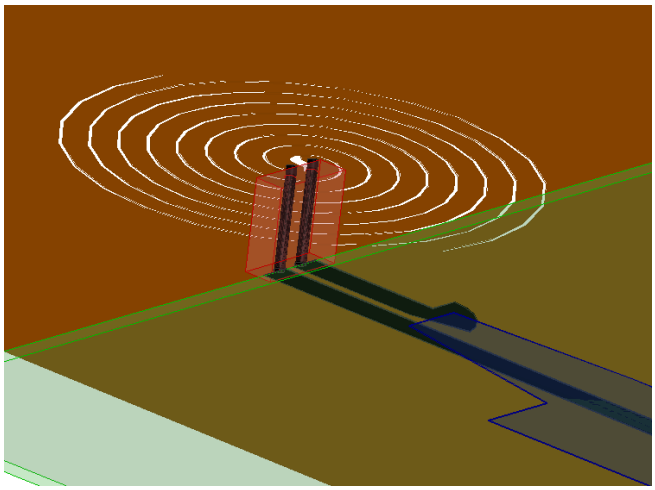


fig. 70 Exemple de balun réalisé dans un plan parallèle à celui de l'antenne

Il existe une autre technique. Deux câbles coaxiaux sont utilisés en parallèle. Un bras est alimenté par le conducteur central d'un des câbles, l'autre bras par celui du deuxième câble. L'alimentation se fait au centre. Un déphaseur placé en amont permet de mettre les conducteurs centraux aux phases appropriées. On peut voir cette alimentation dans [25][35].

Toutes ces alimentations sont soit encombrantes, soit difficiles à réaliser, ou nécessitent l'intégration d'un élément externe, un déphaseur par exemple. L'alimentation présentée dans le prochain paragraphe utilise un seul câble coaxial de 3.5mm de long et ne nécessite pas de déphaseur : elle est originale et simple.

2.3.2. Miniaturisation du balun par l'utilisation de lignes à fentes

2.3.2.1. Impédance d'entrée de l'antenne spirale

Comme on l'a vu dans le paragraphe précédent, l'alimentation d'une spirale se fait par un balun. D'une part on symétrise la ligne pour avoir une différence de phase de 180° entre les bras de la spirale, d'autre part, on adapte l'impédance de la ligne d'alimentation venant du système, souvent 50Ω, à la spirale. Cette dernière partie, l'adaptation, joue un rôle majeur dans l'encombrement du balun, puisque c'est elle qui impose de créer un évasement. La solution étudiée ici est alors la suppression de la fonction «adaptation d'impédance » du balun. Pour cela, nous nous intéressons à l'impédance d'entrée de la spirale.

Les paragraphes précédents ont montré que l'antenne spirale à deux bras pouvait être considérée comme deux lignes de transmission s'enroulant sur elles-mêmes en formant une spirale. Ces deux lignes sont terminées par une charge adaptée pour créer l'antenne à ondes progressives. Bien que le rayonnement joue un rôle sur l'impédance d'entrée, l'impédance de la ligne a très certainement un impact sur cette valeur.

Le but est de savoir à présent si l'impédance d'entrée de l'antenne spirale peut être proche de 50Ω. Bien entendu, nous devrons nous éloigner de l'antenne auto-complémentaire [1] qui a une impédance d'entrée constante de 188Ω. Pour cela nous allons jouer avec les paramètres que nous offrent les bras de l'antenne. Ces paramètres sont simples, il y a le substrat (hauteur du diélectrique, permittivité) et la largeur des bras. Le substrat a un impact sur l'impédance de ligne mais aussi sur l'environnement autour de l'antenne. Puisque l'on veut par la suite insérer un plan de masse (voir prochain paragraphe), nous voulons garder un substrat classique de hauteur 0.51 mm et de permittivité 2.2 qui garantit une bonne rigidité et une certaine facilité de rayonnement (permittivité et hauteur faibles). Ici nous allons donc regarder l'influence du deuxième paramètre, la largeur des bras de l'antenne, sur l'impédance d'entrée.

2.3.2.2. Suppression de l'adaptateur d'impédance

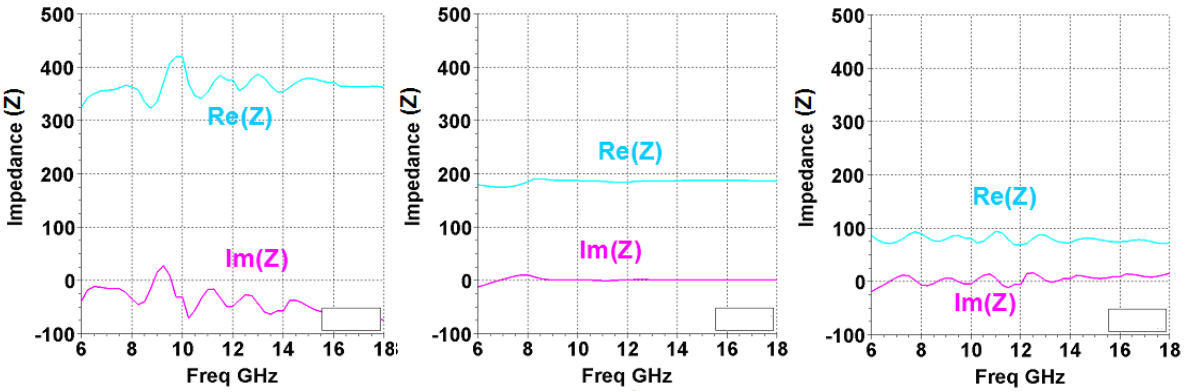
Dans ce paragraphe nous allons montrer l'influence de la largeur des bras (fentes ou rubans) de l'antenne spirale sur l'impédance d'entrée. Cela nous permet de voir s'il est possible d'atteindre une impédance d'entrée proche de 50Ω. Pour cela nous présentons la comparaison des impédances d'entrée de trois antennes spirales, excitées idéalement et sans terminaison, le plan de masse ne se trouvant pas à proximité l'impédance n'est perturbée que faiblement par l'absence de terminaison. Les antennes ont des diamètres de 24mm et sont donc dimensionnées pour fonctionner à partir de 4GHz. Il n'y a pas de substrat, l'antenne est idéalement suspendue dans l'air. Le facteur d'accroissement est 0.8. Les simulations ont été réalisées sous HFSS. On peut voir les spirales en fig. 71. Les impédances ne sont montrées qu'à partir de 6GHz, où elles se sont stabilisées. Il s'agit d'antennes avec des largeurs de bras de 0.2mm, 1mm et 1.8mm. La première, fig. 71 a, revient à une antenne filaire, la seconde, fig. 71 b, à une antenne auto-complémentaire et la

dernière, fig. 71 c, à une antenne fente. L'impédance de l'antenne auto complémentaire est de 188Ω d'après le principe de Mushiake. On voit bien sur la fig. 72, où sont présentées les impédances d'entrée des trois antennes, que l'impédance est donc toujours un peu oscillante.



(a) (b) (c)

fig. 71 Spirales servant de support pour l'étude paramétrique sur la largeur des bras



(a) (b) (c)

fig. 72 Impédances d'entrée calculées par HFSS pour les trois largeur de bras

Sur la fig. 72, on remarque bien un changement d'impédance d'entrée de l'antenne. Pour l'antenne filaire, fig. 72 a, l'impédance est élevée et se trouve aux alentours de 350Ω. Cette valeur peut coïncider avec l'impédance des lignes bifilaires qui est, elle aussi, généralement très élevée. Comme prévu l'antenne auto-complémentaire a une impédance indépendante de la fréquence de valeur 188Ω, fig. 72 b. On remarque l'invariance de son impédance en fonction de la fréquence. Avant 6GHz, une petite déviation peut-être observée. En effet, aux fréquences les plus basses, la première, et la seule, zone active se trouve en périphérie de la spirale. A cette position l'aspect auto-complémentaire de la spirale est perdu.

Le résultat pour l'antenne fente est aussi très intéressant, fig. 72 c. L'impédance est abaissée à 70-80Ω. A partir de cette impédance on peut espérer pouvoir alimenter la spirale directement avec une ligne 50Ω, sans adaptation. En fig. 73, on voit que le coefficient de réflexion de l'antenne alimentée par une alimentation d'impédance 50Ω reste sous les -10dB. Par ce choix de largeur de bras, nous avons donc pu supprimer l'utilisation d'un adaptateur d'impédance pour alimenter notre antenne spirale.

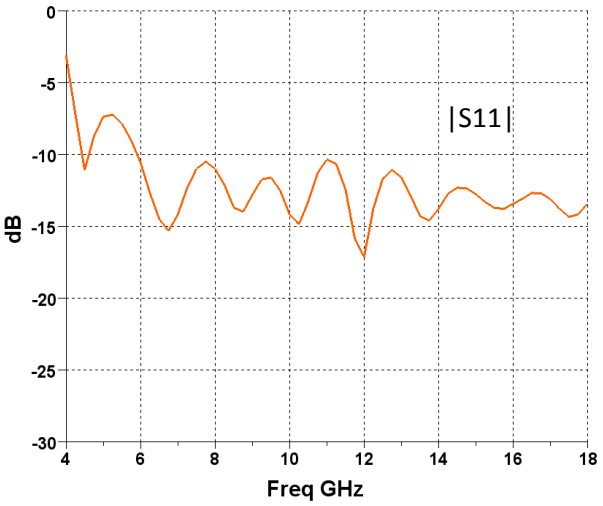


fig. 73 |S11| de l'antenne fente excitée directement

2.3.2.3. Création du symétriseur

Le balun n'est pas qu'un adaptateur d'impédance, il sert également à symétriser la ligne. Cela revient à passer d'une ligne non symétrique, par exemple coaxiale ou micro ruban, à une ligne symétrique, par exemple bifilaire ou à fente. La particularité d'une ligne symétrique est que les deux conducteurs qui la composent ont la même géométrie.

Ici, nous devons passer d'un câble coaxial à une antenne spirale fente, ou plutôt, d'un câble coaxial à deux lignes à fente correspondant aux deux bras comme le «Dyson balun » déjà présenté. A la différence du Dyson balun, nous alimentons la spirale en arrivant orthogonalement au plan de la spirale. La solution originale est alors illustrée en fig. 74 en s'inspirant de [26]. Dans cette dernière publication, l'auteur alimente une antenne spirale à quatre bras dans le mode 2. Avoir quatre bras est très pratique car la structure reste symétrique. Ici, les deux bras conduisent à avoir une structure non symétrique et à adapter la stratégie.

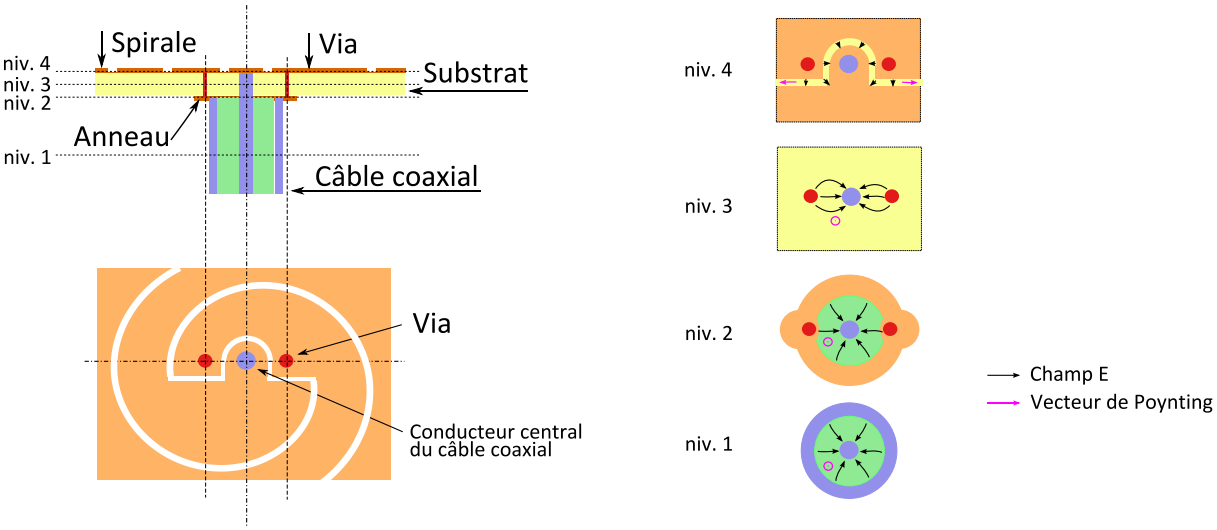


fig. 74 Schéma de la transition

Le balun miniature est composé d'un anneau gravé sur la face arrière du substrat, de deux trous métallisés, et d'une ligne à fente permettant de récupérer l'énergie. Sur la fig. 74, on peut voir les quatre niveaux que comporte la transition. Cette transition est très petite, elle tient dans un cube de 1.5mmx1.5mmx0.51mm, et elle relie deux sections de même impédance, la transmission est efficace sur l'ensemble de la bande utile.

L'anneau gravé est soudé au conducteur extérieur du câble coaxial. Cette soudure semble être compliquée à réaliser, l'anneau doit alors être assez large pour pourvoir venir souder les deux parties. Une investigation a été menée sur la forme de cet anneau. Nous avons remarqué que placer deux pastilles dans les bonnes directions, et permettant la soudure en deux points, était suffisant. D'où la forme particulière que l'on voit en fig. 74 sur le niveau 2. La soudure de l'âme en face supérieure ne pose quant à elle pas de difficulté particulière.

La fig. 75 montre le S11 de la structure alimentée par le balun miniature : la performance large bande est remarquable pour une structure aussi compacte.

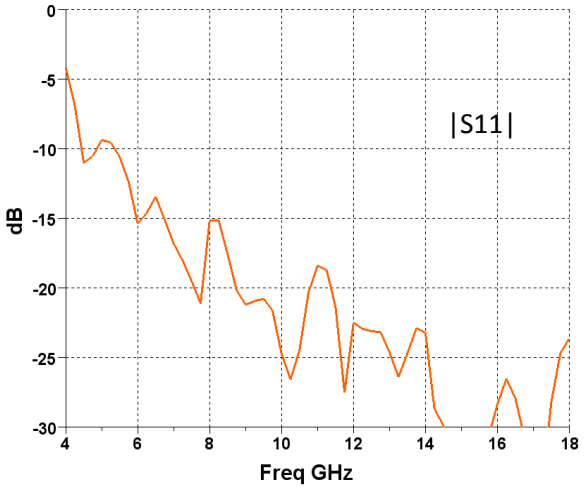


fig. 75 |S11| de l'antenne avec la nouvelle excitation

2.4. Suppression du rayonnement arrière

2.4.1. La problématique du réflecteur d'une antenne ultra large bande

Une antenne spirale à deux bras en mode 1 est bidirectionnelle, fig. 76. Elle rayonne en fait une polarisation circulaire d'un côté, l'autre polarisation circulaire de l'autre. La plupart des applications souhaitent avoir une seule direction de rayonnement. En effet, l'antenne est souvent montée sur des porteurs. La spirale étant planaire, elle est le plus souvent plaquée contre ces derniers. Le rayonnement arrière ne sert donc à rien car il est dirigé vers le porteur et il est donc au mieux perdu, au pire il interfère défavorablement. La suppression et la redirection de ce rayonnement a donc fait l'objet de nombreuses études.

Ce rayonnement a d'abord été supprimé par l'insertion de matériau absorbant sous la spirale par exemple comme dans [36] et illustré en fig. 76. Mais cette technique est très

coûteuse en énergie et donc peu efficace. Le rendement de l'antenne avec ce type de solution est alors très bas. Ces antennes ont toutefois été beaucoup utilisées en tant qu'antennes réceptrices.

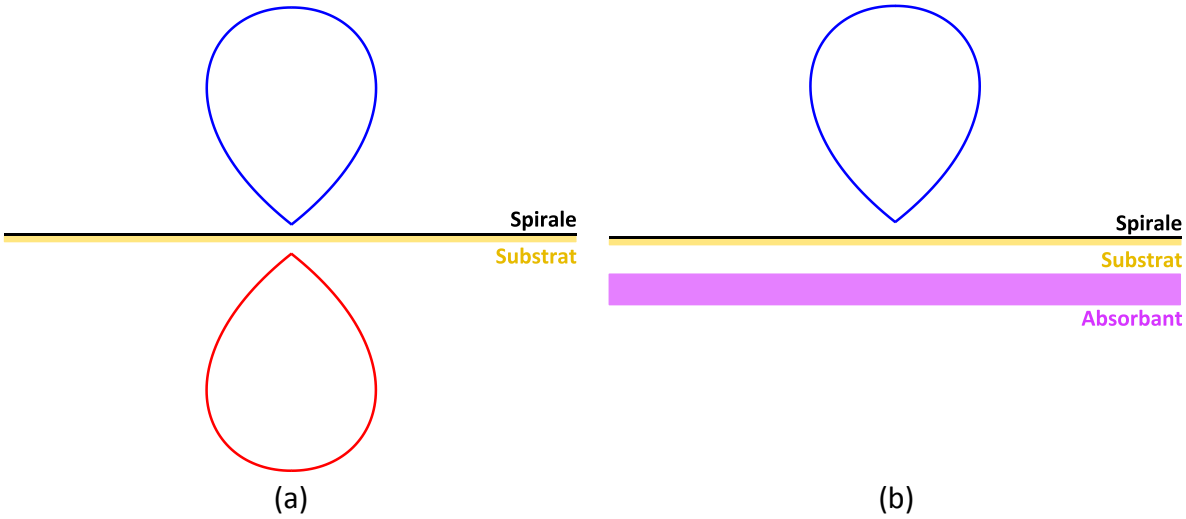


fig. 76 a. illustration du caractère bi directionnel d'une antenne spirale, b. suppression du rayonnement arrière par ajout d'absorbant

Pour cette raison, le choix de rediriger le rayonnement a été le plus étudié dans la littérature, que ce soit à l'aide d'un simple réflecteur métallique [21][25][37][38][39] ou par des solutions plus complexes, à base de méta-matériaux par exemple [41][42]. Dans cette étude, seule la proximité d'un plan métallique est considérée.

Dans la suite, les effets d'un plan métallique sur le rayonnement d'une antenne spirale sont d'abord considérés à un niveau théorique. On voit l'influence du plan de masse sur l'adaptation et le rayonnement de l'antenne. Les différentes structures sont ensuite comparées. On voit enfin que la largeur des bras des spirales a un impact sur l'insertion d'un plan réflecteur.

2.4.2. Effet du plan de masse

La théorie des images [2] est illustrée en fig. 77. D'après [39][40], la spirale fente peut être vue comme une source magnétique.

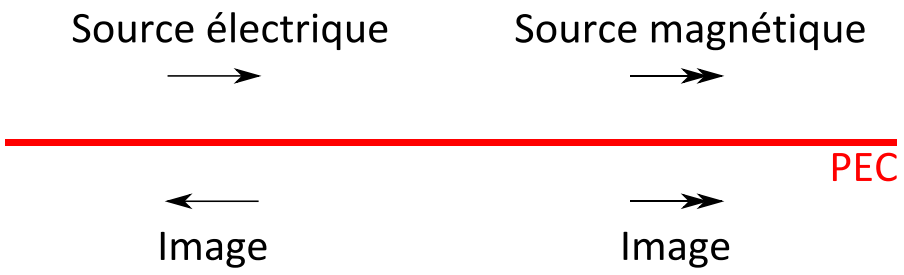


fig. 77 La théorie des images

Si l'on place un PEC sur le même plan qu'une spirale fente, un rayonnement constructif devrait opérer. En effet, la fig. 77 montre que l'image d'une source magnétique par un plan

PEC reste inchangée par rapport à la source. Si aucun déphasage ne s'opère entre la source et l'image, les rayonnements des deux seront constructifs. Cela est obtenu si la distance de la source au plan PEC est nulle. En pratique, puisque cette distance ne peut être nulle sans court-circuiter les lignes formant la spirale, la distance la plus petite possible doit être laissée entre les deux composants comme en fig. 78.

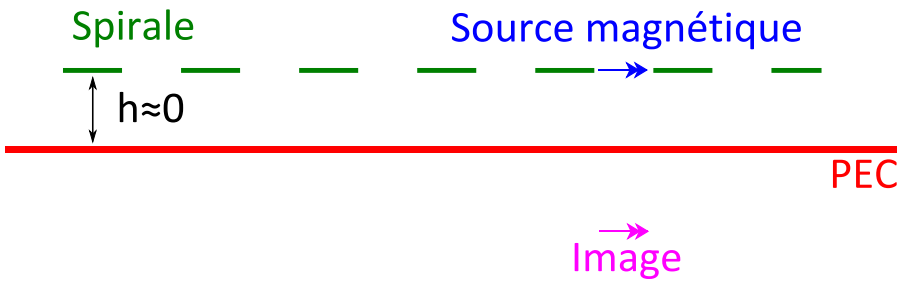


fig. 78 La théorie des images appliqués à une antenne spirale

Cette technique est alors très large bande, car aucune distance, ou presque, n'entre en jeu. Dans la conception de cette antenne, le but est alors de trouver la bonne configuration de spirale et la bonne hauteur entre l'antenne et le PEC.

2.4.3. Choix du type d'antenne spirale

Pour pouvoir utiliser le réflecteur PEC à h≈0, il faut que l'antenne se comporte comme une source magnétique. En utilisant une antenne spirale fente, les courants magnétiques sont privilégiés par rapport aux courants électriques. L'antenne est donc considérée comme une source magnétique. Le plan PEC joue alors pleinement le rôle de réflecteur. Pour des antennes rubans ou auto complémentaires, le PEC a des effets plus négatifs. Ces effets sont visibles dans un paragraphe suivant. De plus l'antenne fente répond à la contrainte de l'insertion des composants, car elle offre deux bras métalliques larges laissant de la place pour l'insertion de composants.

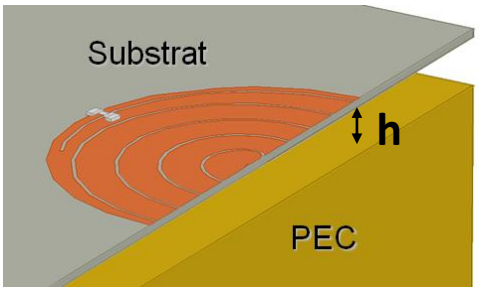
2.4.4. Positionnement du réflecteur

Le coefficient d'accroissement est fixé à 0.8 et la spirale est terminée par une charge adaptée. Pour réaliser le positionnement du plan réflecteur PEC, une étude paramétrique a été menée. La distance entre le plan de masse et la spirale, h, varie de 0.5mm à 6.5mm, en

fig. 79.

Voici quelques commentaires sur l'étude paramétrique. Premièrement, si l'antenne se trouve trop près du plan PEC, même avec une terminaison, l'antenne est désadaptée. Avoir h<1mm court-circuite les fentes, les ondes progressives se couplent de façon trop importante avec le plan réflecteur et elles sont réfléchies vers l'accès. Ensuite, on voit qu'au-dessus de 2mm, soit λ/37.5 à 4GHz, le gain commence à être correct sur toute la bande, de même que le niveau de polarisation croisée. En augmentant encore un peu cette distance, on peut jouer sur la stabilité du gain dans la co-polarisation. Avec une valeur de h bien

choisie, un gain assez stable sur toute la bande de fréquence peut être obtenu. Cette dernière caractéristique est attrayante pour les systèmes de communications ultra large bande. Ici, le minimum de variation du gain sur la bande 4-18GHz apparaît pour h=3.5mm, soit λ/20 à 4GHz, ce qui reste très compact.



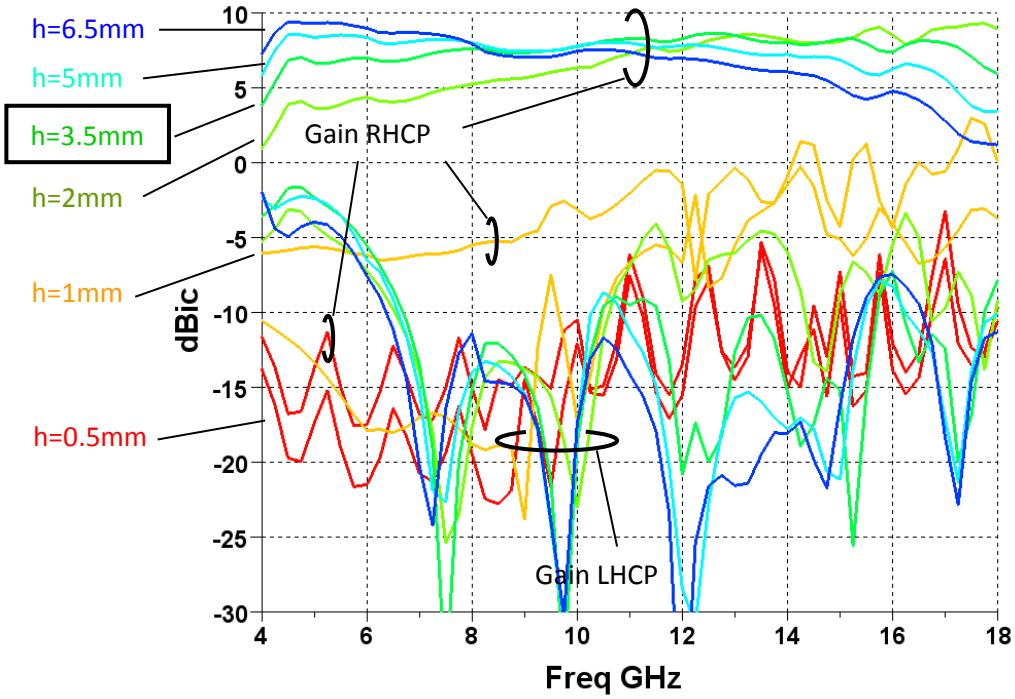


fig. 79 Etude paramétrique sur la distance spirale – plan réflecteur PEC

2.5. Comparaison globale

Pour résumer les effets du plan de masse, du type de spirale utilisée et de la terminaison, voici, page suivante, huit graphes sur les fig. 80 à fig. 83. Ils portent sur les impédances d'entrée et les gains en polarisations circulaires et balayent les diverses configurations.

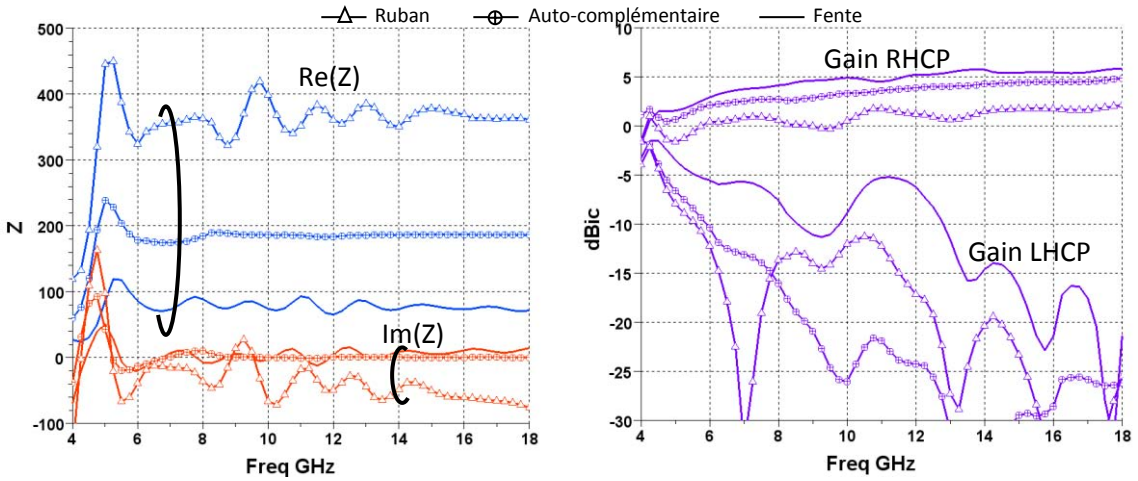


fig. 80 Antennes spirales en espace libre sans terminaison

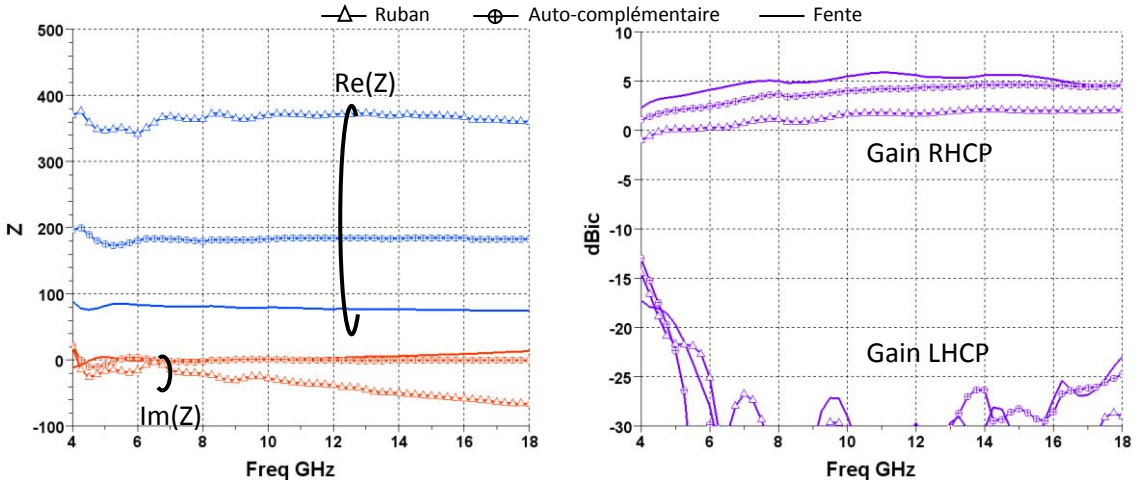


fig. 81 Antennes spirales en espace libre avec une terminaison idéale

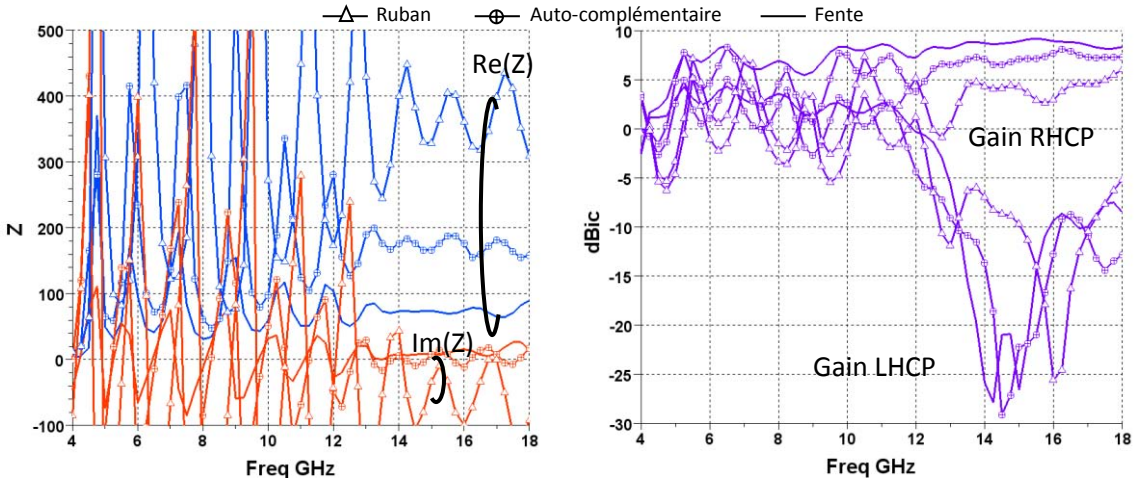


fig. 82 Antennes spirales à proximité d'un plan réflecteur métallique sans terminaison idéale

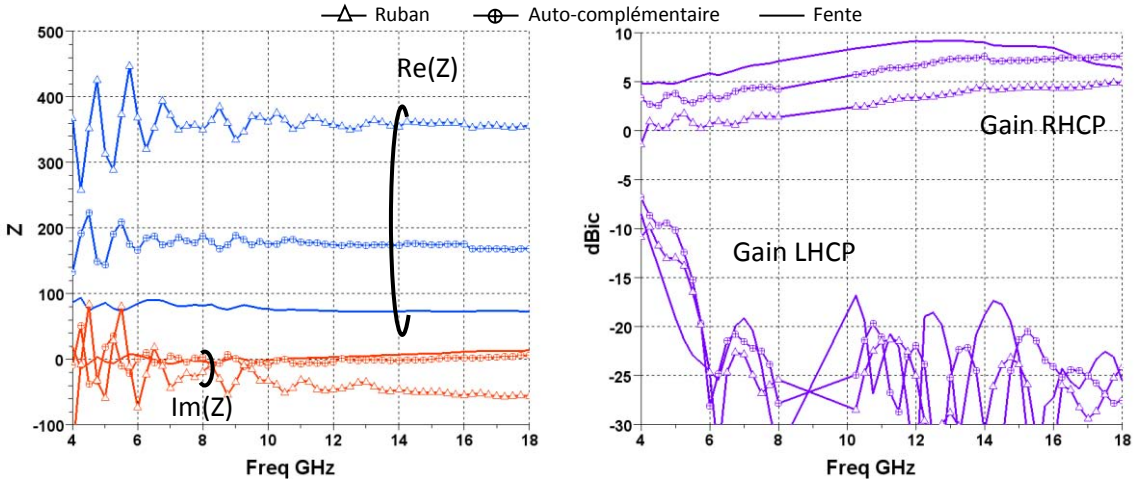


fig. 83 Antennes spirales à proximité d'un plan réflecteur métallique avec une terminaison idéale

Pour commencer, des antennes spirales ruban, fente et auto-complémentaire sont étudiées en espace libre, sans ou avec absorbant, respectivement fig. 80 et fig. 81. Ensuite un plan de masse est ajouté, là aussi on étudie le comportement des trois types d'antenne en fonction de la terminaison, fig. 82 et fig. 83. La terminaison est idéale ici, comme l'alimentation. Le plan de masse est placé à 3.5mm, le diamètre des spirales est toujours 24mm.

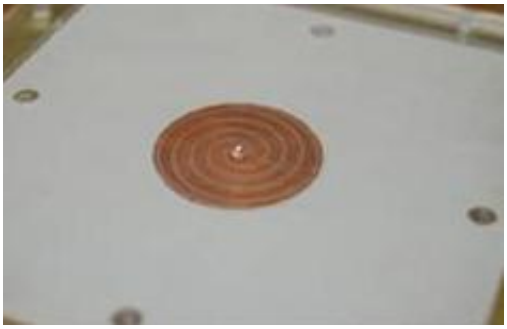
L'antenne en espace libre fonctionne bien. On remarque que sans terminaison, les performances sont fluctuantes aux basses fréquences, mais qu'elles restent correctes. Avec une terminaison, l'impédance devient alors très stable sur toute la bande de fréquence. On note aussi que l'antenne ruban a un gain inférieur à celui de l'antenne auto complémentaire qui, elle-même, a un gain inférieur à celui de l'antenne spirale fente.

En approchant un plan réflecteur à 3.5mm des antennes spirales, on désadapte totalement celles qui ne possèdent pas de terminaison adaptée. Par contre, avec une telle terminaison, les antennes retrouvent une impédance plus ou moins stable. Le comportement de l'antenne auto complémentaire est intéressant dans ce cas. Contrairement à l'espace libre, son impédance n'est à présent plus constante et elle est notamment perturbée en bande basse. Celle de l'antenne fente est la plus constante. On peut alors imaginer que la largeur des bras ici est déterminante pour le bon fonctionnement de l'antenne. Sur les courbes de gain, on voit que ce qui a été gagné avec la proximité du plan de masse est bien plus important dans le cas de l'antenne fente. Il y a une différence de 2 à 3 dB sur toute la bande. Pour les autres types d'antenne spirale, en fréquence basse, cette différence n'est que de 0 à 2 dB. Ce résultat est attendu compte tenu de la nature mixte, magnétique et électrique, voire purement électrique des courants équivalents pour ces antennes. Un point de conception à satisfaire pour réaliser une antenne spirale proche d'un plan de masse est alors de garder une largeur de fente de la spirale (distance entre les bras métalliques) assez petite dans l'absolu pour disposer de sources dont la nature reste magnétique. Cette largeur doit également rester petite devant la distance spirale - réflecteur pour ne pas modifier ce comportement.

3. Réalisation

3.1. L'antenne réalisée

Après avoir vus les différents points de conception d'une antenne spirale et proposé quelques innovations, ce paragraphe décrit les caractéristiques de l'antenne spirale réalisée lors de cette étude. Cette antenne est le point de départ de l'antenne reconfigurable en fréquence. Nous voulons donc une antenne ULB, compacte, efficace, polarisée circulairement et pouvant accueillir des composants électroniques pour la reconfiguration. Nous avons fait des choix en appui sur les solutions décrites dans les paragraphes précédents. Nous nous sommes ainsi arrêtés sur une antenne spirale d'Archimède à fente avec un bras métallique d'au moins 2mm, des photos de l'antenne sont présentées en fig. 84.



(a)



(b)



(c)

fig. 84 (a) antenne spirale, (b) charge adaptée, (c) connecteur lié au mini balun

La spirale est donc définie par un facteur accroissement de 0.8. Son diamètre est de 24mm qui conduit à une fréquence de coupure basse de 4GHz. L'antenne fente laisse beaucoup de place pour les composants et est moins sensible à la proximité d'un plan réflecteur métallique. Elle peut aussi être alimentée grâce au balun miniature présenté précédemment. Par la suite un plan réflecteur est placé à 3.5mm, soit environ λ/20 à 4GHz. La terminaison est une charge adaptée. La résistance utilisée de valeur 100Ω est large bande, sa valeur à 18GHz doit être aux alentours de 80Ω.

Le support métallique arrière est assez épais, 6mm, pour solidifier la structure et fixer le connecteur SMA. L'antenne est gravée sur un substrat d'épaisseur 0.51mm, de permittivité 2.2. La permittivité effective est alors pratiquement égale à celle de l'air. Le substrat sur

lequel est gravé la spirale est suspendue au-dessus du plan de masse, à 3.5mm donc, par une pièce intercalaire périphérique en plexiglas. L'ensemble est compact, même si l'objectif de limiter les effets parasites liés à l'environnement de la spirale conduit à prendre des marges.

3.2. Performances

L'antenne a été mesurée en chambre anéchoïque, fig. 85. Les gains circulaires ont été mesurés, ainsi que le coefficient de réflexion puis comparés aux simulations (HFSS), en fig. 86. Ces dernières vont de 2 à 20 GHz, au-delà de 20 GHz elles prennent beaucoup trop de temps. Les gains ont été mesurés sur 4-19GHz en trois sous-bandes, 4-8Ghz, 8-12.5GHz et 12.5-19GHz. Les antennes étalons étaient polarisées linéairement. Les gains circulaires ont donc été reconstitués à partir de mesures de deux composantes orthogonales déphasées de 90°. Le S11 a lui été mesuré de 2 à 30 GHz. Les courbes en fig. 86 a représentent les gains circulaires droit et gauche. Il y a une bonne similitude entre les deux. En fig. 86 b, les S11 mesuré et simulé sont présentés. Pour cette caractéristique, la similitude entre simulation HFSS et mesure est moins évidente, notamment en fréquence haute. Le S11 mesuré est par contre plus proche du S11 simulé préalablement avec le modèle ligne de transmission, fig. 55. En effet, un creux à -30dB du S11, à 13GHz, et une remontée à -15dB de celui-ci, à 18GHz, sont deux points communs. Le modèle ligne de transmission ne prend pas en compte la finitude du plan de masse, d'où la différence aux alentours de 6GHz.

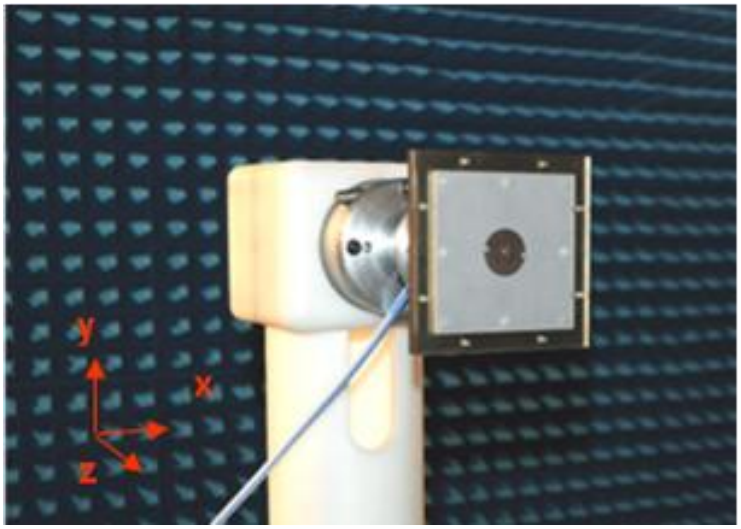
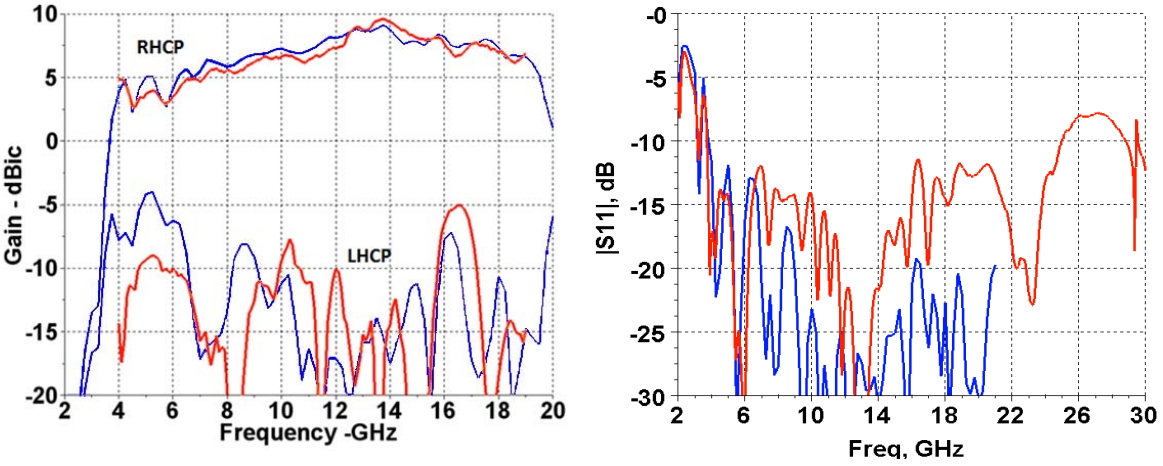


fig. 85 Antenne en chambre anéchoïque



(a) (b)

fig. 86 a. les gains circulaires mesuré (en rouge) et simulé sous HFSS (bleu), b. le coefficient de réflexion mesuré (en rouge) et simulé sous HFSS (bleu)

Les diagrammes de gains sont présentés en fig. 87 et fig. 88. Dans la première, les diagrammes de gains en co-polarisation, RHCP, simulés sont représentés en 3D, pour les fréquences 6, 10, 14 et 18GHz, On peut constater la perte attendue d'uniformité avec l'élévation de fréquence. Dans la deuxième, les diagrammes présentés sont des diagrammes de gain, RHCP et LHCP, simulés et mesurés, dans le plan YZ à 6, 10, 14 et 18GHz. Ils présentent une bonne similitude avec les simulations.

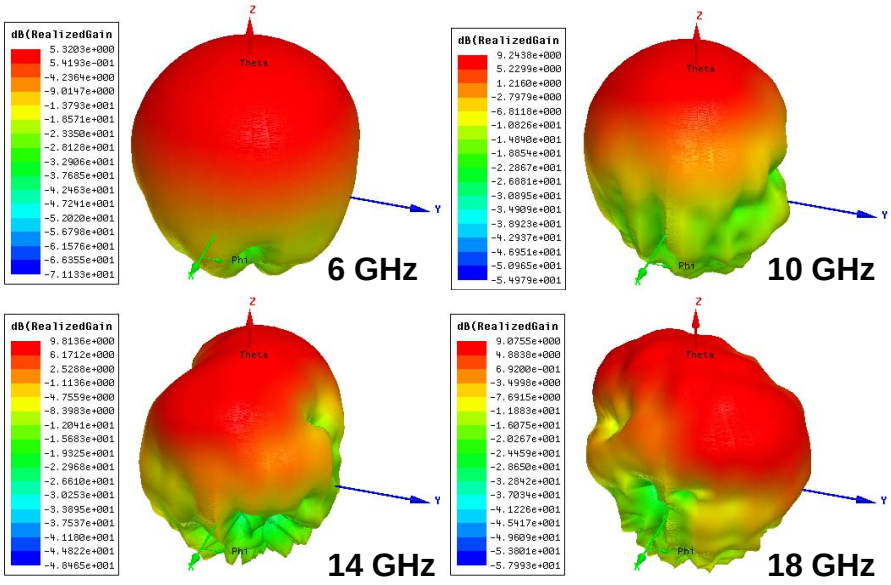


fig. 87 Diagrammes de gain RHCP 3D simulés sous HFSS à 6, 10, 14 et 18GHz

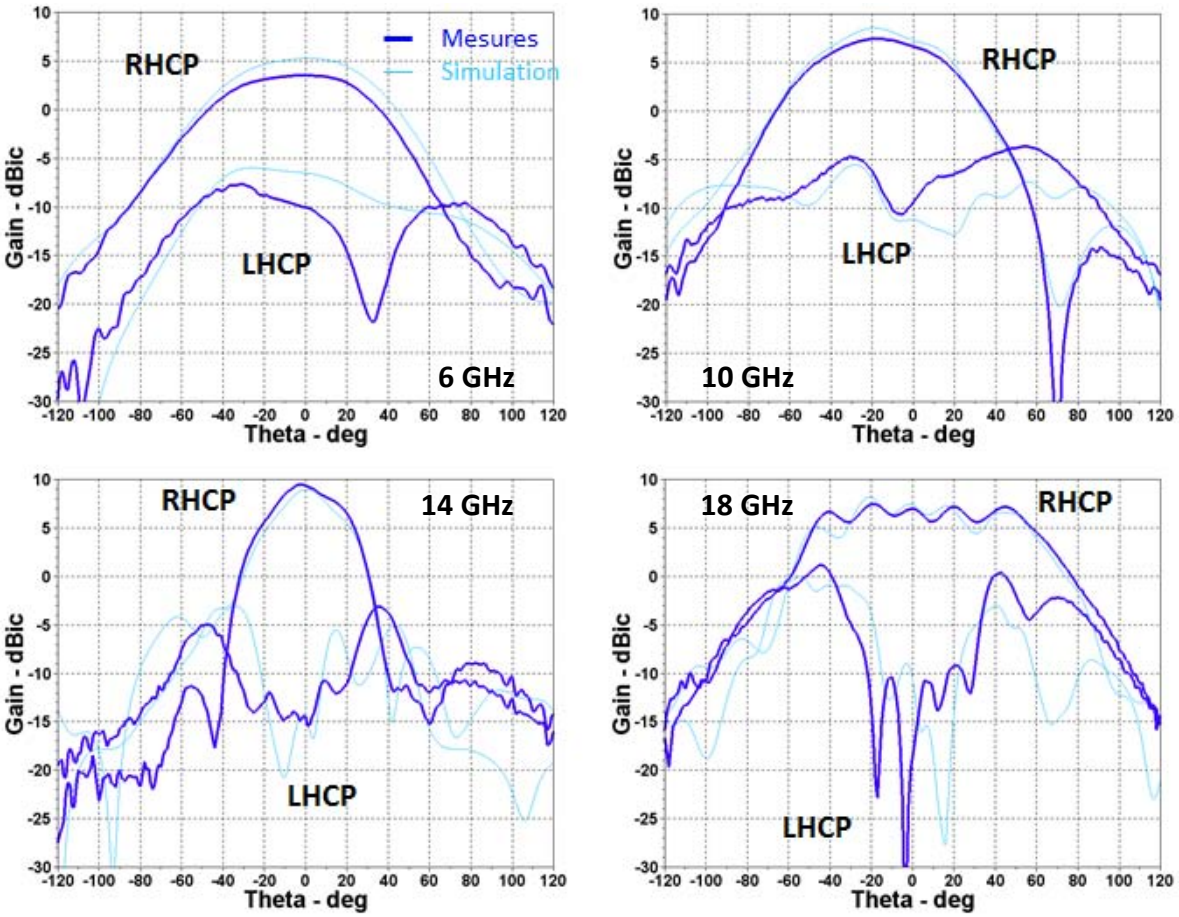


fig. 88 Diagrammes de gain mesurés et simulés sous HFSS à 6, 10, 14 et 18GHz

3.3. Retard de groupe de l'antenne

L'antenne spirale est souvent décrite comme dispersive [9]. Cela signifie que ses caractéristiques, notamment le retard de groupe, varient avec la fréquence. Cela a pour effet de distordre, par exemple, les impulsions envoyées dans un système ultra-large bande. Ce caractère est souvent rédhibitoire pour l'utilisation de l'antenne en question.

Une antenne spirale est une antenne à ondes progressives, elle laisse les ondes se propager le long de ses bras. Le rayonnement se fait lorsque cette onde arrive dans une zone active. Le temps que met l'onde pour aller du centre à la zone active peut être plus ou moins long, suivant le taux d'enroulement de la spirale. De plus, suivant le type de spirale (équiangulaire, Archimède) ce temps de propagation, entre le centre et la zone active, peut changer en fonction de la fréquence. Ce dernier point est à l'origine de la dispersion.

Un faible taux d'enroulement permet de limiter ce problème, la différence de temps de propagation, entre fréquences, se faisant sur une distance alors beaucoup plus courte. Le retard de groupe relatif de l'antenne spirale a été mesuré sur 4-18 GHz et il est présenté en fig. 89. Ce retard de groupe a été mesuré en utilisant les techniques décrites précédemment. N'ayant réalisé qu'une antenne, il n'a pas été possible de mesurer le retard de groupe de celle-ci directement. Par contre, nous avions deux cornets ULB identiques pour réaliser les

mesures. Nous avons donc mesuré leur retard de groupe. Cette mesure n'a été possible qu'en isolant le système [antenne cornet / air / antenne cornet] par une calibration de l'analyseur de réseau. Ensuite, connaissant le retard de groupe de ces antennes nous avons pu en déduire celui de l'antenne spirale, en réalisant une mesure de transmission spirale-cornet.

Le retard de groupe a donc été calculé à partir de deux mesures réalisées et à l'aide de cette calibration. La mesure de la phase étant assez sensible, la calibration et le grand nombre de points nécessaire pour avoir une résolution suffisante font que le résultat n'est pas très lisse. De plus, les câbles et les antennes cornets ne fonctionnent plus correctement après 18GHz. Ce retard de groupe est en fait satisfaisant, la variation maximale est d'environ 0.5ns sur toute la bande, ce qui est suffisant [9].

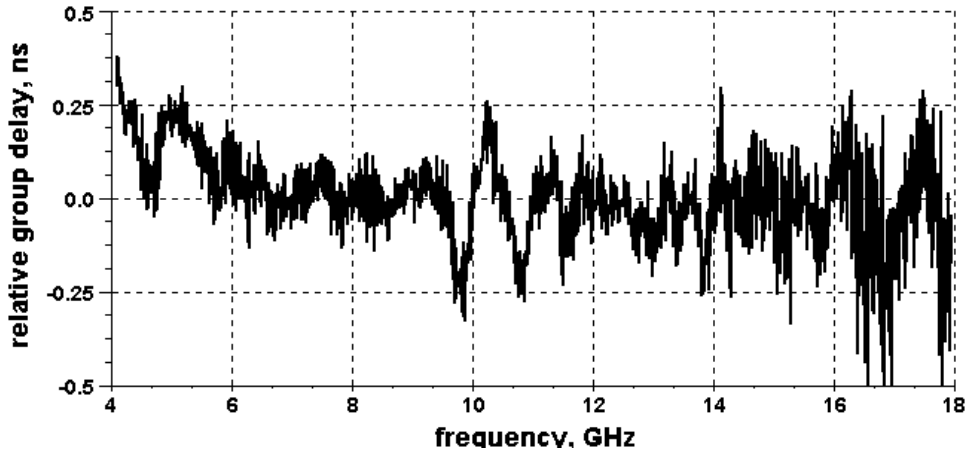


fig. 89 Retard de groupe mesuré

4. Conclusion

Les antennes spirales ultra-large-bandes sans dispositifs de reconfiguration étaient le sujet de ce chapitre. Premièrement, une description du fonctionnement de ces antennes a été proposée. Ensuite, nous nous sommes intéressés à la conception de ces antennes. Certains points importants comme la terminaison, l'ajout d'un plan réflecteur et l'alimentation ont été détaillés. Enfin la réalisation d'une antenne et les mesures associées ont été présentées. L'antenne conçue est originale, compacte, avec une épaisseur de $\lambda_{6GHz}/15$, et efficace, avec un gain de 4 à 9 dB sur la bande 4-19GHz. Certaines solutions, comme la terminaison, sont nouvelles. L'antenne spirale réalisée a un design innovant et performant. Il serait intéressant de travailler un peu plus à partir de cette antenne. Nous pouvons donc clore ce chapitre en citant quelques perspectives de ces travaux. En annexe, trois pistes de travail sont rapidement présentées :

- La mise en réseau de l'antenne.
- L'augmentation de sa bande d'utilisation.
- La miniaturisation de l'antenne spirale dans le plan.

5. Références

[1] Y. Mushiake, "Self-Complementary Antennas", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 34, No. 6, p. 23-29, Décembre 1992

[2] C. Balanis, “Antenna theory”, 3ème édition, Wiley, 2005

[3] H. Nakano, chapter 6, "Frequency-Independent Antennas : Spirals and Log-periodics", “Modern antenna Handbook”, C. Balanis, Wiley, 2008

[4] C. Pichot, “Électromagnétisme”,Technique de l’ingénieur, Juin 1986

[5] P. Poincelot, “Sur le théorème de Babinet au sens de la théorie électromagnétique”, Annales des télécommunications, vol. 12, n. 12, p. 410-414, Décembre 1957

[6] V. Rumsey, “Frequency independent antennas”, IRE International Convention Record, vol. 5, p. 114-118, Mars 1957

[7] J. Kaiser, "The Archimedean Two-Wire Spiral Antenna” IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 8, n. 3, p. 312-323, Mai 1957

[8] Z. N. Chen, X. H. Wu, H. F. Li, N. Yang, M. Y. W. Chia, “Considerations for Source Pulses and Antennas in UWB Radio Systems”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 7, p. 1739-1748, Juillet 2004

[9] W. Wiesbeck, G. Adamiuk, C. Sturm, “Basic Properties and Design Principles of UWB Antennas”, Proceedings of the IEEE, vol.97, no.2, p. 372-385, Février 2009

[10] R. Sivan-Sussman, “Various Modes of the Equiangular Spiral Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 5, no. 5, p. 533-539, Septembre 1963

[11] T. Cencich, J. A. Huffman, “The Analysis of Wideband Spiral Antennas Using Modal Decomposition”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 46, no. 4, p. 20-26, Août 2004

[12] M. Lee, B. A. Kramer, C. Chen, J. L. Volakis, “Distributed Lumped Loads and Lossy Transmission Line Model for Wideband Spiral Antenna Miniaturization and Characterization”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 10, p. 2671-2678, Octobre 2007

[13] R. Janaswamy, D. H. Schaubert, "Characteristic Impedance of a Slotline on Low Permittivity substrate", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. mtt-34, no. 8, p. 900-902, Août 1986

[14] P. Majumdar, A. K. Verma, "Closed-form Dispersion Models of Slot-Line with Conductor Thickness", 33rd International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, IRMMW-THz, Septembre 2008

[15] J. E. Storer, “Impedance of Thin-Wire Loop Antennas”, Transactions of AlEE, vol. 75, n. 5, p.606-619, Novembre 1956

[16] R. W. P. King, C. W. Harrison, D. G. Tingley, “The Admittance of Bare Circular Loop Antennas in a Dissipative Medium”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 12, no. 4, p. 434-438, Janvier 1964

[17] T. T. Wu, “Theory of thin circular loop antenna,” J. Math. Phys., vol. 3, p. 1301-1304, Décembre 1962.

[18] J. D. Dyson, “The equiangular spiral antenna”, IRE Transactions on Antennas and Propagation, p. 181-187, Avril 1959

[19] R. H. DuHamel, “Dual polarized sinuous antennas”, US Patent 4 658 262, Avril 1987

[20] R. Gunivarc’h, R. L. Haupt, "Dual Polarization Interleaved Spiral Antenna Phased Array With an Octave Bandwidth" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 2, p. 397-403, Février 2010

[21] J. J. H. Wang, V. K. Tripp, “Design of Multioctave Spiral-Mode Microstrip Antennas”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 39, no. 3, p. 332-335, Juin 1991

[22] M. W. Nurnberger, J. L. Volakis, “New Termination for Ultrawide-Band Slot Spirals”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 50, no. 1, p. 82-85 Janvier 2002

[23] www.vishay.com

[24] M. Vahandi, “A directive ultra wideband sinuous slot antenna”, European conference on antennas and propagation EUCAP, Novembre 2006

[25] J. J. H. Wang, “The Spiral as a Traveling Wave Structure for Broadband Antenna Applications”, Electromagnetics, vol. 20, no. 4, p. 323-342 Juillet 2000

[26] M. A. Elmansouri, M. J. Radway, D. S. Filipovic, “Frequency- and Time-Domain Performance of Four-Arm Mode-2 Spiral Antennas”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 6, p. 2627-2634, Juin 2012

[27] D. J. Müller, K. Sarabandi, “Design and Analysis of a 3-Arm Spiral Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 2, p. 258-266, Février 2007

[28] O. Ahmad Mashaal, S. K. A. Rahim, A. Y. Abdulrahman, M. I. Sabran, M. S. A. Rani, P. S. Hall, “A Coplanar Waveguide Fed Two Arm Archimedean Spiral Slot Antenna With Improved Bandwidth”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 2, p. 939-943, Février 2013

[29] W. Z. Wu, T. H. Chang, J. F. Kiang, “Broadband slot spiral antenna with external feed and microstrip-to-slotline transition”, IEEE Antennas and Porpagation Symposium, Juin 2004

[30] K. Louertani, R. Guinvarc’h, N. Ribière-Tharaud, M. Hélier, "Multiarms Multiports Externally Fed Spiral Antenna", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, p. 236-239, Février 2012

[31] D. M. Pozar, “Microwave engineering”,3ème edition, Wiley, 2005

[32] J.W. Duncan, V. P. Minerva, “100:1 Bandwidth Balun Transformer”, Proceeding of the IRE, vol. 48, no. 2, p. 156-164, Février 1960

[33] B. Climer, “Analysis of suspended microstrip taper baluns”, IEE Proceedings, vol. 135, no. 2, p. 65-69, Avril 1988

[34] K.V. Puglia, “Electromagnetic Simulation of Some Common Balun Structures”, IEEE microwave magazine, vol. 3, no. 3, p. 56-61, Septembre 2002

[35] P. Aguilera, M. A. Kharraz, M. Serhir, “Conception et optimisation d’antennes large bande destinées au radar à pénétration de sol dans la bande fréquentielle [0.6GHz, 3GHz]”, URSI-France journées scientifique, 2013

[36] C. M. Seong, D. C. Park, “Design of Cavity-Backed Spiral Antennas”, GSMM, Mai 2012

[37] H. Nakano S. Sasaki H. Oyanagi J. Yamauchi, “Cavity-backed Archimedean spiral antenna with strip absorber”, IET Microwave antennas and Propagation, vol. 2, no. 7, p. 725-730, Janvier 2008

[38] H. Nakano, K. Kikkawa, Y. Iitsuka, J. Yamauchi, “Equiangular Spiral Antenna Backed by a Shallow Cavity With Absorbing Strips”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 8, p. 2742-2747, Août 2008

[39] J. L. Volakis, M. W. Nurnberger, D. S. Filipovic, “A Broadband Cavity-Backed Slot Spiral Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 43, no. 6, p. 15-26, Décembre 2001

[40] J. J. H. Wang, “The Physical Foundation, Developmental History, and Ultra-wideband Performance of SMM (Spiral-Mode Microstrip) Antennas”, Antenna and propagation society international symposium, Juillet 2005

[41] H. Nakano, K. Kikkawa, N. Kondo, Y. Iitsuka, J. Yamauchi, “Low-Profile Equiangular Spiral Antenna Backed by an EBG Reflector”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 5, p. 1309-1318, Août 2009

[42] M. Grelier, "Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de materiaux articiels", Thèse de Doctorat, Télécom ParisTech, Janvier 2011

IV. Reconfigurabilité des antennes spirales ULB

L'introduction a montré l'intérêt des antennes adaptables à l'aide de composants reconfigurables. La motivation est simple : accroître les performances tout en conservant un encombrement faible. Après avoir conçu une antenne ultra large bande dans le chapitre précédent, nous proposons, ici, de la rendre reconfigurable en fréquence. Le but est le rejet d'une ou plusieurs bandes de fréquence, la finalité est de restreindre, à la demande, la bande d'utilisation de l'antenne spirale d'origine. Les radios logicielles, les systèmes multifonctions ou de guerre électronique sont de potentiels demandeurs de ce type d'antenne.

Dans ce chapitre, nous commencerons par décrire et tester les composants qui seront utilisés. Pour rendre les antennes spirales reconfigurables, des composants électroniques tels que des switchs MEMS packagés seront utilisés. Le test et la modélisation de ces composants sont donc des étapes nécessaires pour la conception d'antennes reconfigurables. Le rejet de bandes de fréquence sur une antenne spirale fera l'objet d'une deuxième partie. Nous verrons que l'insertion de résonateurs au cœur de l'antenne permet de réaliser un rejet de bande. Ce travail proposera une approche innovante qui se démarque de la littérature. Les résonateurs seront, ici, placés directement au cœur de l'antenne. Enfin, la dernière partie de ce chapitre mêlera les première et deuxième parties pour présenter la conception d'une antenne reconfigurable en fréquence. A la fin de cette dernière partie, une antenne spirale à rejet de bande commandé est présentée.

1. Etude préliminaire – Etude des composants

Cette partie permet de décrire et caractériser le type de composant que l'on va intégrer sur des antennes spirales. Il s'agit d'un switch à MEMS de chez Radant MEMS. Nous avons fait ce choix car la technologie MEMS est très performante aux fréquences auxquelles nous travaillons. De plus, comme vu en partie II-3.2, ces composants ne consomment que très peu par rapport à d'autres technologies comme la diode PIN, leur concurrent direct. Voici, donc, une présentation et un test du switch. Nous présentons également comment modéliser le switch, en particulier sous HFSS.

1.1. Mesures des performances du switch MEMS

Dans ce qui suit, nous présentons le composant et mesurons ces performances après avoir discuté son intégration.

1.1.1. Présentation du MEMS

En fig. 90, une photo du switch MEMS Radant qui sera utilisé est présentée. Ce switch de la société Radant MEMS est réalisé en technologie MEMS. Ses dimensions sont 1.4x.1.3x0.65mm^3.

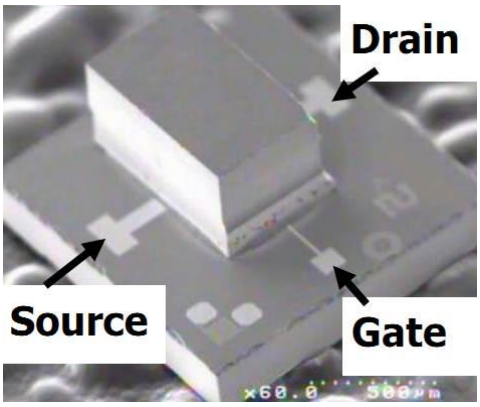


fig. 90 Photo du switch MEMS [1]

Le MEMS est de type poutre à contact ohmique, c'est-à-dire que le contact est réalisé en appliquant une force sur une poutre connectée à la "source" qui s'abat sur l'autre contact, le "drain". La force est une force électrostatique qui apparait lorsqu'une tension, V, est appliquée entre la poutre et un pad de commande, la "gate". Ce pad de commande se trouve généralement entre la source et le drain, sous la poutre voir fig. 91. La tension à appliquer pour activer le composant, recommandée par Radant MEMS, est 95V.

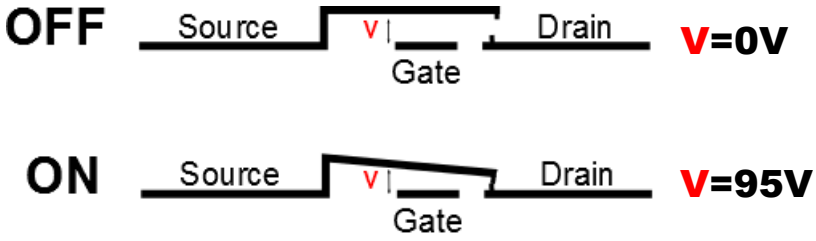


fig. 91 Schéma du MEMS

Le composant est lié au circuit par des fils d'or reliant les contacts, "source", "drain" et "gate" aux lignes du circuit. Cette méthode est appelée "wirebonding". Les diamètres des fils d'or utilisés sont de l'ordre de quelques dizaines de microns. Le lien se fait généralement par des machines appelées bondeuses. Les liens par fils d'or sont souvent long et peuvent amener des effets parasites inductifs, les multiplier en les plaçant en parallèle, comme sur la fig. 92, permet de limiter ces effets.

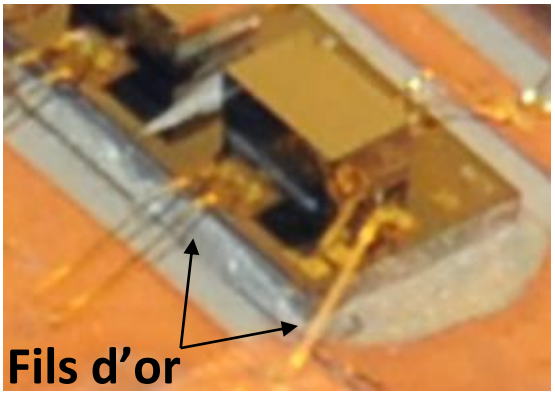


fig. 92 Fil d'or "wirebonding"

La commande du MEMS est assez simple. Pour activer le MEMS et le faire passer à l'état ON ("passant"), la "gate" doit être reliée à une alimentation continue de 95V. Sinon, avec la "gate" à 0V, le MEMS est à l'état OFF ("bloquant"). Le drain et la source doivent en outre être reliés à la masse de l'alimentation. Ce retour DC doit être réalisé car, sans lui, il est possible que des charges restent dans le composant et bloquent la poutre. Le MEMS n'est alors plus fonctionnel. Ce retour peut être gênant et une isolation RF-DC doit être réalisée pour que les lignes de retour DC ne gênent pas le circuit. En fig. 93, un circuit de commande est présenté. Le retour DC peut, par exemple, être réalisé par des résistances ou des inductances larges bandes.

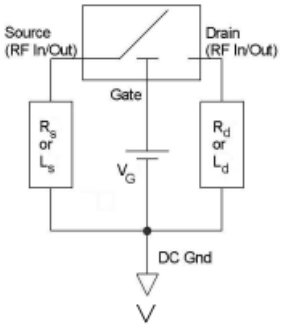


fig. 93 Polarisation du MEMS [1]

1.1.2. Test des MEMS Radant

Pour tester ce MEMS, nous avons décidé de le placer sur une ligne de transmission. Le switch devra couper ou non la ligne, et donc la transmission. Plusieurs moyens sont envisageables : sur une ligne à fente, sur une ligne micro ruban, ou directement sur un dipôle comme en [2]. La solution du dipôle ne permet pas de tester le switch sur toute la bande de fréquence, le dipôle reconfigurable ne fonctionnant qu'à certaines fréquences. L'antenne sur laquelle le composant va être inséré sera une antenne fente, il vient alors naturellement l'idée de tester ce MEMS sur une ligne coplanaire CPW (CoPlanar Waveguide).

Le test consiste donc à couper ou non une ligne CPW. Deux paires de switchs peuvent ainsi connecter alors le conducteur central de la ligne CPW à la masse. Les MEMS sont insérés dans les fentes. Pour réaliser cela un adaptateur d'impédance large bande a été réalisé. Il consiste en l'élargissement des deux fentes par une succession de lignes quart d'onde. Cette succession en évasement devient large bande avec la multiplication des lignes quart d'onde. Pour ne pas trop écarter latéralement les MEMS, un substrat de haute permittivité a dû être utilisé. Si un substrat de plus faible permittivité avait été utilisé, nous aurions dû écarter les deux fentes de quelques centimètres. L'utilisation de ponts à air aurait alors été impossible. Les MEMS pourront finalement être testés sur une large bande de fréquence 2-18GHz.

La largeur des lignes CPW en entrée et en sortie est de 0.95mm avec des fentes de 0.2mm. La largeur atteint 4.4mm avec des fentes de 1.9 mm au centre de la maquette. Les switchs sont insérés sur cette partie de la ligne. Le schéma de la maquette de test est donné fig. 94.

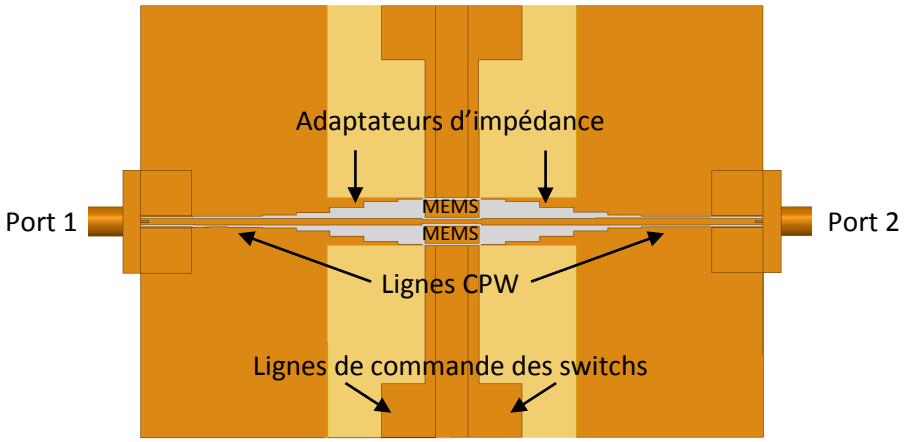


fig. 94 Schéma de la maquette de test

Le retour DC se fait ici à l'extérieur de la maquette. Un filtre passe bas, réalisé grâce à une inductance ultra-large bande de chez PICONICS, est placé juste avant le port 1 de la maquette. Il relie les ports du MEMS, connectés au conducteur central du CPW, aux conducteurs extérieurs, qui sont connectés à la masse de l'alimentation DC. Les switchs sont commandés en étant connectés à quatre lignes de commande que l'on voit sur la fig. 94. Ces lignes sont gravés sur des substrats fins de 0.127mm, représenté en jaune sur la figure, collés sur le circuit.

La maquette a été simulée une première fois avec des switchs idéaux. Ces switchs sont représentés par une connexion métal (court-circuit) à l'état ON, par une absence de métal (circuit ouvert) à l'état OFF. Les résultats de simulation sont montrés en fig. 95. On remarque que la maquette peut tester les switchs jusqu'à 16GHz.

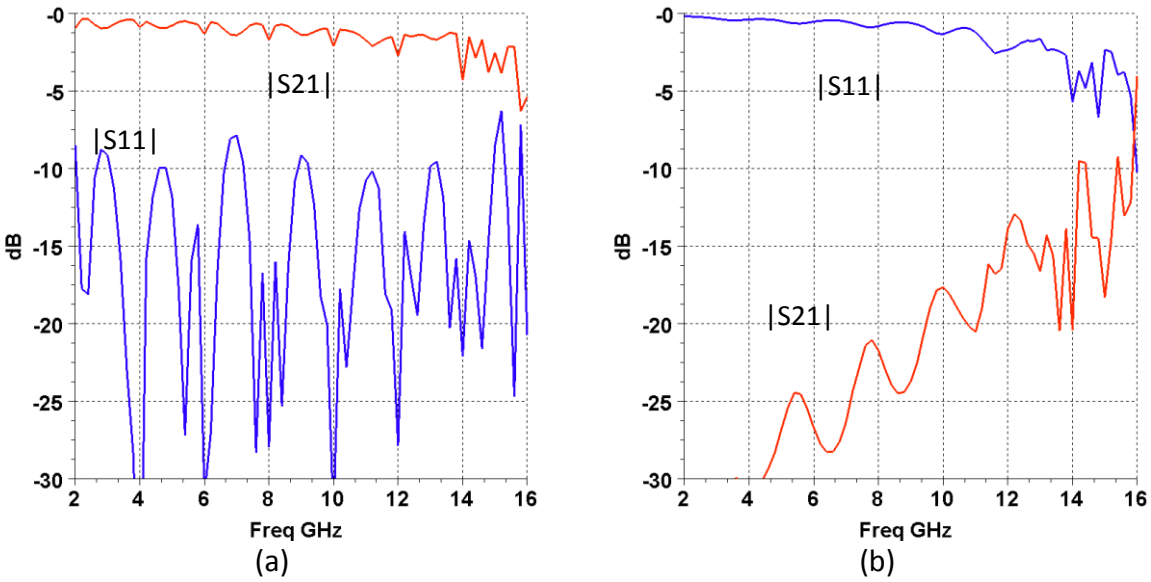
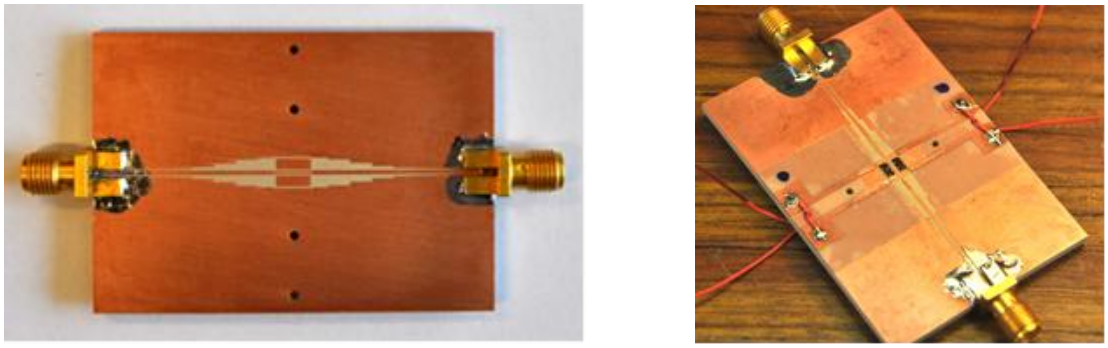


fig. 95 Résultats de simulation avec des switchs idéaux, (a) état OFF, (b) état ON

1.1.3. Performances mesurées

En fig. 96, la maquette nue et la maquette équipée des switchs et des lignes de commandes sont montrées. La maquette a été montée au LAPLACE et à l'ONERA. Elle est connectée grâce à des connecteurs SMA qui réalisent une transition ligne coaxiale – CPW. Les quatre MEMS ont été montés au LAAS le reste du montage a été réalisé au LAPLACE et à l'ONERA. Nous pouvons les voir les MEMS ainsi que les lignes de commande sur la deuxième figure.



(a) (b)

fig. 96 A gauche la maquette nue munie des connecteurs, à droite la maquette assemblée

Sur la fig. 97, les quatre switchs sont montrés. Les fils d'or peuvent être aperçus. Ils relient les ports du MEMS au conducteur central, aux conducteurs extérieurs et aux lignes de commande DC.

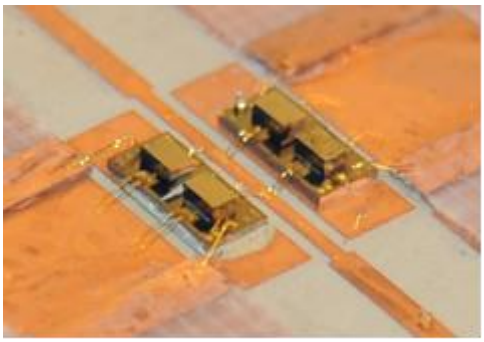
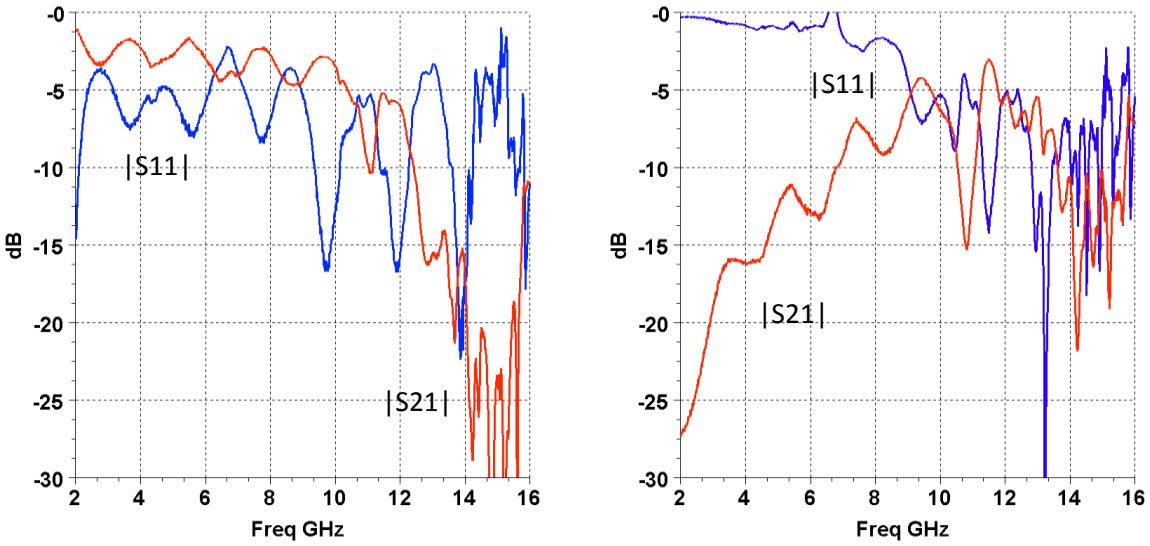


fig. 97 Zoom sur les quatre composants

Les coefficients de transmission et de réflexion ont été mesurés. Ils sont présentés en fig. 98. Les |S11| et |S21| sont montrés. Les performances sont éloignées de celles obtenues en simulation avec des switchs idéaux. Nous pouvons en conclure qu'un modèle plus précis des switchs est nécessaire. Pour la réalisation d'une antenne, le mieux serait d'avoir un modèle pouvant être intégré dans HFSS. Cette modélisation sera le sujet du prochain paragraphe.



(a) (b)

fig. 98 Résultats de mesures de la maquette, (a) état OFF, (b) état ON

1.2. Modélisation des MEMS Radant pour la conception

Après avoir caractérisé le composant, il est important de trouver un modèle. Les modèles décrits dans ce paragraphe utilisent des rétro-simulations. Le but est de trouver un modèle réaliste qui puisse permettre de retrouver les coefficients de réflexion et transmission mesurés. Nous avons deux possibilités, soit remonter aux paramètres S des switchs, soit trouver un modèle circuit permettant de traduire le comportement physique.

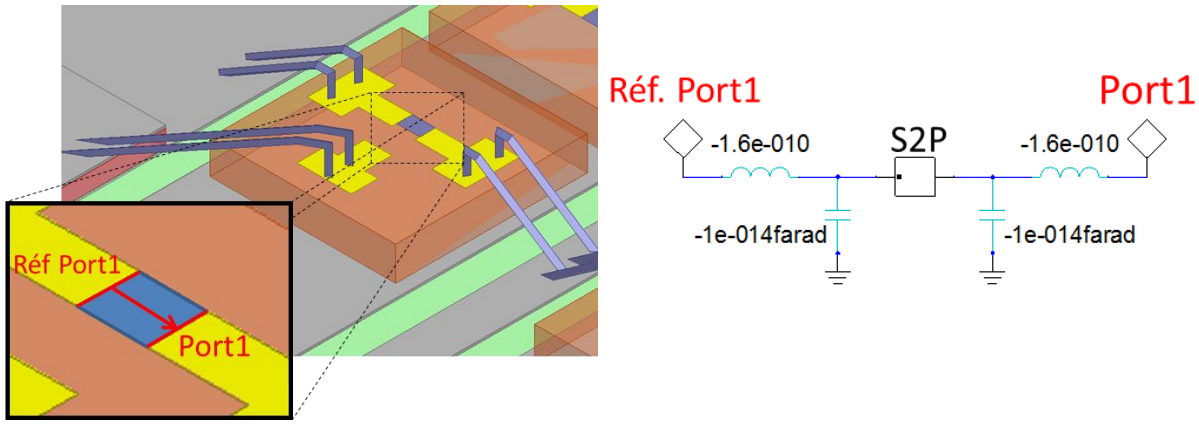
1.2.1. Modèle « HFSS » des composants avec le fichier S2P

Un composant MEMS, comme l'indique son nom, comporte des éléments de l'ordre du micron. Notre antenne est, elle, bien plus grande. Fonctionnant à 4GHz, elle est plutôt de l'ordre de quelques dizaines de millimètres. Le maillage d'une antenne comprenant des MEMS apparaît comme un problème typiquement multi échelle et peut alors devenir très lourd en ressources.

On peut s'affranchir de cette difficulté en mêlant un code de calcul circuit avec un code de calcul "full wave", par exemple, HFSS. C'est-à-dire réaliser une co-simulation entre ces deux types de solveur. Si l'on utilise HFSS, cette solution passe par l'utilisation de lumped ports ou de conditions particulières, comme par exemple les "RLC-parallèles", permettant de remplacer un code de calcul circuit. Une autre solution est d'utiliser les ficher S2P des fournisseurs. De tels modèles peuvent être observés dans [3] et [4].

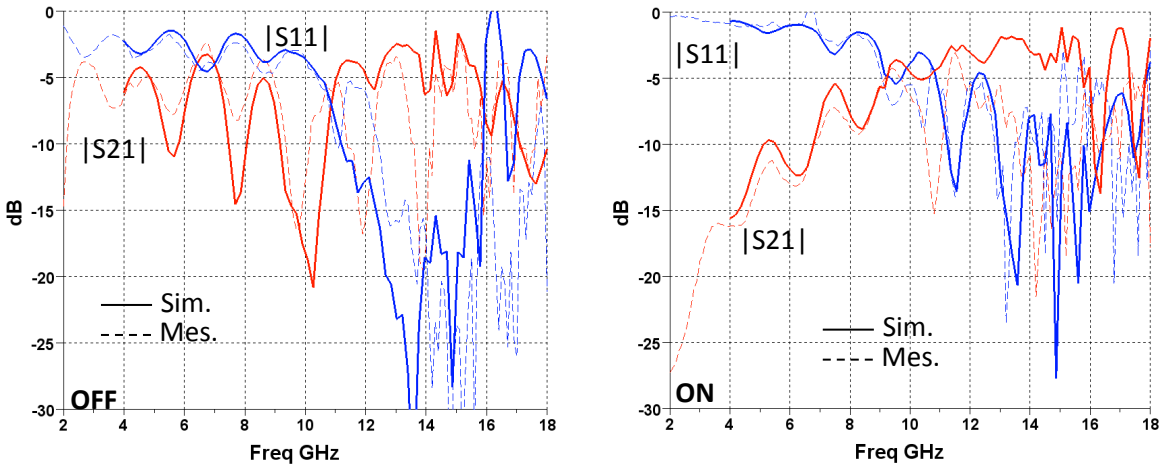
Maintenant nous allons voir quelques modèles de MEMS. Les trois modèles présentés ici utilisent une co-simulation HFSS-Designer. Le composant est modélisé sous HFSS à l'aide d'un bloc de silicium, des pads pour les connexions, les fils d'or et un port. Ce dernier va servir à insérer le modèle circuit du composant. Ces éléments respectent les dimensions physiques mais dépassent la centaine de microns, et ne sont donc pas trop petits. Le package est enfin simulé par HFSS et le composant par un code de calcul circuit.

Le premier, en fig. 99, utilise les fichiers S2P du fabricant pour modéliser le MEMS. D'après celui-ci, des inductances et capacitances négatives doivent être ajoutés aux résultats décrits par les fichiers car ils prennent en compte certains éléments de mesure, sondes et fils d'or. Le fichier S2P est inséré dans la simulation via Designer. La co-simulation est possible car un lumped port a été inséré entre les deux pads RF sous HFSS. La simulation est alors assez proche de la réalité, sauf après 12GHz, ou les courbes simulation/mesure s'éloignent, fig. 100.



(a) (b)

fig. 99 Modèle HFSS (a) et circuit (b) du premier modèle du MEMS.



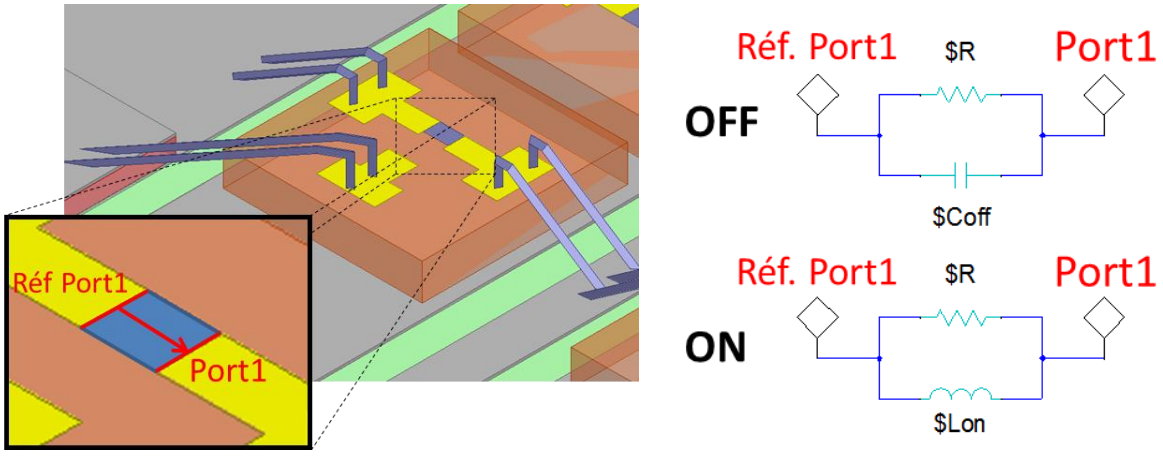
(a) (b)

fig. 100 Coefficients de transmission et réflexion de la maquette de test pour les états OFF (a) et ON (b) simulés grâce au fichier S2P du fournisseur

1.2.2. Modèle « HFSS » des composants avec des éléments localisés

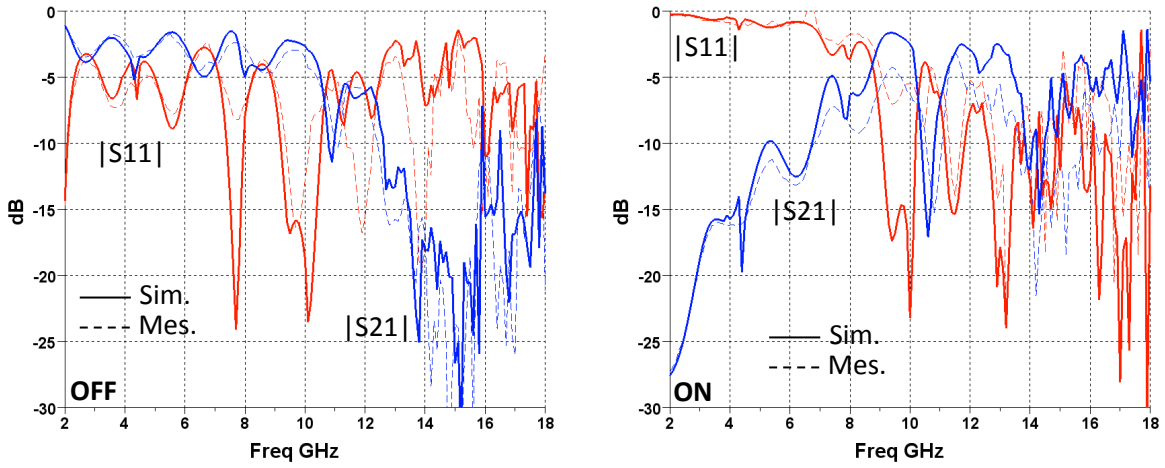
Pour avoir un modèle plus précis, les fichiers S2P peuvent être remplacés par des éléments localisés décrivant le fonctionnement du MEMS. C'est le cas des deux autres modèles, en fig. 101 et fig. 103. Le premier est un modèle simplifié avec seulement deux éléments par état. Ces éléments, placés en parallèle, peuvent être facilement insérés dans HFSS via les conditions "RLC parallèle". Ces dernières remplacent alors le lumped port et l'exportation des résultats vers Designer. Cela permet d'éviter la co-simulation. De plus, l'exportation vers le code de calcul circuit ne permet pas de simuler les diagrammes de rayonnement. Cette

simple technique le permet. Les valeurs de R, Coff et Lon sont montrées dans la Table 1. Ces valeurs ont été optimisées pour retrouver en simulation les performances mesurées de la maquette entière, S11 et S21 pour les états ON et OFF. On remarque donc que la simulation s'approche beaucoup de la mesure, même au-delà de 12GHz, sur la fig. 102.



(a) (b)

fig. 101 Modèle HFSS (a) et circuit (b) du premier modèle du MEMS

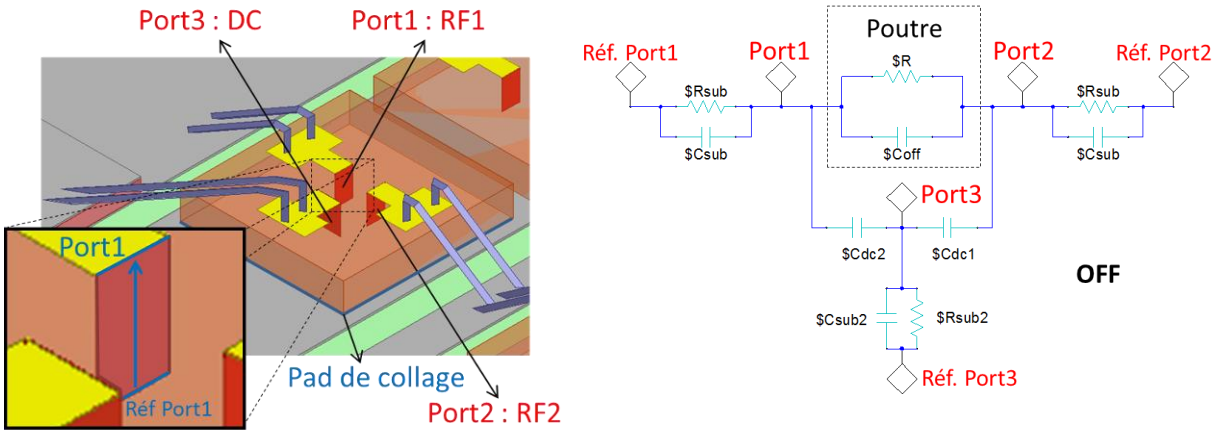


(a) (b)

fig. 102 Coefficients de transmission et réflexion de la maquette de test pour les états OFF (a) et ON (b) simulés grâce à un modèle circuit simplifié

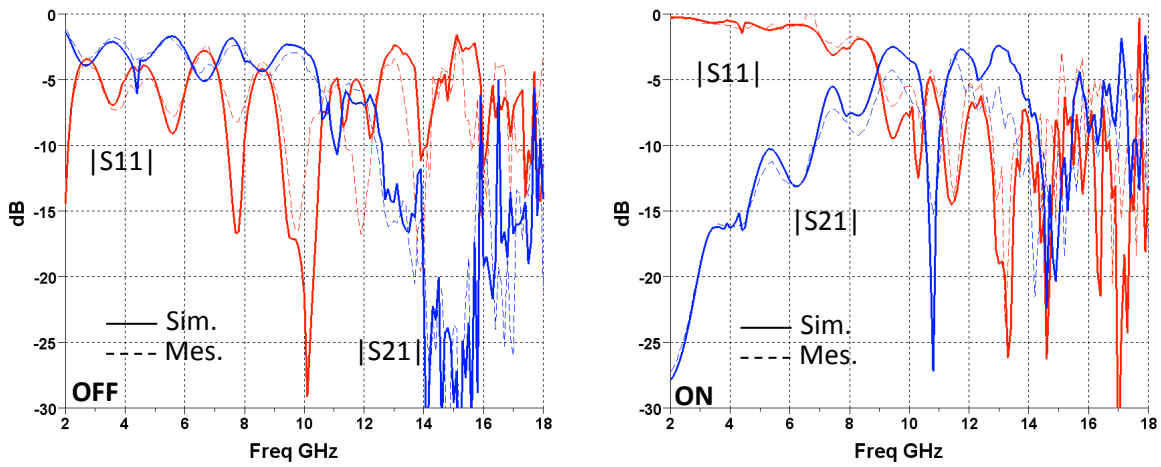
Ensuite, un modèle circuit plus détaillé reprend les bases du précédent modèle et ajoute les effets du package. Il est associé à trois lumped port. La masse de chaque port est reliée au pad de collage, voir fig. 103. La valeur des composants centraux restent les mêmes que pour le modèle précédent, ceux de la Table 1, car ils décrivent le fonctionnement du MEMS et dénommés "Poutre" sur la figure. Pour les deux états, les valeurs de Rsub, Csub et Cdc1 sont aussi en Table 1. Là aussi, ces valeurs ont été optimisées pour retrouver en simulation les performances mesurées de la maquette entière, S11 et S21 pour les états ON et OFF. Les éléments Cdc2, Csub2 et Rsub2 sont ignorés dans le modèle circuit, le modèle HFSS suffit pour décrire ces effets. Ils ont néanmoins été gardés dans le schéma, fig. 103 (b), pour que sa lecture soit plus simple. La capacitance négative montre qu'un effet capacitif a certainement dû être surdimensionné sur le modèle HFSS, elle permet donc de corriger cela.

Les résultats simulés sont alors très proches et décrivent toutes les tendances mesurées. Ils situent la qualité de la modélisation entreprise et permettent d'envisager sereinement son exploitation, en phase de conception.



(a) (b)

fig. 103 Modèle HFSS (a) et circuit (b) du second modèle du MEMS (présenté pour l'état OFF)



(a) (b)

fig. 104 Coefficients de transmission et réflexion de la maquette de test pour les états OFF (a) et ON (b) simulés grâce à un modèle circuit raffiné

R	Coff	Lon	Rsub	Csub	Cdc1
5000Ω	0.04pF	0.46nH	5000Ω	0.018pF	-0.02pF

Table 1 Valeurs des composants des modèles circuits du MEMS

1.3. Analyse et discussion sur les performances des switchs MEMS

Le switch MEMS de chez Radant fonctionne correctement mais l'utilisation de fils d'or ou wire bonding n'est pas idéale. Premièrement, les fils d'or de la connectique sont très fragiles. Pour les protéger, un deuxième package est sans doute à envisager. De plus ces fils d'or sont généralement longs. En additionnant la taille des fils d'or et la taille du MEMS packagé (1mm + 1.3mm + 1mm), on arrive à une longueur totale de 3.3mm soit λ/5 à 18GHz, la fréquence

maximale d'utilisation souhaitée dans ce travail. Cette longueur non négligeable peut-être la cause de nombreux effets parasites. Cet inconvénient peut être contourné en utilisant certaines astuces comme dans [5], où le composant a été enterré en utilisant un substrat de même épaisseur que le MEMS (environ 200µm). La partie switch du MEMS se trouve donc à la même hauteur que la ligne et les fils d'or sont alors très réduits. Cela permet d'utiliser ces composants pour créer un filtre passe bande reconfigurable de 11 à 20GHz. Cette astuce nécessite un support pour le MEMS, qui n'est alors plus posé sur le substrat mais enterré, elle nécessite également l'utilisation d'un substrat de 200µm. Nous avons préféré ne pas aller dans une telle direction.

2. Antenne spirale avec rejet de bande

L'antenne spirale a été décrite en détail dans le chapitre précédent. Une antenne a même été réalisée et les mesures montrent de très bonnes performances dans la bande 4-18GHz. Pour répondre au besoin d'adaptabilité des systèmes de télécommunication ou radar, nous allons montrer à présent qu'il est possible de rejeter des bandes de fréquences sur une telle antenne spirale. Nous reparlerons donc de l'utilisation de switchs MEMS lors de la mise en œuvre un peu plus tard, dans la partie suivante.

Premièrement, il est montré théoriquement, grâce au modèle en ligne de transmission, comment la rejection peut être réalisée. Ensuite, la configuration de la spirale et des résonateurs qui assurent le rejet de bande sera discutée. L'influence des paramètres des résonateurs sera discutée grâce à plusieurs études paramétriques. Puis la problématique des résonances harmoniques liées aux résonateurs sera soulevée. Une méthode pour les atténuer sera présentée. Enfin nous verrons qu'il est possible de multiplier les résonateurs pour avoir une bande rejetée plus large.

2.1. Technique du rejet de bande

Dans le chapitre II sur l'état de l'art, nous avons vu plusieurs antennes ULB à rejet de bande. La technique la plus utilisée est le positionnement d'un résonateur sur l'élément rayonnant. Ici nous procédons de même pour rejeter une bande sur une antenne spirale ULB. Contrairement à [6] (voir chapitre II), nous insérons les résonateurs au cœur de la spirale. Cela permet de gagner en encombrement et de bénéficier d'un degré de liberté supplémentaire : la position des résonateurs le long des fentes. A la fréquence de résonance du résonateur, ils stoppent la propagation de l'onde en un lieu précis et la réfléchissent.

Les résonateurs utilisés ici sont des résonateurs type ligne de transmission, en technologie fente ou ruban. Les résonateurs vont donc être des résonateurs $\lambda/2$ ou $\lambda/4$. Il faut réaliser un couplage entre une ligne à fente, celle de la spirale, et un résonateur fente ou ruban. Il subsiste encore un choix, le résonateur peut être placé en série ou parallèle sur la ligne. Tous ces paramètres déterminent si nous devons court-circuiter ou laisser le résonateur ouvert

pour avoir un rejet de bande. La description détaillée des résonateurs en ligne de transmission peut être trouvée dans [7]. Sur la fig. 105, on peut voir les différents types de résonateurs en ligne de transmission.

Comme solutions alternatives, d'autres résonateurs auraient pu être utilisés. Des résonateurs diélectriques ou des résonateurs en éléments localisés (si la fréquence limite de fonctionnement des composants le permet) auraient pu être insérés sur la spirale. Le choix des résonateurs en ligne a été fait pour des raisons de réalisation et d'encombrement. En effet, un résonateur ligne peut-être miniaturisé facilement en utilisant des méandres ou autres, ce qui est intéressant s'il l'on veut en insérer plusieurs sur une même spirale. Il serait toutefois intéressant de connaître les performances et le gain d'espace que pourraient apporter ces autres types de résonateurs. L'étude de ces technologies fait partie des perspectives de recherche de ces travaux.

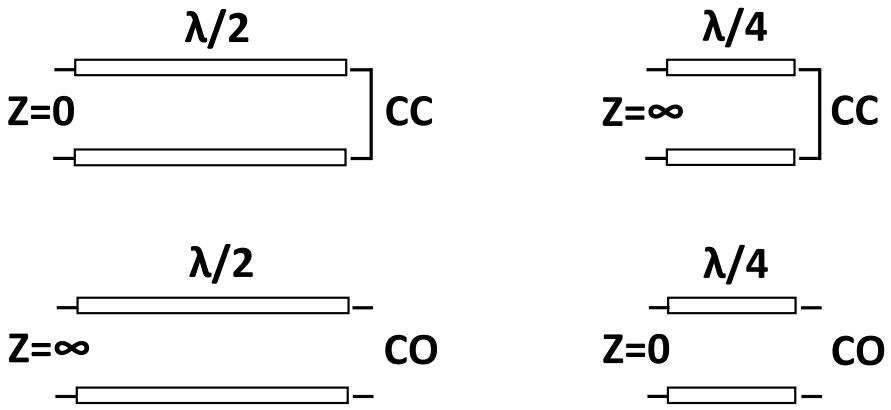


fig. 105 Résonateurs ligne de transmission

Le problème du rejet de bande sur une antenne spirale peut être vu comme le problèmes de deux lignes de transmission et deux résonateurs, voir fig. 106 (pour le problème avec un résonateur placé en parallèle sur chaque bras).

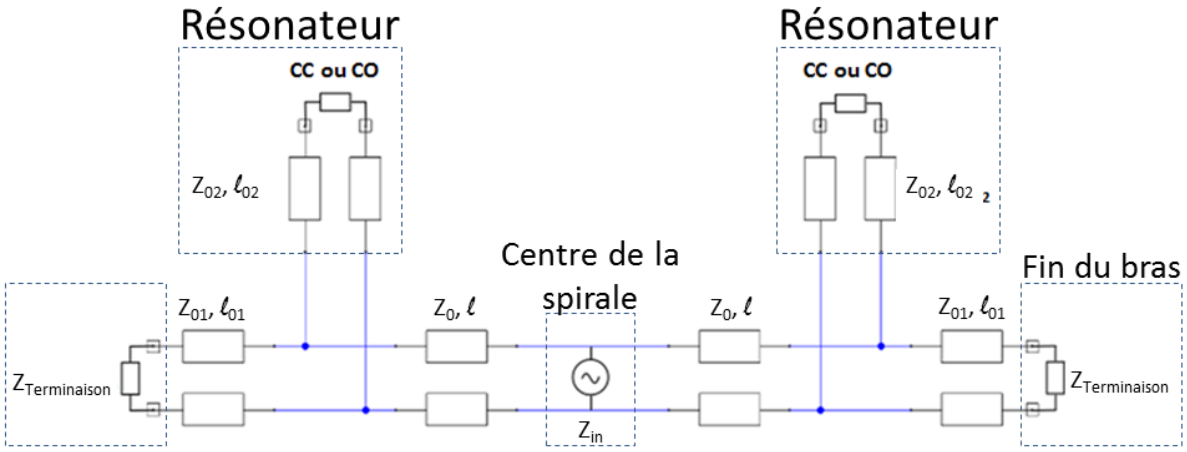
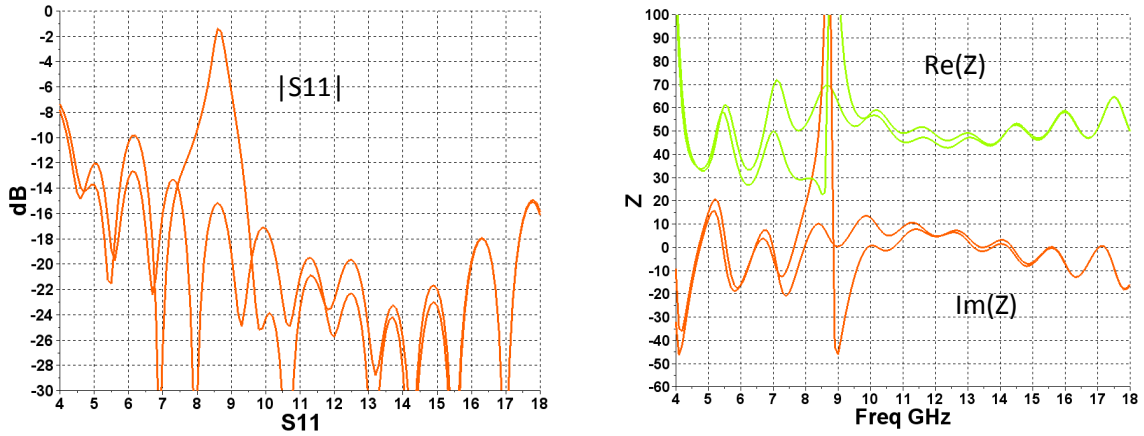


fig. 106 Schéma simplifié du rejet de bande sur une antenne spirale

La longueur du résonateur n'est alors pas le seul paramètre à régler. Les longueurs entre le début des lignes et les résonateurs ℓ, l'impédance des lignes utilisées pour réaliser les résonateurs Z_{02} peuvent être à l'origine de modifications des performances du rejet. Le modèle en fig. 106 ne prend pas en compte le rayonnement et les couplages présents entre les résonateurs et les lignes à fente de la spirale. Ce modèle est donc un modèle très simplifié du problème.

Pour montrer l'existence d'un rejet, voici une simulation faite grâce au modèle ligne de transmission. Le rejet est visible à 8.6GHz. Ici un résonateur λ/4 est placé sur la fente à 5mm du centre. Le couplage entre ligne à fente et résonateur n'est pas ici pris en compte dans la modélisation ligne de transmission. Nous verrons que cela a pourtant un impact fort sur la qualité du rejet. Pour avoir une simulation plus réaliste, un modèle plus précis tel que HFSS doit être utilisé et cela correspond à la partie suivante. Cependant, simuler la spirale entière peut être dans ce cas relativement long par rapport aux simulations faites grâce au modèle ligne de transmission.



(a) (b)

fig. 107 Coefficient de réflexion (a) et parties imaginaire et réelle de l'impédance (b) d'une antenne spirale avec et sans rejet de bande simulés par le modèle ligne de transmission

2.2. La spirale et les résonateurs

L'objet de ce paragraphe est de décrire les résonateurs et leur intégration. Tout d'abord, pour se repérer sur la spirale, nous pouvons définir certaines distances. On peut définir la position d'un point sur la spirale par sa distance au centre ℓ, en rouge sur la fig. 108, ou par le rayon r, en vert. ℓ fait référence à l'aspect ligne de transmission de l'antenne, car il décrit la distance parcourue le long de la fente de la spirale. r correspond à l'aspect zone active de rayonnement, car il place le point par rapport au(x) rayon(s) actif(s).

L'antenne spirale utilisée dans ce paragraphe est différente de celle décrite dans le chapitre III. L'antenne est toujours une antenne spirale fente, mais le nombre de tour est cette fois de quatre. C'est-à-dire que le coefficient d'accroissement de la spirale d'Archimède est passé de 0.8 à 0.4. Augmenter le nombre de tour permet d'être plus libre dans le positionnement du résonateur, mais cela provoque la diminution de la largeur du bras métallique car il y a plus

de tour sur le même espace. Les bras métallique passent d'une largeur de 2.2mm à 1.1mm. Puisque le composant a une largeur de 1.5mm de large, il ne peut donc plus être inséré. Pour son insertion, qui sera discutée plus tard, le bras métallique sera de nouveau élargi. Par ailleurs, la plupart des simulations se font avec une alimentation et une terminaison idéales. Le diamètre de la spirale est 24mm. Du fait du changement de structure, l'impédance d'entrée change. Les résultats présentés ici ont été re-normalisés à 100Ω.

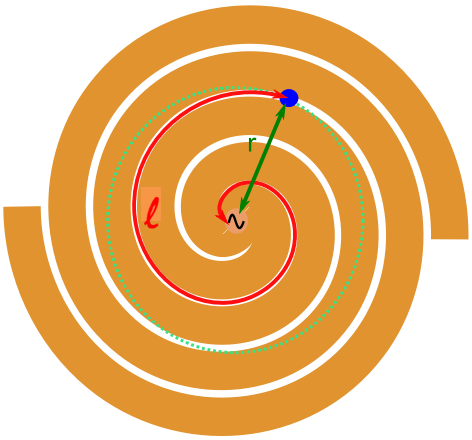
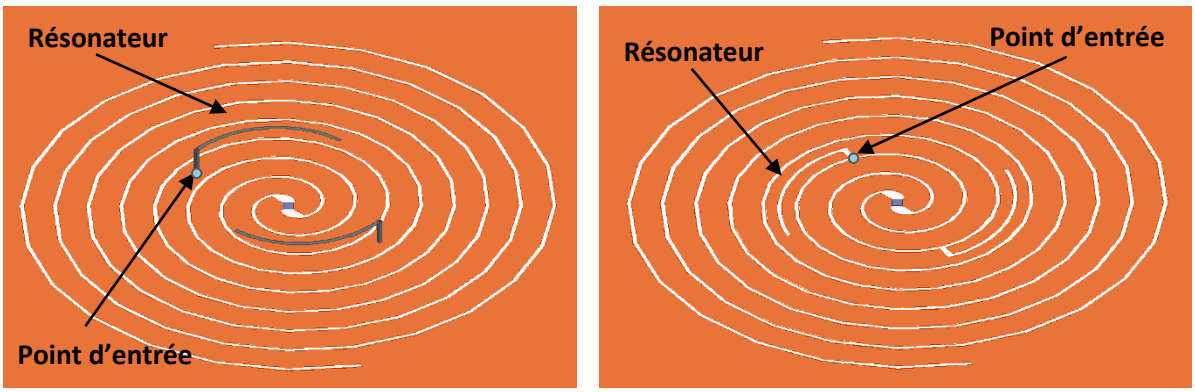


fig. 108 Repérage d'un point sur la spirale.

Nous avons fait le choix de réaliser des résonateurs en ligne de transmission. Par souci de cohérence, nous nous limitons aux deux technologies de lignes planaires micro-ruban et à fente pour réaliser ces résonateurs. La connexion des résonateurs est décrite en fig. 109. Sur cette figure, une paire de résonateurs rubans et une de résonateurs fentes sont placées sur les spirales à quatre tours. Dans la suite de ce paragraphe, cette spirale sera toujours utilisée mais un schéma simplifié, comme en fig. 108, servira à l'illustrer. On peut voir que le résonateur ruban (en gris) est connecté par une connexion métallique (un fil, un via, un trou métallisé) au bras métallique de la spirale. Les résonateurs fente sont connectés, eux, directement sur la fente. Sur cette figure, on définit donc aussi le "point d'entrée" du résonateur.



(a) (b)

fig. 109 Résonateurs rubans (a) et résonateurs fentes (b) sur une antenne spirale

Idéalement l'intégration du résonateur devrait se faire en deux phases. La première phase est le choix de la position du point d'entrée. C'est-à-dire choisir ℓ. Dans le cas d'un résonateur ruban, on doit aussi choisir la distance entre le via, de la connexion du résonateur ruban, et la fente de l'antenne spirale. Plus on approche le via de la fente, plus le couplage et le rejet sont forts. La deuxième phase est le choix de la longueur du résonateur. C'est dans cette phase que l'on choisirait la fréquence de résonance, et donc la fréquence centrale de la bande rejetée.

En réalité, le couplage du résonateur avec la spirale est plus complexe qu'il ne l'est sur le schéma de la fig. 106. En effet, premièrement, l'onde progressive dans la spirale va se propager et rayonner à partir d'une certaine distance au centre (la zone active). Le couplage sera donc dépendant de la distance du résonateur à cette zone active. De plus, il existe des couplages inductifs et capacitifs, entre la ligne à fente et les résonateurs, autres que les connexions directes. Ces couplages, dont une illustration est faite en fig. 110, vont dépendre de beaucoup de paramètres.



(a) (b)

fig. 110 Illustration du couplage entre le résonateur ruban et la spirale (a), et du couplage entre le résonateur fente et la spirale

Pour les résonateurs fente, un couplage entre la ligne à fente du résonateur et celle de la spirale peut se produire. Il dépend de la distance séparant les lignes à fente et de la largeur de ces lignes. Pour le résonateur ruban, un couplage entre la ligne à fente de la spirale et la ligne micro-ruban du résonateur peut également se produire. Celui-ci dépendra de la distance du ruban à la fente et de son orientation.

Le schéma de la fig. 106 n'est alors pas représentatif car il ne prend pas en compte ces effets qui, comme nous le constatons dans les prochains paragraphes, sont présents. En fig. 111, un schéma du problème qui se rapproche plus du problème réel est proposé.

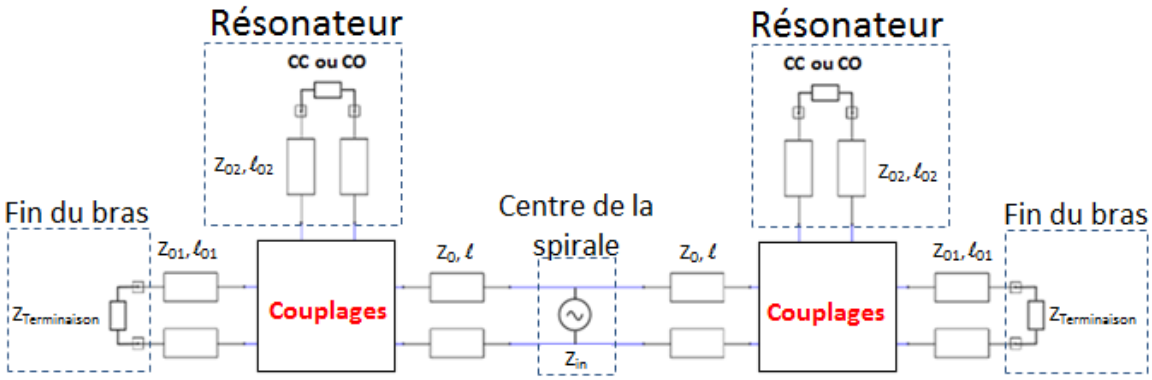


fig. 111 Couplage entre le résonateur ruban et la spirale (a), couplage entre le résonateur fente et la spirale

L'hexapôle qui a été ajouté traduit la connexion directe des résonateurs et les coefficients de couplages entre les lignes des résonateurs et celles de l'antenne spirale. Ce composant complexifie le problème. C'est pourquoi, nous avons choisi d'adopter une stratégie pragmatique pour l'intégration des résonateurs. Dans le chapitre suivant, des études paramétriques sont présentées. Elles permettent de bien voir l'influence du positionnement du résonateur et peuvent donc guider la conception d'antennes spirale à rejet de bande. Elles ne peuvent cependant pas se substituer à une étude plus complète mais également plus longue qui aborderait ce problème avec les outils théoriques requis pour les lignes couplées.

2.3. Influence des paramètres

Ici, l'influence de certains choix sur les performances de rejet de résonateurs quart d'onde est présentée. Le positionnement sur la spirale et notamment son positionnement par rapport à la zone active sera discuté. L'influence de la technologie du résonateur et des couplages associés sera évoquée. Enfin nous verrons comment se comporte le rejet sur une spirale placée à proximité d'un plan PEC.

2.3.1. Positionnement des résonateurs sur la spirale

Comme expliqué auparavant, l'antenne spirale est une antenne à ondes progressives. L'onde est rayonnée lorsqu'elle passe dans une zone active. Ces zones sont, pour les spirales à deux bras alimentés en opposition de phase, des anneaux de circonférence (2n-1)λ. Le positionnement des résonateurs doit donc être réalisé en fonction de ces zones. Le but est de placer les résonateurs avant ces zones pour avoir un bon couplage entre la spirale et les résonateurs.

Dans l'optique de pouvoir placer plusieurs résonateurs, et de gagner de la place, ce paragraphe présente une étude paramétrique sur la position du résonateur par rapport au centre de la spirale. Le but est de savoir jusqu'où le résonateur est efficace. Ici nous voyons l'influence du positionnement à différents rayons d'un même résonateur.

Premièrement, l'étude paramétrique est réalisée avec les résonateurs fentes. Nous considérons quatre valeurs de ℓ. Les positions des points d'entrée des résonateurs sont décrites dans la Table 2 et représentées schématiquement sur la fig. 112.

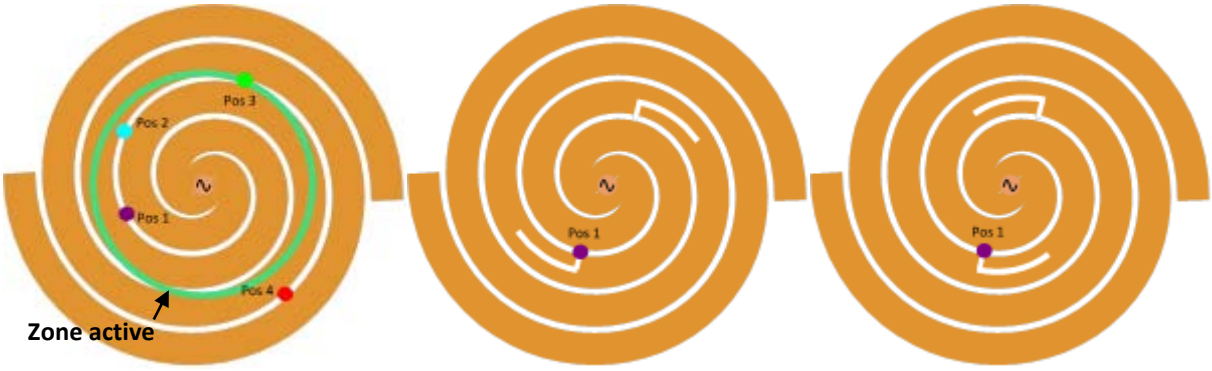


fig. 112 Les quatre positions des points d'entrée, orientations des résonateurs

Sur ce schéma, la zone active à la fréquence des résonateurs est représentée en vert, elle permet de bien comparer les positions des résonateurs. Ils sont de longueur λ/4 à environ 10GHz, soit une longueur de 7.5mm. Ils sont placés en série sur la ligne à fente et terminés par un CC. Les résonateurs sont en deux parties, une partant de la ligne à fente et allant jusqu'au milieu du bras de la spirale, de longueur 0.5mm, et l'autre suivant la courbure de la spirale, de longueur 7mm. Cette étude est faite pour deux types de résonateurs fente, ou plutôt deux orientations. Les résonateurs sont schématisés sur la fig. 112 b et c. Le premier est orienté vers l'extérieur de la spirale, le second vers l'intérieur, il est dit renversé.

Les deux premières positions sont situées avant la zone active (la seule existante à cette fréquence), la troisième sur la zone et la dernière après. Puisqu'une partie importante de l'énergie est rayonnée en passant par cette zone active, le résonateur situé après celle-ci sera vraisemblablement inefficace. C'est le résultat que nous attendons. En fig. 113, les résultats du rejet pour les résonateurs à fente et à fente renversée sont montrés. Le commentaire de ces résultats viendra après avoir décrit l'étude paramétrique faite pour les résonateurs rubans.

Position	Pos1	Pos2	Pos3	Pos4	Zone Active 10GHz
Rayon r (mm)	3.5	4.35	4.8	5.4	4.8
Distance ℓ (mm)	14.3	22.5	26.8	35	26.8

Table 2 Positions d'entrée des résonateurs pour l'étude paramétrique

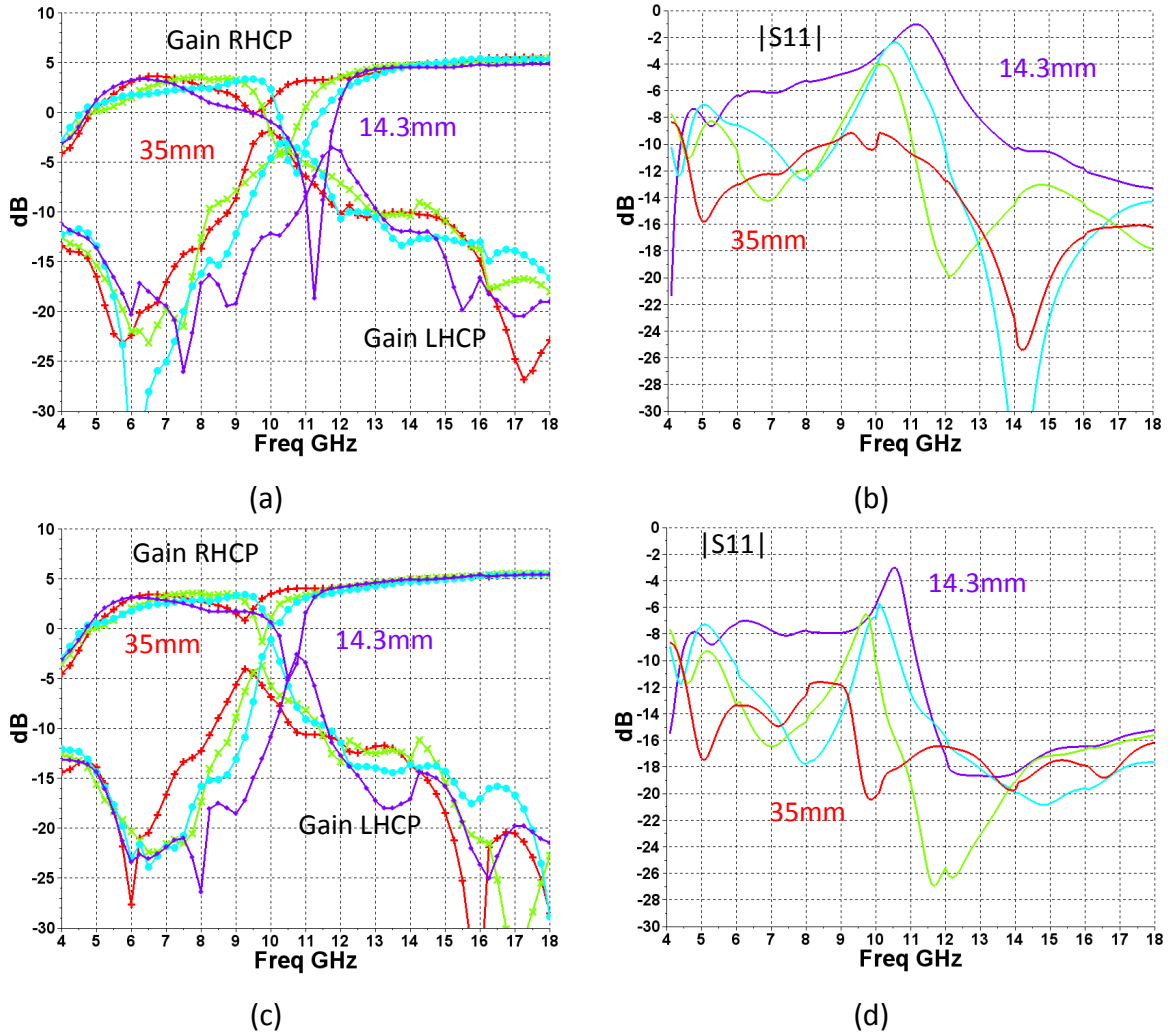


fig. 113 Influence du positionnement du résonateur pour, (a-b) une antenne fente avec résonateur fente, (c-d) avec résonateur fente renversée

La deuxièmes étude, sur les résonateurs rubans, est à peu près la même que celle réalisée pour les résonateurs fentes. Les positions des résonateurs sont décrites en fig. 114. Les points d'entrée des résonateurs sont placés aux même rayons que les résonateurs fentes, c'est-à-dire ceux décrits par la Table 2. Là aussi, on s'intéresse à l'effet de l'orientation des résonateurs qui est définie sur la fig. 114. Les résultats de cette seconde étude sont présentés en fig. 115. Les résonateurs sont aussi des résonateurs λ/4, cette fois fonctionnant en parallèle et terminés par un circuit ouvert. Ils résonnent à 10.5GHz, soit une longueur de 7.14mm. Chaque résonateur ruban est aussi composé de deux parties, une partie normale au plan de la spirale de 1mm (représentée par un point sur la fig. 114) et une partie parallèle au plan de 6.14mm, située à 1mm, donc, au-dessus de la spirale.

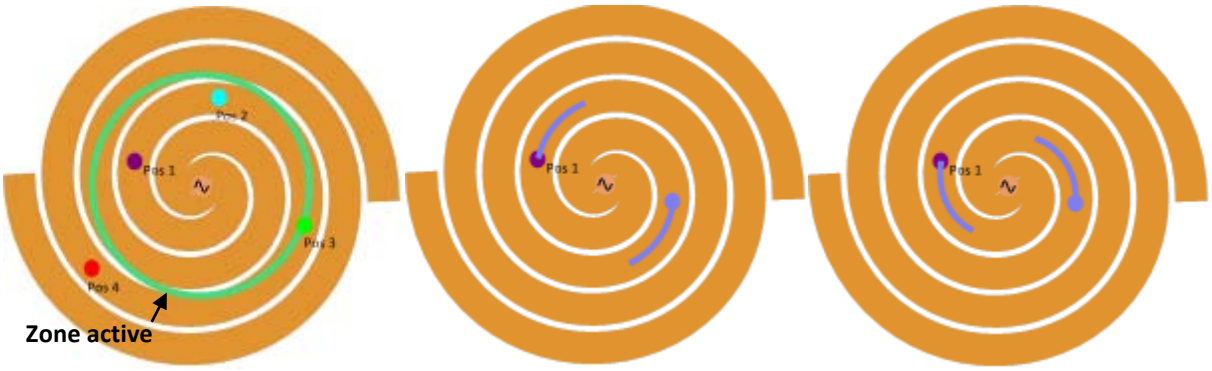


fig. 114 Les quatre positions des points d'entrée, orientations des résonateurs

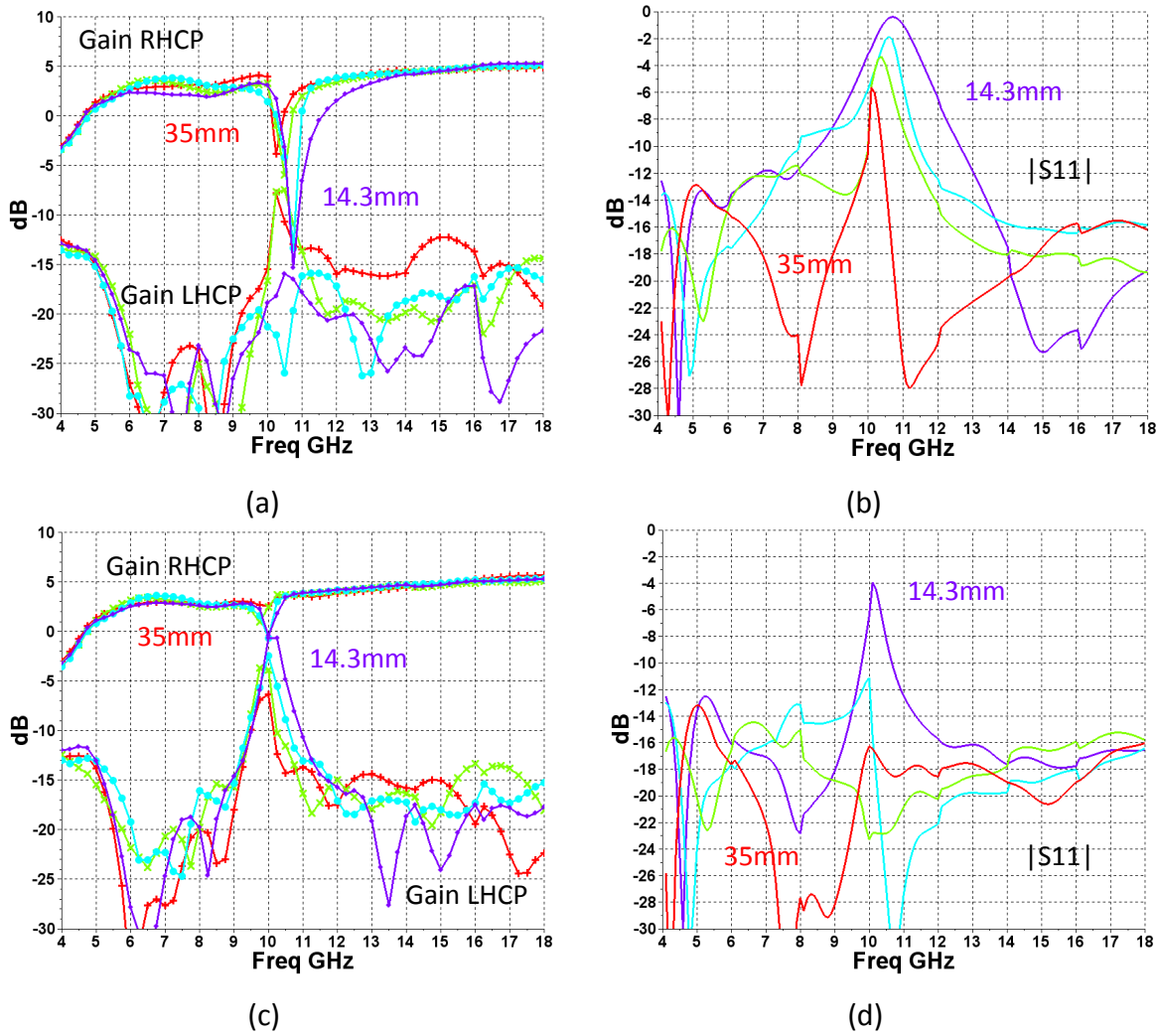


fig. 115 Influence du positionnement du résonateur pour, (a-b) une antenne fente avec résonateur ruban, (c-d) avec résonateur ruban renversé

Trois remarques peuvent être faites à propos des résultats de ces deux études paramétriques. La première concerne la performance de la réflexion, ou le niveau du |S11| à la fréquence de résonance. Nous observons que ce niveau varie beaucoup selon la position. Les résonateurs situés avant la zone active "voient" toute l'énergie injectée dans la spirale. Ce sont eux qui rejettent le plus efficacement. Le résonateur situé sur la zone active "voit"

une plus petite partie de l'énergie injectée, car une partie de celle-ci est déjà rayonnée. Enfin, seule une encore plus petite partie de l'énergie passe par le résonateur situé après la zone active. En effet la majeure partie de l'énergie est rayonnée avant de passer par ce dernier résonateur. On observe bien que plus le résonateur est éloigné du centre plus le niveau de |S11|, à la fréquence rejetée, est bas. Toutefois des niveaux de rejet acceptables sont observés pour les résonateurs qui se trouvent entre le centre de la spirale et la zone active.

Ensuite, le second point est le décalage en fréquence. Sur la fig. 113, le décalage est le plus significatif, il correspond à l'utilisation des résonateurs fentes renversées. La fréquence de résonance varie alors de 9.5GHz à 11.3GHz selon la position du résonateur, soit un décalage très significatif de 1.8GHz. Dans les autres cas, le décalage en fréquence est moins grand. Cette différence de décalage de fréquence entre les deux études portant sur les résonateurs fente, renversées et non renversées, montre que la position du point d'entrée n'est pas la seule responsable de ce changement. En effet, les points d'entrée sont exactement les mêmes entre les deux études portant sur les fentes. Si la position des points d'entrée avait été la seule cause du décalage, nous n'aurions pas vu des différences entre l'étude sur les résonateurs renversés et non renversés. Dans ce cas, les couplages capacitifs et inductifs participent donc au phénomène de décalage, et on peut dire que l'efficacité du rejet dépend alors de la position du résonateur et de son orientation.

La troisième et dernière remarque est à propos des différences entre les basses et hautes fréquences, c'est-à-dire avant et après le rejet. Le résonateur gêne, parfois, beaucoup les fréquences les plus basses. L'onde progressive aux hautes fréquences ne voit pas le résonateur, la plupart de l'énergie étant rayonnée avant de l'atteindre. Par contre aux fréquences plus basses, l'onde voit toujours le résonateur car elle n'est pas encore rayonnée.

2.3.2. Types de résonateur et de couplage

Après avoir vu sommairement l'influence du positionnement, c'est à dire le changement de rayon, nous allons voir l'influence du type de résonateur et du type de couplage pour un rayon identique. La forme, l'orientation et la proximité du résonateur avec la ligne à fente ont aussi un impact car elles agissent sur le couplage. En fig. 116, fig. 117 et fig. 118, les coefficients de réflexion et les gains circulaires dans la direction normale sont montrés pour une antenne spirale associée à différents résonateurs.

La première montre des résonateurs λ/4 fentes placés en série à ℓ=22.5mm, soit r=4.35mm. Le point de départ de ces résonateurs est donc placé avant la zone active (à 10GHz, r_{actif} = 4.8mm). Les résonateurs en position 1, 3 et 4 sont placés avant la zone active. Dans la position 2, la fin du résonateur se trouve à la limite, voire après la zone active. La différence entre ces quatre résonateurs est l'orientation, vers l'intérieur ou l'extérieur, et le sens direct ou renversé, d'où quatre possibilités. Ici, il n'y a pas de décalage en fréquence. La position 4, fig. 116 d, est celle pour laquelle le rejet est le plus fort. Par contre, cette solution gêne

beaucoup les fréquences basses. La position 2 est celle pour laquelle le résonateur a le plus faible impact.

Ensuite, nous pouvons aborder les résonateurs rubans. Ils sont placés à 1mm au-dessus de l'antenne et reliés à la spirale par des vias, représentés par un point sur les figures. Le point d'entrée reste toujours sur le même rayon. La différence entre les fig. 117 et fig. 118 est l'orientation des rubans.

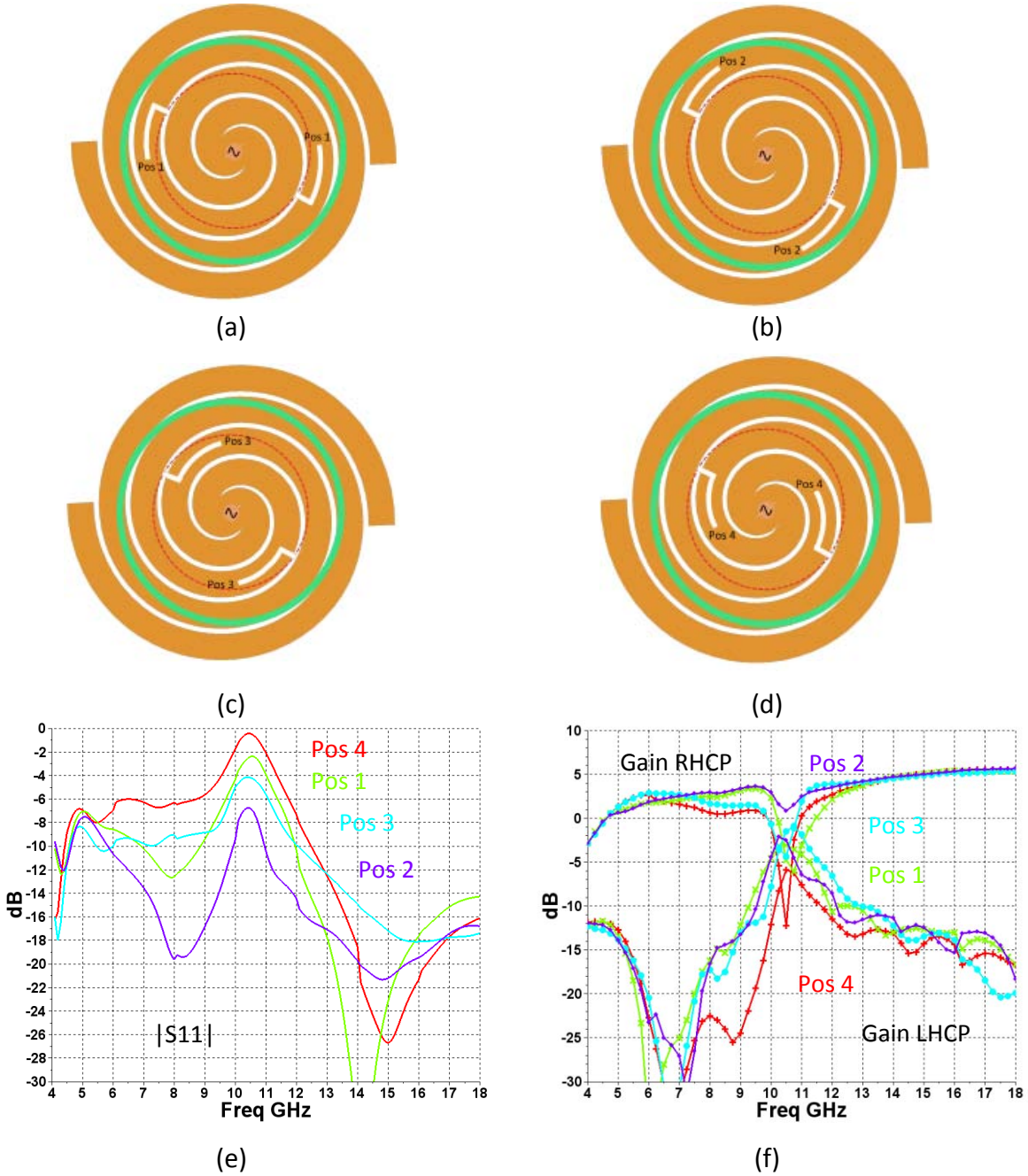


fig. 116 Antenne spirale avec des résonateurs fentes (a-d), |S11| (e) et gains circulaires dans la direction normale (f) pour différentes orientations

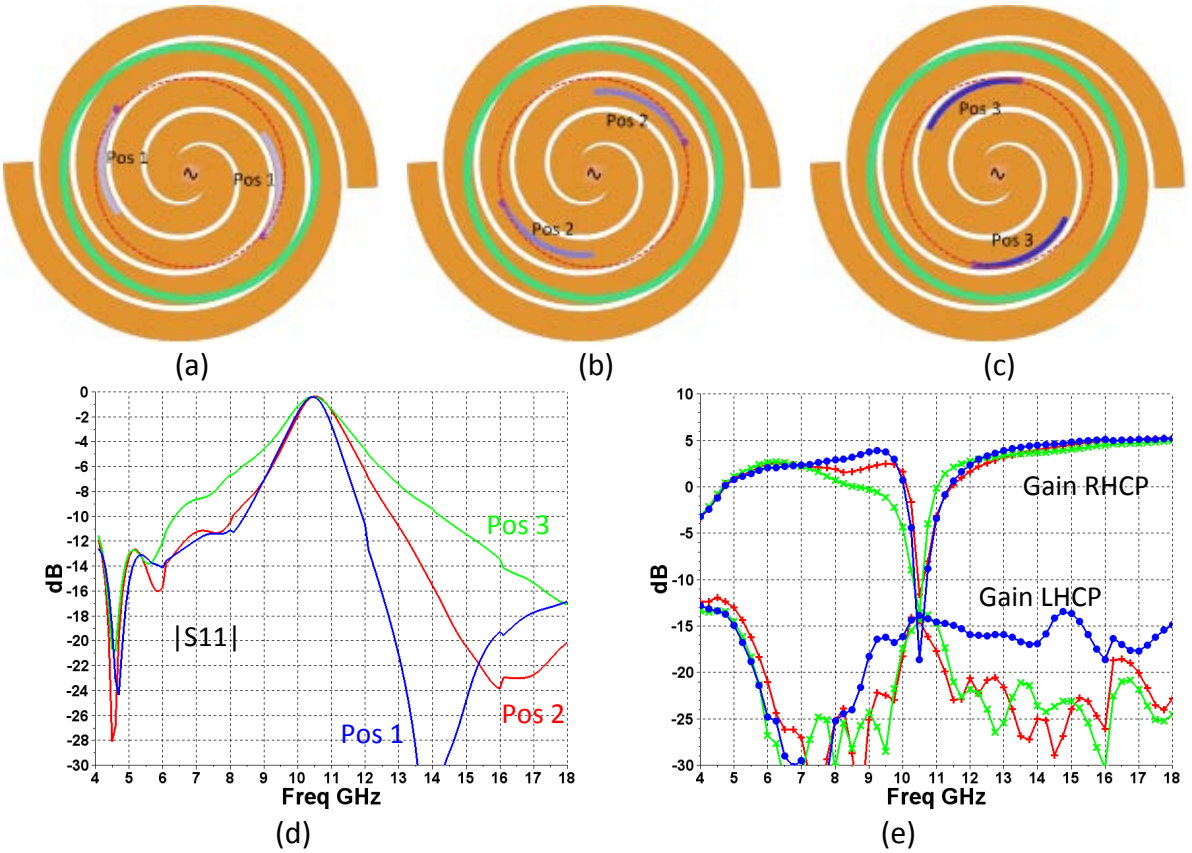


fig. 117 Antenne spirale avec des résonateurs ruban (a-c), |S11| (d) et gains circulaires dans la direction normale (e) pour différentes positions à rayon constant

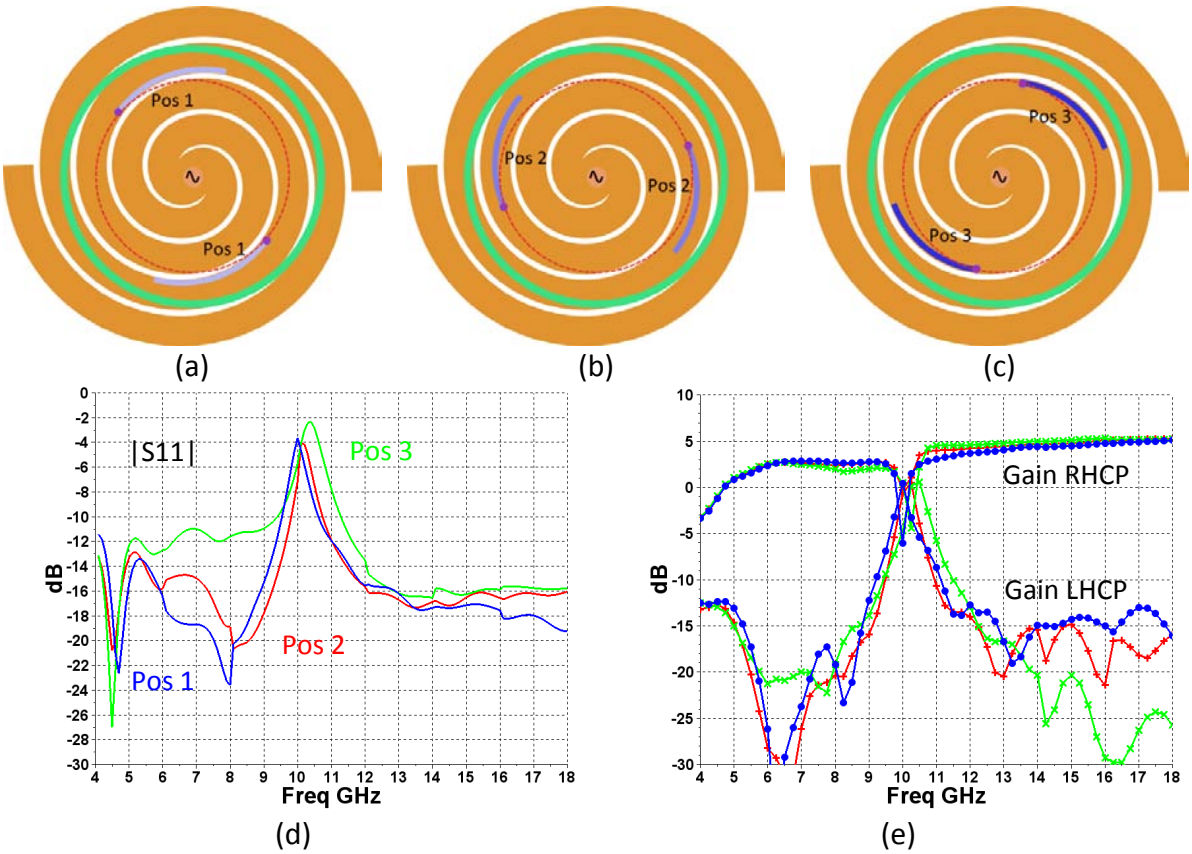


fig. 118 Antenne spirale avec des résonateurs ruban renversés (a-c), |S11 (d) et gains circulaires dans la direction (e) pour différentes positions à rayon constant

La première remarque que l'on peut faire est la similitude des réponses pour les résonateurs rubans et fentes. On retrouve les mêmes résultats entre les résonateurs de même orientation. Par contre, les changements les plus importants apparaissent entre les différentes orientations.

Nous observons que, selon l'orientation, le résonateur peut être plus ou moins couplé avec la ligne. Dans le cas des résonateurs orientés vers le centre de la spirale, c'est-à-dire dans le sens contraire à la croissance de la spirale ou renversé, le rejet est très fort et donc satisfaisant pour nos objectifs. Le niveau du |S11| est environ de -0.5dB. Dans le sens direct, le niveau du rejet est plus bas, -3dB en moyenne. Cela montre bien l'effet d'une modification du couplage entre l'antenne et les différents résonateurs. Le couplage résonateur / spirale ne réside donc pas seulement dans la connexion. La forme et la proximité du résonateur de la ligne à fente affectent également ce couplage.

2.3.3. Plan réflecteur

Sur la fig. 119, les gains circulaires dans la direction normale d'une antenne spirale à rejet de bande à proximité d'un plan réflecteur sont montrés. Sur cet exemple, les résonateurs sont en technologie ruban. Le plan métallique est placé à 3.5mm de l'antenne. Il existe deux façons de placer les résonateurs par rapport à ce plan de masse. Soit le résonateur est placé entre la spirale et le plan, en rouge sur la fig. 119, soit il est placé au-dessus de la spirale, en vert. Pour rappel, ici le résonateur est une ligne λ/4 micro-ruban, placé à 1mm de la spirale. Donc dans le premier cas, il y a une distance de 2.5mm entre le plan de masse et le résonateur. Nous remarquons que, dans les deux cas, le rejet se fait normalement. De plus, le rayonnement n'est pas dégradé hors de la bande rejetée. Le plan de masse, placé à 3.5mm, ne gêne donc pas le résonateur micro-ruban dans les deux configurations. Par ailleurs, on voit bien, sur la fig. 119, l'augmentation du gain en co-polarisation dans la direction normale de la spirale obtenu grâce à l'ajout du plan de masse.

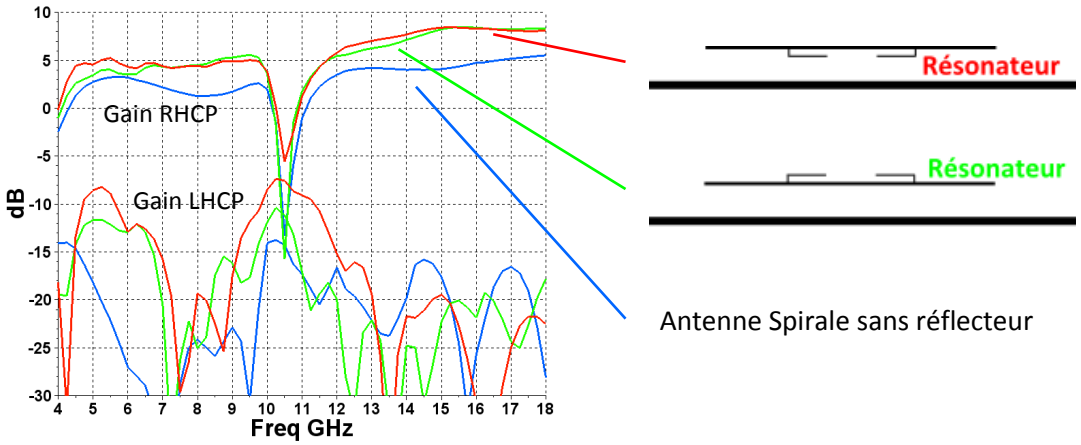


fig. 119 Rejet de bande sur une antenne spirale fente à proximité d'un plan de masse, utilisation de résonateurs rubans

Sur la fig. 120, les gains circulaires présentés sont les gains d'une antenne spirale munie de résonateurs en technologie fente, avec et sans plan de masse. On remarque que le plan de masse n'a pas modifié la fréquence de résonance, et que le plan réflecteur a bien augmenté le gain en co-polarisation aux hautes fréquences. Par contre, aux basses fréquences, ce plan gêne beaucoup plus le rayonnement que dans le cas des résonateurs rubans. La courbe de gain, en co-polarisation, de l'antenne sans plan de masse est au-dessus de celle de l'antenne avec réflecteur. Ce problème est visible de 4 à 7.5GHz. Des investigations plus poussées n'ont pas pu être conduites faute de temps et cet effet demeure donc inexpliqué. Il est évidemment très pénalisant pour ce type de résonateur.

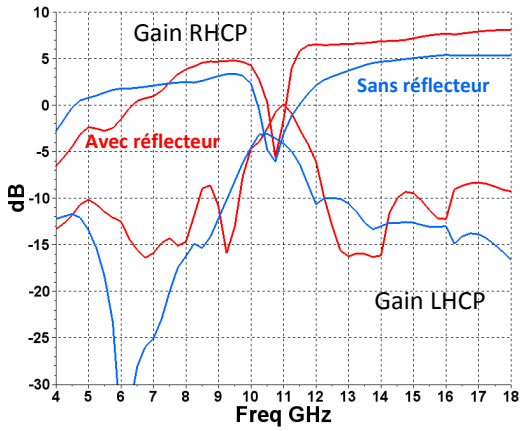


fig. 120 Rejet de bande sur une antenne spirale fente sans plan de masse (bleu) à proximité d'un plan de masse (rouge), utilisation de résonateurs fente.

Grâce à ces deux études et bien que certaines interprétations restent en suspens, nous déduisons qu'il est possible d'utiliser les résonateurs rubans pour le rejet de fréquences sur des antennes spirales à proximité d'un plan de masse.

2.3.4. Conclusion

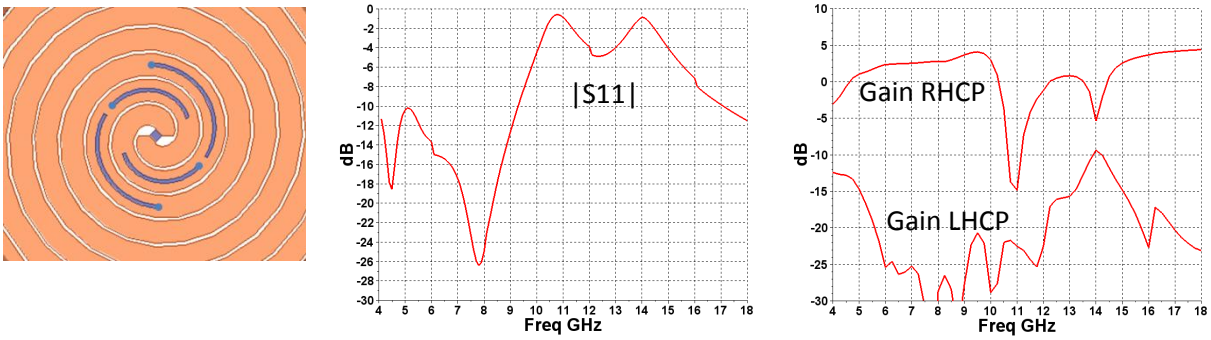
L''intégration des résonateurs sur une spirale à fentes n'est pas simple et peut conduire à choisir des solutions contre-intuitives. Ces trois études permettent de guider la conception. Nous avons vu que l'efficacité du rejet est bonne si le résonateur est placé entre le centre de la spirale et la première zone active. Ensuite, nous avons vu que la connexion, le point d'entrée du résonateur, n'était pas seule à définir l'intensité du couplage entre la ligne à fente et le résonateur. Des couplages inductifs et capacitifs apparaissent suivant la géométrie des résonateurs. Cela rend complexe l'interprétation des phénomènes mais laisse beaucoup de degrés de liberté pour la conception, la forme et l'orientation des résonateurs. Cela ouvre également des possibilités significatives d'optimisation, en appui sur des études théoriques plus poussées. Enfin, nous avons vu que l'ajout d'un plan de masse aux antennes spirales à rejet de bande est efficace pour des antennes intégrant des résonateurs rubans.

2.4. Multiplication des résonateurs

Nous avons vu comment fonctionne le rejet. Il dépend du positionnement, du type de résonateur et de son orientation. La largeur de la bande rejetée dépend du couplage résonateur – bras de la spirale. Une solution pour élargir la bande de fréquence rejetée est de changer les paramètres de couplage. Cette technique n'étant pas simple, une autre solution est de multiplier les résonateurs. De cette manière, la bande rejetée peut être considérablement élargie, s'il y a assez de place pour les insérer.

On voit sur la fig. 121 que les deux résonateurs ne sont pas de la même taille. Ils n'ont donc pas la même fréquence de résonance. La combinaison des deux va permettre de rejeter deux bandes de fréquences. Si l'on optimise l'espacement et la taille des deux résonateurs, un filtre coupe-bande peut être réalisé. La bande de fréquence rejetée peut alors être élargie et contrôlée lors de la conception.

La taille et la forme de ces résonateurs sont des facteurs limitants. Pour avoir plus de liberté et donc une meilleure optimisation du rejet, la forme du résonateur ainsi que sa position peuvent être revues. En fig. 121, les performances d'un rejet incluant deux résonateurs rubans sont présentées. L'optimisation des distances et longueurs des résonateurs peut donc être réalisée à la manière d'un filtre. La seule différence est que, selon le rayon sur lequel on se trouve, une partie de l'énergie peut avoir déjà été rayonnée.



(a) (b)

fig. 121 Performance du rejet de bande grâce à deux paires de résonateurs

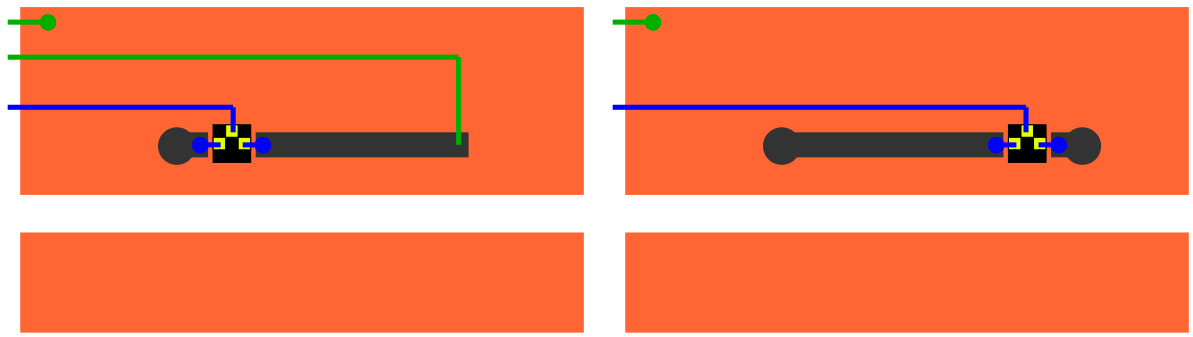
Comme on vient de le voir, la place sur la spirale est assez restreinte. Si l'on veut insérer plusieurs résonateurs sur une même antenne et les placer correctement, il est nécessaire que les deux résonateurs aient suffisamment de place. L'utilisation de gravures multicouches est une solution pour intégrer davantage de résonateurs. Les résonateurs peuvent ainsi être insérés sur plusieurs niveaux, multipliant alors l'espace. Il est également envisageable de miniaturiser les résonateurs. Cela accroît les degrés de liberté pour l'optimisation du positionnement des résonateurs Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour cela. Des méandres, des charges, des interconnexions multi niveaux pourraient être mises à profit, mais cela n'a pas été traité dans cette thèse.

3. Antenne spirale avec commande électronique du rejet

Nous avons montré comment le rejet de bandes de fréquence sur une antenne spirale est possible en insérant des résonateurs au cœur de l'antenne. Maintenant nous étudions la possibilité d'insérer des composants sur ces résonateurs. Le but est de contrôler le rejet de fréquence. On peut imaginer activer ou désactiver ce rejet, contrôler la valeur de la fréquence centrale ou la largeur de la bande rejetée. Ici, nous allons nous concentrer sur l'insertion des switchs MEMS Radant. Ce composant a été testé et modélisé dans la partie 1. Par souci se simplicité, le but est à présent l'activation ou désactivation du rejet.

3.1. Positionnement des MEMS sur les résonateurs

Le positionnement du composant dépend de la topologie du résonateur. Le switch sert à couper ou à court-circuiter le résonateur. Dans le cas d'un résonateur ruban, nous avons plusieurs possibilités. Deux solutions sont montrées en fig. 122. Le switch peut servir à déconnecter le résonateur de la ligne principale, fig. 122 a. Mais il peut aussi servir à changer la terminaison de celui et passer d'un circuit ouvert à un court-circuit, fig. 122 b. La terminaison du résonateur définit son rôle, en la changeant on peut donc changer le rôle du résonateur. Par exemple, un résonateur λ/4 court-circuité placé en parallèle sur une ligne agit comme un circuit ouvert. Si l'on change la terminaison par un circuit ouvert, le résonateur agit comme un court-circuit sur la ligne.



(a) (b)

fig. 122 Exemple de positionnement des switchs sur un résonateur ruban

Dans le cas des résonateurs à fente, le résonateur est terminé par un court-circuit, le circuit ouvert étant compliqué à réaliser. Le switch sert donc à couper le couplage entre la ligne et le résonateur à la base de celui-ci. La fig. 123 décrit alors les différentes possibilités de positionnement. Le switch est toujours placé en parallèle du résonateur. On peut le mettre dans la fente, fig. 123 a, hors de la fente du côté du résonateur, fig. 123 b, et hors de la fente de l'autre côté de la fente principale, fig. 123 c. Le positionnement du MEMS a aussi des effets sur le circuit de commande du MEMS (les lignes bleues et vertes sur les figures).

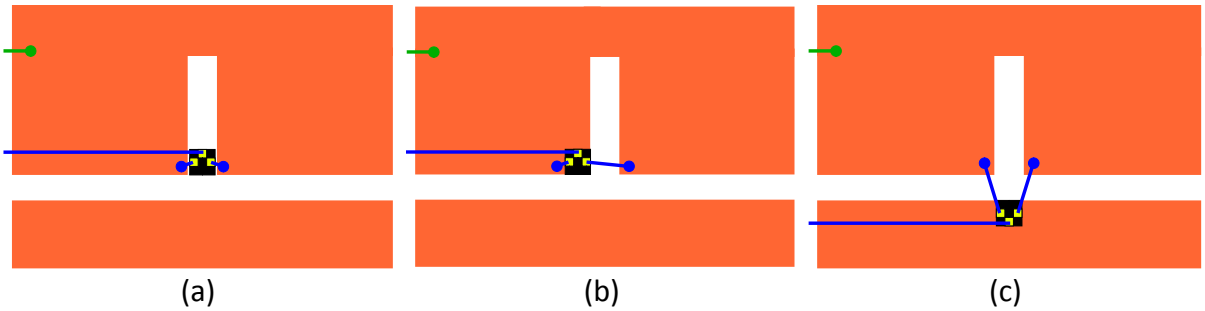


fig. 123 Exemples de positionnement des switchs sur un résonateur fente

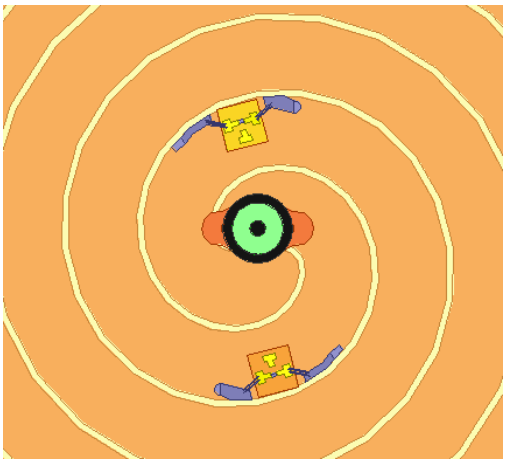
Dans ces travaux, le moyen retenu pour modifier le fonctionnement du résonateur est l'insertion de switch. Ce switch, selon son état, connecte ou déconnecte, active ou désactive le résonateur. En annexe, une autre approche que celle de la connexion, déconnexion du résonateur par un switch est présentée succinctement. Des varactors peuvent être inséré sur ces résonateurs. Les varactors vont changer la fréquence de résonance des résonateurs, et donc celle du rejet, suivant la tension appliquée à ces bornes. L'utilisation de varactors est une approche très intéressante et est une perspective de ces travaux de recherche.

3.2. Choix de la topologie de résonateur

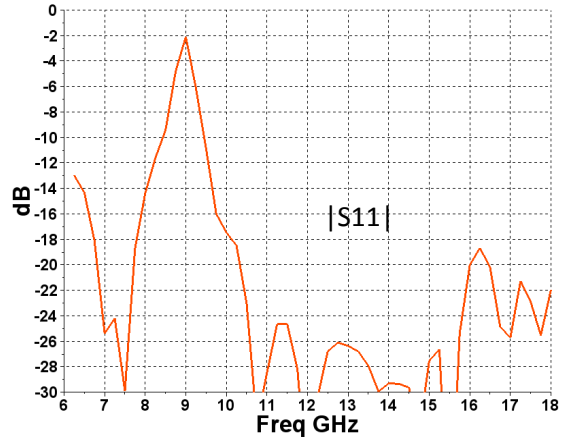
Dans les paragraphes précédents, nous avons vu que les résonateurs fentes placés en série étaient sensibles à beaucoup de paramètres. De plus, la combinaison plan de masse – résonateur fente n'est pas la meilleure. L'utilisation de résonateurs rubans a donc été privilégiée. Voici deux solutions de rejet de bande commandé. Elles sont présentées sans les lignes de commande.

La première solution simulée utilise une paire de résonateurs rubans λ/4, connectés par des vias métalliques aux bras de la spirale, fig. 124. Le MEMS est placé à l'entrée du résonateur et sert à connecter ou déconnecter le reste du résonateur. Le résonateur est placé sous la spirale. Il est en face arrière du substrat utilisé pour graver la spirale. Il est donc placé à 0.51mm de la spirale. Sa longueur est de 4.5mm. La longueur totale du résonateur est donc 5.01mm. Ce résonateur qui est un résonateur λ/4 est donc plus petit que 8.3mm, soit λ/4 à 9GHz. Cela s'explique d'une part, par l'effet du MEMS, les fils d'or et le composant en lui-même amènent un effet inductif qui modifie la fréquence de résonance, d'autre part par l'effet capacitif entre le résonateur et le bras de la spirale. A l'état ON du MEMS, le résonateur est connecté à la spirale, il y a rejet d'une bande de fréquence autour de 9GHz. On voit ce rejet sur le paramètre |S11| et en regardant les gains circulaires dans la direction normale. Le rejet atteint -2dB en réflexion. Le couplage de ce résonateur se fait par la connexion directe avec la spirale et par couplage capacitif avec les bras de la spirale. A l'état OFF, quand le résonateur est déconnecté, on observe, une élévation de la polarisation croisée et une faible remontée du coefficient de réflexion autour de 14GHz. Dans cette configuration, le MEMS déconnecte seulement "une partie" du résonateur. Il subsiste donc un mini résonateur, celui-ci ne rejette pas vraiment l'onde mais la polarisation est détériorée.

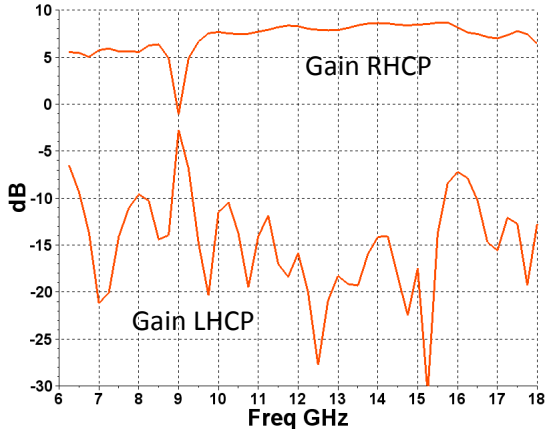
Pour éviter ce genre d'effet indésirable, une solution est de placer le MEMS le plus près possible du bras de la spirale pour réduire le plus possible la longueur de ce "mini" résonateur.



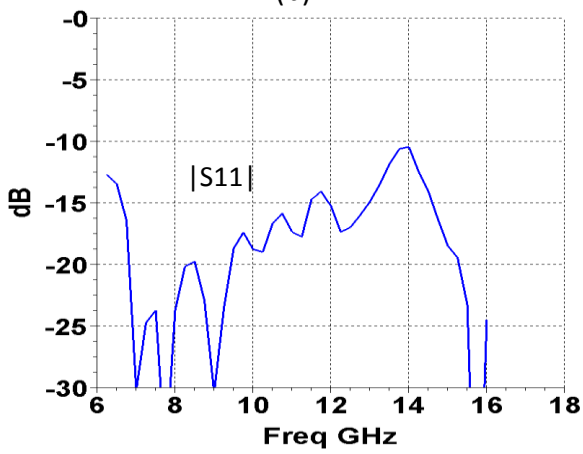
(a)



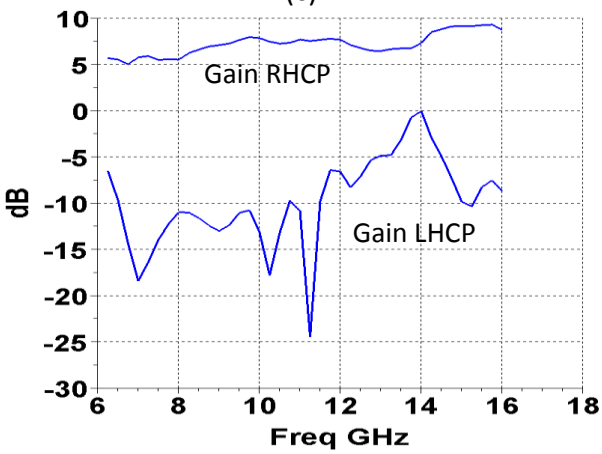
(b)



(c)



(d)



(e)

fig. 124 Exemple d'insertion de résonateurs λ/4 (a), |S11| à l'état ON (b) et à l'état OFF (d), Gains circulaires dans la direction normale à l'état ON (c) et à l'état OFF (e)

L'autre solution, simulée en fig. 125, est un résonateur λ/2, lui aussi connecté par un via. Le switch est placé en bout de résonateur pour créer un court-circuit ou un circuit ouvert. Le résonateur est encore placé sur l'autre face du substrat, donc à 0.51mm de la spirale. Le

MEMS est collé sur un pad métallique lui-même relié au bras de la spirale, et le port de sortie RF est relié à ce pad de collage. Le port RF d'entrée est relié au résonateur.

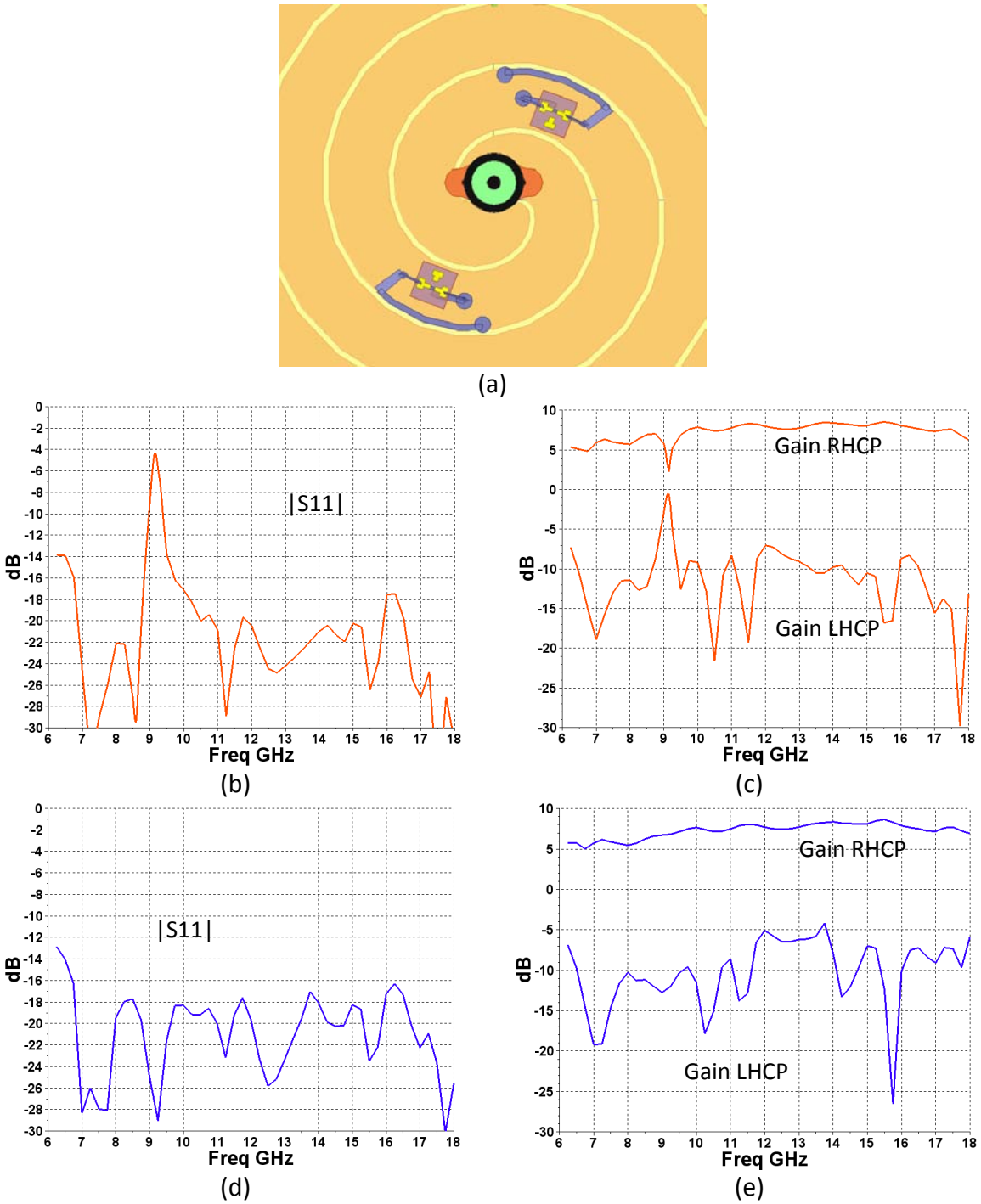


fig. 125 Exemple d'insertion de résonateur λ/2 (a), |S11| à l'état ON (b) et à l'état OFF (d), Gains circulaires dans la direction normale à l'état ON (c) et à l'état OFF (e)

Puisque le pad de collage du MEMS est relié au bras de la spirale, un effet capacitif entre le résonateur et la spirale est créé. Il a pour effet de diminuer la longueur du ruban métallique. Le résonateur, de longueur 9mm, se comporte bien comme un résonateur λ/2 malgré sa taille. En effet, à 9GHz, λ/2 est 16.6mm on remarque donc que la taille totale du résonateur a bien été réduite. Cet effet capacitif en complément de celui apporté par le MEMS joue

donc énormément sur la longueur du résonateur. A l'état ON du MEMS, le court-circuit est connecté, il ramène donc un court-circuit en parallèle de la ligne. L'insertion du MEMS diminue là aussi l'efficacité du rejet. On observe tout de même un rejet de fréquence à 9GHz à l'état ON. A l'état OFF, on peut voir un effet léger sur la polarisation croisée à 14GHz dû à la présence du résonateur.

Maintenant, il reste à faire un choix. Pour cela, puisque nous voulons réaliser une maquette démontrant la faisabilité de ces antennes, nous pouvons regarder le travail à accomplir pour commander le MEMS et trouver la meilleure option pour l'insertion des lignes de commandes. Dans le cas où le composant est placé au début du résonateur, si le résonateur est terminé par un circuit ouvert, nous devons ajouter un retour DC partant de la partie du résonateur non connecté à la spirale. Par ailleurs, le retour DC des parties connectées à la spirale (points d'entrée du résonateur, ou court-circuits) se fait facilement par le plan de masse, car ce dernier est connecté à la spirale par le balun miniature. Le choix réside entre placer le MEMS en fin de résonateur, ce qui permet de passer d'une terminaison CC à CO, ou placer le MEMS au début d'un résonateur terminé par un court-circuit. De cette manière, le retour DC se fait toujours par le plan de masse, ce qui évite l'ajout de composant supplémentaire.

La recherche de la simplicité nous conduit alors à rejeter le résonateur λ/4 tel que présenté précédemment et à privilégier le résonateur λ/2. Il sera ainsi inséré dans l'antenne spirale qui sera réalisée. Il ne reste plus qu'à trouver un moyen de réaliser efficacement le circuit de commande.

3.3. Insertion des lignes de commande

Les antennes reconfigurables ont besoin d'être commandées. Selon les dispositifs utilisés, cette commande peut-être plus ou moins simple. Dans certains cas, comme pour les diodes, il faut créer une différence de potentiel entre les deux bornes du composant. Pour la plupart des MEMS, il faut amener une ligne de commande indépendante et potentiellement parasite, à proximité du composant. Dans tous les cas, ces lignes vont être critiques car elles peuvent se coupler fortement avec l'antenne et modifier significativement son fonctionnement. Certains switchs, comme les switchs optiques, n'ont pas ce problème, car leurs lignes de commandes, des fibres optiques, ne se couplent pas avec la structure. Malheureusement, les switchs optiques ont d'autres inconvénients. L'alimentation d'un switch optique, un laser, consomme beaucoup plus que l'alimentation d'une diode PIN ou d'un switch MEMS.

Des composants localisés ou distribués peuvent être utilisés pour séparer les commandes des antennes. Les composants localisés sont le plus souvent utilisés. Les capacités et les inductances sont utilisées pour créer respectivement, des filtres passe haut et passe bas et, ainsi, des zones de polarisation sur l'antenne. Des lignes résistives, qui ne laisse pas les courants RF se propager, peuvent aussi être utiles pour alimenter les composants sans créer

d'effets parasites, comme des résonances. L'inconvénient des lignes résistives est la perte d'énergie et donc de rendement. Un exemple utilisant ce type de ligne est montré dans [8].

Dans notre cas, pour venir commander les switchs MEMS au milieu de la spirale, il faut amener une ligne DC proche du pad de commande. Cette ligne de commande DC est représentée en bleu sur les fig. 122 et fig. 123. Pour commander les switchs, on peut trouver plusieurs possibilités. Parmi elles, le passage à travers le plan de masse ou sous les bras métalliques de la spirale sont deux techniques intéressantes.

Sur la fig. 126, un exemple de polarisation du composant qui ne gêne pas le fonctionnement est présenté. Une inductance réalise un filtre passe bas, la ligne de retour DC ne gênera donc pas le résonateur d'un point de vu RF. La ligne bleue de commande peut-être réalisée en matériau résistif, les courants RF qui se couplent avec elle sont alors dissipés et ne gênent pas le fonctionnement du système.

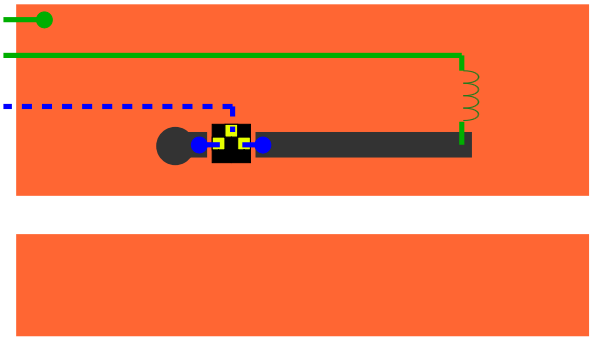
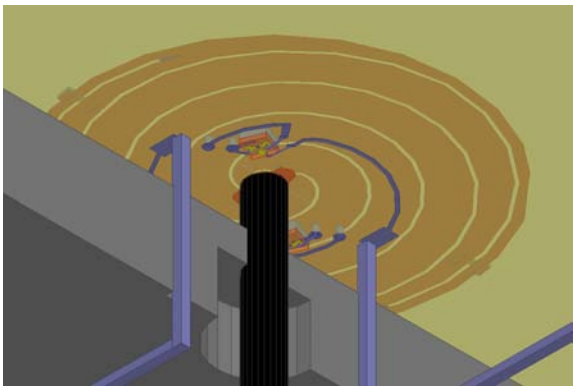


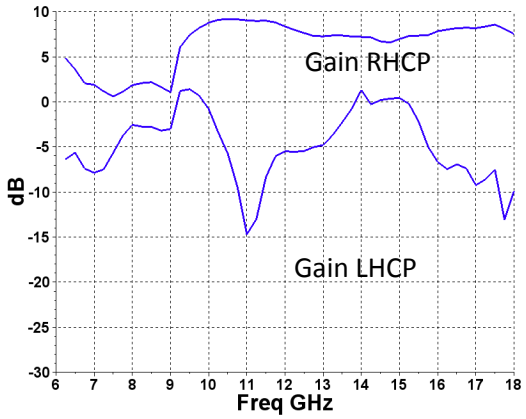
fig. 126 Positionnement des switchs sur un résonateur ruban λ/4 et lignes de commande schématisées

Les deux solutions envisagées pour le chemin de polarisation des switchs MEMS sont le passage sous les bras métalliques de la spirale, et le passage à travers le plan de masse.

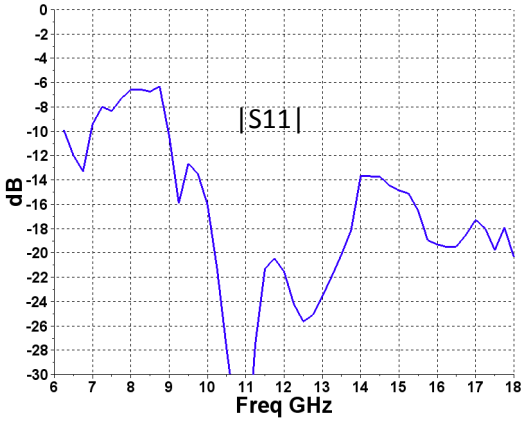
Le premier chemin part du pad de commande du MEMS et passe par une ligne courte, sous le bras de la spirale, pour atteindre un via passant à travers le plan de masse, voir fig. 127 a. Une fois, le plan de masse traversé, ce fil est relié à l'alimentation 95V. La masse de l'alimentation 95V est reliée au plan de masse qui est utilisé comme chemin de retour DC. Les diagrammes en fig. 127 b et c montrent les gains circulaires et le |S11| de l'antenne avec ce type de lignes de commande. Le switch est à l'état OFF. On remarque que le passage par le plan de masse engendre des pertes. Cela se voit sur le rayonnement, surtout dans les basses fréquences, autour de 8GHz. Après quelques investigations, on peut s'apercevoir que le couplage, à l'origine de ces pertes, vient du passage à travers le plan de masse. Les trous utilisés ici sont très étroits et longs. En effet, le choix initial d'utiliser un plan de masse de 6mm d'épaisseur a été fait pour des raisons de solidité du prototype. En diminuant l'épaisseur du plan, l'effet du couplage est lui aussi réduit comme on peut le voir en fig. 128.



(a)

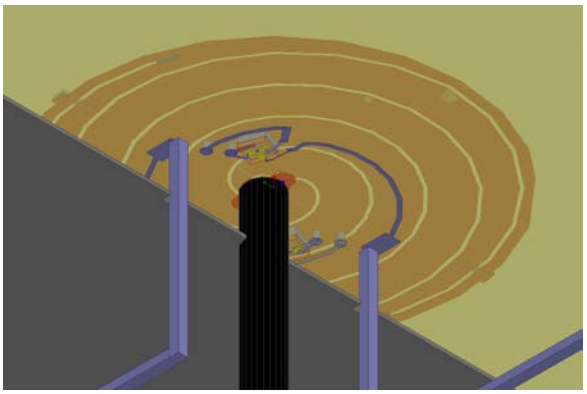


(b)

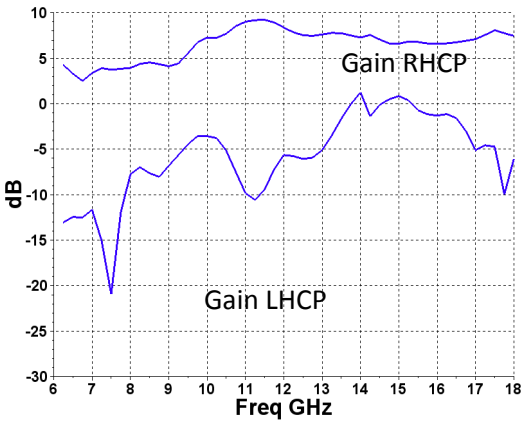


(c)

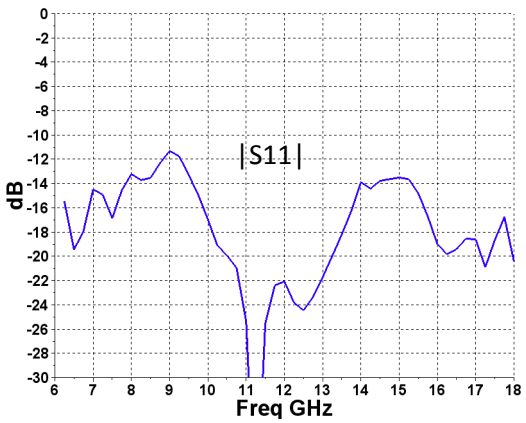
fig. 127 Cas du plan de masse épais : circuit de commande du MEMS (a), gains circulaires (b) et |S11| (c)



(a)



(b)

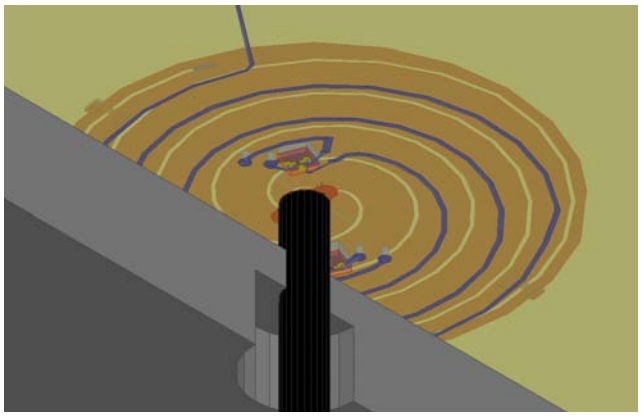


(c)

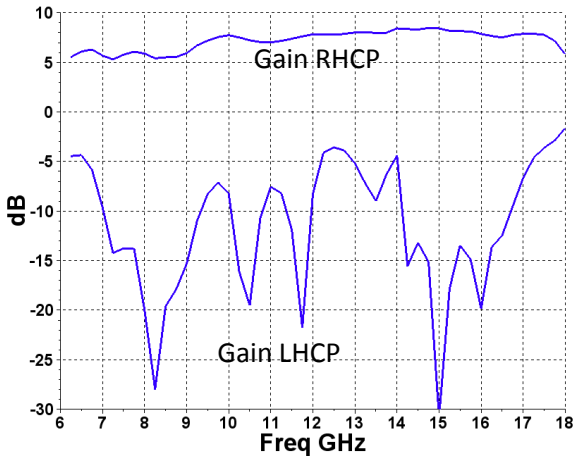
fig. 128 Cas du plan de masse aminci : circuit de commande du MEMS(a), gains circulaires (b) et |S11| (c)

Dans notre approche de prototypage, nous souhaitons réutiliser le plan de masse épais utilisé dans le chapitre III. Le but recherché était la solidité mécanique du prototype et le montage aisé du connecteur. C'est pour cela que nous nous sommes intéressés à un autre moyen de commande : le passage sous la spirale.

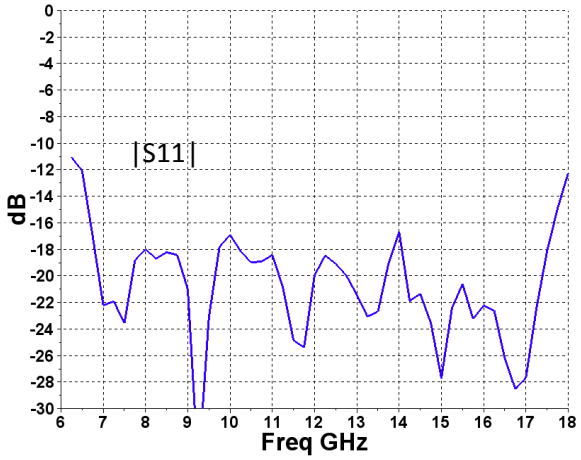
Cette solution part du pad de commande DC du switch MEMS. Ce pad est relié par un fil d'or à un ruban métallique. Ce ruban métallique va suivre l'enroulement de la spirale, en face arrière, du même côté du substrat que le MEMS, voir fig. 129 a. Le but est d'atteindre la périphérie de la spirale sans passer au-dessus de la fente pour éviter un couplage. A la périphérie, la ligne DC est ensuite connectée à un câble allant directement à l'alimentation continue. Enfin, après la périphérie de la spirale, la ligne est recouverte d'absorbant pour se prémunir des effets possibles d'un couplage RF. Cet absorbant est ici pour s'assurer qu'il n'y a pas de courant hyperfréquence rentrant dans la spirale par ces lignes. Son rôle est donc préventif. Les performances de l'antenne avec ce type de ligne de commande sont simulées en fig. 129 b et c, pour les switchs à l'état OFF.



(a)



(b)



(c)

fig. 129 circuit de commande MEMS amélioré sur une spirale (a), gains circulaires (b) et |S11| (c)

En analysant les simulations, on remarque qu'à 18GHz il y a une remontée de la polarisation croisée et du |S11|. Celle-ci est due à un couplage entre la spirale et une petite partie du circuit de commande. Elle peut être évitée en rapprochant l'inductance large bande du MEMS. Pour des raisons techniques de réalisation nous avons préféré ne pas la mettre trop près (sa pose risquerait de détruire les fils d'or connectant le MEMS à l'antenne), le but étant d'observer une modification du |S11|, autour de 10GHz, selon l'état du switch. A part cela, les performances de l'antenne sont globalement bonnes. Ce type de ligne de commande est alors choisi pour la réalisation d'un prototype d'antenne spirale reconfigurable en fréquence.

Dans un contexte des résonateurs commandés, et donc de multiplication des lignes DC, intégrer les lignes de commandes peut devenir problématique. Une approche modulaire de la construction de ces lignes est proposée en annexe. Cette approche peut être utile car elle permettrait de construire facilement des lignes DC complexes.

3.4. Réalisation de l'antenne à rejet de bande commandé

Tous les points de conception de l'antenne spirale comprenant des résonateurs commandés électroniquement ont été discutés. La conception de l'antenne seule, l'ajout de résonateurs (positionnement, technologie, orientation, couplage) et l'insertion de composants (positionnement, lignes de commande) ont été abordés. Cette partie permet alors de rassembler tous ces acquis dans le but de réaliser une antenne spirale à rejet de bande commandé. A partir des choix faits précédemment et guidés par un souci de simplicité, nous avons pu finaliser la conception. Cette partie montre les résultats de simulation et de mesure pour cette antenne qui met à profit l'ensemble du travail réalisé.

3.4.1. L'antenne réalisée

La fig. 130 montre l'antenne et fournit les résultats de simulation. C'est une antenne spirale à rejet de bande commandé électroniquement. Les switchs MEMS sont insérés directement au cœur de l'antenne. Il s'agit en fait de la combinaison de résonateurs λ/2 et de lignes de commande sous les bras de la spirale.

Pour réaliser les charges adaptées, placées en fin de spirale, des résistances large bande de chez Vishay, série FC, ont été utilisées. L'absorbant, posé sur les lignes de commande, est de chez Emerson & Cumming : Eccosorb MCS. Enfin, les inductances sont des inductances coniques Piconics de 250µH. L'antenne est placée sur le même support que la première maquette, de la partie III 3. Le résonateur a été placé "loin" du centre de l'antenne pour faciliter la pose du MEMS et le soudage du connecteur. C'est pour cela que la performance du rejet n'est pas optimale et reste aux alentours de -5dB en simulation. Les performances simulées sont conformes aux résultats attendus à l'issue des études précédentes.

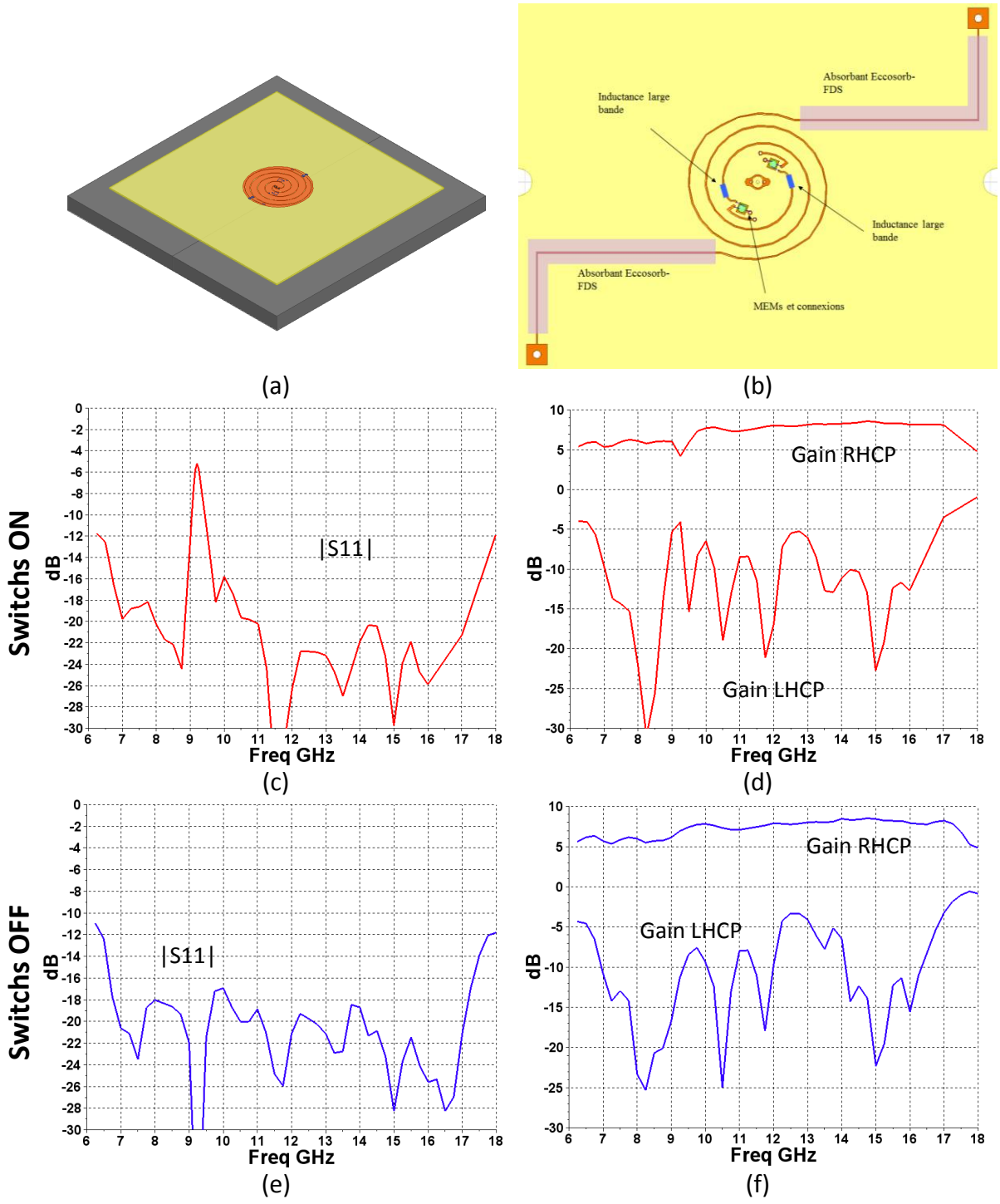


fig. 130 Antenne simulée (a), circuit de commande des MEMS gravé sur la couche inférieure (b), |S11| simulés à l'état ON (c) et à l'état OFF (e), gains circulaires simulés à l'état ON (d) et à l'état OFF (f)

3.4.2. Performances

Deux prototypes identiques ont été réalisés pour tester la reproductibilité des réalisations, et pour pallier aux risques de défaillance des switchs. Cette précaution s'est révélée utile car un seul des deux prototypes a pu être mesuré. Le second a été endommagé lors du montage. Ici, les résultats de mesures en |S11| et en rayonnement sont montrés et discutés.

3.4.2.1. Caractérisation en |S11|

Les photos de l'antenne mesurée sont présentées en fig. 131. Les MEMS, leurs connexions, l'alimentation ainsi que les charges adaptées peuvent être vues. Un zoom sur les MEMS, fig. 131 c, permet de voir les connexions par fil d'or.

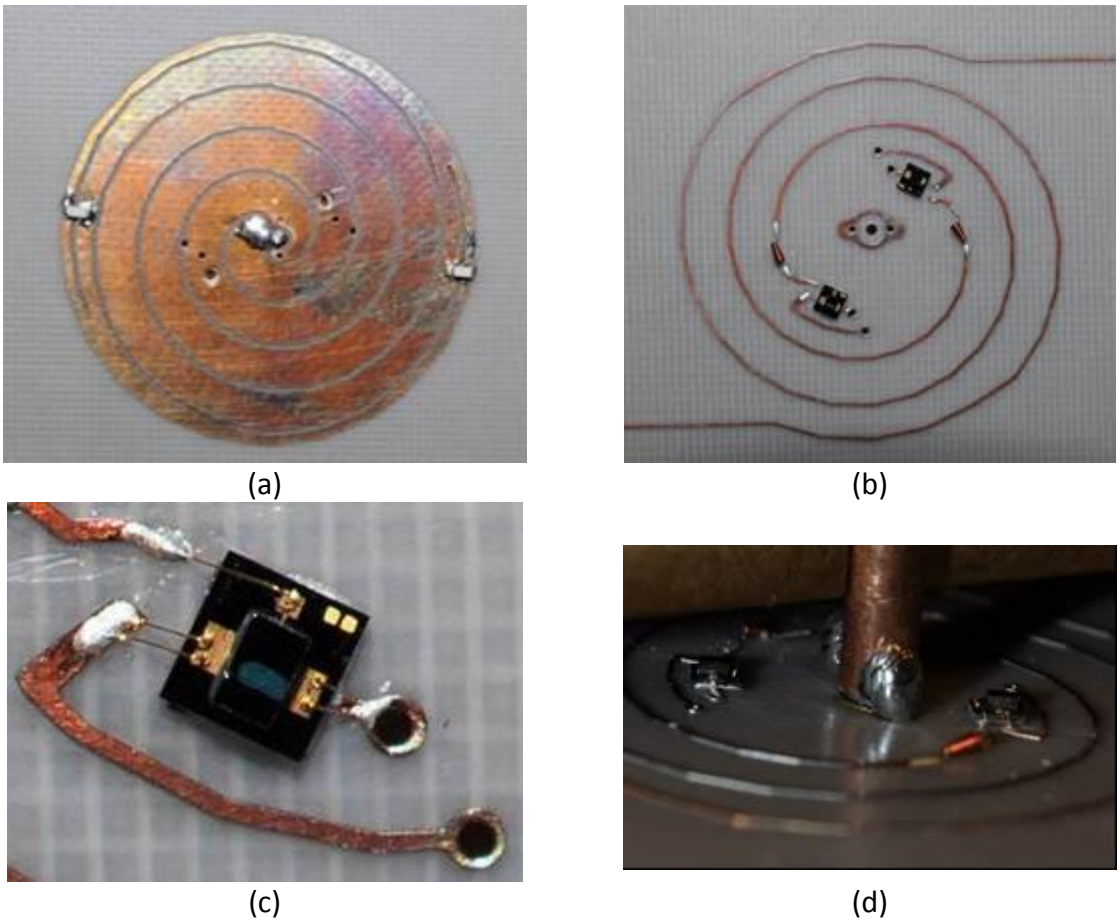


fig. 131 Photos d'une des antennes, (a) face avant du substrat, (b) face arrière du substrat, (c) le résonateur et le MEMS, (d) alimentation de l'antenne

Sur la figure suivante, fig. 132, les modules,|S11|, sont montrés pour les quatres combinaisons possibles d'états des switchs MEMS. Les simulations ne sont données qu'autour de la résonance pour ne pas surcharger la figure. Une comparaison globale est possible avec la fig. 130.

On remarque que simulations et mesures sont sensiblement différentes. En particulier les mesures semblent ne pas dépendre de l'état du switch 2. L'une des interprétations possibles est ainsi que le switch 2 est dysfonctionel. Puisqu'il semble se rapprocher d'un comportement "OFF", ces écart entre mesures et simulations nous ont conduit à ne présenter que des résultats en rayonnement pour lesquels les deux switchs sont "OFF", c'est-à-dire où les résultats en adaptation se rapprochent de la simulation.

Les lignes de commandes sont pourtant opérationnelles. Un effet significatif est visible aux alentours de 10GHz. |S11| passe de -13dB, pour les deux switchs à l'état bas, à -10dB à l'état

haut. Le rejet attendu en simulation atteint les -5dB à 9.2GHz, en mesure le rejet n'est que de -10dB à 10GHz.

Par ailleurs, les différences des |S11| simulés des états non opérationnels "ON-OFF" et "OFF-ON" montrent que la structure n'est pas symétrique même en simulation. Les rôles des résonateurs actifs, dans ces configurations, ne sont en effet pas symétriques à cause de l'excitation centrale. Avec une excitation symétrique, des simulations complémentaires ont montré que l'on obtient des rejets de bande identiques pour ces deux configurations, de l'ordre de -8dB.

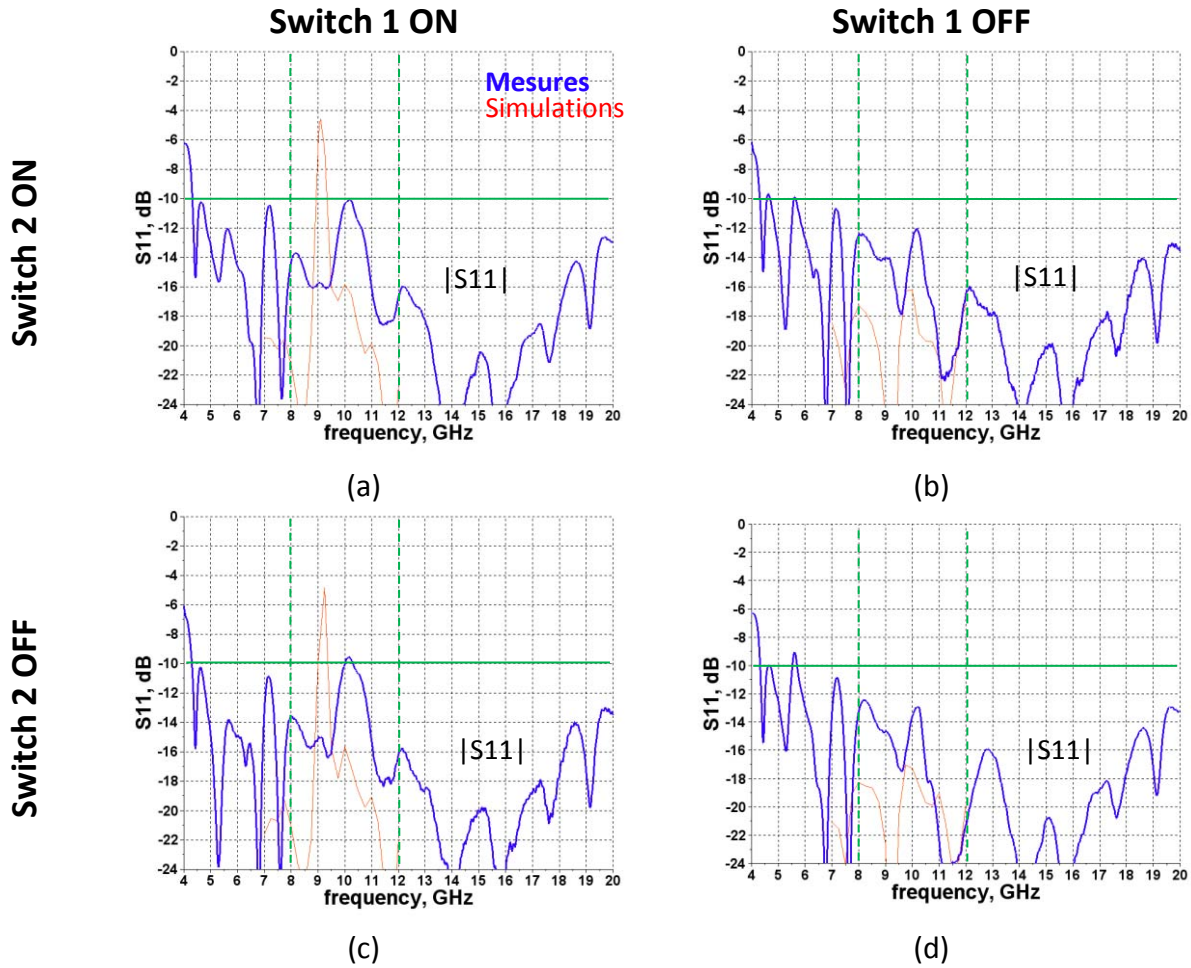


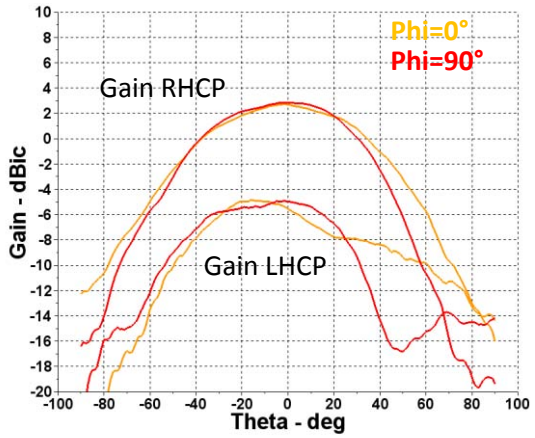
fig. 132 |S11| mesurés selon les états des switchs

3.4.2.2. Caractérisation en rayonnement

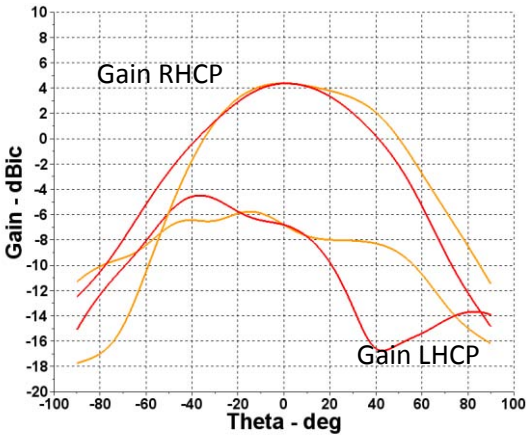
Les diagrammes des gains, fig. 133, dans le cas "OFF-OFF" où les résonateurs sont désactivés sont conformes aux attentes. On constate néanmoins souvent une baisse du gain que l'on perçoit plus aisément sur la fig. 134.

Mesure **Simulation**

6GHz

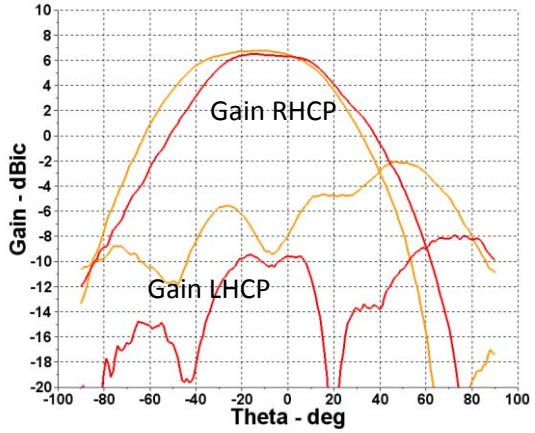


(a)

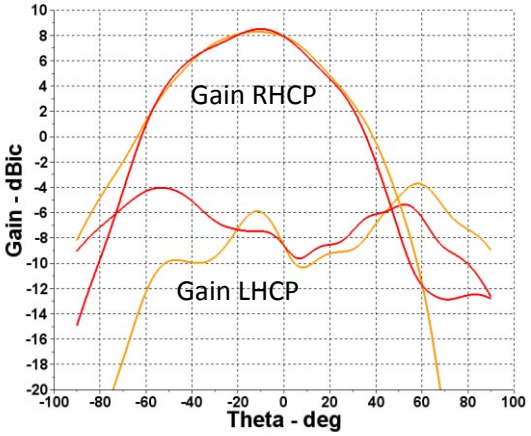


(b)

10GHz

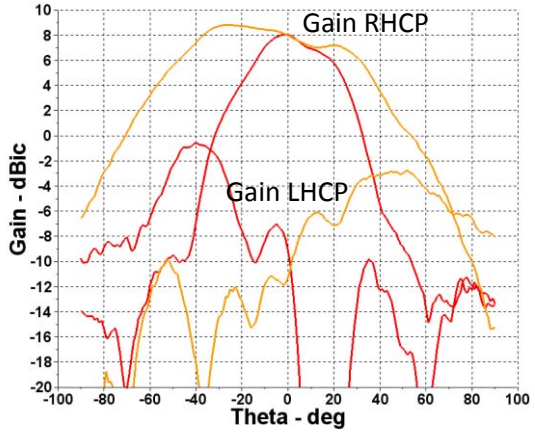


(c)

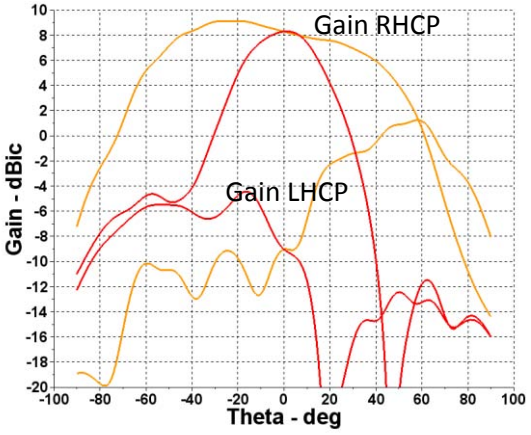


(d)

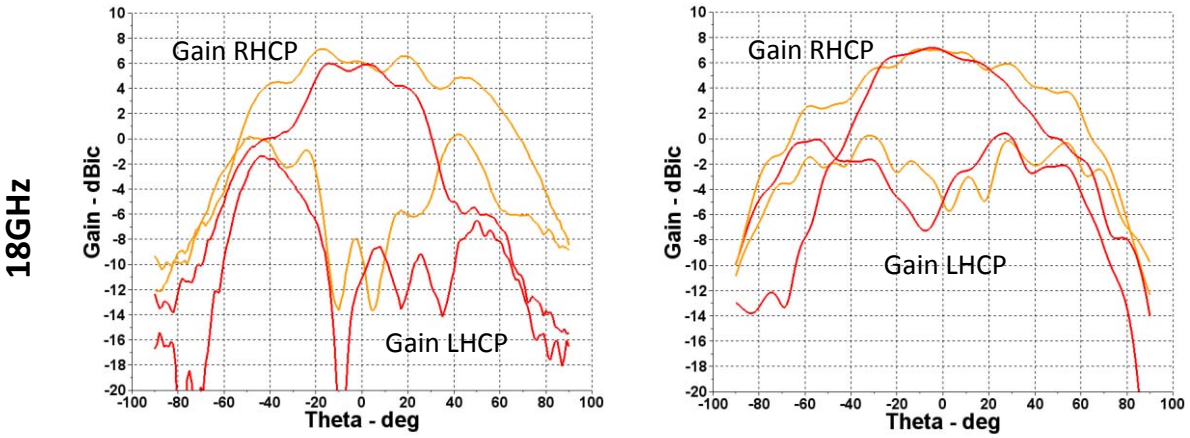
14GHz



(e)



(f)



(g) (h)

fig. 133 Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés pour la combinaison switchs 1 et 2 à l'état OFF

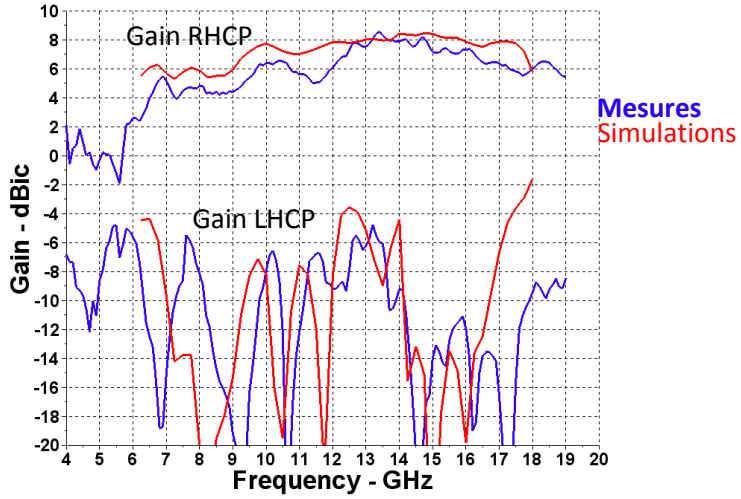


fig. 134 Simulation (en rouge) et mesure (en bleu) des gains circulaires de l'antenne à rejet de bande commandé en état OFF- OFF

3.4.2.3. Bilan

Premièrement, l'adaptation n'est pas aussi bonne que le prototype montré dans le chapitre III. Le niveau moyen du coefficient de réflexion est plus haut que celui obtenu avec l'antenne spirale déjà présentée à la fin de la partie III. La soudure du connecteur SMA est ici délicate à réaliser car le fer doit passer très près des MEMS, des inductances et des fils d'or. Le fait d'effleurer un fil d'or le casse et il n'est pas possible de réaliser ce type de connexion en dernier car la "bondeuse" à besoin d'espace. La réalisation et la soudure des composants ne sont pas aisés et la qualité des connexions par soudure peut en pâtir. Le montage de la deuxième maquette l'a prouvé puisque un composant a été déterioré lors de cette opération.

A défaut de pouvoir conduire des investigations complémentaires, le fait que les résultats mesurés soient indépendants de l'état du switch 2 nous conduit à quelques spéculations. Il pourrait s'agir d'un défaut du composant comme envisagé précédemment. Son rôle dans le prototype serait alors difficilement prévisible et modélisable, et cela pourrait expliquer la différence de profondeur du rejet.

En outre, autour de 10GHz, une dissymétrie du diagramme de rayonnement apparaît en mesure. Elle avait été aussi observée sur l'antenne spirale sans rejet de bande, fig. 88 dans la partie III 3.2. Elle est due à la disymétrie de l'alimentation. En effet, le câble coaxial, utilisé pour alimenter l'antenne, est désaxé par rapport à la spirale. Cette disymétrie entraîne, sur l'antenne à rejet de bande, un désequilibre entre les deux lignes à fente et donc entre les deux résonateurs. Il se pourrait que l'un des deux soit alors plus sollicité que l'autre. Cela expliquerait la non réponse du switch 2, et remettrait en cause l'hypothèse du switch défectueux. L'explication de la différence de profondeur du rejet pourrait par ailleurs être liée aux pertes non modélisées et dues à l'intégration du MEMS et des fils d'or.

En comparant les résultats de mesure et de simulation, on s'aperçoit que la fréquence rejetée est 10.2GHz pour 9.2GHz prévue par la simulation. Il faut noter à ce propos que la place du résonateur sur la spirale avait été choisie pour rejeter à 9GHz et non à 10GHz comme observé.

Ensuite, les diagrammes de rayonnements montrent une baisse du gain sur pratiquement toute la bande de fréquence d'utilisation. Les diagrammes n'ont pas changé, l'adaptation est un peu moins bonne mais pas assez mauvaise pour expliquer une baisse de 1 à 2dB sur une bonne partie de la bande. L'absorbant placé en périphérie pour éviter un couplage avec les lignes de commande ne joue pas de rôle dans cette diminution de gain. Plusieurs hypothèses sont alors à considérer pour l'expliquer : les pertes ohmiques n'ont pas été prise en compte dans la zone contenant les MEMS, ainsi que les défauts de soudure, le bloc de silicium supportant le MEMS pourrait aussi renforcer ces pertes. Toutes ces explications possibles s'avèrent délicates à discriminer.

Concernant la fréquence de coupure basse, elle est 6GHz alors qu'elle était attendue à 4GHz. La ligne DC associée à l'absorbant semble perturber le fonctionnement de l'antenne à la périphérie et empêche le rayonnement entre 4 et 6 GHz. Ce qui n'avait pas été detecté dans les simulations lors du choix de la technique de commande des switchs. Ces différences sont expliquées dans le paragraphe suivant pour lequel de nouveaux résultats de simulation sont présentés.

3.4.3. Investigations complémentaires

Dans ce paragraphe, certaines différences entre les résultats mesurés et simulés sont investiguées. Des explications plus détaillées, à l'aide de rétro-simulations, sont présentées

pour le décalage en fréquence de la bande rejetée. Ainsi, l'influence des fils et de la taille du pad de commande des MEMS, c'est-à-dire l'influence du modèle du switch, est également discutée. Enfin, puisque la deuxième maquette n'est pas exploitable en l'état, nous l'avons modifiée de façon quasi idéale pour vérifier expérimentalement le rejet de bande par le résonateur en l'absence de commande électronique. L'antenne présentée est donc différente de celle conçue à l'origine.

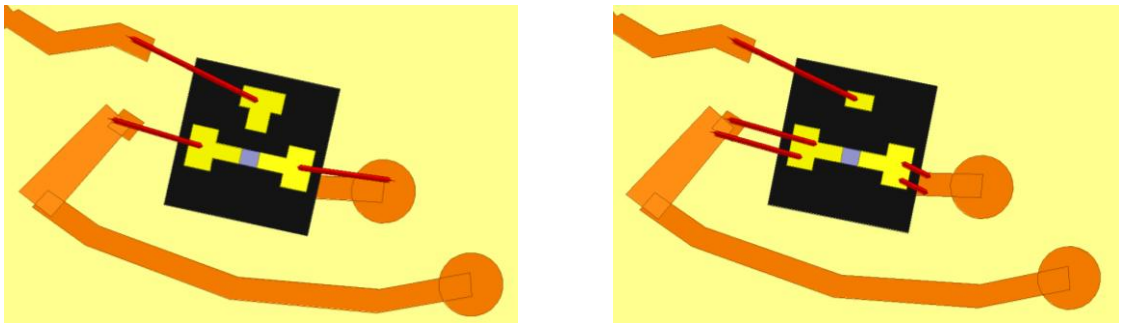
3.4.3.1. Optimisation du modèle du switch MEMS

Le décalage de la fréquence de résonance vient de la modélisation des MEMS, et plus précisément des fils d'or. Les fils qui connectent les accès RF ont été doublés sur le prototype réalisé pour diminuer l'effet inductif. De plus, la localisation des points de soudure n'est pas la même, la longueur des connexions est, sur le prototype, plus petite. Ces deux différences diminuent la longueur électrique totale du résonateur. La fréquence de résonance est alors décalée vers une fréquence plus haute : 10.2GHz.

Le pad de commande du MEMS, surdimmensionné en modélisation HFSS, a été remis à sa dimension réelle pour éviter une résonance parasite qui apparaissait en simulation vers 18GHz. Elle était due à un résonateur crée par le pad de commande, le fil d'or et la partie de ligne DC allant du pad de commande jusqu'à l'inductance large bande. Le surdimmensionnement du pad crée alors une capacité supplémentaire jouant sur la fréquence de résonance de ce résonateur.

En fig. 135, la modification du modèles HFSS est exposée. Les fils d'or correspondent désormais aux fils d'or du prototype et la taille du pad de commande est ajustée. Les simulations sont alors plus proches des mesures, fig. 136, même si une différence de niveau de rejet est toujours visible.

La fig. 137 montre les performances en rayonnement simulées de l'antenne confrontées aux rétro-simulations. Les mesures sont similaires dans les variations, toutefois le gain simulé en co polarisation est toujours supérieur à celui mesuré.



(a) (b)

fig. 135 (a) ancien et (b) nouveau modèle HFSS d'intégration des MEMS

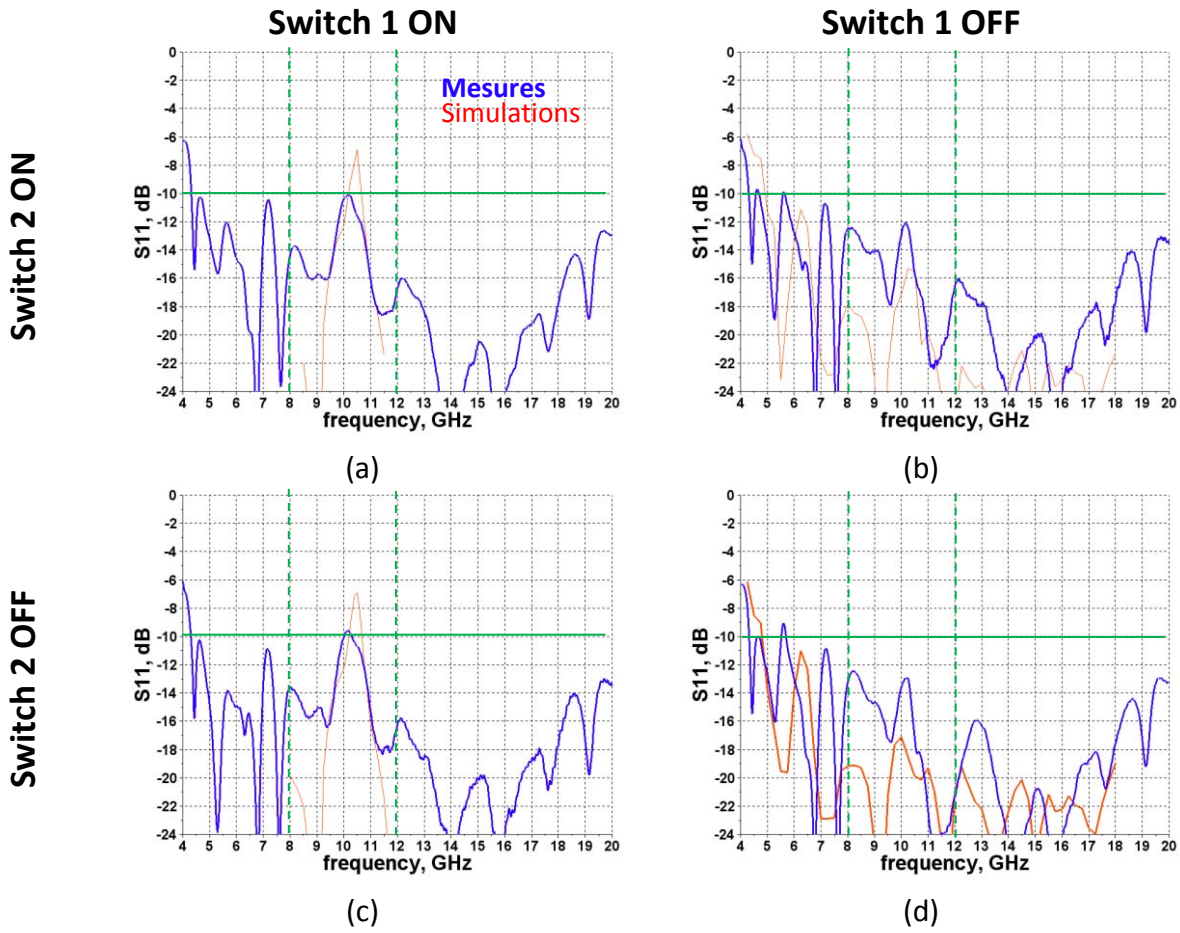


fig. 136 |S11| mesuré et simulé selon les états des switchs

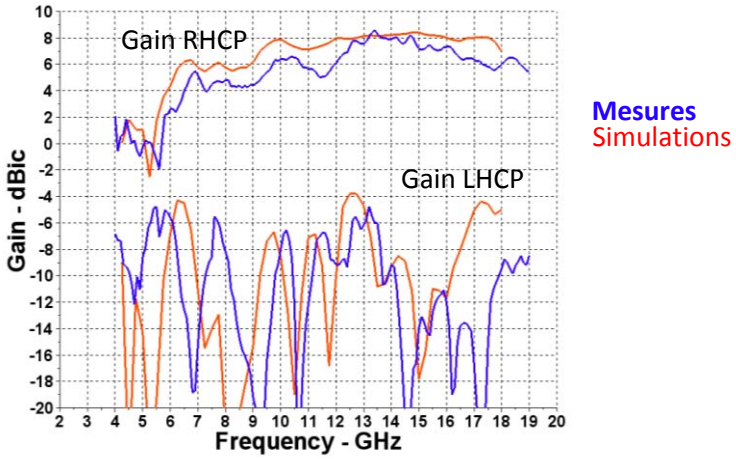
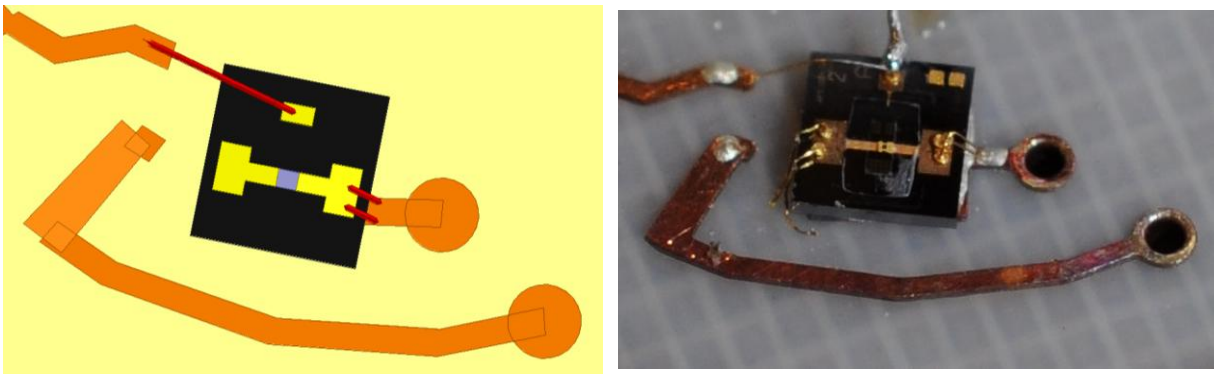


fig. 137 Simulation (en rouge) et mesure (en bleu) des gains circulaires de l'antenne à rejet de bande commandé en état OFF- OFF

3.4.3.2. Rejet de bande sans switch MEMS

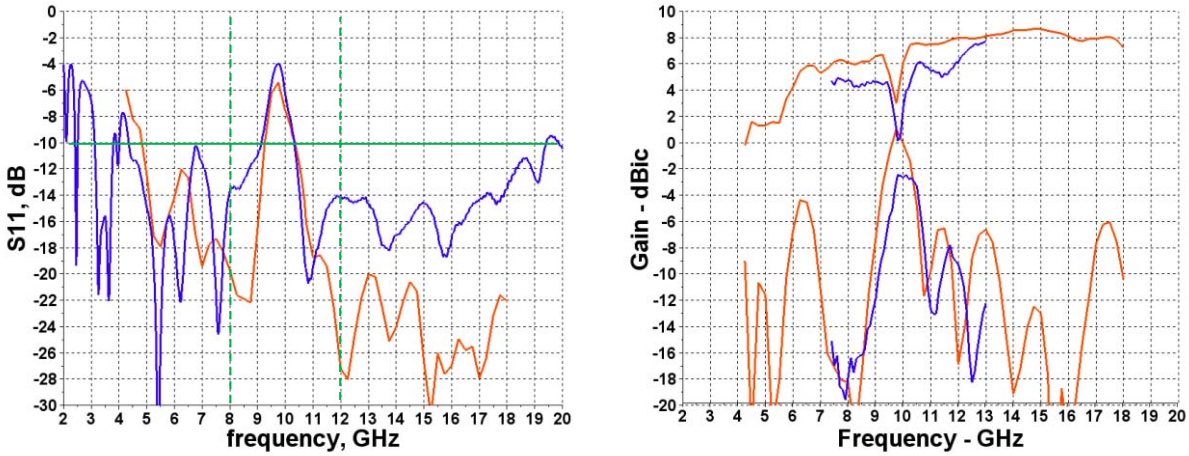
Puisque le deuxième prototype n'est pas exploitable, nous avons décidé de couper les fils d'or de connexion des MEMS de façon à réaliser un résonateur passif, les switchs sont alors en l'air et ils n'entrent pas en compte dans le rejet. Dans cette configuration on se retrouve donc avec des résonateurs micro-ruban ouverts de longueurs λ/4. La place du résonateur

n'est pas optimale, comme expliquée auparavant, mais on observe un rejet de bande en simulation comme en mesure. La fig. 138 montre ce résonateur. La fig. 139 montre les performances de l'antenne. On observe la nette remontée du |S11| vers 10GHz. Le rejet mesuré est, ici, s'approche davantage du rejet simulé. Là aussi il y a toujours une baisse du gain dans la direction normale, comme on peut le voir fig. 139.



(a) (b)

fig. 138 Zoom sur le nouveau résonateur de l'antenne à rejet de bande



(a) (b)

fig. 139 Simulation (en rouge) et mesure (en bleu) du|S11| (a), et des gains circulaires de l'antenne passive à rejet de bande (b).

4. Conclusion

Ce chapitre assez long a traité de l'intégration de résonateurs reconfigurables à MEMS dans une antenne spirale ULB. L'objectif était de tester la capacité de concevoir et réaliser une antenne disposant d'un rejet contrôlé de bande étroite.

En premier lieu, nous avons conduit des investigations pour pouvoir évaluer les performances des composants MEMS et disposer de modèles prédictifs suffisamment précis pour les objectifs visés. Nous avons eu l'opportunité de constater à cette occasion la sensibilité significative au wire bonding qui annonçait d'ailleurs des décalages de fréquences de résonance particulièrement visibles sur les dernières maquettes réalisées.

La deuxième étape a consisté à aborder la topologie des résonateurs. Conditionnées par le couplage avec la fente, la fréquence de résonance et l'insertion du MEMS, plusieurs configurations ont été comparées. Les simulations ont montré une difficulté à isoler chacun de ces effets. Elles ont donc conduit à identifier une difficulté spécifique de conception qui nécessiterait des travaux complémentaires, notamment sur le couplage fente / ruban par contact ohmique ou proximité. Il s'est ainsi avéré impossible par manque de temps de s'affranchir d'une optimisation globale du résonateur, laquelle a néanmoins permis de dégager une solution convenable et quelques tendances utiles.

La troisième et dernière étape était enfin l'association de tous les éléments précédemment étudiés séparément. La réalisation, le montage et la caractérisation de l'antenne incluant ses MEMS et circuits de commande ont ainsi pu être conduits jusqu'à leur terme. Cela a été l'occasion de constater des difficultés significatives dans la mise en œuvre des MEMS packagés, pourtant en faible nombre sur les antennes construites. L'exploitation des résultats s'est avérée partiellement réalisable et le peu de temps disponible a quand même été mis à profit pour conduire quelques rétrosimulations. Elles ont été utiles pour améliorer la concordance simulation / mesure et l'interprétation de certaines observations. A l'issue de cette étape, on ne peut pas dire que la réalisation d'une antenne répondant aux objectifs visés ait été atteinte. Par contre il est clair que ce travail permet d'évaluer bien plus précisément les développements théoriques et technologiques qui restent à accomplir pour maîtriser la conception et la réalisation fiables de ce type d'antenne.

5. Références

[1] Radant MEMS, site internet, www.radantmems.com

[2] J.-M. Laheurte, "Switchable CPW-fed slot antenna for multifrequency operation", Electronics letters, vol. 37, no.25, p. 1498-1500, Décembre 2001

[3] H. Rajagopatan, Y. Rahmat-Samii, W. A. Imbriale, “RF MEMS Actuated Reconfigurable Reflectarray Patch-Slot Element”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 12, p. 3689-3699, Décembre 2008.

[4] M. P. Daly, J. T. Bernhard, “RF MEMS switch model for reconfigurable antenna design”, Antenna and Propagation Symposium, Juillet 2008

[5] K. Ma, R. M. Jayasuriya, and D. R. L. C. Siong, “Fully Integrated High-Isolation Low-Loss Digitally Controlled MEMS Filters”, IEEE Transactions on industrial electronics, VOL. 58, no. 7, p. 2690-2696, Juillet 2011

[6] F. D. Dahalan, S. K. A. Rahim, M. R. Hamid, M. Z. M. Nor, M. S. A. Rani, P. Hall, “Archimedean spiral antenna with band-notched characteristics”, Progress in electromagnetics research C, vol. 37, p. 83-94, Janvier 2013

[7] D. Pozar, "Microwave Engineering", 3ème édition, Wiley, 2005

[8] D. E. Anagnostou, G. Zheng, M. T. Chryssomallis, J C. Lyke, G. E. Ponchak, J. Papapolymerou, and C. G. Christodoulou, "Design, Fabrication, and Measurements of an RF-MEMS-Based Self-Similar Reconfigurable Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 2, p.422-432, Février 2006

V. Conclusion générale

1. Rappel du contexte et des objectifs

La récente explosion des télécommunications a entraîné plusieurs phénomènes comme, notamment, la surcharge des bandes de fréquence et la demande de toujours plus de performance et d'intégration. Certains systèmes ont été mis en avant pour répondre à ces exigences. Une caractéristique commune de ces solutions est l'adaptabilité, la reconfiguration ou la capacité à changer de mode de fonctionnement. Ces systèmes ont besoin d'antennes capables de gérer une diversité fréquentielle ou spatiale, pour pouvoir s'adapter au mieux à leur environnement.

Ces travaux de thèse ont eu pour but de répondre à cette problématique. Les trois objectifs qui ont été initialement fixés sont :

- La maîtrise de l'intégration de switchs MEMS packagés. La reconfiguration vient en effet de l'intégration d'éléments commandés. Les switchs MEMS ont de très bonnes performances RF, les versions packagées sont un bon compromis entre, coût, facilité d'intégration et performances.

- La reconfiguration fréquentielle d'une antenne spirale ULB. Les applications qui concernent l'ONERA ont besoin d'antennes planaires reconfigurables en fréquence. Le rejet de bande sur une antenne ultra-large-bande est un moyen d'atteindre une plage d'agilité intéressante.

- La réalisation de prototypes. La validation des concepts passe par le développement complet de prototypes, allant de la conception à la caractérisation. Il permet d'acquérir les compétences technologiques pour le déploiement des concepts.

2. Bilan

En réponse à ces objectifs, le développement s'est fait en plusieurs étapes. Les parties II et III représentent la mise en place des éléments de base. La partie IV adresse la réponse globale et naturellement plus complexe aux objectifs.

La partie II a premièrement présenté un état de l'art de la recherche sur les antennes reconfigurables. Les différents moyens et les différentes techniques de reconfiguration ont alors été présentés pour orienter nos travaux. Cet état de l'art était large et présentait la recherche dans ce domaine globalement. Nous avons constaté que les switchs MEMS ont des propriétés très intéressantes pour ce genre d'application. Nous avons donc décidé d'utiliser des switchs MEMS packagés.

Ensuite, la partie III a décrit la conception d'une antenne spirale. Les travaux réalisés ont permis de bien comprendre le fonctionnement de ces antennes. L'ajout d'un plan de masse pour rendre l'antenne unidirectionnelle, la technique d'alimentation, et la terminaison de la spirale sont rapidement apparus comme des éléments critiques dans la conception de ces antennes. Des solutions innovantes à ces problèmes ont alors été introduites et décrites en détails. A l'issue de ces travaux, un prototype d'antenne spirale ULB adaptée à partir de 4GHz et unidirectionnelle sur la bande 4-19GHz est réalisé et caractérisé. Il comprend une alimentation très compacte, un plan de masse placé à proximité de l'antenne (3.5mm) et une terminaison efficace. Les performances mesurées, en accord avec les simulations, sont très satisfaisantes pour une antenne ULB. Le gain dans la direction normale est compris entre 4 et 9dB avec une bonne adaptation et une réflexion inférieure à -13dB. Cette antenne, qui allie de manière innovante plusieurs solutions technologiques, est un résultat majeur et remarquable de ces travaux de thèse, bien qu'elle ne soit qu'une étape vers la reconfiguration fréquentielle.

La partie IV a finalement répondu aux trois objectifs :

- L'intégration de switchs MEMS packagés a été faite en réalisant des maquettes de tests. La réalisation de ces maquettes a permis de soulever les problèmes techniques accompagnant l'intégration de ce type de composant. La mesure de ces maquettes a permis de modéliser ces switchs. Un modèle HFSS a été conçu et permet de prévoir l'influence du switch sur les performances de l'antenne finale, y compris en rayonnement, ce qui est un pas significatif vers la maîtrise du composant.

- La reconfiguration fréquentielle d'une antenne spirale ULB est basée sur l'antenne spirale conçue et décrite dans la partie III. Pour rejeter une bande de fréquence, des résonateurs ont été insérés au cœur de l'antenne. L'insertion de ces résonateurs n'est pas simple car de nombreux paramètres doivent être pris en compte. Les multiples couplages entre les fentes et les résonateurs en font partie. Des études paramétriques ont été réalisées pour guider la conception. Des niveaux de réjection à -0.5dB sur le paramètre S11 ont pu être obtenus en simulation, dans le cas de résonateurs microrubans renversés. Pour commander le rejet, des switchs MEMS de Radant MEMS ont été associés aux résonateurs. L'intégration des switchs peut agir sur les performances de l'antenne. La taille des composants, leurs connexions et leurs lignes de commande détériorent le fonctionnement de l'antenne si une attention particulière n'est pas portée à leur intégration. Des solutions satisfaisantes ont pu être trouvées.

- Les prototypes d'antennes à rejet de bande commandé et passif ont permis de vérifier la faisabilité d'une telle antenne spirale ULB. Ces prototypes ont permis de soulever les difficultés liées à l'intégration des switchs, à savoir la bonne prise en compte des connexions par fils d'or et des pertes associés à l'ajout des composants. Des ajustements du modèle du MEMS ont pu être réalisés grâce à ces prototypes. Même si des développements

technologiques complémentaires sont aujourd'hui requis pour aboutir, des progrès significatifs ont pu être réalisés dans la fabrication d'antennes planaires ULB à MEMS.

3. Originalité

Les points originaux de ces travaux de thèse sont résumés dans ce qui suit :

- Un balun miniature pour l'alimentation d'une antenne spirale à fente a été réalisé en changeant l'impédance d'entrée de l'antenne spirale. En élargissant les bras métalliques de l'antenne pour lui donner une configuration d'antenne à fentes, l'impédance d'entrée de l'antenne a été abaissée à 70-80Ω. L'adaptation est en moyenne de -15dB à partir de 4GHz.

- L'ajout d'un plan de masse métallique à proximité d'une antenne spirale à fentes a permis de rendre l'antenne unidirectionnelle tout en restant efficace puisqu'une élévation significative du gain a été obtenue sur toute la bande. L'utilisation des lignes à fentes, qui composent la spirale, permet de rapprocher le plan à $\lambda_{max}/20$.

- La conception de deux nouvelles terminaisons pour l'antenne spirale à fente a été présentée. La première terminaison est une charge adaptée, composée d'une ligne quart d'onde court-circuitée et d'une résistance large bande. La deuxième terminaison est réalisée grâce à un diviseur de Wilkinson qui réinjecte les courants résiduels dans la spirale. Cette dernière, quoique moins efficace dans le cas traité, mériterait assurément quelques travaux complémentaires.

- La réalisation d'une antenne spirale ultra large bande efficace et compacte a été possible en intégrant toutes les solutions présentées précédemment sur une même antenne. Pour cela, l'emploi de fentes s'est révélé simultanément bénéfique pour l'ensemble des objectifs visés.

- L'insertion de résonateurs au cœur de l'antenne spirale, qui permettent de rejeter une bande de fréquence, a été décrite. Des résonateurs en ligne de transmission sont insérés avec précaution sur la spirale. A leur fréquence de résonance, l'onde est réfléchie avant d'être rayonnée. Par ailleurs, ces résonateurs, en jouant de leur niveau de couplage avec l'antenne, pourraient servir à contrôler le niveau du gain de l'antenne ULB sur la bande de fréquence.

- L'association de ces résonateurs à des composants électroniques permet de contrôler le rejet. En multipliant les résonateurs associés avec des switchs, il serait possible de restreindre à la demande la bande de fonctionnement de l'antenne, même si les limites de cette stratégie n'ont pu être clairement établies.

4. Perspectives

Les perspectives de ces travaux peuvent se scinder en deux axes. Premièrement, l'amélioration de l'antenne spirale ULB sans rejet de bande. Deuxièmement, l'amélioration de l'intégration des composants sur les antennes spirales ULB reconfigurables. Comme précisé dans le développement, les annexes proposent des pistes d'amélioration.

L'annexe A décrit trois idées concernant l'antenne spirale seule, la mise en réseau des antennes spirales ULB à fente, l'augmentation de la bande de fréquence d'utilisation et sa miniaturisation dans le plan.

L'annexe B propose deux pistes d'étude à propos de l'antenne spirale ULB reconfigurable en fréquence. La première est le remplacement des switchs par des varactors. La seconde concerne la réalisation simplifiée de lignes de commande DC pour ces antennes.

Enfin, pour sortir du cadre de ces travaux, il serait aussi intéressant de tester d'autres types de switchs. Les switchs MEMS packagés de série ne sont pas simples à intégrer, du fait de la connexion par fil d'or et des types de package proposés. Par exemple, la réalisation de MEMS directement au sein de l'antenne permettrait de mieux maîtriser les connexions et permettrait aussi un gain d'espace non négligeable. L'utilisation de diode PIN, pourrait aussi être envisagée.

5. Publications

5.1. Conférences nationales et internationales

J. Massiot, C. Martel, O. Pascal, N. Raveu, "Elimination du rayonnement arrière d'une antenne spirale", JNM, conférence nationale, Mai 2013

J. Massiot, C. Martel, O. Pascal, N. Raveu, "Self-matched spiral printed antenna with unidirectionnal pattern", EUCAP, conférence internationale, Avril 2013

J. Massiot, C. Martel, O. Pascal, N. Raveu, "Methodology for the design of planar reconfigurable antenna", ANTEM, conférence internationale, Juin 2012

J. Massiot, C. Martel, O. Pascal, N. Raveu, "Performance of an enclosed MEMS mounted shunt on a CPW line", EUCAP, conférence internationale, Mars 2012

J. Massiot, C. Martel, O. Pascal, N. Raveu, "Multi-layer artificial magnetic conductors for multiband antennas", Metamaterials, conférence internationale, Octobre 2011, (Travaux réalisées avant le début de la thèse)

5.2. Brevet

Demande en cours, J. Massiot, C. Martel, O. Pascal, N. Raveu, "Antenne spirale fente à hautes performances"

Annexe A - Travaux complémentaires sur l'antenne spirale

Annexe A.1 - Mise en réseau de l'antenne spirale

Pour de nombreuses applications, par exemple le radar, le gain est un critère très important. La plupart des éléments rayonnants ne répondent pas, de façon unitaire, à celui-ci. La mise en réseau est alors requise pour la réalisation du système antennaire. Dans ce qui suit, nous allons proposer une mise en réseau de l'antenne spirale.

L'antenne a été mise en réseau en simulation. Ce réseau comporte quatre éléments excités avec le mini balun. Le réseau est de taille 2λ/3 x 2λ/3 x λ/15, à 4GHz. Les quatre antennes sont disposées en carré, avec une rotation progressive de 90° et avec un déphasage aussi progressif de 90°, fig. 1. Cette rotation et ce déphasage permettent d'éliminer presque totalement le rayonnement de la polarisation croisée. Le réseau fonctionne bien avec une augmentation de presque 6dB sur toute la bande de fréquence, en fig. 2. Des diagrammes de rayonnement simulés sont présentés en fig. 3.

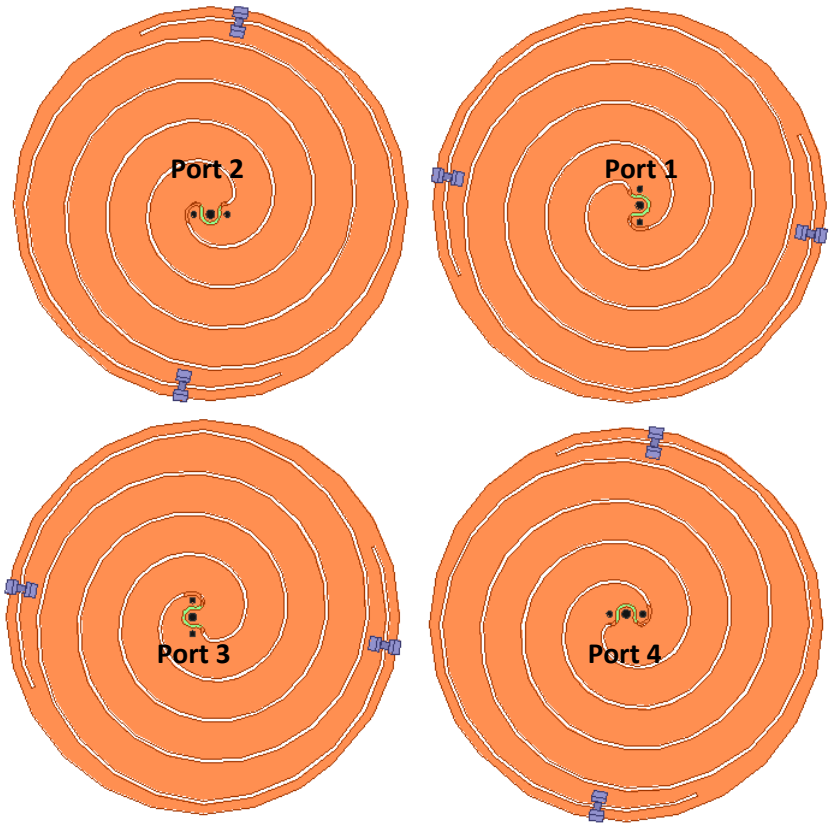
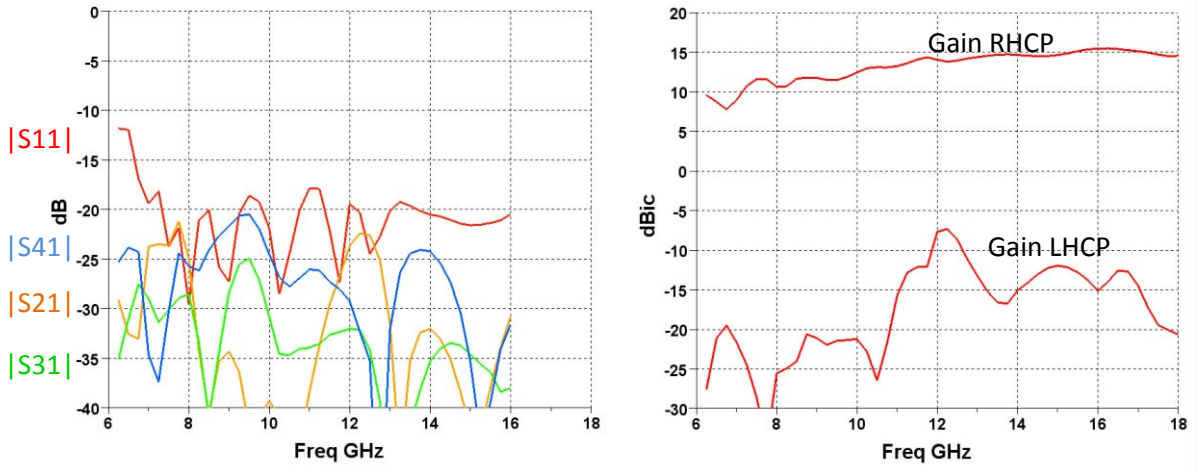


fig. 1 Le réseau de quatre antennes spirales



(a) (b)

fig. 2 Modules du S11 S21 S31 et S41 (a), gains en polarisations circulaires dans la direction normale (b)

On remarque sur la fig. 2, que les éléments sont assez bien isolés les uns des autres. Par contre des lobes de réseau apparaissent dès le milieu de bande. On observe ces lobes sur les diagrammes de rayonnement à 14GHz et 18GHz présentés en fig. 3. Ces lobes viennent de l'écartement des zones actives à ces fréquences qui est supérieur à λ/2. Ce dernier point est la principale difficulté de la mise en réseau d'antennes spirales.

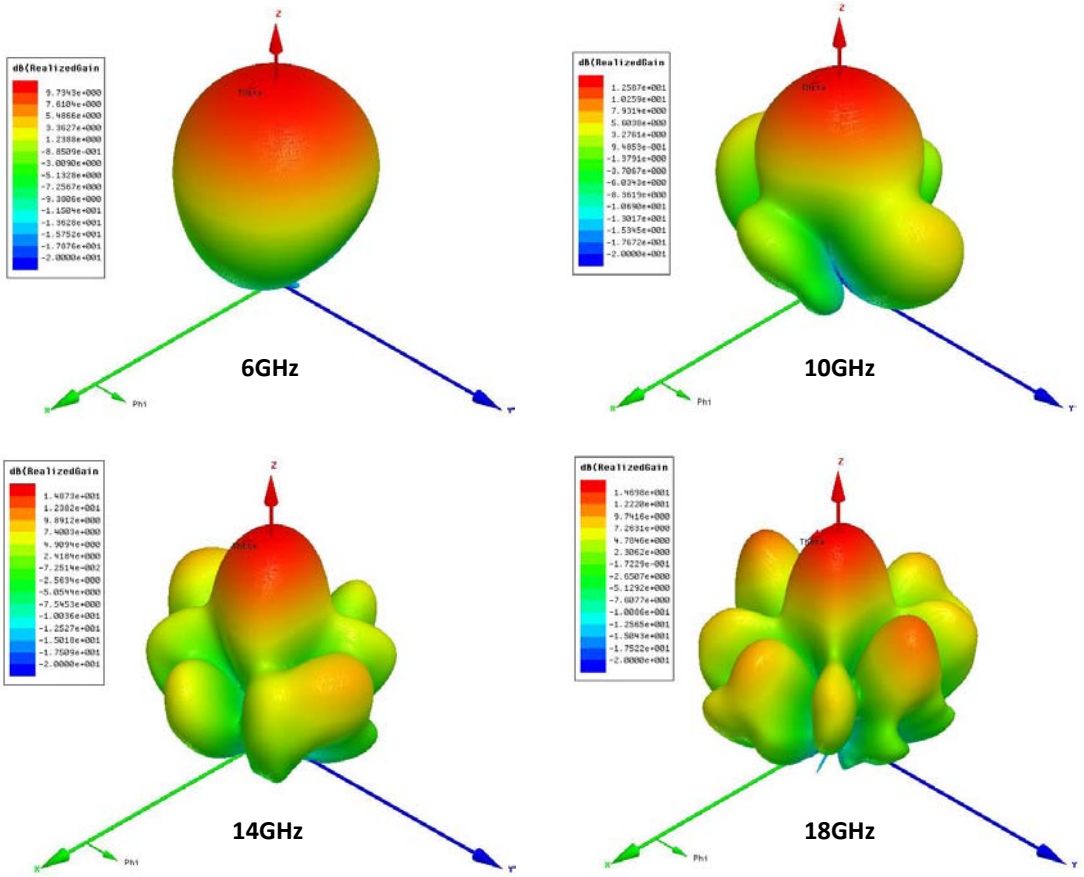


fig. 3 Les diagrammes de gains RHCP simulés

Dans [1] et [2], les auteurs proposent des méthodes pour supprimer ces lobes de réseaux. Une première méthode consiste à utiliser une mise en réseau non périodique. Cette disposition n'est pas la plus compacte possible mais permet de supprimer efficacement les lobes de réseau. D'autre part, [1] fait également référence à une technique qui consiste à insérer des antennes spirales de différents rayons. Cela permettrait de limiter la distance entre les éléments rayonnants aux plus hautes fréquences et donc les lobes de réseaux.

Annexe A.2 – Augmentation de la bande d'utilisation de l'antenne spirale

L'antenne réalisée et mesurée fonctionne sur la bande 4-20GHz selon le critère considéré, cela correspond à 2.5 octaves. Certaines applications demandent une bande beaucoup plus large, de l'ordre d'une décade. La spirale a donc été élargie dans ce but.

En conservant le même taux d'accroissement, le diamètre a été élargi de 24mm à 48mm et la distance spirale – PEC a été augmentée de 3.5 à 7mm. De cette manière nous pouvons espérer atteindre un fonctionnement de 2 à 20GHz, soit une décade. Les résultats de simulations de cette antenne sont montrés sur la fig. 4

On remarque que l'adaptation est bonne sur la bande espérée puisque l'on obtient des gains très corrects. Par contre le gain dans la direction normale baisse après 10GHz. L'énergie est cependant encore efficacement rayonnée. Cette baisse correspond, en fait, à un changement du diagramme de rayonnement. En comparant le gain maximum indépendamment de la direction, et le gain dans la direction normale, on s'aperçoit que l'antenne rayonne à partir de 10GHz dans une autre direction que la normale. Cet effet est lié à l'apparition de la troisième zone active qui peut venir modifier le rayonnement et agir comme un élément parasite. La distance spirale – PEC peut également être optimisée pour limiter ces effets. Nous nous sommes aperçus qu'il était possible d'élargir la bande de fréquence sans changement de diagramme jusqu'à 13GHz en jouant sur la distance spirale – PEC le long de la spirale, ces résultats ne sont pas présentés ici.

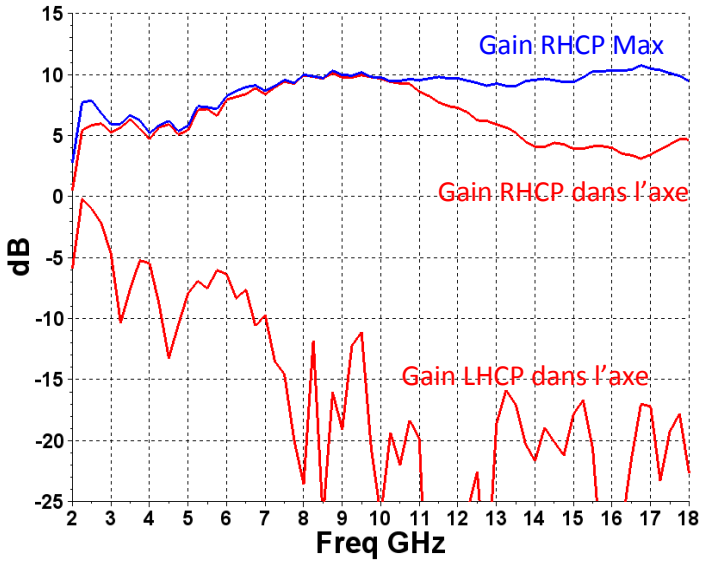


fig. 4 Gains circulaires dans la direction normale et gain RHCP maximal de l'antenne élargie

Annexe A.3 – Miniaturisation de l'antenne spirale dans le plan

La miniaturisation de l'épaisseur de la spirale a été discutée dans la partie parlant des antennes spirale. Par contre, nous n'avons pas parlé de la miniaturisation de la surface de l'antenne. Ce gain d'espace pourrait par exemple permettre de réduire la distance séparant deux éléments rayonnants au sein d'un réseau, et donc éloigner les lobes de réseau du lobe principal.

Il y a eu plusieurs travaux concernant la miniaturisation dans le plan. Dans [3] et [4], deux approches sont détaillées. Une de ces approches est de tenter de diminuer le rayon de la zone active. Pour cela une modulation est introduite dans la ligne. La distance parcourue par l'onde est alors plus grande. La deuxième approche est d'ajouter des anneaux circulaires résonants miniaturisés à l'extrémité de l'antenne. Ces anneaux se couplent avec la spirale et rayonnent dans la partie basse de la bande.

Références Annexe A

[1] I. Hinostroza, "Conception de réseaux large bande d'antennes spirales", Thèse de doctorat, Supélec, Avril 2013

[2] R. Gunivarc'h, R. L. Haupt, "Dual Polarization Interleaved Spiral Antenna Phased Array With an Octave Bandwidth" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 2, p. 397-403, Février 2010

[3] A. Bellion,"Optimisation de la miniaturisation d'antennes spirale d'Archimède étoilées", Journées Nationale Microonde, Mai 2013

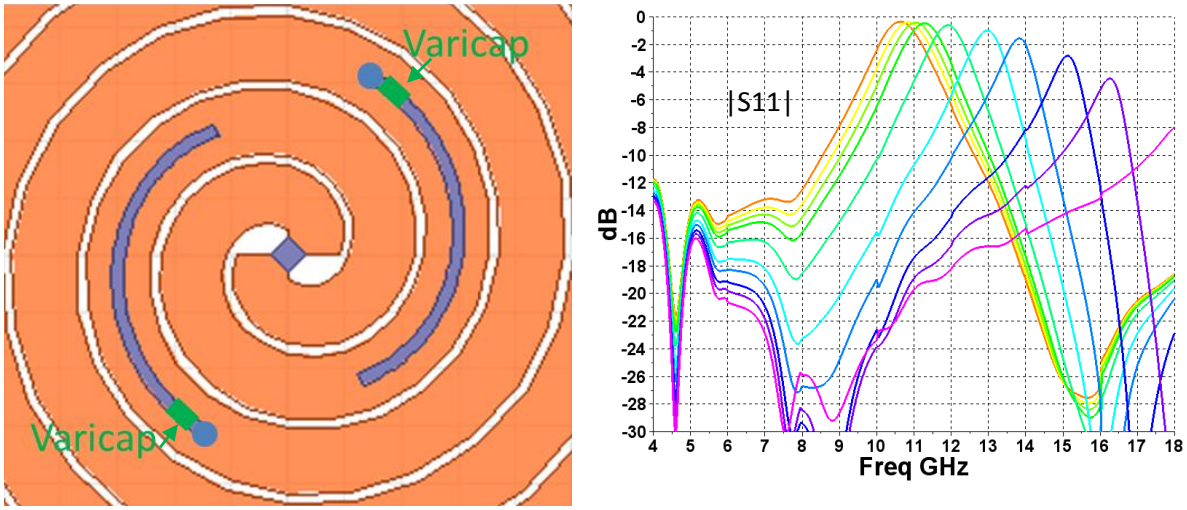
[4] O. Ripoche, H. Aubert, A. Bellion, "Spiral Antenna Miniaturization in Very High Frequency Band", ANTEM, Juin 2012

Annexe B - Travaux complémentaires sur l'antenne spirale à rejet de bande

Annexe B.1- Utilisation de capacités variables

Pour compléter le paragraphe IV.3, sur la commande électronique des résonateurs, nous allons rapidement décrire un autre dispositif que le switch. Ce dernier ne fait que connecter ou déconnecter le résonateur. Il n'a alors que deux états. La résonance est donc soit coupée soit présente. Le reproche que l'on peut faire à cette technique est qu'elle confère une d'agilité limitée à l'antenne car la résonance, si elle est présentée, aura toujours lieu à la même fréquence. Pour contrôler plus finement le rejet, on peut bien sûr multiplier les résonateurs munis de switchs. Cette technique prend de la place, et, sur la spirale, la place est assez restreinte. La capacité variable (ou varactor ou varicap), peut être une solution alternative. En effet, son insertion sur le résonateur va modifier sa longueur électrique continûment. Suivant la tension appliquée sur le composant, la valeur de sa capacité va changer et donc la longueur électrique du résonateur également. Le facteur de qualité du résonateur risque de changer aussi. La bande passante sera modifiée. Le principal problème, de cette technique, vient du fait que la variation de la capacitance des varactors est souvent restreinte, et il est rare de voir des variations de la fréquence de résonance de plus d'un facteur 2. En outre, la fréquence haute d'utilisation de la plupart des varactors disponibles sur le marché est limitée. On peut trouver des exemples d'utilisation des varactors en [1] et [2].

La multiplication des résonateurs alliée à l'insertion de varactor est, pour le moment, le seul moyen d'avoir une agilité en fréquence très large en utilisant les composants disponibles sur le marché. Voici, l'exemple, fig. 1 a, d'une antenne spirale fente, terminée par un anneau absorbant idéal, à rejet de bande. Les résonateurs utilisés sont des résonateurs λ/4 ouverts, connectés aux bras de la spirale par des trous métallisés. Pour avoir l'agilité en fréquence, des varactors sont placés à l'entrée du résonateur. La plage de variation et l'efficacité du résonateur vont dépendre de la place qu'occupe le composant sur le résonateur. Ici la meilleure position est l'entrée du résonateur car les courants à la fréquence de résonance seront plus forts à cet endroit de la ligne. Pour un résonateur λ/2, la place privilégiée sera selon le même raisonnement au centre. Le résonateur de base résonne à 10GHz. Ajouter une capacité, non variable, est une technique de miniaturisation. La varicap augmente alors la fréquence de résonance en fonction de la tension appliquée aux bornes du composant. Sur la fig. 1 b, on peut voir le rejet de fréquence en fonction de la valeur de la capacitance, de 0.02pF à 5pF. Cette variation est idéalisée et ne correspond pas à la variation d'un varactor réel. Une modulation significative de la fréquence de rejet est alors observée.



(a) (b)

fig. 1 Spirale à rejet de bande reconfigurable (a), |S11| pour différentes valeurs de capacitance (b)

Annexe B.2- Ligne de commande modulaire

Une telle approche peut être utile car elle permettrait de construire facilement des lignes DC de topologies complexes.

Voici quelques simulations estimant les effets de fils conducteurs placés à proximité d'une antenne spirale sans plan réflecteur. Sur la fig. 2, on trouve trois éléments parasites différents. Les premiers éléments sont des rubans métalliques de 0.2mm de large, placés à 0.5mm sous les bras de l'antenne spirale, suivant la courbure de la spirale et sans liens directs avec la spirale. Les seconds sont les mêmes rubans métalliques mais ne suivant pas la courbure de la spirale. Ils passent donc par-dessus les fentes. Ces éléments parasites ont été placés à 0.2mm puis 1mm de la spirale. Enfin, deux fils sont placés orthogonalement au plan de la spirale. Ces fils n'ont pas de liens directs avec la spirale, ils ne touchent pas les bras métalliques. Ces éléments ont tous une longueur finie d'environ 7mm et aucune étude paramétrique sur leur longueur n'a été conduite ici. On constate qu'à part le ruban placé à 0.2mm passant par-dessus les fentes, les autres éléments ne gênent pas le fonctionnement de l'antenne ni son rayonnement. En effet, pour comparaison, les performances de la spirale sans éléments parasites sont identiques à celles de la première structure, présentée en fig. 2.

On peut imaginer créer des lignes de commande à partir de tronçons élémentaires de ces différentes lignes. En effet, comme sur la fig. 3, en reliant ces éléments par des bobines (en bleu), qui assurent un lien DC et un blocage RF, il serait possible de venir assembler des lignes complètes de commande. Sur la fig. 3, la ligne DC est constituée de différentes parties. Les lignes vertes représentent des lignes parallèles au plan de la spirale. Chaque niveau de vert correspond à un plan. Les points violets correspondent à des connexions verticales par des trous métallisés. A partir des simulations précédentes, nous pensons que ces lignes

prises indépendamment ne gênent pas le rayonnement de la spirale. Reliée par des bobines, les lignes sont indépendantes d'un point de vue RF et connectées d'un point de vue DC.

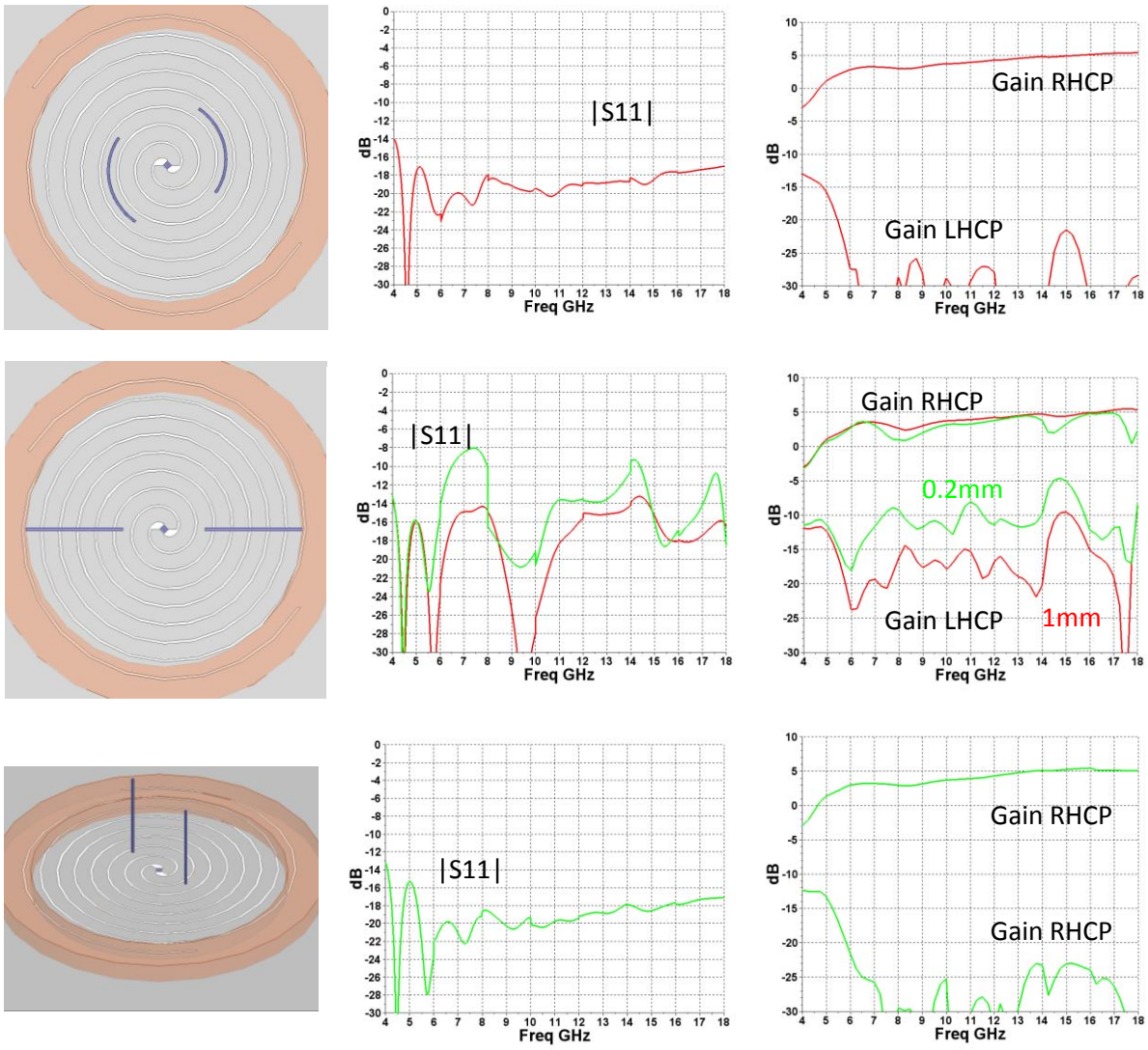


fig. 2 Lignes parasites placées à proximité de l'antenne, performance de l'antenne en |S11| et gains circulaires dans la direction normale

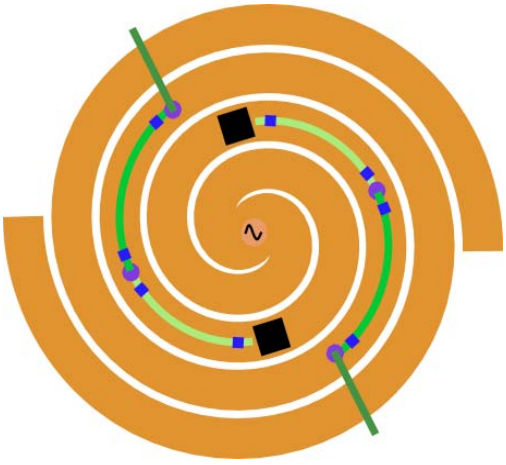


fig. 3 Ligne parasite placée à proximité de l'antenne

Références Annexe B

[1] G. Le Ray, M. Himdi and J.P. Daniel, "Frequency agile slot-fed patch antenna", Electronics Letters, vol. 32, p. 2-3, Janvier 1996

[2] N. Behdad, K. Sarabandi, "A Varactor-Tuned Dual-Band Slot Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 2, p. 401-408, Février 2006

Intégration de MEMS pour la réalisation d' une antenne spirale à hautes performances reconfigurable

Auteur : Jérôme Massiot

Directeurs de thèse : Olivier Pascal, Cédric Martel **Encadrant :** Nathalie Raveu

Mots clés : Antenne, Reconfigurable, Multi Fonction, MEMS

Résumé : L'émergence de nouveaux systèmes de radar et de télécommunication nécessite des antennes adaptables en temps réel. Les antennes reconfigurables permettent de répondre à ce besoin par le biais d'une reconfiguration en fréquence, en polarisation ou en diagramme de rayonnement. En outre, les switchs MEMS sont des composants particulièrement attrayants pour reconfigurer une antenne car ils consomment peu et ont de faibles niveaux de pertes.

La thèse porte sur l'intégration de MEMS dans une antenne spirale ultra large bande; les objectifs étant :
- maitriser l'intégration de MEMS packagés dans une antenne ;
- reconfigurer la spirale pour rejeter les fréquences en dehors de la bande utile ;
- réaliser des prototypes et effectuer des validations expérimentales.

Le mécanisme de rayonnement d'une spirale a été étudié pour identifier les possibilités de reconfiguration de l'élément rayonant. L'une d'elles a été étudiée et mise en œuvre en ajoutant des éléments au cœur de l'antenne spirale. Des antennes spirales avec et sans mécanismes de reconfiguration ont été réalisées et testées. L'antenne de base (sans résonateurs) présente des caractéristiques particulièrement intéressantes : fonctionnement sur la bande 4-20 GHz, gain relativement important de 5 à 9 dBi, et une faible épaisseur de 3.5 mm. La réjection obtenue en simulation s'est avérée difficile à prouver expérimentalement du fait des difficultés d'intégration de MEMS packagés sur l' antenne.

MEMS integration for the design of high performance reconfigurable spiral antenna

Author: Jérôme Massiot

Thesis directors: Olivier Pascal, Cédric Martel **Encadrant :** Nathalie Raveu

Keywords: Antenna, Reconfigurable, Multi Fonction, MEMS

Abstract: The evolution of radar and telecommunication systems needs antennas, which are able to adapt their performances in real time. Reconfigurable antennas can provides such characteristics through a reconfiguration of the frequency of operation, the polarisation or the radiation patterns. Besides, MEMS switches present attractive assets for reconfiguring a radiating element as they consume low power and have low losses.

The thesis is about the integration of MEMS within an ultra wide band spiral antenna. The objectives of the thesis are:
- To master the integration of packaged MEMS in an antenna
- To reconfigure the spiral antenna for the achievement of a band rejection
- To manufacture some prototypes and carry out experimental validations

The radiation property of the spiral antenna has been studied. A reconfiguration of the spiral, which consists of inserting added elements within the radiating structure, has been investigated and applied. Spiral antennas with and without the reconfiguration mechanism have been manufatured and tested. The basic spiral antenna (without the reconfiguration mechanism) presents interesting properties: ultra wide band characteristics from 4 to 20 GHz, a relatively high gain of 5 to 9 dBi, and a low profile thickness of 3.5 mm. In practice, the achieved rejection has been difficult to prove due to the difficulties related to the integration of the packaged MEMS.