Etude de dispositifs hyperfréquences passifs accordables en technologie MEMS RF et SOI

Ghassen Chaabane

▶ **To cite this version:**

Ghassen Chaabane. Etude de dispositifs hyperfréquences passifs accordables en technologie MEMS RF et SOI. Electronique. Université de Limoges, 2016. Français. NNT : 2016LIMO0029 . tel-01503944

HAL Id: tel-01503944
https://theses.hal.science/tel-01503944

Submitted on 7 Apr 2017

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

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

Thèse de doctorat

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE S2IM

Equipe de recherche ou Laboratoire XLIM/MINACOM

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

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

présentée et soutenue par

Ghassen CHAABANE

le 19/01/2016

Etude de Dispositifs Hyperfréquences Passifs Accordables en Technologie MEMS RF et SOI

Thèse dirigée par Valerie Madrangeas, Pierre Blondy et Matthieu Chatras

JURY:

Président du jury

Dominique Baillargeat, Professeur, XLIM, Université de Limoges

Rapporteurs

Hervé Aubert, Professeur, LAAS-CNRS, INP Toulouse

Laurent Dussopt, Responsable scientifique, CEA-LETI Grenoble

Examinateurs

Ludovic Carpentier, Ingénieur, Service Hyperfréquences, CNES Toulouse

Serge Villers, Ingénieur, Service Hyperfréquences, Airbus, Saint-Médard en Jalles

Valérie Madrangeas, Professeur, XLIM, Université de Limoges

Pierre Blondy, Professeur, XLIM, Université de Limoges

Matthieu Chatras, Professeur, XLIM, Université de Limoges

Invités

Laure Huitema, Maître de Conférences, XLIM, Université de Limoges

Olivier Pajona, Directeur Scientifique, Ethertronics France, Antibes

Jean François Villemazet, Ingénieur, Thales Alenia Space, Toulouse

Université de Limoges

À mon père, à ma mère,

A ma femme et mon fils

A mes frères et soeurs

Remerciements

Je remercie tout d'abord Monsieur Dominique Baillargeat pour m'avoir permis de réaliser cette thèse à l'Institut de Recherches XLIM (UMR CNRS 7252, Université de Limoges) au sein du Département MINACOM et pour avoir accepté de présider ce jury.

J'adresse également toute ma reconnaissance à Monsieur Laurent Dussopt, Directeur scientifique au CEA LETI à Grenoble et Monsieur Hervé Aubert, Professeur au LAAS-CNRS, à Toulouse pour avoir accepté de juger ce travail et d'être rapporteurs de ce mémoire. Je remercie très sincèrement Monsieur Ludovic Carpentier, Ingénieur au CNES à Toulouse, Monsieur Serge Villers, Ingénieur chez Airbus à Saint Médard en Jalles pour avoir accepté de faire partie de ce jury de thèse. J'exprime ma gratitude à Monsieur Jean François Villemazet, Ingénieur chez Thales Alenia Space à Toulouse et Monsieur Olivier Pajona, Directeur scientifique Ethertronics à Antibes pour leur participation à ce jury.

J'adresse plus particulièrement tous mes remerciements à Madame Valérie Madrangeas, Professeur à l'Institut de Recherches XLIM, pour m'avoir accueilli dans son département, pour avoir assuré la direction de cette thèse et aussi pour la confiance qu'elle m'a accordée.

J'exprime mes sincères remerciements à mes encadrants Monsieur Pierre Blondy Professeur à l'Institut de Recherches XLIM, et responsable de l'équipe dans laquelle j'ai effectué ce travail, et Monsieur Matthieu Chatras Professeur à l'Institut de Recherches XLIM, pour leur soutien moral aussi bien sur le plan professionnel que personnel, leurs conseils scientifiques, leurs remarques très pertinentes ainsi que leur partage de connaissances.

J'exprime ma reconnaissance à Madame Laure Huitema, Maître de Conférences à l'Institut de Recherches XLIM, pour ses conseils, pour m'avoir guidé lors des différentes simulations électromagnétiques et son aide pendant les mesures des prototypes d'antennes.

Un grand merci à Monsieur Cyril Guines, Ingénieur d'Etudes à l'Institut de Recherches XLIM, pour les diverses réalisations de prototypes de MEMS. Je remercie également Monsieur Damien Passerieux, Ingénieur d'Etudes à l'Institut de Recherches XLIM ainsi que Monsieur Eric Arnaud, Ingénieur de Recherches au CNRS, qui m'ont accordé de nombreuses heures pour me faire partager leur expérience de mesure des dispositifs RF.

J’aimerai remercier Madame Marie-Laure Guillat, secrétaire du département MINACOM, pour sa grande disponibilité, sa patience hors norme, sa bonne humeur et son soutien moral durant toute cette thèse.

Mes remerciements s'adressent aussi au personnel de l'atelier mécanique du laboratoire XLIM, composé de Messieurs Pierre-Olivier Martin, Patrick Frugier et Ludovic Rainaud, pour les conseils et la réalisation de tous les supports nécessaires à la mesure de mes prototypes.

Et également, je tiens à remercier l’ensemble du personnel du labo et mes collègues avec qui j’ai partagé de bons moments: Alaeddine, Amine, Fabien, Maxime, Fatima, Abdel halim, Ossama, François et Ahmed ainsi que tous ceux et celles que j’ai oublié de citer.

Pour finir, je tiens vivement à remercier tous les membres de ma famille pour leur soutien moral qui n’a pas de limite, et pour mon coeur Yosra pour m’avoir toujours poussé à la réussite dans toutes les situations dans ma vie. Je leur souhaite toujours le meilleur.

Sommaire

Introduction générale 8
CHAPITRE 1: Etat de l'art des dispositifs RF accordables 11
1. Introduction 11
2. Les filtres accordables 13
2.1 Technologies pour les filtres 14
2.2 Technologies d'accord pour les filtres 15
2.3. État de l'art des filtres accordables 17
2.3.1 Les varactors 17
2.3.1.1 Définition 17
2.3.1.2 Les varactors en technologie SOI/SOS 18
2.3.1.3. Etat de l'art des filtres utilisant des varactors 20
2.3.2. Les diodes PIN 23
2.3.2.1 Définition 23
2.3.2.2 Etat de l'art des filtres utilisant des diodes PIN 24
2.3.3. Matériaux ferroélectriques 26
2.3.3.1 Définition 26
2.3.3.2 Etat de l'art des filtres utilisant des matériaux ferroélectriques 27
2.3.4. MEMS 29
2.3.4.1 Définition 29
2.3.4.2. Les commutateurs MEMS 29
2.3.4.3. Les capacités commutées MEMS 30
2.3.4.4. Les capacités variables MEMS 30
2.3.4.5. Etat de l'art des filtres utilisant les MEMS 31
2.3.5 Etude comparative des éléments d'accord 33
2.4. Filtres planaires accordables à bande passante absolue constante 36
2.4.1 Etat de l'art des filtres accordables à bande passante absolue constante 36
2.4.2 Etude comparative des filtres accordables à bande passante absolue constante 39
3 Les antennes accordables 41
3.1 Définition d'une antenne 41
3.1.1 Les antennes: introduction 41
3.1.2 Les antennes: définition 42
3.2 Antennes élémentaires pour terminaux mobiles: antennes filaires et antennes planaires 44
3.2.1 Antennes filaires classiques 44
3.2.1.1 Antenne dipolaire [108] 44
3.2.1.2 Antenne monopôle 45
3.2.2 Antennes planaires classiques (antennes patchs) 46
3.3 Techniques de miniaturisation 47
3.3.1 La miniaturisation des antennes filaires 48
3.3.1.1 Le monopole chargé 48
3.3.1.2 Le monopole fractal 49
3.3.1.3 Le monopole enroulé [114] 49
3.3.1.4 Le monopole replié (antenne inversée) 50
3.3.2 La miniaturisation des antennes planaires (antenne patch) 50
3.3.2.1 Utilisation de courts-circuits - Antenne quart d'onde 50
3.3.2.2 Insertion de fentes dans l'élément rayonnant 52
3.3.2.3 Antenne à méandres 53

3.3.2.4 Utilisation de structure fractales 54
3.3.2.5 Utilisation de substrat à haute permittivité 54
3.4 Les antennes reconfigurables 55
3.4.1 Définitions....55
3.4.2 Antennes accordables en fréquence 57
3.4.2.1 Antennes à commutation....58
3.4.2.2 Antenne intégrant des charges réactives 60
3.4.2.3 Antennes intégrant des matériaux actifs 62
3.4.2.4 Reconfiguration mécanique d'une antenne....63
3.4.3 Récapitulatif: état de l'art....65
4. Conclusions....67
CHAPITRE 2: Filtre Accordable à bande passante absolue constante....69
1. Introduction....69
2. Synthèse de filtres à bande passante absolue constante....70
2.1 Principe d'accordabilité et choix du résonateur et de l'élément d'accord [1] 70
2.2 Les filtres accordables à bande passante absolue (BPA) constante 71
2.3 Méthode de conception appliquée....72
2.4 Conception du filtre accordable passe-bande à bande passante absolue constante....72
La bande passante du filtre est définie à partir du coefficient de réflexion et représente la plage de fréquence pour laquelle le $|S_{11}|$ est inférieur à -15 dB....73
2.4.1 Dimensionnement du résonateur 73
2.4.2 Choix de la capacité variable C_v et réalisation....75
2.4.3 Etude du couplage d'entrée-sortie: choix d'une configuration 78
2.4.4 Couplage d'entrée-sortie à l'aide d'un filtre passe bas 79
2.4.5 Réalisation du couplage inter-résonateurs K_{12} 83
3. Structure du filtre finale 85
3.1 Fabrication des filtres 86
3.2 Gravure du circuit sur substrat Duroid RT 5880....86
3.3 La technique de montage en surface SMT (Surface Mount Technology) 87
4. Etude des performances du filtre 89
4.1 Performances fréquentielles du filtre 89
4.2 Performance en linéarité du filtre....91
5. Optimisation du filtre....93
5.1 Optimisation des dimensions 93
5.2 Optimisation des remontées en basse fréquence 94
5.3 Fabrication et performances du filtre optimisé 95
5.3.1 Fabrication 95
5.3.2 Performances du filtre optimisé 96
5.3.3 Optimisation des pertes d'insertion 98
5.3.4 Performances en linéarité 99
6 Filtre accordable à bande passante absolue constante utilisant des capacités variables du commerce 101
6.1 La Capacité variable DTC (Digitally Tunable Capacitor) - PE64904 101
6.2 Structure du filtre 106
6.3 Performances du filtre accordable....107
6.3.1 Performances fréquentielles 107
6.3.2 Performance de linéarité....109
7. Conclusions....109

CHAPITRE 3: Conception d'antennes accordables en fréquence 111
1. Introduction 111
2. Conception et réalisation d'antennes planaires (PIFA) quart d'onde reconfigurables 113
2.1 Première approche: antenne quart d'onde avec trois bits 113
2.2 Etude d'une antenne accordable entre 1 et 1.5 GHz 114
2.3 Antenne entre 1.5 et 2.2 GHz 123
3. Etude de linéarité de l'antenne 131
4. Conclusions 133
Conclusion générale 134
Bibliographie 137
Bibliographie personnelle 153
Annexes 154
Table des illustrations 166
Table des tableaux 171

Introduction générale

L'importante évolution des standards de communications sans fil impose aux systèmes de télécommunications une évolution rapide de leurs architectures. Cette évolution est imposée par de nouvelles normes dont certaines sont basées sur les concepts de transmission multi-porteuses et multimodes avec une priorité à la compacité, l'intégration, la performance et la baisse de coût.

Plusieurs solutions techniques sont envisagées pour s'adapter à cette évolution, et de nouvelles architectures de têtes d'émission-réception sont envisagées en faisant appel à des composants électroniques reconfigurables.

Ces dispositifs reconfigurables sont répartis sur toute la chaine d'émission-réception, et peuvent prendre différentes formes tels que des filtres accordables en fréquences, des antennes accordables, adaptateurs d'impédance ou des déphaseurs... Les composants passifs accordables présentent un réel intérêt car ils peuvent fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences pour des applications ou des standards de communication différents tout en réduisant le coût, l'encombrement et la consommation d'énergie.

Deux composants passifs d'une chaine de transmission, les filtres et des antennes reconfigurables font l'objet des travaux de recherche menés dans le cadre de cette thèse.

Les performances des circuits et des dispositifs hyperfréquences reconfigurables sont directement liées aux propriétés des éléments d'accord utilisés pour assurer cette fonctionnalité. Dans ce but, différents éléments tels que les composants à base de semi-conducteurs (varactor, diode PIN, transistor), de matériaux agiles (ferroélectriques, ferromagnétiques) sont utilisables... Le choix de ce dispositif d'accord dépend des performances et du type d'application envisagée, et les pertes, la linéarité, la vitesse de commutation, la tenue en puissance, la consommation, le coût, sont les principaux critères qui guident le choix.

Au début des années 2000, d'autres solutions ont vues le jour avec le développement de la technologie RF-MEMS (Micro Electro-Mechanical System). Ceci a incité les concepteurs de circuits RF à étudier la possibilité d'exploiter les propriétés de cette technologie. Le développement de la technologie RF MEMS peut permettre de franchir un verrou technologique et d'atteindre de bonnes performances en termes de fréquence de coupure, de facteur de qualité, de pertes et de linéarité ... Cette nouvelle technologie a contribué au développement de nouveaux circuits accordables adaptés aux besoins actuels. Développée

depuis de nombreuses années au laboratoire XLIM, la technologie RF MEMS est utilisée dans les travaux de cette thèse.

Le manuscrit de thèse s'articule autour de trois chapitres. Le premier propose un état de l'art sur les dispositifs microondes accordables. Les principales filières technologiques de filtres accordables en fréquence (volumique ou planaire) seront présentées ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients. Nous décrirons dans ce même chapitre les différentes technologies d'accord utilisées pour les filtres et les performances et les potentialités offertes par chacun d'entre eux seront évaluées à partir d'exemples relevés dans la littérature. A l'issue de cette étape, nous aurons dégagé des pistes d'investigation tant topologiques que technologiques: le filtrage planaire utilisant des MEMS-RF.

Les filtres passe-bande accordables en fréquence centrale présentent généralement une variation non désirée de la bande passante sur la plage d'accord. Cependant de nombreuses applications nécessitent des filtres accordables à bande passante absolue constante pour assurer aux différents utilisateurs le même débit. Nous nous focaliserons donc sur l'aspect bande passante absolue (BPA) constante. Les différentes topologies et technologies utilisées pour ce type de filtrage seront présentées, discutées et comparées entre elles à l'aide de tableaux qui résument leurs performances.

Nous nous intéresserons également à l'état de l'art des antennes reconfigurables et aux techniques de miniaturisation. Nous présentons ainsi les caractéristiques des antennes et les critères d'évaluation de l'accordabilité de ces dernières. Nous exposons aussi les différents types d'antennes filaires et planaires dédiées aux terminaux mobiles. Les différentes techniques de miniaturisation et leur impact sur les performances des antennes seront exposés dans ce même chapitre.

Le deuxième chapitre étudiera le principe d'accord en fréquence centrale pour les filtres reconfigurables et la synthèse d'un filtre à bande passante absolue constante sera également détaillée. Nous présentons une nouvelle topologie de filtre accordable à BPA qui utilise des filtres passe bas en entrée et en sortie pour contrôler les coefficients de couplage. Différents circuits seront présentés et deux technologies d'accord seront utilisées, les RF MEMS et des capacités commutées du commerce basées sur la technologie CMOS SOI (Silicon On Insulator). Cette étude sera complétée par des tests de tenue en puissance. Les résultats expérimentaux valideront le concept proposé, la technologique ainsi que le choix de MEMS RF comme élément d'accord.

L'accordabilité et la miniaturisation seront également au cœur de l’étude du troisième chapitre. En effet, ce chapitre est dédié à la réalisation des antennes accordables en fréquences. Deux circuits sont présentés, en suivant les étapes d'optimisation des performances utilisées pour élargir la bande passante, et l’efficacité. Nous pourrons montrer que l'utilisation de commutateurs RF MEMS permet d’assurer l'accord en fréquence et de bonnes performances de linéarité. Les mesures en paramètres S et en rayonnement en chambre anéchoïde permettront de valider notre concept.

CHAPITRE 1: Etat de l'art des dispositifs RF accordables

1. Introduction

L'apparition de technologies inhabituelles avec de nouvelles normes, nécessite, à l'heure actuelle, la duplication des circuits à bande fixe. Les systèmes accordables sont donc devenus un des éléments indispensables à ces modifications.

En effet, l'utilisation d'un seul dispositif, agile en fréquence permettant ainsi de répondre à diverses applications, réduit de façon considérable la taille et le coût du système. Ce type de dispositif constitue donc une solution attrayante et suscite un vif intérêt auprès des concepteurs de circuits.

L'avantage de ces dispositifs reconfigurables réside dans leur aptitude à fonctionner à différentes bandes fréquentielles en utilisant la structure la plus simple possible. Pour les filtres, il est ainsi nécessaire de pouvoir changer soit leur fréquence centrale, soit leur bande passante ou les deux à la fois. La modification de leurs caractéristiques permet de sélectionner les signaux utiles et d'éliminer ceux indésirables et parasites, induits par le canal lors de la transmission, ou apportés par les éléments passifs et actifs constituant le système.

Les tendances récentes du marché imposent d'autres exigences: une miniaturisation de plus en plus drastique, par exemple, pour les antennes, un fonctionnement multi-bandes et large bande, un faible coût de production, tout en conservant de très bonnes performances (adaptation, rayonnement).

C'est dans ce contexte que s'inscrivent nos travaux de recherche concernant la conception des dispositifs reconfigurables. On s'intéressera plus particulièrement aux filtres et aux antennes accordables.

Ce chapitre présente les différentes techniques d'accord en fréquence appliquées aux filtres et aux antennes. En effet, pour modifier la fréquence de résonance d'un dispositif, des éléments d'accords sont requis. Il en existe de nombreux tels que les commutateurs RF MEMS, les matériaux actifs, les diodes PIN, les varactors et les diodes à capacités variables. Certains assurent un réglage continu et d'autres fonctionnent comme des commutateurs "on / off" donnant la possibilité d'avoir un réglage discret de la fréquence. L'intégration de la technologie MEMS dans les systèmes RF permet d'obtenir des dispositifs accordables avec de très bonnes performances en termes de pertes d'insertion, d'intégration, de consommation et de

linéarité. Les avantages et les inconvénients de chaque technique seront alors discutés. De nombreux exemples relevés dans la littérature seront ainsi présentés.

Dans un premier temps, on s'intéresse aux notions de filtrage. Les différentes topologies, les technologies d'accord et les compromis entre performances, taille et coût feront l'objet de cette première partie. La demande d'une bande passante absolue constante devient un élément incontournable des nouveaux systèmes.

La deuxième partie de ce premier chapitre présente les différents types d'antennes dédiées aux terminaux mobiles. Les principales techniques de miniaturisation seront exposées en indiquant leurs performances et leurs limitations.

Il existe plusieurs techniques de miniaturisation, nous pouvons citer le monopole replié [1], le résonateur diélectrique [2], les lignes à méandres [3], l'utilisation de fentes [4], les substrats à forte permittivité [5] [6]… Ces techniques peuvent effectivement réduire la taille mais s'accompagnent généralement d'une dégradation des performances de l'antenne en terme de bande passante d'adaptation et d'efficacité de rayonnement

Nous nous intéresserons ensuite aux différentes techniques d'accord en fréquence appliquées aux antennes. Les avantages et les inconvénients seront alors discutés. De nombreux exemples relevés dans la littérature seront ainsi présentés.

2. Les filtres accordables

Les filtres accordables sont des dispositifs déterminants des systèmes millimétriques et micro-ondes modernes et se retrouvent principalement dans les systèmes militaires, les équipements de mesure et les systèmes de communication (satellite, radio cellulaire....).

La figure I.1 présente la fin d'une chaine de téléphonie mobile (GSM, CDMA) comportant neuf filtres ou duplexeurs fixes. Ce nombre se justifie par la quantité d'applications et de fonctionnalités proposées par un appareil téléphonique portable.

En employant des filtres accordables, les performances globales sont améliorées pour répondre aux normes en vigueur (réduction de la taille, du poids, du coût, de la complexité de ces systèmes multicanaux....).

La figure I.2 présente la fin d'une chaîne similaire de téléphonie mobile avec une réduction considérable de la surface occupée par les éléments passifs (filtres - duplexeurs - antennes) grâce à l'intégration d'éléments accordables.

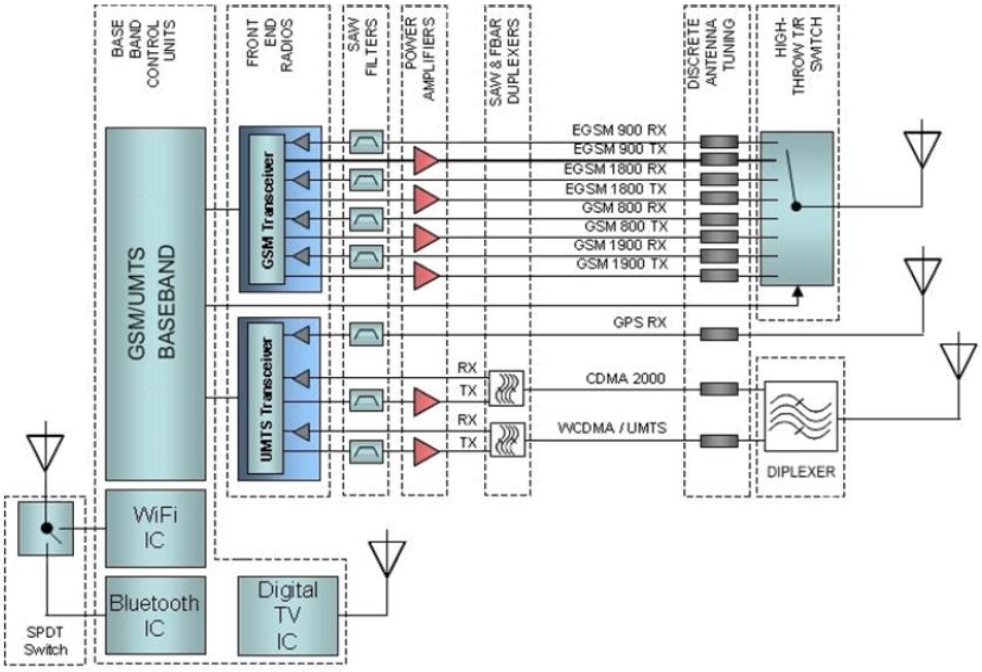


Figure I.1: Architecture de la fin d'une chaine de téléphone mobile [7]

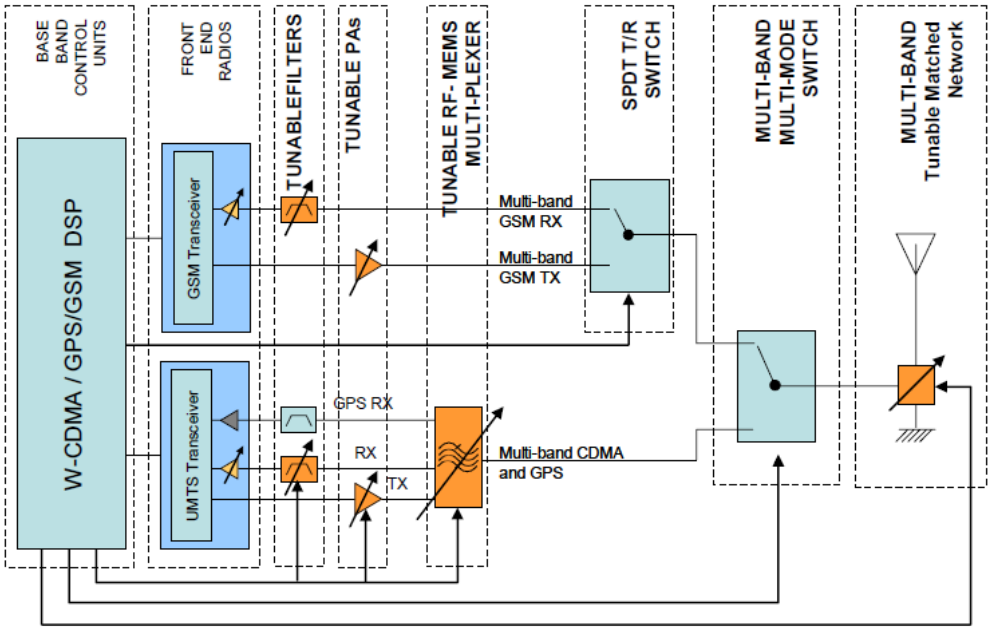


Figure I.2: Architecture de la fin d'une chaine similaire de téléphone mobile utilisant des dispositifs accordables

2.1 Technologies pour les filtres

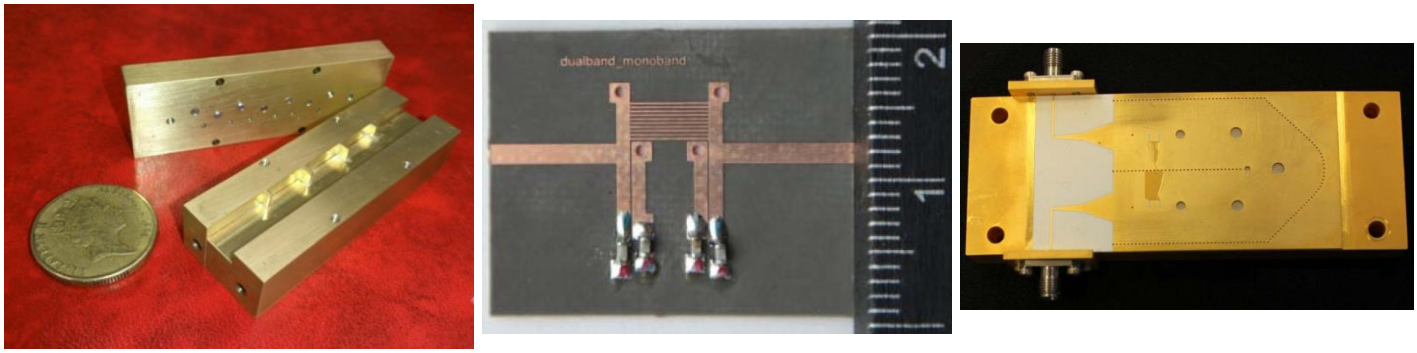
Ces filtres sont classés en trois grandes catégories selon la configuration utilisée: les filtres planaires (micro-ruban, coplanaires, multicouches....), les filtres volumiques et autres technologies innovantes (filtres micro-usinés [8], SIW [9], SAW[10], BAW [11],....) (figure I.3).

Les filtres volumiques utilisent soit des guides d'ondes de différentes formes, souvent rectangulaires ou cylindriques, des cavités résonantes ou des résonateurs diélectriques. Ils permettent d'obtenir une bande passante étroite avec des facteurs de qualité à vide élevés et une bonne tenue en puissance. Par contre cette technologie présente plusieurs inconvénients notamment au niveau de l'encombrement et du poids. Ils sont plus difficilement reconfigurables et nécessitent souvent des réglages après fabrication, ce qui augmente les coûts de fabrication.

Compte tenu des contraintes de la technologie volumique, citées précédemment, les concepteurs de filtres se sont dirigés vers les technologies planaires. Ces dernières ont pour avantage d'être compatibles avec la technologie MMIC, compacts, simples à intégrer dans les systèmes, facilement reconfigurables, simples à réaliser avec des faibles coûts. Leur inconvénient est le faible facteur de qualité à vide qui contribue fortement à une réduction de la sélectivité et à une augmentation des pertes d'insertion.

La technique SIW (Substrate Integrated Waveguide) associe les technologies volumique et planaire pour concevoir des filtres compacts offrant des facteurs de qualité de quelques centaines à 10 GHz. Elle consiste à générer des guides d'ondes dans un substrat diélectrique dans lequel une onde peut se propager. Une fonction de filtrage peut être obtenue en formant des cavités à l'intérieur d'un tel guide. Ces cavités, ou résonateurs diélectriques, sont couplées entre elles par des iris ou des plots métalliques [12] [13].

D'autres technologies innovantes ont permis d'améliorer les performances de chacune de ces deux technologies, volumiques et planaires, et de remédier aux inconvénients de chacune d'elles. Ces nouvelles technologies nécessitent une bonne maitrise des procédés de fabrication (micro-usinage [8] [14], FBAR: Film Bulk Acoustic Resonator [15]...) ou d'intégration de nouveaux matériaux (supraconducteurs [16] [17] piézoélectriques [18] [19]...). Ce qui augmente fortement le coût de fabrication.



(a) (b) (c)

Figure I.3: (a) Technologie volumique [20], (b) technologie planaire [21],(c) technologie SIW [12]

Chacune de ces technologies ayant ses propres spécificités, le choix d'utiliser l'une ou l'autre dépend donc du besoin réel du système dans lequel les filtres seront intégrés. Pour des spécifications non exigeantes en matière de tenue en puissance et de pertes d'insertion la technologie planaire présente un très bon compromis coût / performances. C'est dans ce cas de figure que nous nous sommes positionnés tout au long de ce travail.

2.2 Technologies d'accord pour les filtres

L'accord en fréquence pour les filtres est réalisé à travers une commande interne ou externe spécifique. Il peut être réalisé à l'aide d'une variation, de la permittivité du substrat d'accueil ou à des charges capacitives ou inductives qui se rajoutent à chaque résonateur constituant le dispositif de filtrage. Le choix des éléments d'accord est très important pour la qualité globale du système dans lequel ils seront insérés puisqu'ils agiront directement sur les performances.

La plupart des filtres passe-bande accordables présentés dans la littérature sont classés en quatre catégories principales selon le mécanisme de réglage: mécanique [22][23], magnétique [24][25], électrique [26] et celui à base de MEMS [27] [28] [29].

Les filtres accordables mécaniquement sont souvent réalisés en technologie volumique, car la commande mécanique présente ainsi une tenue en puissance importante et de faibles pertes d'insertion. Cependant, ils ont une vitesse de réglage lente et sont souvent assez volumineux (système vis-écrou, micromoteur, transducteur piézo-électrique...).

Les filtres accordables magnétiquement ont été largement utilisés dans les systèmes de communication micro-ondes. Ils utilisent des matériaux ferromagnétiques dont les propriétés magnétiques (perméabilité μ) changent en fonction du champ magnétique statique appliqué $\mu=f(H)$. En hyperfréquences, des ferrites sont principalement utilisés. Parmi ces commandes magnétiques on trouve le résonateur YIG (Yttrium-Iron-Garnit) [30] [31], constitué d'une bille à fréquence de résonance variable en fonction du courant de polarisation (variation de champ magnétique). Ces commandes permettent d'avoir de très larges plages d'accord, de faibles pertes d'insertion, et un bon facteur de qualité. Les inconvénients comprennent la taille, la consommation de courant (0.3-3 A), la sensibilité thermique, la faible vitesse d'accord, et l'incompatibilité avec les systèmes intégrés.

Les filtres accordables électroniquement utilisent typiquement des condensateurs variables, des diodes à semi-conducteurs, ou des matériaux ferroélectriques qui sont contrôlés par l'application d'une tension de commande (polarisation). Ceci permet d'obtenir une charge capacitive ou inductive variable nécessaire pour modifier la fréquence centrale d'un résonateur. Les avantages sont nombreux : large gamme de réglage, taille compacte, réglage rapide, et compatibilité avec d'autres systèmes miniatures. Toutefois, leurs performances sont inférieures aux filtres magnétiques ou mécaniques.

Les filtres accordables peuvent également utiliser des composants MEMS ("Micro Electro Mechanical Systems"). Les dispositifs accordables à base de MEMS sont considérés comme une quatrième catégorie car leur mécanisme de réglage est multidisciplinaire.

Les MEMS se sont développés avec l'évolution des techniques de micro-usinage au cours des vingt dernières années. Actuellement ils sont très utilisés dans les applications de filtrage ou dans les systèmes électroniques accordables. [32] [33]

Les MEMS ont suscité beaucoup d'intérêts grâce à leurs bonnes performances. En effet, ils combinent les avantages des commutateurs électromécaniques traditionnels (faibles pertes d'insertion, forte isolation, linéarité extrêmement importante) avec ceux des commutateurs à semi-conducteurs (faible consommation d'énergie, miniaturisation, longue durée de vie). Parmi leurs principaux avantages, nous pouvons citer, les pertes d'insertion (0,2 dB), l'isolation (> 40 dB), la linéarité IP3 (> 66dBm), le facteur de qualité Q (> 100 pour des fréquences de travail comprises entre 0 et 40 GHz). Les temps de commutation (µs) et les tensions d'activation (25 à 100 V) restent leurs principaux inconvénients. Cependant, les MEMS offrent probablement les meilleures performances parmi les éléments d'accord actuellement disponibles. Ce qui leur permet d'être considérés comme les meilleurs candidats pour les systèmes de communication multi-bandes de prochaine génération.

Pour ces travaux, notre choix s'est porté sur ce type de dispositif de réglage. Dans le paragraphe 2 nous allons comparer les performances des filtres accordables à base de MEMS avec celles des filtres utilisant d'autres éléments d'accords.

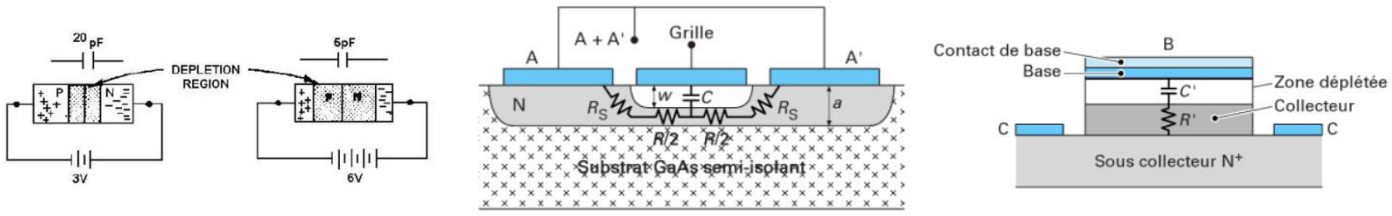
2.3. État de l'art des filtres accordables

Nous présentons, dans cette partie, différents exemples de filtres passe-bande accordables dans le domaine des radiofréquences et micro-ondes avec, à chaque fois, un bref rappel du principe utilisé. Les exemples seront répartis selon l'élément utilisé pour assurer la fonction d'accordabilité. Cette étude se limite aux topologies innovantes de filtres planaires.

2.3.1 Les varactors

2.3.1.1 Définition

Les varactors sont largement utilisés dans le domaine radiofréquence afin d'assurer un accord continu. Ils peuvent être regroupées en deux grandes familles (figure I.4): les varactors de type transistor (MESFET, MOSFET, HFET, bipolaires, MOS SOI/SOS...) ou les varactors de type diode (diode p-n, diode Schottky).



(a) (b) (c)

Figure I.4: Différents types de varactors - (a) Diode p-n, (b) varactor planaire en technologie MESFET, (c) varactor vertical en technologie bipolaire [34]

Les varactors sont constitués généralement d'une jonction P-N polarisée en inverse. Cette jonction est à moitié dopée avec des atomes trivalents (accepteurs) et l'autre moitié avec des atomes pentavalents (donneurs).

Les diodes p-n sont les varactors les plus utilisés dans le domaine du filtrage microonde, grâce à leur important rapport capacitif, ainsi qu'à leur facilité d'intégration (montage en surface). Le principe de fonctionnement consiste alors à polariser le dispositif en inverse ce qui entraine une migration des trous de la région P vers l'anode, et les électrons de la région N migrent vers la cathode de la diode. Ceci laisse une région sans charge (région d'appauvrissement) qui agit comme un diélectrique.

L'augmentation de la tension de commande entraîne l'augmentation de la taille de la région d'appauvrissement et donc la diminution de la valeur capacitive de la diode varactor et inversement. Différents types de varactors existent. C'est le critère de rapport capacitif Cmax/Cmin qui permet de les différencier. Pour les applications à large plage d'accord, nous pouvons citer les diodes Schottky [35][36] ou les diodes GaAs [37][38] qui présentent des rapports capacitifs de l'ordre de 5 à 10.

Étant donné que la diode à capacité variable est un dispositif actif, il y aura des non-linéarités associées aux signaux qui la traversent. Elle présente également des pertes qui peuvent augmenter au-delà de 10 GHz. Par ailleurs, ces dispositifs offrent de faibles temps de commutation avec des tensions d'actionnement faibles (inférieures à 15 V).

2.3.1.2 Les varactors en technologie SOI/SOS

Grâce aux récents progrès de la technologie Silicium sur isolant (Silicon On Insulator (SOI)) et à la diminution de son coût de fabrication, cette dernière apparaît aujourd'hui comme une solution prometteuse

pour les commutateurs RF à hautes performances. La technologie SOI devenue l'une des alternatives pour le développement de composants à basse consommation et à haute fréquence.

Elle a été inventée pour réponde aux besoins des circuits intégrés durcis aux irradiations ionisantes. En effet, elle permet d'offrir une parfaite isolation diélectrique entre la couche active et le substrat de silicium massif, en utilisant un oxyde enterré.

Le Silicium sur saphir (SOS) est la première génération de la technologie SOI. L'utilisation du saphir comme isolant induit des problèmes liés à la différence, des coefficients de dilatation thermique et des paramètres de maillage entre le réseau cristallin du silicium et du saphir. Ce qui provoque un stress à l'interface silicium-saphir, qui dégrade fortement les performances du composant [39].

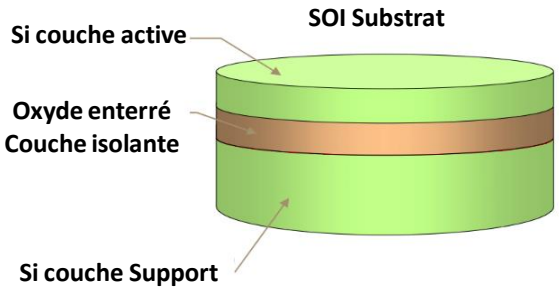


Figure I.5: Différentes couches de technologie SOI

a - Les varactors SOI

L'accordabilité des varactors MOS sur SOI est liée à Cmax, la capacité de l'oxyde de grille et Cmin, la capacité parasite ou de jonction. L'utilisation de couche isolante d'oxyde enterré limite la valeur des capacités parasites donc on obtient un Cmin faible et donc un bon rapport Cr (Cr = Cmax/Cmin) [39]

b - Les Switch SOI

L'isolation du substrat améliore également les performances des commutateurs. En effet, la couche d'oxyde enterrée (BOX) permet de réduire les capacités parasites qui existent entre la couche active et le substrat, et de diminuer les pertes, du fait de la diminution du courant de fuite vers le substrat. La capacité qui modélise le couplage entre la zone active et le substrat (Cj pour le substrat massif et Cbox pour le SOI) est jusqu'à 8 fois plus faible sur le SOI que sur un substrat massif [40].

(a) (b)

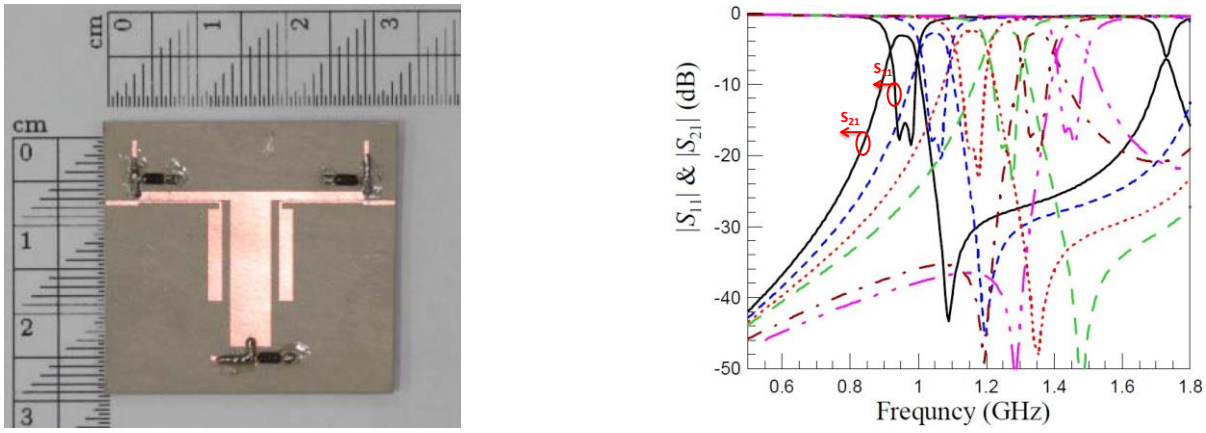
Figure I.6: Commutateur MOSFET en technologie CMOS - (a) Substrat massif, (b) SOI [41]

2.3.1.3. Etat de l'art des filtres utilisant des varactors

Les varactors peuvent être utilisées dans les structures de filtrage accordables. Ainsi une ou plusieurs varactors peuvent être intégrées pour modifier la fréquence centrale des résonateurs. Le filtre double bande décrit dans la référence [42] et le filtre à large plage d'accord de la référence [43] peuvent être cités comme exemple. Des conceptions ont également été présentées dans les articles [35][44][45] qui permettent le double réglage, bande passante et fréquence centrale.

Dans l'article [43], trois diodes sont utilisées pour concevoir un filtre accordable à très large plage d'accord. Ce dernier comprend deux résonateurs et un stub commun chargés par des diodes (figure I.7).

Les diodes, placées sur les deux lignes constituant les résonateurs, permettent de faire varier la fréquence centrale du filtre. Le stub chargé par une diode est introduit pour régler le zéro de transmission autour de la bande passante.



(a) (b)

Figure I.7: (a) Photographie du filtre, (b) Performances en fréquence du filtre [43]

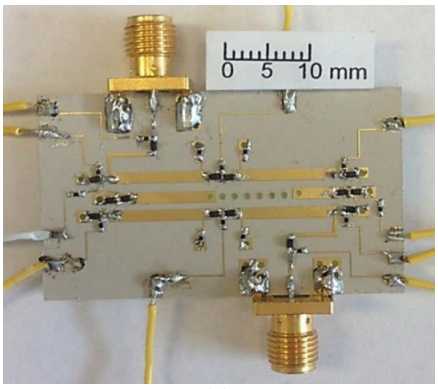
Le filtre est fabriqué sur un substrat de RT/duroid 6010. Les diodes varactors utilisées sont les MA46H202 de M/A-COM [46]. Les résultats de mesure montrent qu'une large gamme d'accord de 41,7% (0.95 GHz – 1.45 GHz), a été obtenue. Les pertes d'insertion mesurées sont comprises entre 2.4 et 2.9 dB, avec une adaptation supérieure à 15 dB.

La structure proposée par T. Yang et G.M. Rebeiz [42] composée de cinq résonateurs (figure I.8), permet d'obtenir un filtre accordable double bande. Un résonateur commun est utilisé par les deux bandes, supérieure et inférieure, pour obtenir les réponses d'un filtre de troisième ordre.

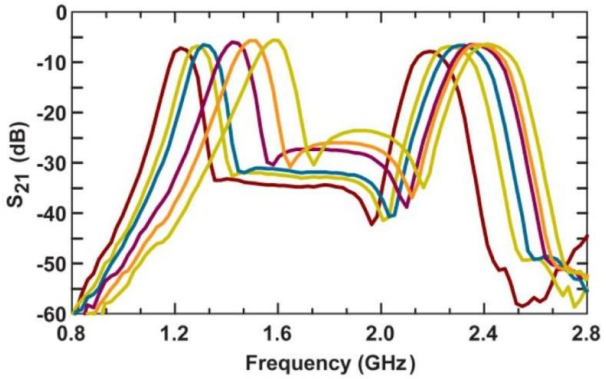
Les fréquences de résonance des modes pairs et impairs peuvent être réglées indépendamment par l'intégration des varactors au milieu et à l'extrémité du résonateur commun. De plus, l'ajout des résonateurs supplémentaires à côté du résonateur commun permet l'obtention d'un filtre multi-bandes accordable d'ordre élevé. Des diodes Schottky sont placées à une seule extrémité des résonateurs permettant d'obtenir la fonction d'accordabilité. La deuxième extrémité est connectée à la masse à travers des vias.

Le dispositif est fabriqué sur un substrat de Rogers 6010. Deux types de diode Schottky sont utilisées: la Schottky-diode SMV1234 et la Schottky-diode SMV1235 de Skyworks [47] [48] qui présente une faible résistance série de 0.6 Ohm, une variation capacitive de 2.38 pF à 18.22 pF pour une tension de commande de 15-0 V et un facteur de qualité à vide de 7-55@ 2 GHz.

Les deux bandes d'accord, supérieure et inférieure, couvrent une plage d'accord fractionnaire de 34% et 18,6%, avec une variation de 1.15 à 1.6 GHz et 2.12 à 2.45 GHz respectivement, et une bonne adaptation d'impédance d'entrée. Les pertes d'insertion varient entre 7.6 et 5.5 dB pour la bande inférieure et entre 8 et 6.5 dB pour la bande supérieure.



(a)

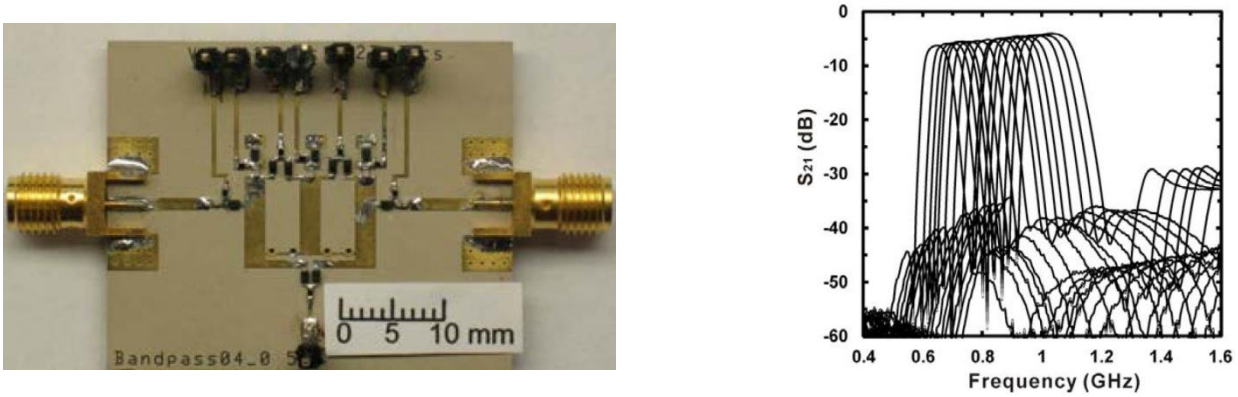


(b)

Figure I.8: (a) Photographie du filtre, (b) Performances en fréquence (S21) des deux bandes

H. M. Lee et G. M. Rebeiz, dans l'article [45], présentent un filtre quatre pôles accordable en fréquence centrale et en bande passante en utilisant des varactors (diodes Schottky SMV1234, SMV1235 et SMV1249 de Skyworks) [48] (figure I.9).

La topologie « combline » est utilisée. Il s'agit de résonateurs parallèles connectés à une extrémité à une charge variable et court-circuités à l'autre extrémité. Ce type de topologie permet de réduire l'encombrement du filtre. Généralement les résonateurs utilisés font un huitième de longueur d'ondes. Le premier harmonique est au-delà de l'ordre quatre. Ce qui favorise la rejection hors bande sans perturber les canaux voisins. Les couplages entre les résonateurs adjacents et non adjacents sont contrôlés à travers les diodes Schottky. Les couplages entre résonateurs non adjacents permettent de créer quatre zéros de transmission, deux zéros de chaque côté de la bande passante. Ce qui permet d'obtenir une très bonne réjection. Un couplage non adjacent contribue également à un pôle supplémentaire (quatrième pôle).



(a) (b)

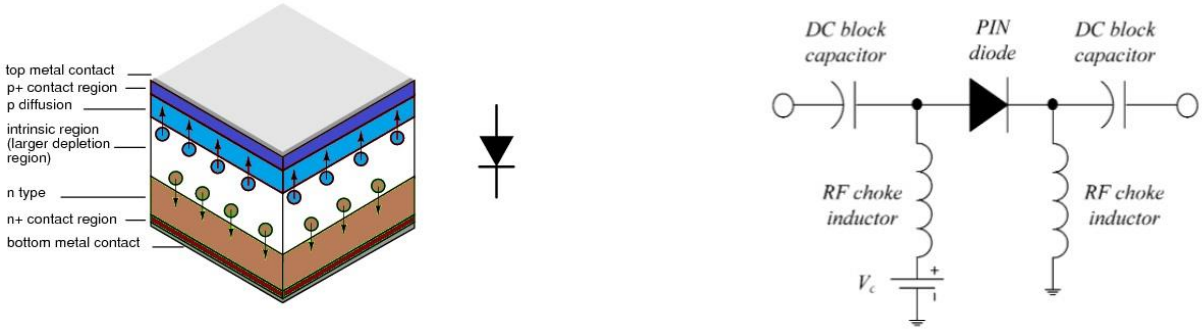
Figure I.9: (a) Photographie du filtre, (b) Performances en fréquence du filtre

Le filtre, fabriqué sur un substrat de Rogers RO6010, présente un accord en fréquence de 640 à 1030 MHz avec une variation de largeur de bande passante de 8 à 12%. La rejection hors bande passante est supérieure à 37 dB. Le facteur de qualité à vide des diodes est de 40 à 80 @ 800 MHz et dépend de la tension d'actionnement et de l'état de la capacité. Les pertes d'insertion mesurées varient entre 4 et 6 dB.

2.3.2. Les diodes PIN

2.3.2.1 Définition

Contrairement aux varactors, l'utilisation des diodes PIN conduit à un accord discret. La diode PIN est un dispositif semi-conducteur micro-ondes qui utilise la fonctionnalité de base d'une jonction P-N (figure I.10). Pour produire l'opération de commutation radiofréquence, la diode PIN se comporte comme une résistance variable, la valeur de résistance dépendant de la polarisation de la diode. La polarisation en direct fournit des valeurs faibles de résistance (état passant). La polarisation en inverse engendre une valeur élevée de résistance (état bloqué) et surtout une très faible capacité en parallèle.



(a) (b)

Figure I.10: (a) Jonction P-N pour diode PIN, (b) Circuit d'alimentation de diode PIN [49]

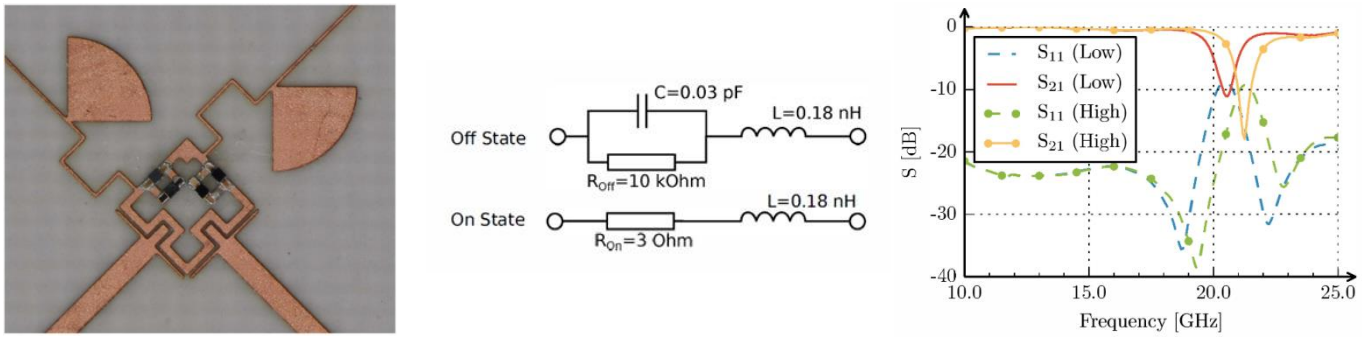
L'intégration de diodes PIN comme éléments de commutation est très répandue dans les dispositifs micro-ondes à variations discrètes, tels que les adaptateurs d'impédance [50][51][52], les antennes [53][54][55], les déphaseurs [56][57][58], les amplificateurs [59][60] et évidemment les filtres accordables [21][61][62].

Les principales limitations des diodes PIN sont essentiellement: la consommation de puissance (5-100 mW) avec un courant fourni de l'ordre du mA, le facteur de qualité de 50 à 2 GHz qui se dégrade au-delà de 10 GHz [63] et l'effet non linéaire qui limite leur utilisation à des applications à faible puissance. Ces diodes présentent une résistance en série qui augmente considérablement les pertes d'insertion et dégrade les performances globales du filtre. L'isolation est inférieure à -20 dB et la tension d'actionnement est relativement faible (<10 V) mais nécessite, comme les varactors, un circuit de polarisation [64] afin de découpler la partie RF de la partie DC (figure I.10).

2.3.2.2 Etat de l'art des filtres utilisant des diodes PIN

Des diodes PIN ont été utilisées pour concevoir des filtres accordables afin de permettre une intégration avec une antenne qui fonctionne en bande K dans l'article [65]. Deux filtres passe-bande planaires basés sur des résonateurs à boucle fermée sont présentés. La fréquence centrale est reconfigurable grâce aux diodes PIN. Deux géométries, un anneau carré et une boucle à méandres, sont exposées. Des résonateurs bi-modes sont utilisés pour obtenir un design compact et adapté à l'intégration avec une antenne. Chaque résonateur présente deux modes orthogonaux de résonance. Ce qui divise par deux le nombre de résonateurs nécessaires pour un filtre d'un ordre donné par rapport aux résonateurs classiques.

Le filtre est fabriqué sur un substrat de Duroid 4000 avec une double couche de cuivre (figure I.11.a). Il possède deux réponses autour de 20 GHz. L'adaptation est meilleure que 10 dB mais les pertes d'insertion sont très élevées (10 dB). Les schémas équivalents des diodes PIN pour les deux états, bloqué et passant, sont présentés sur la figure I.11.



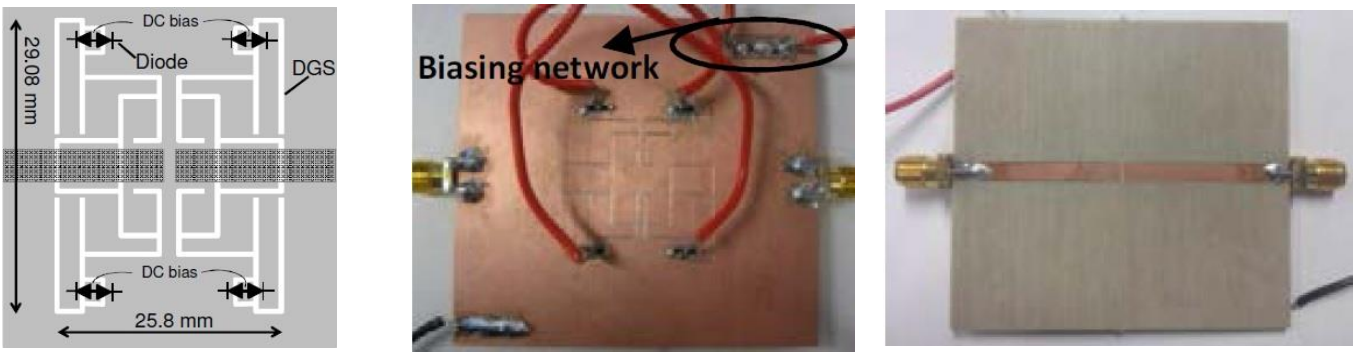
(a) (b) (c)

Figure I.11: (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Schéma équivalent des diodes PIN états (ON/OFF), (c) Réponses en transmission et en réflexion du filtre

Deux filtres reconfigurables, à plan de masse partiellement démétallisé (DGS (Defected Ground structure)), ont été réalisés à base de diodes PIN [66]. La structure DGS consiste à créer des motifs (gap-fente) dans les plans de masse pour modifier la réponse propre de la structure classique (microstrip - coplanaire). Elle permet d'obtenir des structures compactes et de supprimer les harmoniques d'ordre supérieur en introduisant une impédance de surface importante à des fréquences bien précises.

Basé sur ce principe, Chan-Keong présente deux filtres reconfigurables multi-bande (Single-band and Dual-Band / Dual-band and Tri-band) [66]. Pour chaque configuration, un motif de fente dans le plan de masse avec une longueur précise est nécessaire. Des diodes PIN sont rajoutées pour changer la longueur

de la fente ce qui permet de passer d'une configuration à l'autre. Quatre diodes PIN permettent alors d'obtenir deux configurations différentes pour chaque filtre (figure I.12).

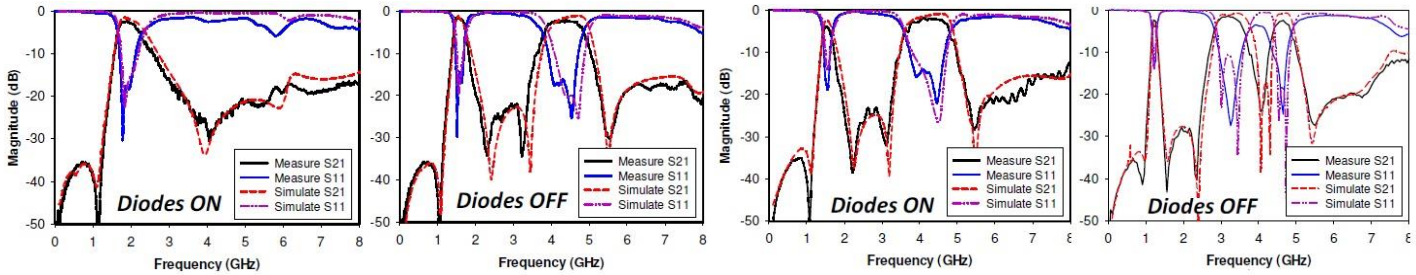


(a) (b) (c)

Figure I.12: (a) Layout du filtre proposé, (b) Face arrière du filtre fabriqué, (c) Face avant du filtre fabriqué

Le premier filtre présente une bande passante de 622 MHz à une fréquence de 1.89 GHz avec des pertes d'insertion de 2.48 dB et une adaptation de 17 dB. En désactivant les diodes PIN, le filtre présente deux bandes passantes à 1.58 et 4.36 GHz avec respectivement, des bandes passantes de 0.32 et 1.04 GHz et des pertes d'insertion de 1.78 et 2.4 dB (figure I.13-a).

Le deuxième filtre présente deux bandes passantes de 0.26 et 1.2 GHz à une fréquence de 1.51 et 4.17 GHz avec respectivement, des pertes d'insertion de 3.98 et 2.23 dB. L'adaptation est de 14 dB. En désactivant les diodes PIN, le filtre présente trois bandes passantes à 1.2, 3.23 et 4.6 GHz avec des bandes passantes de 125, 750 et 590 MHz. Les pertes d'insertion sont alors de 2.32 dB, 1.52 dB et 3.82 dB (figure I.13-b).

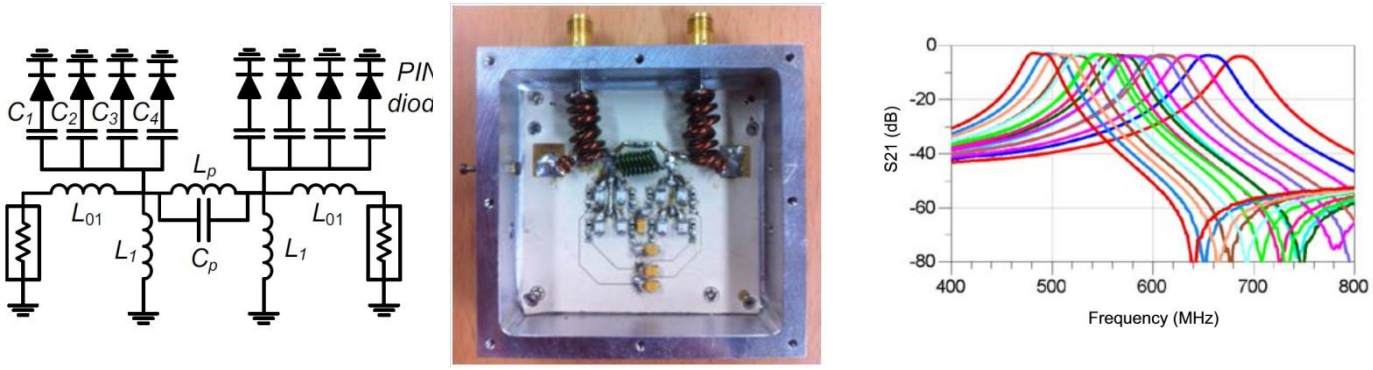


(a) (b)

Figure I.13: (a) Etats ON/OFF du premier filtre (une bande - deux bandes), (b) Etats ON/OFF du deuxième filtre (deux bandes-trois bandes)

Les diodes PIN sont fréquemment utilisées pour assurer la fonction de commutation (états ON/OFF). A l'aide de cette fonctionnalité, plusieurs travaux proposent de concevoir des capacités variables discrètes.

Ces dernières sont généralement constituées d'un réseau de capacités commutées [32]. La plage de variation de la capacité ainsi formée, dépend du nombre de combinaisons possibles et des valeurs des capacités du réseau. Dans la référence [67], huit diodes PIN sont employées pour créer une capacité variable par la mise en série de ces diodes avec des capacités fixes mise en parallèle entre elles, figure I.14-a. Cette capacité variable est alors utilisée pour concevoir un filtre deux pôles passe-bande accordable. Ce dernier est implémenté en utilisant des éléments localisés sur un substrat de Duroid RO3003. Avec quatre diodes PIN montées sur chaque résonateur, ce filtre possède 16 états entre 480 MHz et 687 MHz. Un circuit résonnant LC de couplage entre résonateurs est optimisé pour obtenir une bande passante constante de 20 ± 1 MHz sur toute la plage d'accord. Les pertes d'insertion varient entre 2.73 et 3.88 dB.



(a) (b) (c)

Figure I.14: (a) Schéma équivalent du filtre, (b) Photographie du filtre fabriqué, (c) Performances en fréquence du filtre (S21)

2.3.3. Matériaux ferroélectriques

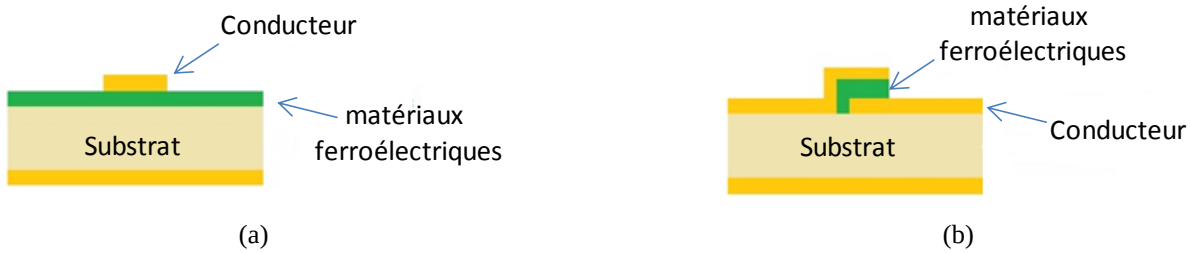
2.3.3.1 Définition

Grâce à la variation de la permittivité en fonction d'un champ électrique statique appliqué, les matériaux ferroélectriques ont permis de concevoir différents dispositifs accordables tels que des adaptateurs d'impédance [68][69] , des déphaseurs accordables [70][71][72], et des filtres accordables [73][74][75].

L'intégration de ces matériaux a été freinée à cause de leur sensibilité thermique et de leurs fortes pertes. La maitrise des dépôts en couches minces des matériaux ferroélectriques permet à ces derniers de devenir un concurrent des diodes varactors.

Dans les dispositifs accordables, les matériaux ferroélectriques se présentent soit sous la forme d'une couche mince sur la totalité du substrat ce qui permet de changer la permittivité totale de l'ensemble

Substrat-couche ferroélectriques (figure I.15-a) ou plus fréquemment sous forme d'une capacité variable (figure I.15-b). La constante diélectrique du matériau ferroélectrique varie alors en fonction de la tension de polarisation externe appliquée.



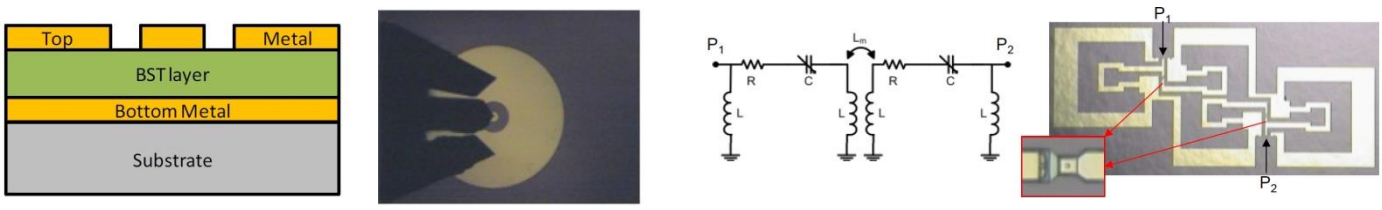
(a) (b)

Figure I.15: (a) Configuration distribuée, (b) Configuration localisée

Dans les capacités variables, les matériaux ferroélectriques se présentent soit sous forme de couches minces pour les capacités inter-digitées et MIM (Métal ferroélectrique Métal) ou également sous forme massive pour des capacités MIM. Elles présentent généralement un facteur de qualité relativement bas (ne dépassant pas 30) à 1-10 GHz [76] [77] et un rapport capacitif de l'ordre de 4-5 avec des tensions de commande inferieures à 100 V.

2.3.3.2 Etat de l'art des filtres utilisant des matériaux ferroélectriques

La figure I.16-a présente une capacité MIM à base de BST (Baryum Strontium Titanate) [78]. Cette dernière possède une accordabilité de 72% définie de la manière suivante: $(\varepsilon_r(Vmin)-\varepsilon_r(Vmax))/\varepsilon_r(Vmin)$, pour une polarisation qui varie entre 0-15 V. Cette capacité variable a été utilisée pour la conception d'un filtre accordable passe-bande à 2 pôles, basé sur des résonateurs couplés constitués d'éléments localisés, permettant ainsi de concevoir des résonateurs miniaturisés par rapport aux résonateurs λ/4 classiques. Ce filtre présente une accordabilité sur la plage fréquentielle de 657 MHz à 1.235 GHz et une bande passante fractionnaire presque constante de 30%. Les pertes d'insertion varient entre 3.2 et 5.8 dB, et l'adaptation est meilleure que 9 dB.

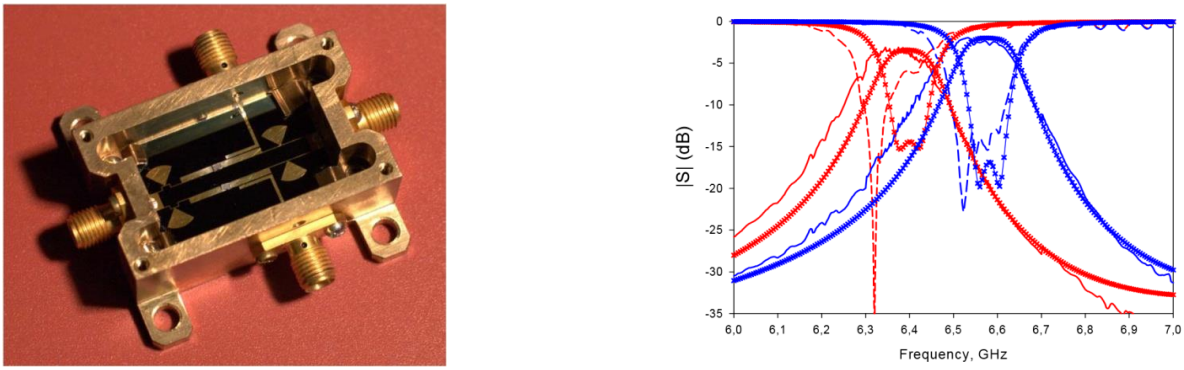


(a) (b)

Figure I.16: (a) Capacité MIM à base de BST, (b) Schéma équivalent et photographie du filtre fabriqué

Le STO (Oxyde de Titane et de Strontium) est aussi un matériau ferroélectrique populaire pour les applications accordables. Il a été adopté par I. Vendik et al. [79] pour concevoir un filtre supraconducteur passe bande accordable. Deux capacités variables sont utilisées pour assurer la fonction d'accord. La première est une capacité inter-digitée à base de BSTO (Oxyde de Baryum, Strontium et Titane) possédant une variation de 1.9 à 2.4 pF. Il s'agit, pour la deuxième, d'une capacité planaire à base de STO avec une variation de 0.4 à 0.5 pF. Les deux capacités BSTO et STO sont fabriquées sur saphir

Dans ce cadre, un filtre accordable deux pôles de type Tchebychev a été conçu en utilisant des résonateurs micro-ruban gravés sur un substrat d'alumine d'épaisseur 0,5 mm métallisé de cuivre, d'épaisseur 1 µm (figure I.17) [79]. Une capacité planaire variable constituée d'une couche mince de 200 nm de STO a été intégrée entre les deux lignes micro-ruban séparées de 10 µm qui forment le résonateur. La figure I.17-b présente les réponses en réflexion et en transmission du filtre. La fréquence centrale varie entre 6.6 GHz et 6.4 GHz pour une tension d'actionnement comprise entre 0 et 150V. Le filtre présente des pertes d'insertion importantes (5 à 6 dB) à cause d'une mauvaise qualité du film mince de STO et donc d'un faible facteur de qualité des capacités STO. Pour contourner ce problème I. Vendik et al. ont eu recours à la technologie supraconductrice (YBCO: Oxyde d'Yttrium, de baryum et de cuivre) pour obtenir des niveaux de pertes d'insertion bien inférieurs (2 à 3.5 dB).



(a) (b)

Figure I.17: (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Performances en fréquence du filtre

Dans la littérature, les filtres passe bande à base des matériaux ferroélectriques présentent des pertes d'insertions de 3 à 7 dB. Malgré ce défaut, cette technique est intéressante grâce à leur facilité de manipulation et la possibilité d'une intégration monolithique avec les éléments du filtre en technologie planaire.

2.3.4. MEMS

2.3.4.1 Définition

La technologie MEMS RF (Micro Electro Mechanical System) permet d'atteindre des performances intéressantes par rapport à leurs homologues à base de semi-conducteurs.

Sous l'effet de forces extérieures (actionnement électrostatique, thermique, magnétique ou piézoélectrique), les MEMS RF subissent un déplacement mécanique qui provoque une transition de leurs comportements électriques. Toutefois, l'actionnement le plus répandu reste électrostatique car il est avant tout le plus simple à mettre en œuvre.

Les MEMS RF peuvent se repartir en trois sous-groupes: les commutateurs, les capacités commutées et les capacités variables MEMS. Nous allons maintenant présenter ces groupes avec l'état de l'art des filtres accordables qui les utilisent.

2.3.4.2. Les commutateurs MEMS

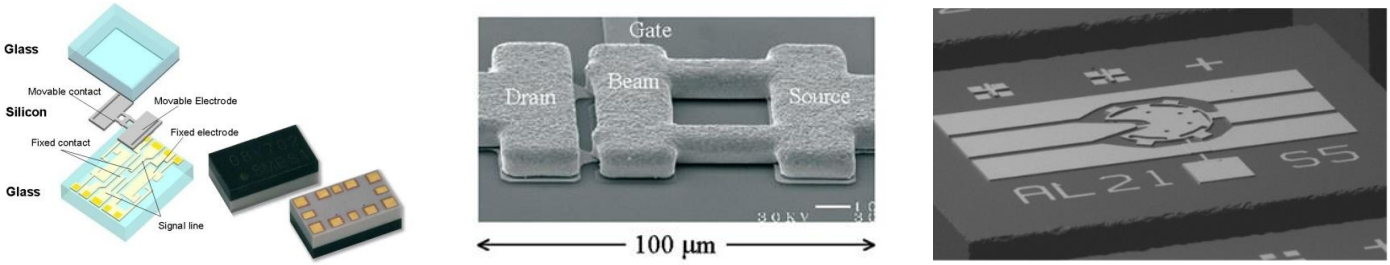
Les commutateurs MEMS RF, où commutateurs ohmiques, sont des dispositifs qui offrent le comportement d'un interrupteur quasi parfait. Ils peuvent présenter différentes structures et formes mais sont généralement formés de deux électrodes mises en regard et espacées d'un gap d'air suffisant pour avoir une isolation importante. Ce gap d'air présente une capacité C_{off} qui isole l'entrée de la sortie du commutateur.

Lorsque le commutateur est actionné, l'électrode supérieure (poutre ou cantilever) se déforme pour venir en contact avec la deuxième électrode (contact métal-métal). Ce contact est alors caractérisé par une faible résistance Ron.

Ces deux paramètres Coff et Ron représentent les principales caractéristiques des commutateurs MEMS ohmiques. Plus Coff est petit plus le commutateur sera capable d'isoler l'entrée de la sortie et plus Ron est petit plus les pertes d'insertion seront faibles.

Les commutateurs MEMS RF prennent de plus en plus de place dans différents domaines grâce à leur bonne fiabilité et leur longue durée de vie. Ils assurent une solution prometteuse pour le problème de limitation en puissance des technologies existantes (diode, FET). Plusieurs compagnies ou laboratoires ont

conçu des commutateurs MEMS RF fiables avec de très bonnes performances parmi lesquelles nous pouvons citer Omron, Radant, Cavendish Kinetics, USCD ou Xlim (figure I.18).



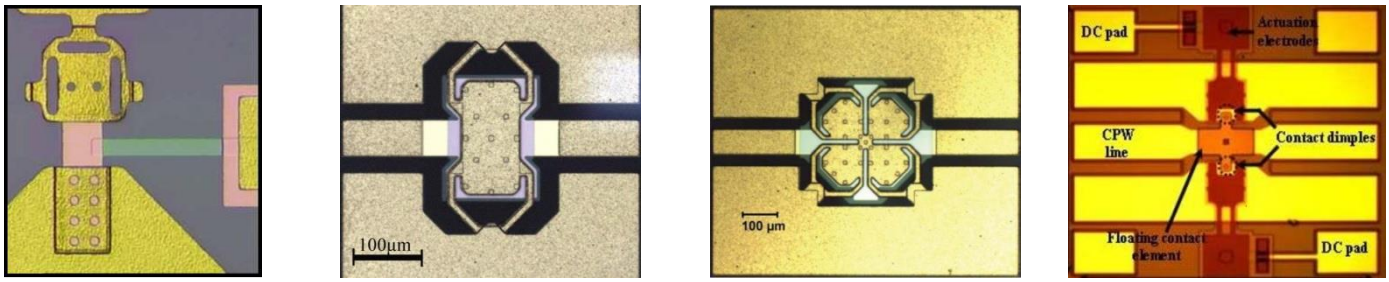
(a) (b) (c)

Figure I.18: Photographies de commutateurs MEMS ohmiques, (a) Omron [80], (b) Radant [81], (c) XLIM [82]

2.3.4.3. Les capacités commutées MEMS

Les capacités commutées MEMS (figure I.19) sont des commutateurs similaires aux commutateurs ohmiques mais la différence provient d'une couche diélectrique utilisée entre les deux électrodes.

À l'état bas l'électrode supérieure se met en contact avec la couche diélectrique pour former une capacité Cdown importante par rapport à la capacité Cup formée lorsque le dispositif est non actionné. Le rapport Cup/Cdown est alors un paramètre très important pour caractériser les commutateurs capacitifs MEMS.



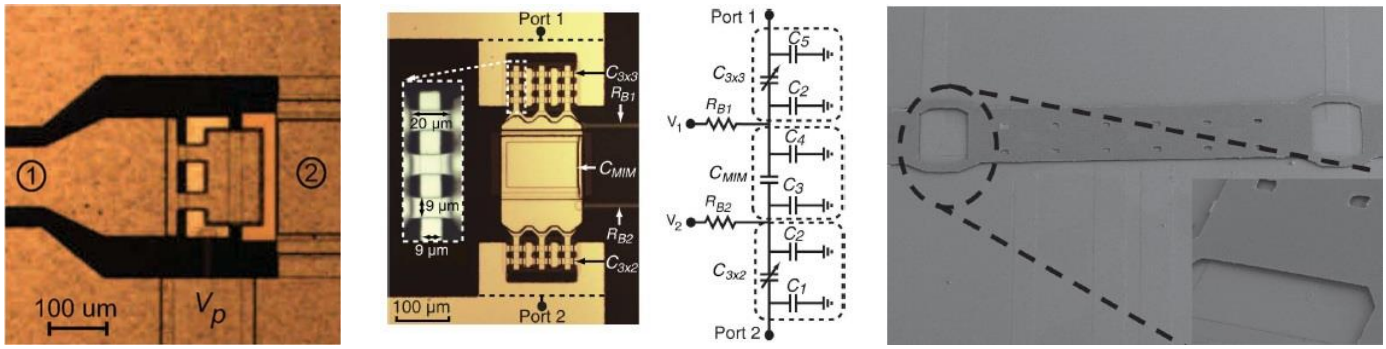
(a) (b) (c) (d)

Figure I.19: Photographies de commutateurs capacitifs MEMS, (a) XLIM [83], (b) et (c) Université California San Diego (UCSD) [81] [84], (d) CEA LETI Grenoble et Université de Waterloo [85]

2.3.4.4. Les capacités variables MEMS

Il s'agit d'une capacité variable soit de type analogique, soit issue de la mise en parallèle de deux (ou plus) commutateurs capacitifs (figure I.20). La valeur de cette dernière varie, en fonction du nombre et des états des commutateurs capacitifs utilisés (Cup /Cdown) et de façon discrète.

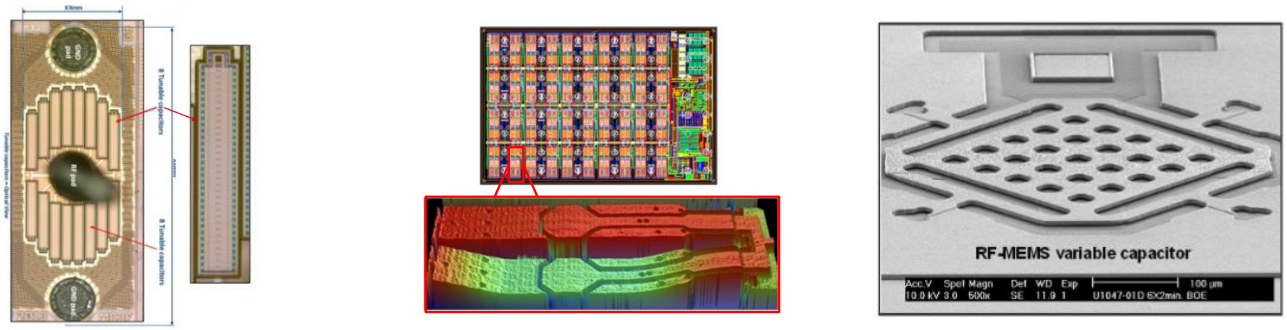
La valeur des capacités analogiques varie de façon continue en fonction de l'espacement (gap) entre les deux électrodes. Cette technique est difficile à réaliser à cause du phénomène du point d'instabilité pour les actionnements électrostatiques [86].



(a) (b) (c)

Figure I.20: Photographie d'une capacité variable MEMS - (a) et (b) UCSD [83] [87], (c) Université de Taiwan [88]

Au début, l'utilisation de ces composants était limitée aux applications militaires ou spatiales. C'est à la fin de l'année 2012 que ces capacités ont pris leur essor auprès du grand public, avec l'implémentation des premières antennes reconfigurables dans les téléphones portables à base de MEMS de la société WiSpry, pour le géant du marché de la téléphonie mobile SAMSUNG. WiSpry, EPCOS-TDK et Cavendish Kinetics sont aujourd'hui les leaders du marché avec des composants commercialisés fiables (figure I.21).



(a) (b) (c)

Figure I.21: Photographie de capacités variables MEMS commercialisées - (a) Cavendish Kinetics [89], (b) WiSpry [90], (c) EPCOS-TDK [91]

2.3.4.5. Etat de l'art des filtres utilisant les MEMS

Dans les parties précédentes, des filtres accordables ont été mis en œuvre en utilisant des diodes varactors ou diodes PIN pour modifier la longueur électrique des résonateurs. Cependant, ces filtres à base

de diode à capacités variables ont un faible coefficient de qualité et donc de fortes pertes d'insertions. Pour résoudre ce problème, les capacités variables peuvent être réalisées à l'aide de MEMS. Ces filtres peuvent alors fonctionner à très haute fréquence et ont de bien plus faibles pertes d'insertion en raison du coefficient de qualité élevé des composants MEMS RF.

Les MEMS RF sont les éléments d'accords les plus appréciés pour la conception de dispositifs accordables grâce à leurs performances. Différentes architectures de filtre passe bande à base de MEMS (ohmiques, capacitifs ou varactors) sont présentées dans la littérature.

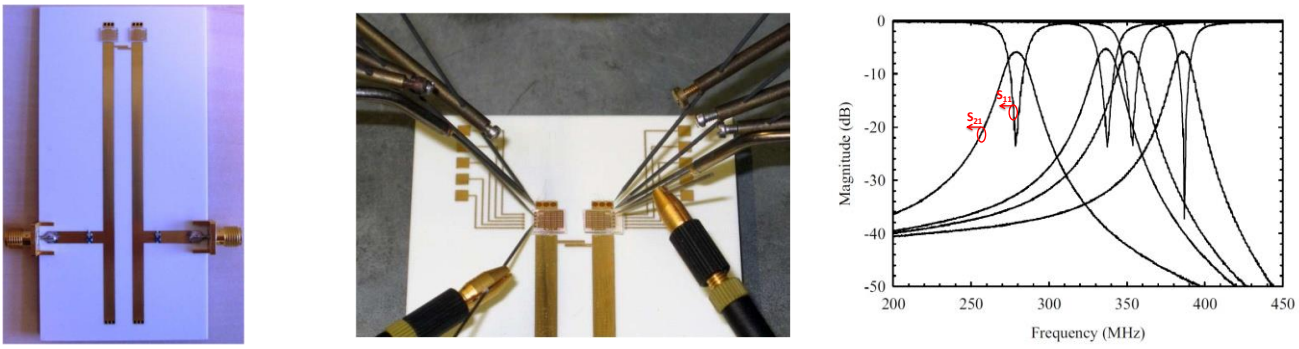
La référence [33] présente un filtre accordable 4 pôles utilisant des capacités variables MEMS commercialisées par Cavendish Kinetics. Quatre résonateurs « combline » chargés par des capacités variables MEMS permettent de couvrir une large plage d'accord (figure I.22). La société Cavendish Kinetics utilise la technologie CMOS pour l'encapsulation de ses capacités MEMS. Elles présentent un accord discontinu entre 0.6 et 3.3 pF (32 états) avec une bonne tenue en puissance jusqu'à 20 dBm.

Le filtre est fabriqué sur un substrat de Rogers RO3010 (ε_r=10.2), monté sur un deuxième substrat de FR4 pour améliorer le maintien. Le filtre présente une accordabilité entre 1.5-2.4 GHz avec une bande relative de 3.61 à 3.1 % (51-77 MHz) et des pertes d'insertion de 4.5 à 3.0 dB respectivement.

(a) (b) (c)

Figure I.22: (a) Photographie du filtre, (b) Photographie d'une capacité variable MEMS, (c) Performances en fréquence du filtre

XLIM a également développé un filtre accordable UHF qui utilise des matrices capacitives MEMS en technologie hybride (figure I.23) [32], ce qui permet d'obtenir une meilleure linéarité en puissance. La fréquence centrale du filtre varie en fonction de 62 MEMS (5 bits) pour couvrir une plage allant de 278 à 385 MHz. Le filtre est fabriqué sur un substrat Rogers 4350B (ε_r = 3.48). Les circuits d'entrée et de sortie sont optimisés pour obtenir une bande passante absolue constante qui varie entre 13 à 14 MHz avec des pertes d'insertion maximales de 5 dB.



(a) (b) (c)

Figure I.23: (a) Photographie du filtre, (b) Photographie des capacités variables MEMS, (c) Performances en fréquence du filtre

2.3.5 Etude comparative des éléments d'accord

Des exemples de filtres accordables ont été présentés séparément dans la partie précédente. Nous avons maintenant souhaité classer ces familles de filtres selon différents critères pour permettre de comparer leurs performances. Pour être objectif, deux tableaux de comparaison seront présentés.

Le Tableau I.1 présente une comparaison des différents éléments d'accord. La vitesse de commutation, la plage d'accord, la tenue en puissance et les pertes d'insertion sont considérées. Le tableau I.2 s'intéresse aux performances liées aux topologies de filtrage, aux techniques et technologies, aux méthodes d'intégration des éléments d'accords et à leurs impacts sur les performances du filtre. Différents critères sont utilisés (fréquence de travail, bande passante, plage d'accordabilité, pertes d'insertion, technologie d'accord...). L'objectif de cette comparaison est de pouvoir se positionner par rapport aux publications récentes (inférieures à 3 ans).

Tableau I.1: Comparaison des performances des différents éléments d'accord [92] [93]

Varactors	Diode Schottky	Diode PIN	Ferroélectrique (BST)	MEMS RF	CMOS SOI/SOS	MESFET HEMT(AsGa)
Q (0.1-10 GHz)	30-150	Rs = 1 Ohm	30-150	50-400 [a]	170	120
Accordabilité	Cr = 3-5	Haute	Cr = 2-3	Cr = 2-100	Cr = 5-6	
Vitesse de commutation	~ns	1-20 ns	~ns	<5 µs	15 ns/3 µs	0.5-15 ns
Linéarité (IP3) [c]	10-35 dBm [b]	>33 dBm	10-35 dBm [b]	>60 dBm	73/56dBm	43/48 dBm
Tenue en puissance [c]	10-100 mW	Haute	10-100 mW	0.1-1 W	2/7 W	0.2/1 W
Consommation	0	20-30 mA	0	0	70-120 µW	15-50 µW
Sensibilité température	-	-	+	+	+ +	+
Coût	Bas	Bas	Bas	Moyen	Bas	Bas

[a] Q applicable de 0.1-100 GHz

[b] peut être améliorée avec des configurations 3x1

[c] Tenue en puissance et linéarité pour des filtres accordables (différent d'un environnement 50 Ω)

Tableau I.2: Comparaison des performances des filtres accordables

Filtre accordable	Ordre du filtre	Fréquence Centrale f0 (GHz)	Accord en fréquence Δf0 / f0 (%)	Bande passante Δf_{-3dB}	Pertes d'insertion Maximales (dB)	Matériaux	Substrat	Technologie d'accord	Topologie
[43] 2013	2	1.2	41.7	100 MHz	2.9	Cuivre	Duroid 6010	Diode Varactor	Ligne couplée
[42] 2013 Bande (1)	3	1.5	32	4.5%	7.6	Or	Duroid 6010	Diode Varactor	Filtre combline
[42] 2013 Bande (2)	3	2.2	14	4.5%	8	Or	Duroid 6010	Diode Varactor	Filtre combline
[45] 2013	4	0.8	37	accordable	6	Or	Duroid 6010	Diode Schottky	Filtre combline
[65] 2013	1	21	4.6	1GHz	10	Cuivre	Rogers RO4000	Diode PIN	Résonateurs bimodes
[67] 2013	2	0.58	30	20 MHz	3.88	Cuivre	Rogers RO3003	Diode PIN	Résonateurs à éléments localisés
[78] 2013	2	0.94	46	Fractionnel 30%	5.8	Or	Silicium	Ferroélectrique BST	Résonateurs à éléments semi-localisés
[79] 2013 Version (1)	2	6.5	3	150 MHz	6.6	Cuivre	alumine	Ferroélectrique STO	Filtre à éléments distribués
[79] 2013 Version (2)	2	6.5	3	150 MHz	3.5	YBCO	Saphir	Ferroélectrique STO	Filtre à éléments distribués
[32] 2012	2	0.33	28	13 MHz	5	Or	Rogers 4350B	MEMS	Filtre combline

2.4. Filtres planaires accordables à bande passante absolue constante

2.4.1 Etat de l'art des filtres accordables à bande passante absolue constante

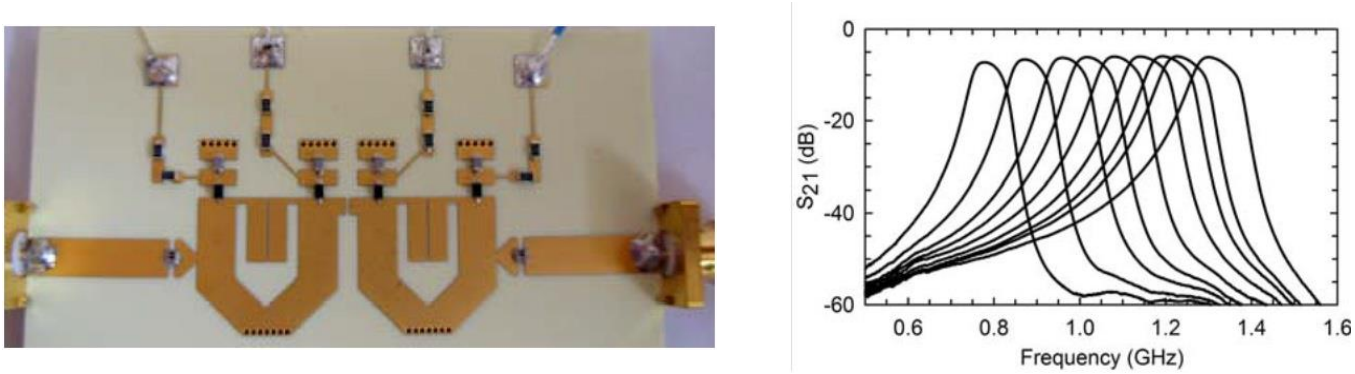
La plupart des travaux antérieurs ont principalement porté sur l'optimisation et le contrôle de la fréquence centrale. Cependant, peu d'efforts ont été faits pour mettre en œuvre la reconfiguration de la bande passante ou pour garder une bande passante absolue constante. En pratique, la plupart des systèmes présentent un spectre fréquentiel découpé en plusieurs canaux de même largeur afin de garantir à chaque utilisateur un débit constant. D'où l'intérêt de maintenir une bande passante absolue constante lorsque la fréquence centrale est modifiée.

La fréquence centrale et la bande passante sont les deux paramètres à contrôler lors de la conception des filtres accordables. Il est ainsi nécessaire de concevoir des filtres accordables avec des coefficients de couplage réglables en fonction de la fréquence centrale. Les couplages d'entrée-sortie (Q_{ex}) et les coefficients de couplage inter-résonateurs (k_{ij}) doivent ainsi être maîtrisés. Des études approfondies ont été effectuées et de nombreuses technologies ont été proposées pour répondre à ce besoin.

Afin de maintenir une bande passante absolue constante lorsque la fréquence varie, diverses méthodes ont été utilisées. L'introduction d'un pôle d'atténuation fixe ou variable près de la bande passante peut être une méthode utile pour maintenir la bande passante quasi constante [94][95]. L'utilisation d'un élément d'accord variable supplémentaire peut également être une solution pour contrôler le couplage de manière à obtenir une bande passante absolue constante (contrôle de K_{ij} à l'aide de Switch MEMS [96], contrôle de Qex [97] à l'aide d'une diode varactor…). Dans la référence [98], des couplages à méandres (Q_{ex}) et interdigités (k_{12}) sont utilisés pour maintenir la bande passante constante. Il est également possible d'introduire une structure à couplage électrique et magnétique mixte pour obtenir une bande passante absolue constante [32][99][100]. Un circuit résonant de découplage est également utilisé dans l'article [67]. Dans la référence [101], un circuit résonant à couplages électrique et magnétique indépendants est introduit pour une bande passante relative constante (FBW) et une bande passante absolue constante (ABW).

Une de ces structures, développée à XLIM, est un filtre accordable à 4 pôles qui permet de couvrir une plage de 0.9 à 1.5 GHz. Il est basé sur un couplage mixte afin d'assurer une bande absolue constante sur toute la plage d'accord. Il est fabriqué sur un substrat de Duroid ($\varepsilon_r = 3.2$) (figure I.24). Les résonateurs de type quart d'onde sont chargés par des diodes varactors afin d'assurer l'accordabilité en fréquence centrale.

Le filtre présente une bande passante de 74 +/- 15 MHz à -3 dB sur une large plage d'accordabilité, supérieure à 40%.



(a) (b)

Figure I.24: (a) photographie du filtre fabriqué, (b) Performances mesurées du filtre (S21)

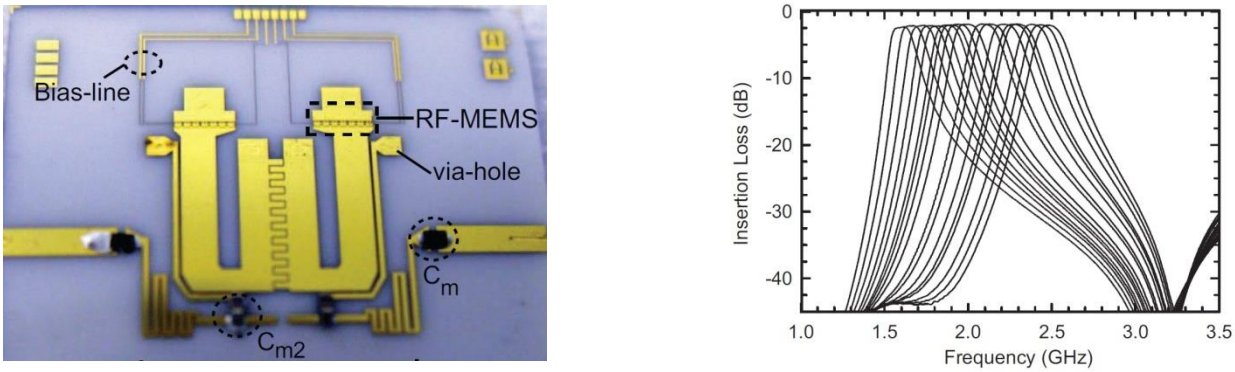
Un deuxième filtre 2 pôles développé par XLIM [100], à la fois compact et offrant de bonnes performances, est présenté figure I.25. Un couplage mixte entre deux résonateurs de type quart d'onde permet d'obtenir une bande passante constante en fonction de la fréquence. Le filtre est fabriqué sur un substrat d'alumine. Les éléments d'accord sont des matrices MEMS intégrées en technologie hybride.

(a) (b)

Figure I.25: (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Performances mesurées du filtre (S21)

Un filtre accordable à bande passante absolue constante développé par l'université de San Diego est présenté figure I.26 [98]. Il présente des très bonnes performances. L'utilisation d'un substrat d'alumine de haute permittivité (ε_r=9.9) permet la miniaturisation du circuit. Il est constitué de deux résonateurs de type quart d'onde couplés en méandres afin d'obtenir une bande passante absolue constante. Le filtre utilise un réseau d'accord à 3 bits, grâce à des commutateurs capacitifs MEMS intégrés en technologie MMIC. Il offre à la fois un accord mixte continu et discret de manière à fournir une très large plage d'accord continu de

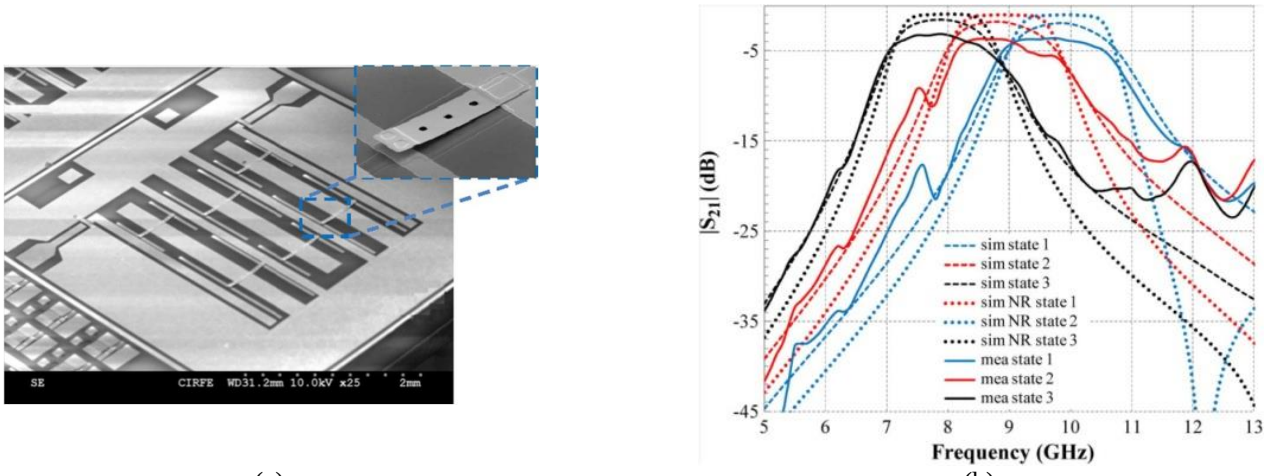
40% entre 1.5 - 2.5 GHz avec des pertes d'insertion de 1.9 à 2.2 dB respectivement, et une bande passante de 115 +/- 10 MHz.



(a) (b)

Figure I.26: (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Performances en transmission mesurées du filtre (S21)

Le filtre de la figure I.27 utilise un élément d'accord supplémentaire pour contrôler les paramètres de couplage afin de garantir une bande passante constante. En effet, des commutateurs ohmiques MEMS de type cantilever sont introduits par K. Y. Chan et al. dans l'article [96]. Ces derniers permettent à la fois l'ajustement de la fréquence de résonance, du couplage d'entrée / sortie et du couplage inter-résonateurs. Un filtre accordable trois pôles à trois états a ainsi été conçu en utilisant cette méthode. La fréquence centrale mesurée pour chaque état est de 8, 9, et 10 GHz avec une bande passante constante d'environ 1 GHz. Les pertes d'insertion sont inférieures à 3.5 dB pour les trois états.



(a) (b)

Figure I.27: (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Performances en transmission mesurées du filtre (S21)

2.4.2 Etude comparative des filtres accordables à bande passante absolue constante

Tableau I.3: Comparaison des performances de filtres accordables à bande passante constante

Filtre accordable	Ordre du filtre	Fréquence Centrale (GHz)	Accord en fréquence Δf / fmax (%)	Bande passante $\Delta f\text{-}_{3dB}$	Variation de la bande	Pertes d'insertion Maxi (dB)	Matériaux	Substrat	Technologie d'accord	Nombre d'états	Topologie
[98] 2009	2	2	40	115 MHz - 1dB	+/- 10MHz	2.2	Or	Alumine (9.9)	capacité variable MEMS	8 états principaux + Accord fin	Couplage en méandres entre résonateurs Lignes en méandres à l'entrée et la sortie terminées par un court-circuit
[102] 2011	2	4.57	32	546.4 MHz	+/-7.8%	4.5	Or	Alumine	Diode varactor	8	Les résonateurs sont découplés par une ligne à méandres Couplages d'entrée et sortie assurés par une ligne à méandres terminée par un circuit ouvert
[103] 2012	2	583.5 MHz	30	21 MHz	4.5%	4.6	Eléments localisé	FR4 (3)	Diode PIN + Diode varactor	11 états principaux + Accord fin	Un circuit inverseur (LC parallèle) pour découpler les deux résonateurs Une inductance variable permet de contrôler le couplage d'entrée - sortie
[96] 2012	3	9 GHZ	20	1 GHz		3.5	Or	Alumine (9.9)	Commutateur MEMS	3	Des commutateurs MEMS permettent de modifier les coefficients de couplage d'entrée et sortie et inter-résonateurs
[99] 2012 Version (1)	2	1.17 GHz	40	60 MHz	+/- 9%	5.9	Or	Duroid R4350B (3.6)	Diode varactor	continu	Un couplage mixte positif /négatif est utilisé entre les résonateurs. Un circuit de découplage (LC parallèle) est utilisé à l'entrée-sortie
[99] 2012 Version (2)	4	1.05 GHz	39	74 MHz	+/- 15%	6.6	Or	Duroid R4350B (3.6)	Diode varactor	continu	Un couplage mixte positif /négatif est utilisé entre les résonateurs. Un circuit de découplage (LC parallèle) est utilisé à l'entrée-sortie du filtre

[101]* 2013 Version 1	2	2.57 GHz	11	200 MHz-3dB	8.4%	2.7	Cuivre	Duroid 5880 (2.2)	Diode varactor	Continu	Un couplage mixte positif et négatif variable en fonction de la valeur de capacité variable permet de contrôler le couplage inter-résonateurs
[101]* 2013 Version 2	3	2.4 GHz	12	183.4 MHz	6.3%	3.78	Cuivre	Duroid 5880 (2.2)	Diode varactor	Continu	Un couplage mixte positif et négatif variable en fonction de la valeur de capacité variable permet de contrôler le couplage inter-résonateurs
[104] 2010 Version 1	3	1.94	23	92 MHz -1dB (4.7)%	9.3%	1.1	Cuivre	Duroid 6010 (10.2)	Diode varactor	continu	Les couplages d''entrée/sortie sont réalisés avec une ligne de transfert qui permet d'atteindre le Qex souhaité. Le couplage inter-résonateurs est réalisé sous forme ondulatoire (méandre) afin d'obtenir k12 objectif
[104] 2010 Version 1	2	1.67	30	70 MHZ - 1dB	+/- 4 MHz	2.92	Or	Duroid 6006 (6.15)	Diode varactor	continu	Le couplage entrée sortie est réalisé avec une ligne de transfert qui permet d'atteindre le Qex souhaité. Le couplage inter-résonateurs est réalisé sous forme ondulatoire (méandre) afin d'obtenir k12 objectif
[100] 2011	2	1.2	40	100 MHz	NC	3.5	Or	Alumine	Matrices MEMS intégrées en technologie hybride.	64	Un couplage mixte est utilisé entre les résonateurs. Un circuit (LC parallèle) est utilisé à l'entrée sortie du circuit
[105] 2012	2	1.95	23	98 MHz -1dB	+/- 7 MHz	2	Or	Rogers 3003 (3)	Active varactors	continu	Les admittances d'entré sortie sont optimisées pour obtenir le Qex souhaité. Deux capacités variables par résonateurs sont utilisées afin d'optimiser le couplage inter-résonateurs
[32] 2012	2	331.5 MHz	27	13 MHz	7 %	5.5	Or	Alumine	Matrices MEMS intégrées en technologie hybride.	64	Un couplage mixte est utilisé entre résonateurs. Un circuit (LC parallèle) est utilisé à l'entrée sortie du circuit

3 Les antennes accordables

3.1 Définition d'une antenne

3.1.1 Les antennes: introduction

Avec le développement des systèmes mobiles, le besoin d'antennes capables de fonctionner à différentes fréquences a augmenté. En effet, l'utilisation d'une seule antenne, agile en fréquence et permettant de répondre à diverses applications, réduit de façon considérable la taille et le coût du système. Ce type d'antenne constitue donc une solution attrayante et suscite un vif intérêt auprès des concepteurs.

Les tendances récentes du marché imposent d'autres exigences: une miniaturisation de plus en plus drastique, un fonctionnement multi-bandes et large bande, un faible coût, tout en conservant de très bonnes performances (adaptation, rayonnement). C'est dans ce contexte que s'inscrivent nos travaux de recherche concernant la conception d'une antenne miniature reconfigurable. La structure de l'antenne doit également permettre son intégration dans des dispositifs mobiles de faibles épaisseurs.

Il existe plusieurs techniques de miniaturisation, nous pouvons citer le monopole replié [1], le résonateur diélectrique [2], les lignes à méandres [3], l'utilisation de fentes [4], les substrats à forte permittivité [5-6]… Ces techniques peuvent effectivement réduire la taille mais s'accompagnent généralement d'une réduction des performances de l'antenne en terme de bande passante, d'adaptation et d'efficacité de rayonnement.

Pour modifier la fréquence de résonance d'une antenne, des éléments d'accords sont requis. Il existe de nombreuses techniques qui assurent cette fonctionnalité tels que les commutateurs RF MEMS, les matériaux actifs, les diodes PIN ou les diodes varactors. Certaines assurent un réglage continu et d'autres fonctionnent comme des commutateurs "on / off" conduisant à un réglage discret de la fréquence. L'intégration de la technologie MEMS dans les systèmes RF permet d'obtenir des dispositifs accordables avec de très bonnes performances en termes de pertes d'insertion, d'intégration, de consommation et de linéarité.

Ce chapitre présente dans un premier temps, les différents types d'antennes dédiées aux terminaux mobiles. Puis, les principales techniques de miniaturisation seront exposées en indiquant leurs performances et leurs limitations.

Nous nous intéresserons ensuite aux différentes techniques d'accord en fréquence appliquées aux antennes. Les avantages et les inconvénients de chaque technique seront alors discutés. De nombreux exemples relevés dans la littérature seront ainsi présentés.

3.1.2 Les antennes: définition

Une antenne est généralement définie comme un objet qui permet de rayonner et de recevoir des ondes radios. Autrement dit, elle assure la transition entre une ligne de transmission et l'espace libre. Les différents paramètres spécifiques standardisés par IEEE [106] [107] permettant de décrire et de caractériser une antenne sont:

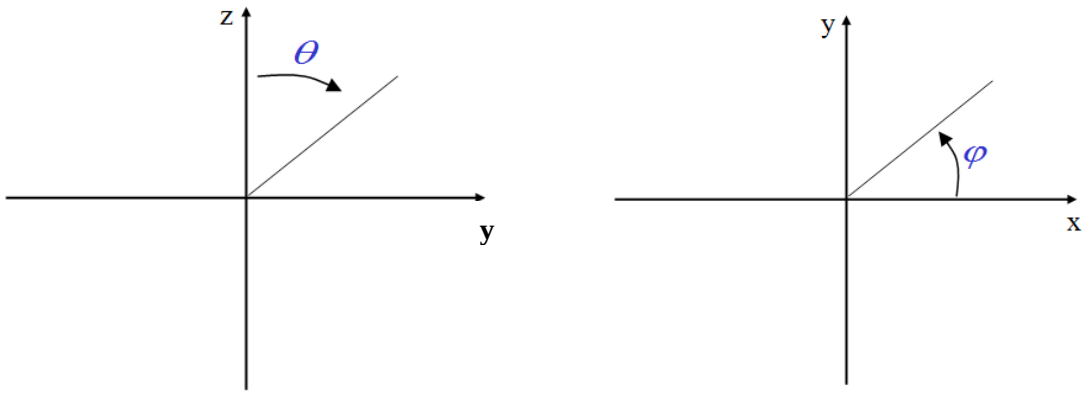
– L'impédance d'entrée Ze(ω) dépendant de la fréquence ($\omega = 2\pi f$) présentée à son port d'excitation. Une antenne bien adaptée présente une impédance d'entrée égale à 50 Ω.

– Le coefficient de réflexion Γ quantifie l'onde réfléchie par rapport à l'onde incidente dans un système. Il évalue l'adaptation de l'antenne lorsqu'elle est connectée à une charge ou une ligne de transmission. Il dépend de l'impédance d'entrée de l'antenne Ze et de l'impédance caractéristique de la ligne Z_0. Il est défini par l'équation (I.1):

$$\Gamma = \frac{Z_e(\omega) - Z_0}{Z_e(\omega) + Z_0} \qquad \text{(I.1)}$$

Le coefficient de réflexion Γ se traduit souvent par S_{11} pour un système à un seul accès. La bande passante correspond à la gamme de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion respecte une spécification (souvent $|S_{11}| < -10$dB ou -6dB pour les antennes miniatures).

- Le diagramme de rayonnement d'une antenne s'obtient à partir du calcul de la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide. Les points d'observation sont repérés à partir des deux angles θ et φ (figure I.28). Il permet de quantifier les propriétés de rayonnement d'une antenne en fonction, par exemple, des coordonnées polaires et est défini généralement en champ lointain. Autrement dit, le diagramme de rayonnement représente l'aptitude d'une antenne à rayonner (transmettre/ recevoir) dans une direction particulière.



Plan vertical Plan horizontal

Figure I.28: Angles d'orientation θ et φ

- La directivité D(θ,φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction de l'antenne et la densité de puissance que rayonnerait une antenne isotrope. Si la direction n'est pas spécifiée, la directivité indique alors la direction du rayonnement maximal.

- Le gain réalisé G(θ,φ) prend en compte l'adaptation de l'antenne et les pertes intrinsèques de l'antenne. Ce gain est exprimé en dBi (en prenant comme référence une antenne isotrope). En général, pour calculer le gain, il faut connaître le rapport entre la puissance reçue et la puissance fournie.

- L'efficacité totale η_{tot} d'une antenne prend en compte les pertes par désadaptation et les pertes dans la structure de l'antenne à savoir les pertes diélectriques et ohmiques dues aux matériaux utilisés. Elle est donc définie comme étant le rapport entre la puissance rayonnée P_{ray} et la puissance fournie P_{source} à l'antenne ou le rapport du gain réalisé maximum sur la directivité maximum.

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{source}}$$

- L'efficacité de rayonnement η_{ray} traduit le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance acceptée P_{in} par l'antenne, c'est-à-dire qu'elle ne prend pas en compte l'adaptation (ou la désadaptation) de l'antenne.

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} \qquad (6)$$

L'efficacité totale et l'efficacité de rayonnement sont donc liées par la relation suivante:

$$\eta_{tot} = (1 - |S_{11}|^2) \times \eta_{ray} \quad (7)$$

– La polarisation est un paramètre qui permet à l'antenne d'agir comme un filtre spatial. La polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique. Elle correspond à l'évolution au cours du temps, de la direction du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée par l'antenne observée dans la direction du gain maximum.

L'ensemble de ces caractéristiques définit les performances de l'antenne et plus spécialement sa capacité à rayonner. Ces paramètres, qui doivent satisfaire certaines spécifications selon les applications envisagées, deviennent très difficiles à gérer dans le cas des antennes miniatures et reconfigurables.

3.2 Antennes élémentaires pour terminaux mobiles: antennes filaires et antennes planaires

Ce paragraphe présente, deux catégories d'antennes classiques facilement intégrables au sein d'un terminal mobile, à savoir les antennes filaires et les antennes planaires.

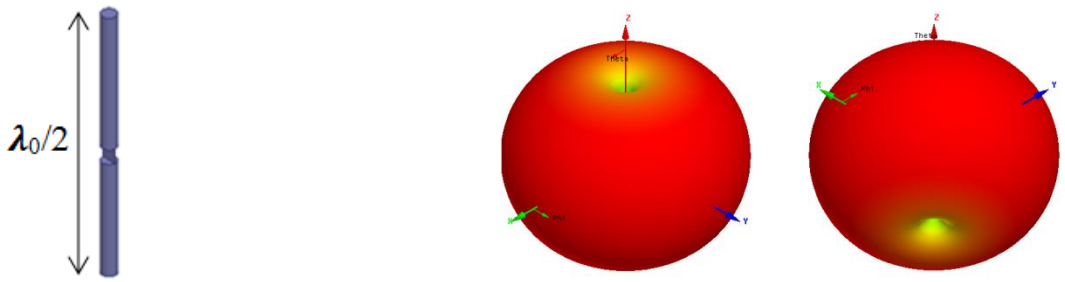
3.2.1 Antennes filaires classiques

Les antennes filaires sont les plus anciennes. Elles ont une densité de courant surfacique linéaire qui dépend de la dimension de la structure par rapport à la longueur d'onde du signal émis ou reçu.

On distingue deux types d'antennes filaires principales: l'antenne dipolaire et l'antenne monopôle.

3.2.1.1 Antenne dipolaire [108]

L'antenne dipolaire ou demi-onde est une antenne de référence. Elle est constituée de deux brins métalliques de même longueur dont la longueur totale est égale à la moitié de la longueur d'onde émise ($\lambda_0/2$). Elle est excitée en son milieu où elle présente un maximum de courant et qui décroit vers ses extrémités (figure I.29).



(a) (b)

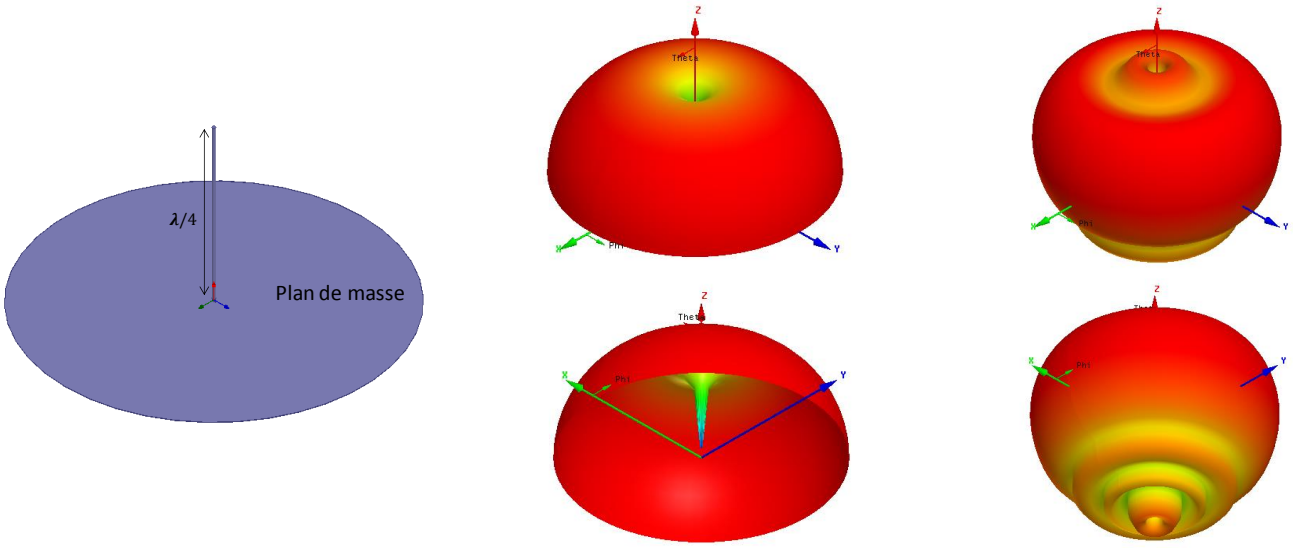
Figure I.29: Antenne dipolaire - (a) Structure, (b) Diagramme de rayonnement (L=100mm / Fréquence=0.7 GHz)

L'antenne dipolaire présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel (diagramme maximum à l'horizon et à symétrie de révolution). La directivité maximale est de 2.15 dB. Sa bande passante est comprise entre 10% et 20 % suivant le diamètre du fils et son efficacité est de 98%. A cause de sa longueur importante, cette antenne n'est pas retenue pour les applications mobiles.

3.2.1.2 Antenne monopôle

Contrairement aux antennes dipolaires, les antennes monopôles ont eu un grand succès dans la première génération de téléphones mobiles du fait de la réduction des dimensions par l'insertion d'un plan de symétrie (plan de masse) au niveau du centre de l'antenne, perpendiculairement à l'axe des fils (figure I.30.a). En effet, d'après la théorie des images le plan de masse (considéré infini et parfaitement conducteur) reconstitue la deuxième moitié de l'antenne dipolaire d'où l'obtention (en théorie) des mêmes performances, figure I.30.b.

Le fait que l'antenne monopôle rayonne uniquement dans un demi-espace permet de bénéficier théoriquement de 3 dB de gain par rapport aux antennes dipolaires. En pratique, le plan de masse est limité par les dimensions du terminal qu'il intègre. Cela a pour conséquence de modifier et de réduire la directivité de l'antenne (figure I.30.c).



(a) (b) (c)

Figure I.30: Antenne monopôle - (a) Structure, (b) Diagramme de rayonnement idéal, (c) Diagramme de rayonnement réel

Les dimensions offertes par les antennes monopoles ne sont pas suffisamment réduites pour que ces dernières soient implantées sur les terminaux mobiles de nouvelles générations. Les solutions proposées pour les miniaturiser seront présentées dans la suite de ce chapitre.

3.2.2 Antennes planaires classiques (antennes patchs)

Les antennes patchs sont des antennes planaires constituées d'un plan de masse, d'un élément rayonnant et d'un diélectrique comme le montre la figure I.31. Cette configuration permet une réalisation directe sur les circuits imprimés. Ce qui conduit à une intégration facile et donc à une baisse du coût de fabrication.

Les propriétés de cette antenne sont facilement modifiables en changeant la structure du patch rayonnant qui peut prendre plusieurs formes. L'alimentation est assurée généralement soit par une ligne microruban soit à l'aide d'une sonde d'alimentation connectée verticalement en un point du patch rayonnant.

Les dimensions du patch sont de l'ordre de la demi-longueur d'onde guidée $\lambda_g/2$. Ce choix est fonction de la fréquence de résonance désirée pour le patch rayonnant. Comme pour les antennes monopoles, l'utilisation d'un plan de masse permet un rayonnement uniquement dans un demi-espace avec une polarisation rectiligne. Le rayonnement est maximal dans l'axe. Cette antenne [109] présente une faible bande passante comprise entre 1% et 5%, avec un gain maximal de 8 dB.

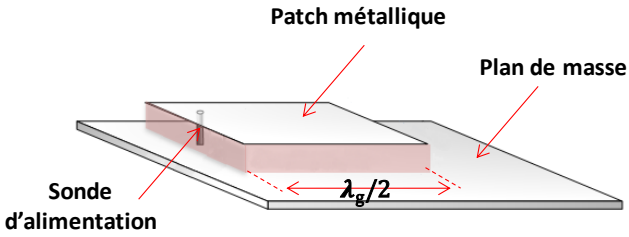


Figure I.31: Structure conventionnelle d'une antenne patch

3.3 Techniques de miniaturisation

Le développement de la microélectronique permet la réalisation de plusieurs fonctionnalités sur un seul circuit compact. Ce qui engendre l'apparition de nouvelles structures pour les terminaux mobiles de très faibles dimensions. Malheureusement, cette approche de réduction ne peut s'appliquer que d'une façon très modeste pour les antennes. En effet, pour un fonctionnement optimal il est nécessaire que la taille de l'antenne soit de l'ordre de la demi-longueur guidée ou plus.

La miniaturisation présente donc souvent un défi pour les concepteurs d'antennes puisqu'une diminution des dimensions entraine une limitation de ses performances. Il existe donc un compromis à trouver entre le degré de miniaturisation souhaité et les performances en termes de bande passante et d'efficacité tolérées.

Ce paragraphe présente les techniques de miniaturisation, les plus employées, pour concevoir les antennes destinées aux applications mobiles (figure I.32).

Figure I.32: L'intégration des antennes avec l'évolution des téléphones cellulaires de 1985 à aujourd'hui

3.3.1 La miniaturisation des antennes filaires

Pour les antennes filaires, la théorie des images permet, par l'insertion d'un plan de masse, de réduire la dimension totale d'un dipôle de 50% avec des performances similaires. Il est donc intéressant d'adopter l'antenne monopôle comme structure initiale des antennes filaires à miniaturiser.

Le principe de base de la miniaturisation des antennes monopôles consiste à conserver la longueur électrique de l'antenne et de réduire la hauteur verticale h. Ce concept permet à la fois d'obtenir des structures compactes mais aussi une résistance de rayonnement faible puisque celle-ci dépend de $(h/\lambda)^2$.

Les quatre techniques de miniaturisation des antennes monopôles les plus utilisées sont : le monopole chargé, le monopole fractal, le monopole enroulé et le monopole replié.

3.3.1.1 Le monopole chargé

Dans ce cas, le monopole est connecté à une charge inductive ou capacitive de façon à abaisser sa fréquence de résonance [110] et par conséquence à réduire sa hauteur. Cette technique est valable pour tout type d'antennes comme les antennes planaires et les fentes rayonnantes (figure I.33). Elle permet une réduction de la taille mais elle limite l'efficacité de rayonnement qui ne dépasse pas en général 10%.

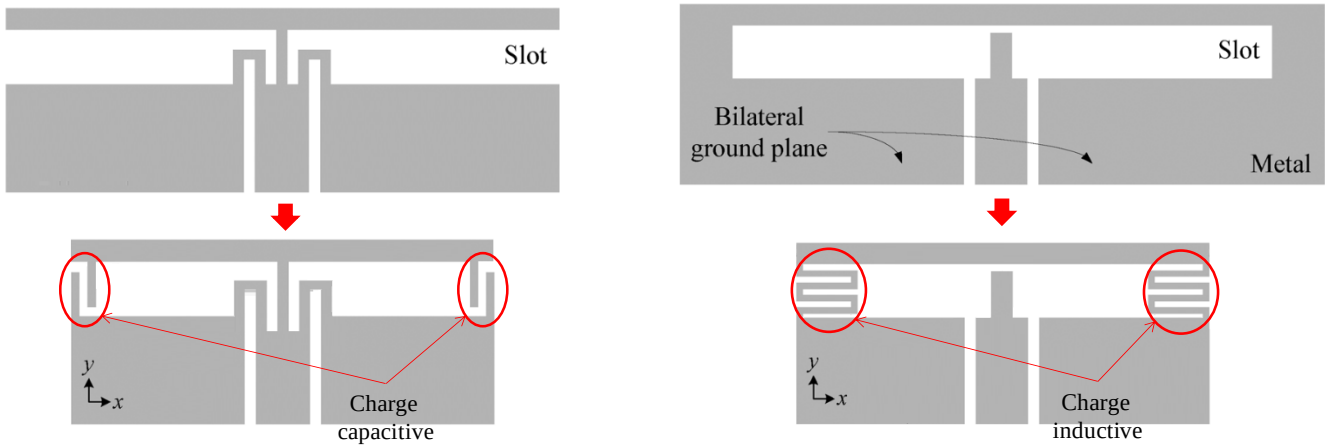
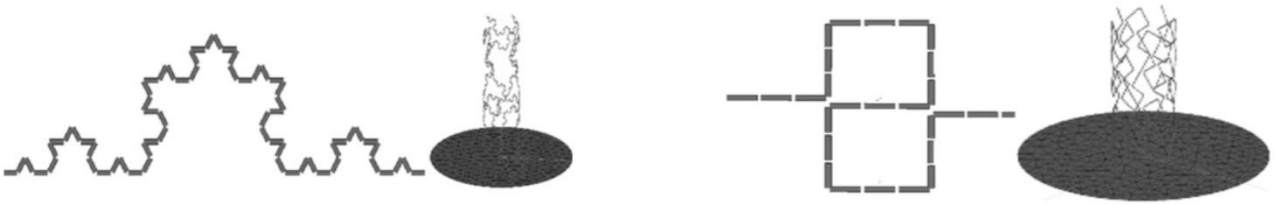


Figure I.33: Antenne à fente rayonnante chargée par des charge réactives - (a) capacitive, (b) inductive [111]

3.3.1.2 Le monopole fractal

Pour concevoir un monopole fractal, il est nécessaire de modifier la géométrie en s'appuyant sur des structures fractales suspendues ou imprimées avec pour objectif de remplir un espace donné. Ces structures présentent des propriétés géométriques qui offrent la possibilité de fonctionner sur différentes fréquences. Parmi les formes fractales les plus utilisées, nous pouvons citer celles de Von Kock [112] (figure I.34 a) et celles de Peano curve [113] (figure I.34 b).



(a) (b)

Figure I.34: Antennes monopoles fractales - (a) Von Kock, (b) Peano curve

Cette technique offre une bonne réduction des dimensions mais engendre malheureusement de modestes performances radioélectriques.

3.3.1.3 Le monopole enroulé [114]

Le monopole enroulé (ou antenne hélice) (figure I.35), permet de réduire la hauteur de l'antenne tout en offrant la possibilité d'avoir une efficacité acceptable. Cependant, le faite d'enrouler le conducteur crée des effets selfiques et capacitifs supplémentaires qui entrainent l'apparition de fréquences de résonance parasites.

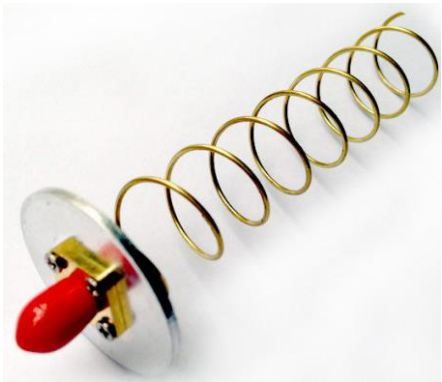
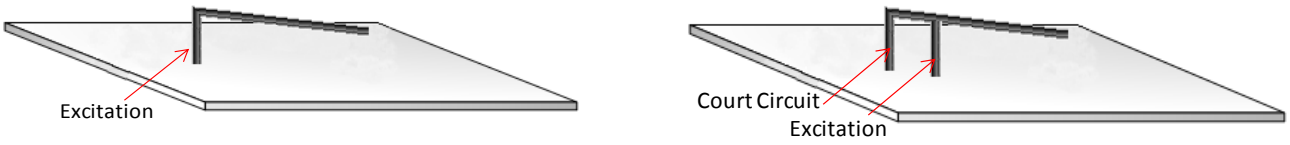


Figure I.35: Antenne monopole enroulée en hélice

3.3.1.4 Le monopole replié (antenne inversée)

Pour réduire les dimensions d'un monopole, il est possible tout simplement de replier le brin métallique pour obtenir une portion verticale et une partie horizontale. La partie horizontale crée une charge capacitive qui désadapte l'antenne et ainsi limite sa bande passante (< 1%). Plusieurs antennes adoptent cette technique de miniaturisation, telles que les antennes ILA (Inverted L Antenna) et IFA (Inverted F Antenna) (figure I.36).



(a) (b)

Figure I.36: Antenne repliée - (a) ILA (Inverted L Antenna), (b) IFA (Inverted F Antenna)

3.3.2 La miniaturisation des antennes planaires (antenne patch)

Les antennes patchs présentent de bonnes performances mais les dimensions de ces dernières restent significatives, et mêmes importantes pour des applications basses fréquences. Dans cette partie, nous nous limiterons à la présentation des techniques de miniaturisation les plus utilisées pour les antennes imprimées à savoir le chargement de la structure rayonnante en utilisant des éléments localisés ou l'insertion d'un ou plusieurs court(s)-circuit(s), la modification de la géométrie du patch et l'utilisation de substrat de permittivités élevées.

Le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients de chaque technique seront présentés.

3.3.2.1 Utilisation de courts-circuits - Antenne quart d'onde

Comme pour les antennes filaires, l'ajout de courts-circuits reste une des méthodes les plus utilisées pour réduire les dimensions des antennes imprimées.

Pour les antennes demi-onde, le mode fondamental TM_{100} est généré par des courts-circuits magnétiques et électriques virtuels comme le montre la figure I.37 a.

(a) (b)

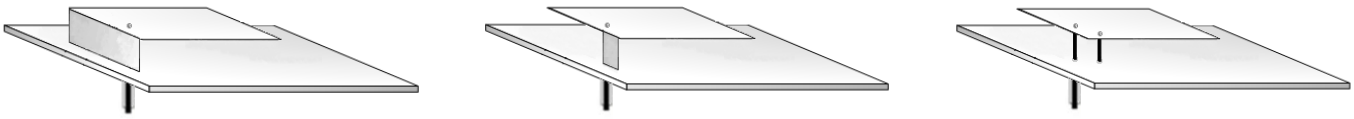
Figure I.37: Représentation du champ E pour les antennes patchs imprimées - (a) Antenne λ/2, (b) Antenne λ/4

En effet, le champ E s'annule au milieu de la longueur de l'élément rayonnant. Cette distribution permet d'insérer une plaque métallique (CCE) dans le plan où le champ E est nul, sans perturber sa répartition, et donc d'éliminer la moitié de la longueur de l'élément rayonnant en conservant la même fréquence de résonance (figure I.37 b).

Cette nouvelle configuration permet d'avoir des antennes planaires quart d'onde connues sous le nom d'antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna) [115].

Les antennes PIFA sont souvent réalisées avec un substrat d'air. L'utilisation d'un diélectrique de faible permittivité peut servir de support physique pour avoir une structure robuste et ainsi maintenir les différents éléments constituant cette antenne.

Le court-circuit peut prendre différentes formes et longueurs. Cela peut être un court-circuit plan, une rangée de « vias » métalliques plus ou moins espacés, un seul via [116] (cas limité : antenne fil plaque) ou encore des petites languettes (figure I.38). Les deux dernières formes permettent de créer une inductance qui dépend de ses dimensions et donc de baisser la fréquence de résonance de l'antenne. Ces deux solutions conduisent donc à une réduction supplémentaire des dimensions par rapport à l'antenne patch quart d'onde qui utilise un court-circuit plan. Cependant, il est difficile d'obtenir l'adaptation de la structure qui nécessite une optimisation minutieuse de la position de l'excitation et donc une attention particulière au niveau précision lors de la fabrication pour ne pas dégrader ses performances.

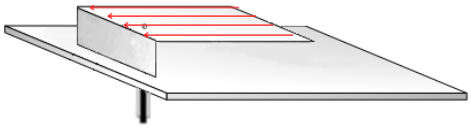
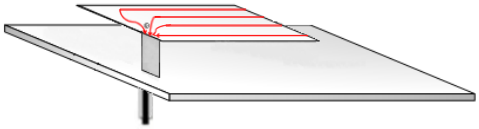


(a) (b) (c)

Figure I.38: Antenne PIFA - (a) court-circuit plan, (b) court-circuit languette, (c) court-circuit utilisant « des vias »

L'insertion d'une languette dans le coin de l'élément rayonnant permet encore de réduire les dimensions de l'antenne puisque cette configuration oblige le courant à incurver sa trajectoire et ainsi à rallonger son trajet. La diagonale du patch fixe alors la fréquence de résonance.

Tableau I.4: Fréquences de résonance du mode fondamental d'une antenne PIFA en fonction de la structure de court-circuit utilisée.

Configuration		
Fréquence de résonnance	$f_r = \frac{C}{4 \times (L + H)}$ (I.8)	$f_r = \frac{C}{4 \times (L + W + H)}$ (I.9)
Avec H la hauteur du patch rayonnant - W la largeur du patch - L la longueur du patch et C la célérité		

3.3.2.2 Insertion de fentes dans l'élément rayonnant

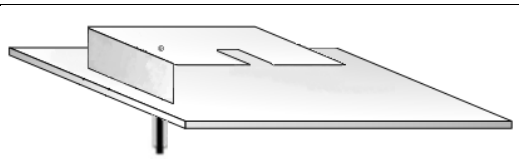
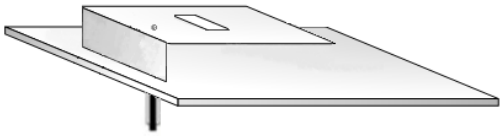
La modification de la forme des antennes planaires, telles que les antennes patchs, reste toujours la solution la plus efficace et la plus simple à effectuer. Dans ce cadre, l'insertion de fentes reste une étape fondamentale pour miniaturiser ces antennes [4] [117] [118]. Elle consiste à forcer le courant à changer sa trajectoire et par conséquence l'allongement de la longueur électrique entraine une baisse de la fréquence de résonance du mode fondamental.

Dans ce cas, la ou les fente(s) insérée(s) dans le patch présente(nt) un ou des obstacles pour le courant qui doit donc la ou les contourner.

La mise en œuvre de cette technique permet de réduire de 50% la taille des antennes patchs avec en contrepartie, une diminution de la largeur de la bande passante, ainsi que de l'efficacité de rayonnement.

Dans certains cas, l'insertion des fentes est utilisée pour générer de nouvelles fréquences de résonance et ainsi élargir la bande passante de l'antenne en associant la fréquence de résonance de la fente avec celle de l'élément rayonnant. Les fréquences de résonance des fentes, débouchant ou non, sont données dans le tableau I.5.

Tableau I.5: Fréquences de résonance des fentes

	Structure	Fréquence de résonance de fente
Fente débouchant		$f_d = \frac{C}{4L}$ (I.10)
Fente non débouchant		$f_{nd} = \frac{C}{2L}$ (I.11)
Avec L la longueur de la fente		

3.3.2.3 Antenne à méandres

Par analogie, l'antenne à méandres planaires correspond à l'antenne à hélice filaire où la déformation de la structure est utilisée pour diminuer la longueur physique, tout en conservant une longueur électrique constante. Ce type d'antenne est utilisé fréquemment dans les terminaux sans fils pour son fort degré d'intégration (figure I.39). La forme en méandres apporte des effets inductifs et capacitifs qui dépendent de la longueur et de l'espacement des lignes. Les charges supplémentaires ainsi rajoutées participent à la diminution de la fréquence de résonnance pour un volume d'antenne constant.

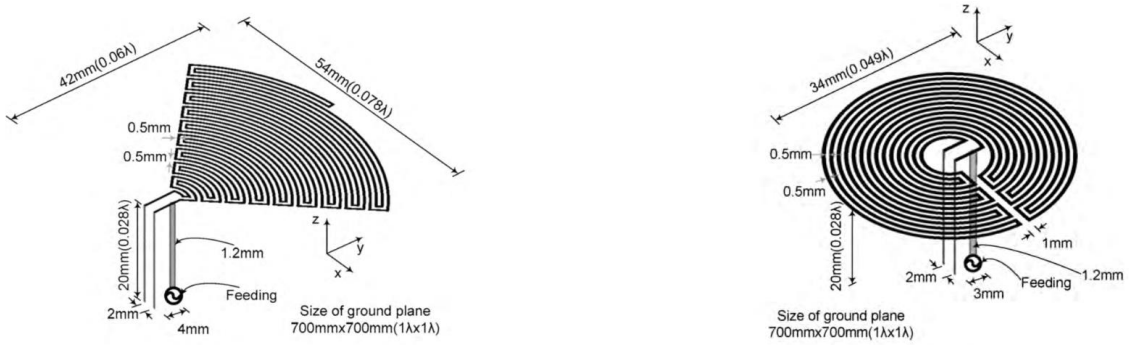
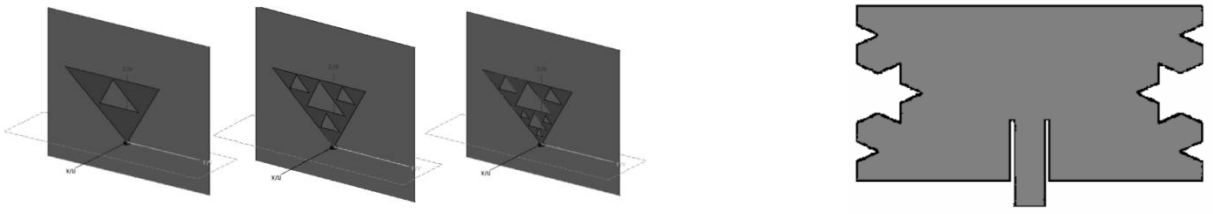


Figure I.39: Deux antennes PIFA à méandre destinées au scan de conteneurs (tags RFID) à des fréquences de (433.67 - 434.17) MHz avec une bande passante de 500 KHz [3]

3.3.2.4 Utilisation de structure fractales

Comme pour les antennes filaires, il est possible de créer des structures fractales planaires, comme le montre la figure I.40. L'utilisation de ces structures permet également une réduction de l'encombrement de 20% à 40% [119].



(a) (b)

Figure I.40: Structures fractales appliquées aux antennes imprimées - (a) structure de Sierpinski [120], (b) Structure de Von Koch

3.3.2.5 Utilisation de substrat à haute permittivité

Il est évident que l'augmentation de la permittivité ε_r du substrat entraine une diminution de la longueur d'onde guidée λ_g comme le montre l'équation (I.2).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \tag{I.2}$$

avec λ_g la longueur d'onde guidée, λ_0 la longueur l'onde en espace libre, ε_r et μ_r respectivement la permittivité relative et la perméabilité relative du diélectrique utilisé.

Les diélectriques de fortes permittivités (entre 10 et 20) ont donc été utilisés pour miniaturiser des antennes [5] [121] [2]. Dans ce cas, la réduction des dimensions est proportionnelle à $\sqrt{\varepsilon_r}$. Par contre, le champ électrique a tendance à être concentré dans les zones de hautes permittivités ce qui nuit au rayonnement. L'antenne emmagasine donc l'énergie électromagnétique à cause du contraste d'impédance entre le milieu diélectrique et l'espace libre. Les antennes miniatures qui utilisent cette technique présentent un fort facteur de qualité et par conséquence une bande passante étroite et une faible efficacité de rayonnement.

Les techniques présentées précédemment permettent de réduire la taille des antennes mais il a été montré qu'un compromis doit toujours être fait entre la miniaturisation de ces dernières et les performances acceptées en termes de bande passante, de diagramme de rayonnement et d'efficacité (tableau I.6)

Tableau I.6: Synthèses des performances des antennes présentées [122]

Type d'antennes	Substrat	Dimensions	Bande passante	Directivité max (dBi)
Dipôle	Air	$\lambda_0/2$	10% - 20%	2.1
Monopole	Air	$\lambda_0/4$	10% - 20%	5.1
ILA	Air	$\lambda_0/20.\lambda_0/4$	1%	7
IFA	Air	$\lambda_0/20.\lambda_0/4$	2%	4
Hélice	Air	$\lambda_0/10.\lambda_0/40$	7%	6
Méandre	Er=4.9	$\lambda_0/3x\lambda_0/5x\lambda0/417$	1%	2.2
Patch	Air	$\lambda_0/2x\lambda_0/2x\lambda0/27$	4.1%	8.8
Patch à fentes	Er=2.2	$\lambda_0/4x\lambda0/5x\lambda0/68$	1.2%	6.4
Patch quart d'onde	Air	$\lambda_0/4x\lambda0/4x\lambda0/8$	0.5%	4.4
PIFA	Air	$\lambda_0/6x\lambda0/8x\lambda0/35$	6.5%	6.9
Fil plaque	Er=2.5	$\lambda_0/8x\lambda0/8x\lambda0/17$	3%	4

Il existe dans la littérature, des travaux [123] [124] qui introduisent plusieurs techniques de miniaturisation à la fois et qui offrent selon le type d'applications des performances satisfaisantes.

Nous aborderons dans la suite de ce chapitre, la notion de reconfigurabilité qui permet de substituer plusieurs antennes par une seule tout en conservant les mêmes fonctionnalités. Ce concept participe encore une fois à la miniaturisation et à la simplification des systèmes mobiles.

3.4 Les antennes reconfigurables

3.4.1 Définitions

Les antennes utilisées pour les applications sans fil doivent répondre à un certains nombres de contraintes pour satisfaire les besoins du marché. Le défi des antennes reconfigurables ne se limite donc pas à obtenir une seule fonctionnalité précise. En effet, ces dernières doivent également satisfaire des obligations liées au déploiement de nouveaux standards et normes, et surtout des contraintes sur

l'encombrement et l'intégration dans des systèmes compacts, l'efficacité, la complexité et les coûts de fabrication.

Le terme reconfigurable pour une antenne est valable si l'élément d'accord rajouté est capable de modifier au moins une de ses caractéristiques spécifiques, citées précédemment, par l'application d'une commande extérieure. D'une manière générale, on distingue trois principaux types de reconfiguration: la modification de la réponse fréquentielle, celle du diagramme de rayonnement et celle de la polarisation.

- La reconfiguration du diagramme de rayonnement regroupe tous les changements de répartition de champ à savoir le changement de directivité et de forme.

- La reconfiguration de la polarisation consiste à modifier uniquement l'orientation vectorielle du champ E.

- La reconfiguration fréquentielle agit sur la fréquence de résonnance et/ou la bande passante.

Une antenne reconfigurable idéale est capable d'offrir, d'une façon découplée ou simultanément, les différents types de reconfigurabilités avec de très bonnes performances et sur une très large gamme d'accord. En réalité et comme pour les filtres accordables, (paragraphe 2) pour obtenir des antennes reconfigurables, il est nécessaire d'intégrer des éléments d'accords qui peuvent introduire des pertes et donc conduire à des limitations des performances, notamment au niveau du gain et de l'efficacité de rayonnement.

Les antennes reconfigurables doivent présenter, pour chaque configuration de la plage d'accord, les performances requises pour le bon fonctionnement du système pour une application donnée. En conséquence, les paramètres vus précédemment notamment l'adaptation, la bande passante, le gain, l'efficacité de rayonnement ou la forme du diagramme de rayonnement doivent être analysés précisément pour évaluer une technologie d'antennes reconfigurables.

Notre travail se limitera à l'accord en fréquence. Une attention particulière sera aussi accordée à l'évolution de l'adaptation, et de l'efficacité de rayonnement sur toute la plage d'accord.

3.4.2 Antennes accordables en fréquence

Les antennes accordables en fréquence peuvent être classées en deux catégories: les antennes à variations discrètes et les antennes à variations continues. Les antennes agiles en fréquence à variations discrètes utilisent généralement des éléments de commutation tels que les diodes PIN [125], les transistors à effet de champ [126][27], les photodiodes [127] [128] ou les MEMS [129][130]. Les antennes agiles en fréquence avec un réglage continu, utilisent généralement des éléments d'accord à variation continue tels que les diodes varactors [131] [132]. Certaines antennes accordables en fréquence combinent les deux réglages discret et continu.

L'accordabilité fréquentielle de ces dispositifs peut être mesurée à l'aide de différents paramètres à partir du coefficient de réflexion (figure I.41) [133]:

- l'accord fréquentiel TR (Tuning Range) défini à l'aide de la relation (13),

$$TR = 2\frac{(f_{oh} - f_{ol})}{(f_{oh} + f_{ol})}100\% \tag{13}$$

où f_{oh} et f_{ol} correspondent respectivement aux fréquences de résonnance haute et basse de la plage d'accord définie lorsque le module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ est minimal (figure I.41).

- le spectre total TS (Total Spectrum) donné par l'expression (14).

$$TS = 2\frac{(f_{max} - f_{min})}{(f_{max} + f_{min})}100\% \tag{14}$$

où f_{max} et f_{min} sont les fréquences minimales et maximales définies par rapport à un niveau de coefficient réflexion $|S_{11}|$ nécessaire au bon fonctionnement de l'antenne pour l'application considérée (par exemple inférieur à -10dB) (figure I.41). Les deux fréquences f_{max} et f_{min} peuvent également être fixées par rapport à un autre paramètre prédéfini, tel que le niveau de gain de l'antenne minimal acceptable.

- l'accord de la bande passante TB (Tunable Bandwidth) récemment introduit pour quantifier la largeur de la bande passante utilisable dans le spectre total [134] et défini à l'aide de la relation (15)

$$TB = 2\,\frac{\sum_{i=1}^{N} BW_i}{(f_{max} + f_{min})}100\% \tag{15}$$

où BW_i représente la largeur des sous-bandes instantanées qui ne chevauchent pas d'autres sous-bandes dans le spectre total. La sous bande est définie quand le niveau de réflexion minimum acceptable est atteint. N désigne le nombre d'états de l'antenne agile en fréquence. Pour les antennes à réglage continu, la valeur de N est déterminée à partir des états de polarisation nécessaires pour couvrir le spectre total sans chevauchement des sous bandes adjacentes. (TB et TS sont habituellement identiques pour les antennes dont le réglage en fréquence est continu).

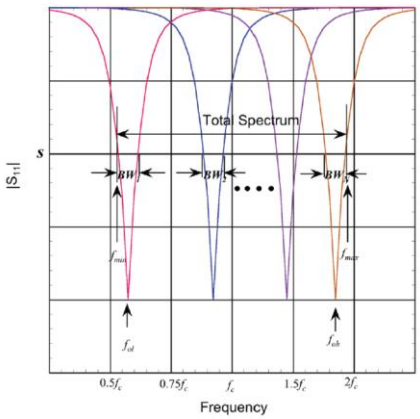


Figure I.41: Coefficient de réflexion d'une antenne accordable en fréquence [133]

Les antennes patchs quart d'onde possèdent des degrés de réglages importants. Plusieurs techniques sont susceptibles d'être utilisées telles que les fentes à longueur variable [135] [132], la modification de la position de l'alimentation ou du court-circuit [123] [136]. Cette dernière partie est dédiée à l'état de l'art des antennes accordables en fréquence. Seules les techniques les plus innovantes et les plus récentes seront présentées. Nous nous intéresserons plus particulièrement aux antennes à commutation et continûment accordables en fréquence (charge réactive, matériau actif et reconfiguration mécanique). Des tableaux récapitulatifs synthétiseront les caractéristiques de l'ensemble des antennes agiles en fréquence à la fin de ce chapitre.

3.4.2.1 Antennes à commutation

La commutation permet de travailler sur des fréquences discrètes ce qui conduit à une excursion maximale permettant ainsi de couvrir plusieurs bandes d'un même standard ou encore plusieurs standards à la fois.

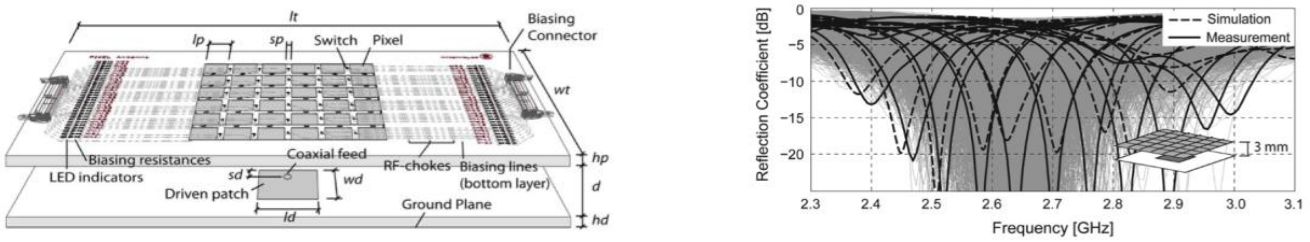
L’accord en fréquence peut être réalisé en connectant, à l’aide de commutateurs, de petits patchs métalliques. Ils peuvent être de longueurs identiques, comme les antennes pixel [125] ou de longueurs différentes constituants ainsi un réseau. Ce concept entraine une modification de la longueur totale de l'antenne et ainsi de sa fréquence de résonance. La modification de la structure de l’antenne implique également des variations importantes de l'impédance et donc du rayonnement. Ces derniers points nécessitent obligatoirement une étape d'optimisation sur la totalité de la bande à couvrir.

Les connexions entre les différents éléments se font à l’aide d’interrupteurs (état ON/OFF) tels que des commutateurs MEMS utilisés par William Baron dans l’article [137]. Il propose d’utiliser une structure rayonnante constituée de 16 pixels de 7 ×7 mm², espacés de 2.5mm comme présentée sur la figure I.42 a. L'antenne, conçue sur un substrat de Rogers RO4003 de 1.6 mm d'épaisseur et de permittivité 3.55, présente trois configurations (figure I.42 b) (pour la courbe noire tous les commutateurs sont actifs, pour la courbe rouge seuls les quatre commutateurs du haut sont actifs et pour la courbe en bleu tous les commutateurs sont à l'état off).

(a) (b)

Figure I.42: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure pixel patch, (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents états des commutateurs

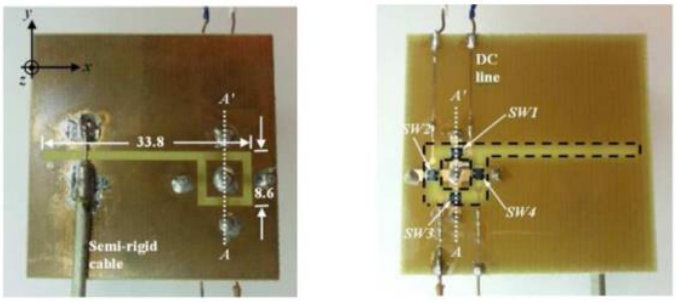
La même technique de connexion de pixels est utilisée dans l’article [138] mais ces derniers constituent des éléments parasites placés à une distance *d* au-dessus d’un patch rayonnant afin de changer sa fréquence de résonance, son diagramme de rayonnement et sa polarisation. Dans ce cas, les liaisons entre les éléments parasites (pixels) s’effectuent à l’aide de diodes PIN (figure I.43).



(a) (b)

Figure I.43: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion avec *d*=3mm

Chi-Yuk Chiu et al utilisent dans l'article [139] quatre commutateurs MEMS pour changer la dimension d'une fente rayonnante gravée sur un substrat de FR4 (figure I.44). Cette technique permet d'obtenir un accord en fréquence entre 1.56 GHz et 3.3 GHz avec des efficacités qui varient entre 87% et 35 % (figure I.44 b).



(a)

Mode	Switches in Open State	with RF MEMS Switch			
		Sim.		Mea.	
		Freq. (GHz)	Eff. (%)	Freq. (GHz)	Eff. (%)
1	Nil	3.30	89	3.30	87
2	1	2.48	85	2.50	82
3	1, 2	2.04	56	2.01	54
4	1, 2, 4	1.61	34	1.56	35
5	1, 2, 3, 4	2.35	87	2.42	84

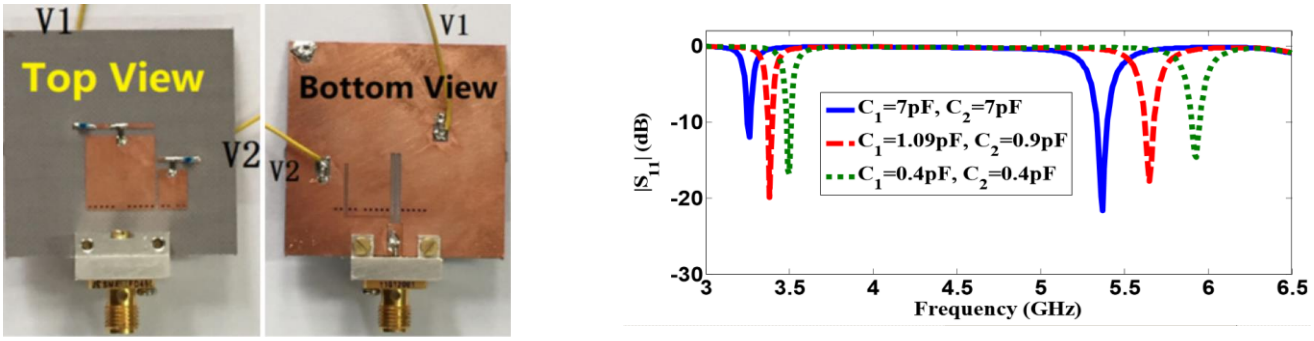
(b)

Figure I.44: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Efficacité en fonction des états des interrupteurs MEMS

3.4.2.2 Antenne intégrant des charges réactives

L'utilisation de charges réactives variables entraine de façon générale une variation continue de la fréquence de résonance. Elles permettent de modifier la longueur électrique de l'antenne.

L'article [140] présente une antenne bi-bande (WiMAX/WLAN) constituée de deux patchs quart d'onde. Chaque bande est accordée indépendamment l'une de l'autre. Deux diodes varactors sont utilisées, une par élément. Ces dernières relient les patchs à la masse à travers un via. Une ligne coplanaire intégrée dans le plan de masse assure l'alimentation des deux patchs à la fois (figure I.45 a). La bande basse varie entre 3.26 GHz et 3.5 GHz (WiMAX) et la bande haute varie entre 5.37 GHz et 5.93 GHz (figure I.45 b).



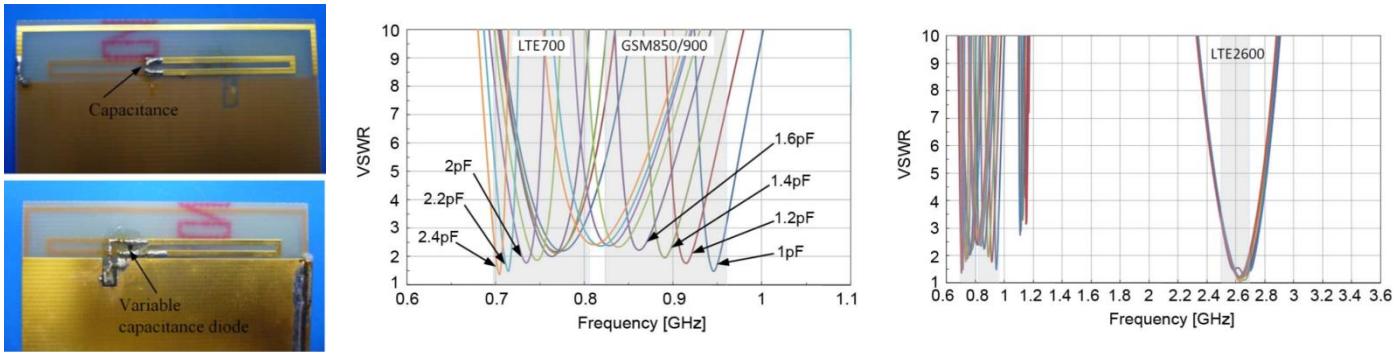
(a) (b)

Figure I.45: Antenne bi-bande reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de capacités variables

Nobuyasu Takermura présente dans l'article [1] une structure intégrant une antenne ILA (Inverted L Antenna) couplée à deux résonateurs en anneau fendus et chargés par des capacités variables (figure I.46 a).

La variation de la charge capacitive entraine une variation de la fréquence de résonnance des résonateurs en anneau et donc la variation du couplage entre ces derniers et l'antenne ILA. Cette variation de couplage modifie la longueur effective de l'antenne et donc sa fréquence de résonance (un couplage fort entraine une augmentation de la longueur effective).

Les dimensions des résonateurs en anneau sont optimisées afin de couvrir trois standards (LTE (Long-Term Evolution), 700/GSM850/GSM900 (698-960 MHZ) et LTE2600). L'antenne présente une large bande d'accord qui couvre à la fois le standard LTE700 et GSM850/900 et une large bande fixe à 2.6 GHz pour couvrir la standard LTE2600, (figure I.46 b et c).



(a) (b) (c)

Figure I.46: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion pour la bande LTE 700/GSM, (c) Coefficient de réflexion pour la bande LTE 2600

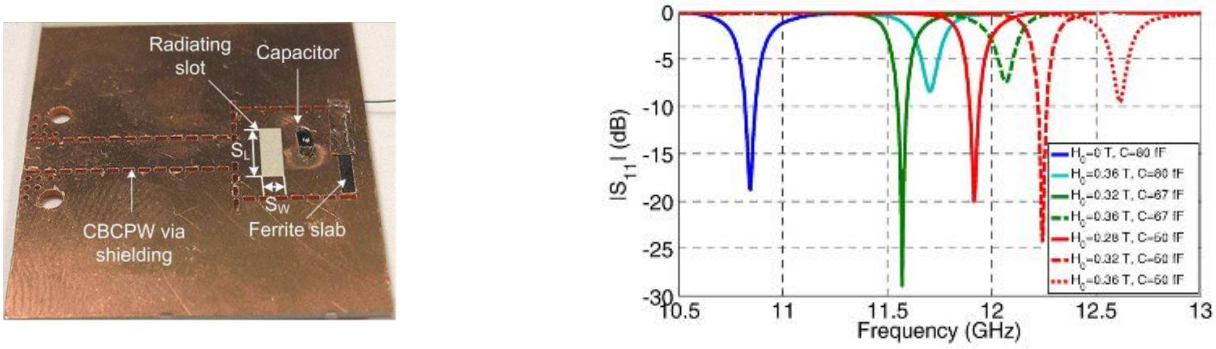
3.4.2.3 Antennes intégrant des matériaux actifs

L'utilisation de matériaux actifs peut offrir un accord continu en fréquence de l'ordre de 40%. Ces matériaux peuvent se présenter sous forme massive pour constituer le substrat diélectrique sur lequel les antennes sont imprimées ou sous forme de couches minces déposées entre le conducteur et le substrat.

Ces matériaux possèdent des propriétés variables sous l'action d'une commande extérieure telle qu'une tension continue [141] pour les matériaux ferroélectriques ou encore l'application d'un champ magnétique [142] pour les matériaux ferromagnétiques.

Sulav Adhikari et al. présentent dans [143] une fente rayonnante dans une cavité en technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide). La fréquence de fonctionnement de l'antenne dépend essentiellement de la fréquence de résonance de la cavité SIW et de la fente rayonnante. Comme le montre la figure I.47 a, une cannelure chargée par une plaque de ferrite a été rajoutée. Dans ce cas, la fréquence de résonance dépend non seulement des dimensions de la cavité, mais également de l'emplacement de la cannelure et du champ de polarisation H appliqué à la plaque de ferrite.

Pour avoir une excursion maximale en fréquence, une capacité variable est rajoutée au centre de la cavité pour relier les surfaces supérieure et inférieure. La figure I.47 b, présente l'accord en fréquence de l'antenne en fonction du champ magnétique appliqué et de la valeur de la capacité.



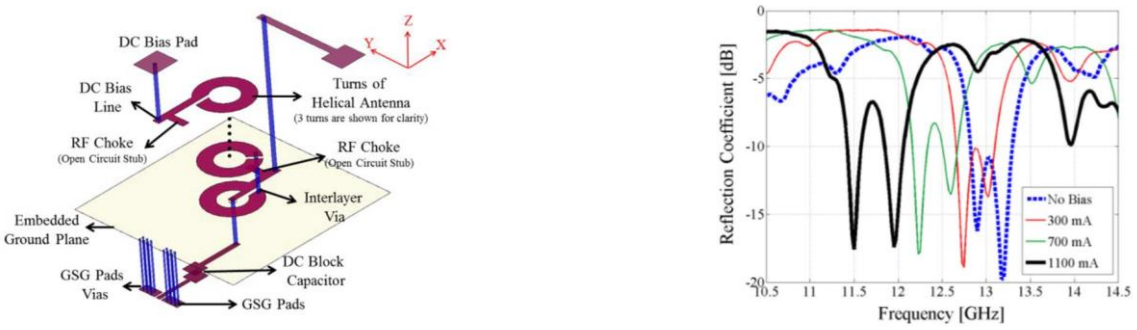
(a) (b)

Figure I.47: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion en fonction du champ magnétique H appliqué à la plaque de ferrite et de la valeur de la capacité

Généralement, l'utilisation de tels matériaux sous forme massive conduit à introduire des pertes importantes qui dégradent les performances de l'antenne. De plus, les circuits de commande permettant d'appliquer un champ magnétique sont très complexes à mettre en place.

Une solution pour supprimer le circuit de commande magnétique externe, qui est constitué généralement d'un aimant ou d'une bobine, est proposée par Ghaffar dans [144]. Une antenne hélice a été optimisée afin d'agir comme une bobine pour assurer son propre champ magnétique. L'antenne est constituée de dix couches (spirales) intégrées dans un substrat de ferrite en technologie LTCC, figure I.48 a.

Une tension DC est appliquée sur l'antenne pour créer un champ magnétique qui fait varier la permittivité du ferrite qui l'entoure et donc la fréquence de résonance de l'antenne hélice. La plage de réglage est alors de 10% autour de 13 GHz (figure I.48 b).



(a) (b)

Figure I.48: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion en fonction du courant appliqué

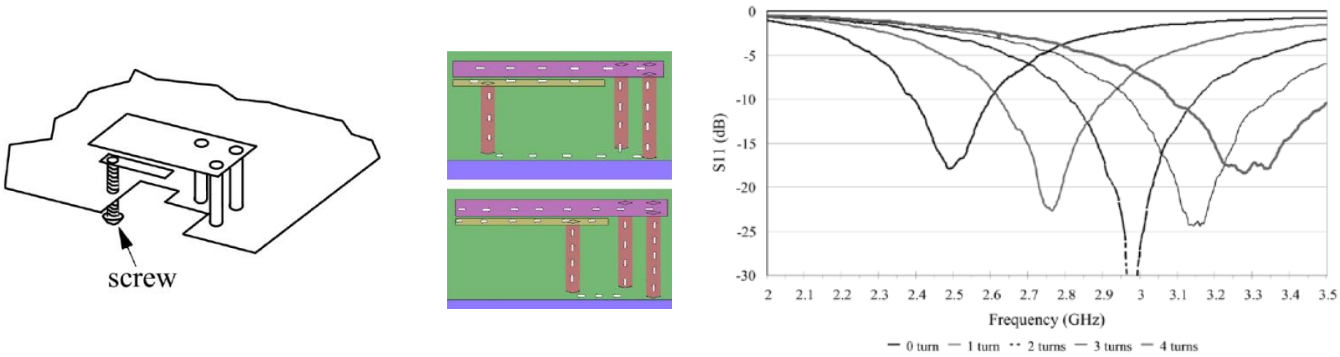
3.4.2.4 Reconfiguration mécanique d'une antenne

La reconfiguration mécanique reste une technique peu utilisée par rapport aux solutions vues précédemment car elle nécessite une intervention manuelle ou l'utilisation d'actionneurs tels que des micromoteurs ou des actionneurs piézoélectriques [145] [146]. Dans ce cas, une structure est déformée ou déplacée afin de modifier les propriétés électromagnétiques de l'antenne.

Dans l'article [147], la méthode proposée est basée sur la possibilité de changer le parcours du courant en couplant le patch principal avec un deuxième patch secondaire connecté à la masse et placé au-dessous du premier (figure I.49 a et b). Le couplage dépend alors de l'espacement entre les deux plateaux.

Pour cette raison une antenne Pifa et un patch secondaire sont utilisés. Le couplage est ajusté en écartant les deux éléments à l'aide d'un système mécanique vis-écrou qui assure le déplacement vertical du patch secondaire.

Cette technique permet d'obtenir un accord fréquentiel continu. 5 états sont présentés en fonction du nombre de tours du système vis-écrou (figure I.49c). L'antenne présente donc une plage d'accord entre 2.45 GHz et 3.3 GHz.

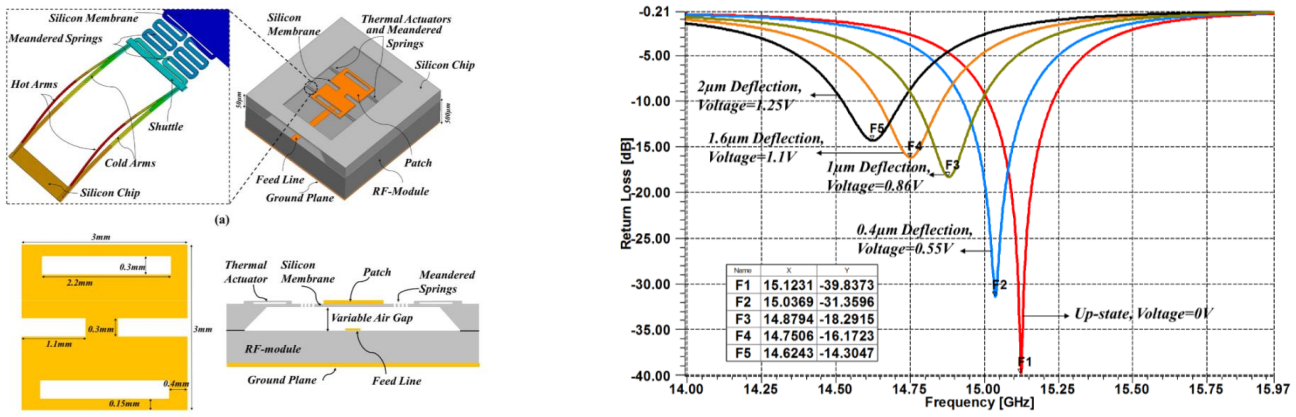


(a) (b) (c)

Figure I.49: Antenne reconfigurable mécaniquement - (a) Structure, (b) Distribution de courant, (c) Accord en fréquence

Une deuxième structure utilisant la technologie MEMS est présentée dans l'article [148]. L'élément rayonnant est imprimé sur une membrane de silicium suspendue par quatre commutateurs à méandres au-dessus d'une ligne d'alimentation (figure I.50 a). Les commutateurs permettent de modifier le gap entre la ligne d'excitation et le patch rayonnant et donc d'obtenir une modification de la fréquence de résonnance.

Une variation de la tension continue DC entre 0 et 1.25 V entraine un déplacement de la membrane de silicium de 0 à 2µm. Cela se traduit par une baisse de la fréquence de résonance de 15.125 GHz à 14.625 GHz (figure I.50 b).



F1	15.1231	-39.8373
F2	15.0369	-31.3596
F3	14.8794	-18.2915
F4	14.7506	-16.1723
F5	14.6243	-14.3047

(a) (b)

Figure I.50: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion en fonction du déplacement de la membrane suspendue

3.4.3 Récapitulatif: état de l'art

Tableau I.7: Antennes accordables mécaniquement en fréquence

Technologie d'accord	Type d'antenne	Type d'accord Continu/Discret	Accord en fréquence % TR	Accord de spectre % TS	Accord de la bande % TB	Alimentation	Référence année
Electrostatique	Patch (Microstrip)	Continu	2	7	7	268 V	[149] 2006
	Patch (Microstrip)	Continu	4	9	9	150 V	[134] 2010
Magnétique	Patch (Microstrip)	Continu	10	12	12	NC	[150] 2003
Piézoélectrique	Patchs empilés Microstrip	Continu	7	9	9	1000 V	[151] 2008
	Deux demi anneaux RD	Continu	25	30	30	NC	[152] 2014

Tableau I.8: Antennes accordables en fréquence utilisant des matériaux actifs comme substrat

Technologie d'accord	Type d'antenne	Type d'accord Continu/Discret	Accord en fréquence % TR	Accord de spectre % TS	Accord de bande % TB	Alimentation	Référence année
Ferrite	Fente dans une cavité	Continu	44	NC	NC	0.27 KA/cm	[153] 2003
	Fente dans cavité SIW	Continu	9	11	11	NC	[143] 2013
Ferroélectrique	Patch (Microstrip)	Continu	14	21	21	2.5 V	[154] 2009
	Hélice LTCC	Continu	14	12	12	1.1 A	[144] 2015
Cristaux liquides	Patch (Microstrip)	Continu	4	7	7	10 V	[155] 2008
	Patch (Microstrip)	Continu	7	10	10	20 V	[156] 2007

Tableau I.9: Antennes accordables en fréquence utilisant des commutateurs électriques

Technologie d'accord	Type d'antenne	Type d'accord Continu/Discret	Accord en fréquence % TR	Accord de spectre % TS	Accord de bande % TB	Alimentation	Référence année
PIN	Patch à fentes	Discret	30	38	18	+/- 3V	[157] 2008
	Pixel	Discret	22	36	36	5V	[138] 2014
	PIFA	Discret	74	90	41	NC	[158] 2008
	Monopole imprimé	Discret	83	107	59	NC	[159] 2010
	IFA	Discret	28	40	23	+/- 1V	[160] 2007
	PIFA	Discret	17	23	16	+/- 1V	[161] 2008
	Fente (papillon)	Discret	34	46	32	+/- 1V	[162] 2006
	Résonateur diélectrique	Discret	91	95	32	2 V	[134] 2012

FET	PIFA	Discret	16	22	14	3.6 V	2002
	Fente (rectangulaire)	Continu	10	19	19	1 V	[163] 1991
	Yagi	Continu	8	13	13	1.5 V	[164] 1997
Opto-électronique	Fente (rectangulaire)	Continu	30	>50	>50	88 mA	[26] 2003
	Patch (Microstrip)	Discret	12	12	2	144 mA	[165] 2008
MEMS	Fente (anneau)	Discret	74	80	23	20 V	[166] 2010
	Monopole Fractale (imprimé)	Discret	153	167	91	38 V	[167] 2007
	Fractale imprimé (papillon)	Discret	57	77	38	40 V	[168] 2006
	Patch Microstrip imbriqué	Discret	98	117	56	NC	[169] 2006
	PIFA	Discret	22	25	25	5 V	[170] 2013
	Pixel	Discret	70	13	4	90 V	[137] 2014
	Fente Microstrip	Discret	71	88	NC	+/- 90V	[139] 2012
	Patch suspendu	Continu	3.5	5	5	1.25V	[148] 2014

Tableau I.10: Antennes accordables en fréquence utilisant des varactors (capacités variables)

Technologie d'accord	Type d'antenne	Type d'accord Continu/Discret	Accord en fréquence % TR	Accord de spectre % TS	Accord de bande % TB	Alimentation	Référence année
varactor	Hélice imprimée	Continu	16	19	19	3.5	[171] 2007
	IFA Résonateur diélectrique	Continu	60	62	62	22 V	[172] 2013
	Fente dans une cavité	Continu	61	63	63	20	[173] 2010
	PIFA (2 bandes)	Discret	31 24	35 25	35 25	20V 10V	[174] 2015
	Ligne imprimée en anneau	Continu	13	20	20	9.5	[175] 2010
	Boités couplés	Continu	34	36	36	2.3	[176] 2007
	PIFA	Continu	37	42	42	18.4	[132] 2008
	boucle Imprimée	Continu	35	38	38	5	[177] 2009
	Résonateur diélectrique	Continu	55	57	57	22V	[178] 2011

	Patch Microstrip (2 bandes)	Continu	7 8	8 12	8 12	30 V	[140] 2015
	Patch (Microstrip)	Continu	51	52	52	24	[179] 2010
	IFA	Continu	31	32	32	36 V	[1] 2013
	Patch (Microstrip)	Continu	60	69	69	10	[123] 2008
	Résonateur diélectrique	Continu	6	9	9	8	[180] 2011
	Résonateur diélectrique	Continu	55	58	58	20	[134] 2012

4. Conclusions

La reconfigurabilité est un des thèmes clés pour les nouvelles architectures des systèmes de communication moderne. Elle permet de concevoir et de réaliser des dispositifs compactes, facile à intégrer et de réduire le coût total de fabrication.

Aujourd'hui, la reconfiguration en fréquence est la solution la plus élégante pour répondre aux besoins actuels des systèmes de communication sans fil. Les filtres et les antennes accordables sont ainsi au cœur de ce défi technologique.

Dans ce premier chapitre, différents éléments d'accord ont été présentés. Parmi ceux-ci, la technologie MEMS semble être la plus adaptée et la plus mâtures pour répondre à des caractéristiques sévères en performances. Des tableaux récapitulatifs ont permis de comparer les performances des filtres accordables utilisant différentes technologies.

La majorité de ces filtres accordables traite seulement de l'agilité de la fréquence centrale. En effet, peu de technologies ont été utilisées pour obtenir une bande passante absolue constante. D'ailleurs ces topologies de filtres à bande passante constante engendrent souvent de moindres performances.

Dans ce cadre, une attention particulière doit être apportée à la fois au niveau de la conception des circuits et au niveau de l'optimisation des éléments d'accord afin d'envisager des composants qui respectent nos exigences (bande passante constante) avec des bonnes performances.

Le chapitre 2 concerne des études de filtres passe-bande accordables en fréquence centrale. Nous allons développer une méthode de conception permettant de concevoir des filtres accordables en fréquence

centrale avec une bande passante absolue constante. L'enjeu est d'introduire une certaine innovation sans dégrader les performances globales du système.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art des antennes miniatures accordables en fréquence. Après avoir exposé les principaux paramètres standardisés des antennes, une étude des différents types d'antenne a été présentée.

L'objectif majeur étant de concevoir des dispositifs compacts et faciles à intégrer, différentes techniques de miniaturisation pour chaque type d'antennes ont été présentées, en indiquant leurs potentialités et leurs limites fondamentales physiques.

L'accordabilité est également un élément clé de la miniaturisation des antennes. Cet aspect a été traité en se focalisant dans un premier temps, sur les différents éléments d'accord intégrés dans les antennes. Parmi ceux-ci, la technologie MEMS se présente encore une fois comme l'une des meilleures solutions.

Des tableaux récapitulatifs des technologies considérées pour réaliser l'accord en fréquence ont permis de comparer les performances des antennes accordables.

Les constatations issues de ces deux parties seront exploitées et approfondies dans le dernier chapitre, dédié à la conception et à la fabrication d'antennes miniatures accordables en fréquence.

CHAPITRE 2: Filtre Accordable à bande passante absolue constante

1. Introduction

Les dispositifs de filtrage sont largement utilisés dans les différents niveaux des chaines d'émission réception de télécommunications dans lesquelles ils assurent des fonctions essentielles au traitement des signaux. Les plus répandus sont les filtres microondes de type passe bande.

Les exigences strictes de certaines applications, telles que l'accordabilité, le niveau des pertes et la largeur de la bande passante, présentent un défi pour les techniques traditionnelles de filtrage. Dans ce chapitre, nous allons présenter la conception, la réalisation et la caractérisation de filtres accordables à bande passante absolue constante (BPA). Ils doivent permettre de sélectionner une bande passante étroite sur une large plage d'accordabilité. Afin de concevoir des filtres répondant au cahier des charges avec de très bonnes performances, un nouveau concept sera proposé. Il consiste à utiliser deux filtres passe bas à l'entrée et à la sortie du filtre basse bande dans l'objectif de contrôler le facteur de qualité extérieur lors de l'accord fréquentiel.

Pour répondre aux contraintes en termes de pertes, de tenue en puissance et d'encombrement, la technologie MEMS sera associée à la technologie planaire.

Un filtre accordable utilisant des capacités variables commercialisées sera également fabriqué pour mettre en évidence l'intérêt de la technologie MEMS et valider le concept proposé.

Nous décrirons succinctement dans une première partie les différents paramètres électromagnétiques nécessaires à la synthèse d'un filtre accordable à bande passante absolue constante. Puis, nous appliquerons les concepts proposés, à la conception de filtres.

La dernière étape consistera à mesurer les performances des filtres pour valider les outils d'analyse, de synthèse et d'optimisation utilisés. Une comparaison des performances des deux filtres utilisant la technologie MEMS et des capacités variables du commerce nous donnera les moyens de quantifier l'apport de la technologie MEMS.

2. Synthèse de filtres à bande passante absolue constante

2.1 Principe d'accordabilité et choix du résonateur et de l'élément d'accord [1]

Un filtre d'ordre n est constitué généralement de n résonateurs identiques. Un résonateur à pertes peut être modélisé à une fréquence donnée par un circuit équivalent RLC où la résistance R représente les pertes, C et L sont respectivement la capacité et l'inductance équivalente. La fréquence de résonance f_0 est alors définie par la relation suivante:

$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{II.1}$$

L'insertion d'une capacité variable C_V permet d'obtenir la fonction d'agilité. Pour obtenir un maximum de variation, la capacité C_V doit être placée dans la zone capacitive du résonateur c'est-à-dire dans la zone qui présente un champ électrique maximum.

Un résonateur accordable se modélise alors par le schéma de la Figure II.1.

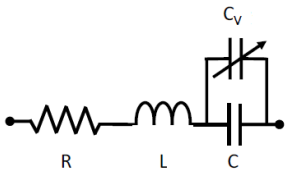


Figure II.1: Modèle équivalent d'un résonateur accordable

Lorsque la capacité variable est intégrée en parallèle sur la capacité C, la fréquence de résonance s'exprime à l'aide de la relation (II.2).

$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_V)}} \tag{II.2}$$

Ainsi, la fréquence de résonance diminue lorsque la valeur de la capacité C_V augmente. De la même manière, plus C_V est grand devant C, plus la bande d'accord est importante. En général, un rapport de 10 entre C et C_V est choisi pour garantir la variation espérée. Dans ce cas, on peut négliger la valeur de C devant C_V et l'équation II.2 devient:

$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_V}} \tag{II.3}$$

Une variation de C_V jusqu'à K* C_V entraine ainsi une variation en fréquence f_0 de $\sqrt{K}*f_0$. Si *K*=4 on obtient une variation d'une octave de la fréquence.

Les pertes intrinsèques d'un résonateur représentées par R sont quantifiées par le facteur de qualité à vide (Q_0). Les pertes d'insertion Γ_{in} peuvent être déterminées à partir de la formule (4) [1].

$$\Gamma_{in} = 4.343 \sum_{1}^{n} \frac{g_i f_0}{BPA\, Q_{0i}} (dB) \qquad \text{(II.4)}$$

Avec:

n: l'ordre du filtre, g_i: les valeurs normalisées des éléments du prototype du filtre, *BPA*: la bande passante, $Q_{0i:}$ le facteur de qualité à vide du résonateur (i).

Le choix d'éléments d'accords à forts facteurs de qualité est donc essentiel afin d'éviter la dégradation du facteur de qualité intrinsèque des résonateurs Q_0, et donc l'augmentation des pertes globales du filtre. Q_0 est défini par l'équation suivante [1]:

$$Q_0 = \frac{1}{2\,\pi\, R\,(C + C_v) f_0} = \frac{1}{2\,\pi\, R} \sqrt{\frac{L}{C + C_v}} \approx \frac{1}{2\,\pi\, R} \sqrt{\frac{L}{C_v}} \qquad \text{(II.5)}$$

Ainsi, plus la capacité C_V augmente et plus le facteur de qualité à vide diminue. Notons également que plus la résistance R est importante et plus la baisse du facteur de qualité à vide sera significative lorsque C_V augmente.

Par conséquent, la conception de filtres accordables passe par un compromis entre la plage d'accord et le facteur de qualité à vide puisqu'une forte valeur de C_V engendre à la fois un fort décalage fréquentiel mais également une dégradation importante du facteur Q_0. Les pertes globales du résonateur, représentées par R, jouent un rôle crucial puisqu'elles amplifient la diminution du facteur de qualité à vide sur la bande d'accord.

2.2 Les filtres accordables à bande passante absolue (BPA) constante

Pour concevoir un filtre reconfigurable à BPA constante, il faut d'abord déterminer les conditions que doivent respecter les paramètres électromagnétiques (couplages inter-résonateurs et couplages d'entrée-sortie).

Pour un filtre à deux pôles, le coefficient de couplage inter-résonateurs K_{12} est défini par (6), [2].

$$K_{12} = \frac{BPA}{f_0 \sqrt{g_1 g_2}} \tag{II.6}$$

g_1 et g_2 sont les valeurs normalisées des éléments du filtre passe bas associé.

De la même manière, le facteur de qualité externe Q_{ext} d'un filtre 2 pôles est défini par la relation (7) [2].

$$Q_{ext} = \frac{g_0 g_1 f_0}{BPA} \tag{II.7}$$

Avec g_0 = 1 et g1 un coefficient du filtre.

Pour chaque fréquence comprise dans la plage d'accordabilité, le coefficient de couplage inter-résonateurs K_{12} et le facteur de qualité extérieur Q_{ext} doivent respecter une valeur de couplage spécifique afin d'obtenir une bonne adaptation et une bande passante absolue constante. Il faut ainsi que K_{12} soit inversement proportionnel à la fréquence f_0 et inversement pour Q_{ext}.

2.3 Méthode de conception appliquée

Les méthodes de synthèse permettent de déterminer les valeurs de Q_{ee} (Q_{ext} d'entrée), Q_{es} (Q_{ext} de sortie) et K_{ij} (couplage entre les résonateurs i et j) nécessaires pour obtenir la fonction de transfert désirée. Ensuite une analyse électromagnétique segmentée permet d'évaluer de façon approchée les dimensions physiques du filtre. Ainsi, le dimensionnement des résonateurs, la détermination des positions des systèmes d'excitation et l'espacement entre les résonateurs doivent être optimisés afin d'obtenir les coefficients Q_{ee}, Q_{es} et K_{ij} souhaités.

2.4 Conception du filtre accordable passe-bande à bande passante absolue constante

Nous allons présenter la synthèse électrique puis l'analyse électromagnétique d'un filtre 2 pôles permettant de répondre aux spécifications souhaitées données dans le tableau II.1.

Tableau II.1 Caractéristiques du gabarit du filtre à réaliser

Fréquence centrale	Plage d'accordabilité (500 MHZ - 1GHZ)
Bande passante	33 MHz sur toute la plage d'accordabilité
Coefficient de réflexion (S_{11})	-15dB
Rejection	- 20 dB

La bande passante du filtre est définie à partir du coefficient de réflexion et représente la plage de fréquence pour laquelle le $|S_{11}|$ est inférieur à -15 dB.

2.4.1 Dimensionnement du résonateur

En technologie microruban, les dimensions des résonateurs dépendent des caractéristiques du substrat et de la métallisation. Pour des raisons de coût et de facilité de fabrication, notre choix s'est porté sur le Duroid 5880 [3] qui présente une permittivité relative de 2.2, avec une hauteur de substrat de 1.57mm et une épaisseur de métallisation de 9µm.

La structure de résonateur proposée est représentée sur la Figure II.2. Elle se compose principalement d'une section de ligne de transmission fermée sur une charge capacitive variable. Cette topologie offre plusieurs avantages notamment la miniaturisation du filtre. En effet, elle permet de réduire jusqu'à 80% [4] la superficie globale. Le principe utilisé consiste à déterminer les dimensions du résonateur pour obtenir une fréquence de résonance plus élevée et ensuite à intégrer une charge capacitive afin d'atteindre la fréquence de résonance souhaitée. Le résonateur non chargé peut avoir une fréquence de résonnance trois fois supérieure à celle souhaitée. Ce qui permet également la suppression des harmoniques parasites [4]. L'introduction d'une capacité variable permet alors de rendre le résonateur accordable.

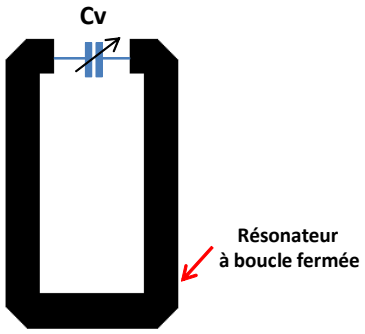


Figure II.2: Structure du résonateur utilisée

Le choix de la valeur de la capacité variable Cv dépend de la plage d'accord souhaitée, de la fréquence de résonance du résonateur non chargé et de la valeur de la capacité propre du résonateur. Pour

déterminer la valeur de la capacité propre du résonateur C, on charge ce dernier par la capacité variable Cv. Deux simulations sont ensuite effectuées pour deux valeurs de capacité (C_1 et C_2). Ce qui conduit à un système de deux équations à deux inconnues.

En effet, chaque valeur de la capacité de réglage conduit à une fréquence de résonance différente, comme indiqué sur la Figure II.3.

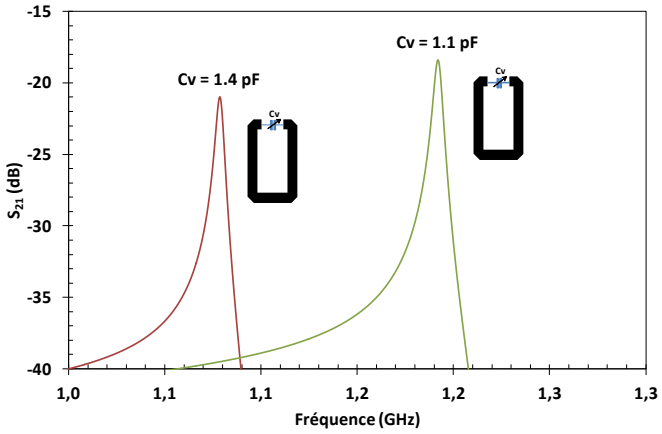


Figure II.3: Variation de la fréquence de résonance d'un résonateur chargé en fonction de 2 charges capacitives Cv

Nous obtenons alors le système (8) à résoudre.

$$\begin{cases} f_1 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_1)}} \\ f_2 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_2)}} \end{cases} \qquad \text{(II.8)}$$

Pour simplifier le calcul, on prend $C_1 = 0$ qui est le cas d'un résonateur non chargé.

La résolution de ce système nous permet d'extraire la valeur de sa capacité propre C donnée par l'équation (II.9).

$$C = \frac{C_2 * {f_2}^2}{{f_1}^2 - {f_2}^2} \qquad \text{(II.9)}$$

Les simulations sont effectuées à l'aide du logiciel d'analyse électromagnétique MOMENTUM. Le résonateur non chargé présente une fréquence de résonance de 3.5 GHz, un facteur de qualité à vide Q_0 de

400 et une capacité propre faible égale à 0.14 pF. La capacité variable Cv est considérée, dans un premier temps, idéale sans pertes. La valeur de Cv est fixée entre 0.8 pF et 2.9 pF (Cv >> C) pour engendrer la plage d'accord souhaitée (f_{min}, f_{max}), et pour maintenir un bon facteur de qualité à vide Q_0 (compromis sensibilité - facteurs de qualité à vide).

La Figure II.4 présente les fréquences de résonance d'un résonateur chargé par une capacité variable idéale Cv, ainsi que les facteurs de qualité à vide Q_0 en fonction des valeurs de Cv.

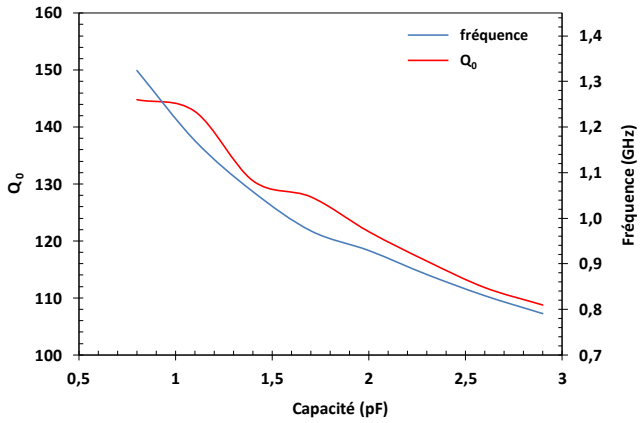


Figure II.4: Variations de la fréquence de résonance et du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la charge capacitive variable Cv

2.4.2 Choix de la capacité variable C_v et réalisation

L'objectif de cette partie est de concevoir une charge capacitive à variation linéaire présentant de faibles pertes.

Les varactors MEMS analogiques et numériques se révèlent être des composants présentant de très forts coefficients de qualité, de 50 à 400, pour une fréquence comprise entre 0.1 et 100 GHz [5]. Ces performances sont bien supérieures à celles obtenues pour des capacités variables à base de semi-conducteurs. Elles pourront donc être utilisées comme charges capacitives variables pour assurer l'accord en fréquence du filtre sans dégrader ses performances.

Les structures MEMS à actionnement électrostatique offrent deux types de capacités varactors MEMS: les capacités analogiques et les capacités commutées. Les varactors analogiques [6] présentent une variation continue. En effet, toutes les valeurs de capacités comprises dans le domaine de variation de la varactor peuvent être obtenues, en faisant varier progressivement la tension d'actionnement. Cependant,

l’évolution de la valeur de la capacité n’est généralement pas linéaire car un phénomène d’instabilité est induit par l'actionnement électrostatique. Ce dernier point rend certaines valeurs difficiles à atteindre et peuvent dériver au cours du temps. Par conséquent, cela crée une limitation de leur plage de variation.

Les capacités commutées vont apporter une solution aux faiblesses des capacités analogiques. Même si elles présentent une variation discontinue et des dimensions plus importantes par rapport aux capacités analogiques, elles offrent une large plage de variation grâce aux multiples combinaisons possibles entre les capacités qui la composent. La stabilité et la reproductibilité de leur comportement constituent l’un de leurs principaux avantages. En effet, elles sont beaucoup moins sensibles aux perturbations extérieures (changements de température, accélérations, vibrations, contraintes internes...) que les structures analogiques [7] [8] [9]. Ce procédé a donc été retenu pour la conception de la charge capacitive.

La capacité utilisée est composée de plusieurs capacités disposées en parallèle sur une capacité initiale. Les capacités en parallèle seront commutées indépendamment afin d’augmenter la valeur totale de la capacité.

Cette charge sera formée de 3 bits, chacun présentant une valeur de capacité constante (C_1=0.3 pF, C_2=0.6 pF et C_3=1.2 pF). Chaque capacité, associée à un interrupteur (k), est placée en parallèle sur une capacité initiale C_0 = 0.8 pF, comme le présente la Figure II.5.

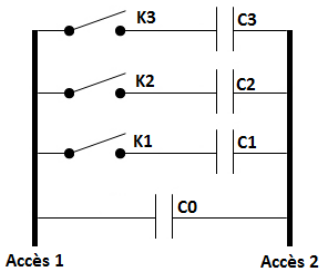


Figure II.5: Structure constituant une charge capacitive variable à 3 bits

En activant individuellement ou simultanément ces trois interrupteurs, nous allons pouvoir synthétiser huit valeurs de capacités, correspondant aux 2^3 combinaisons possibles comprises entre 0.8pF correspondant à C_0 et 2.9 pF correspondant à la somme de toutes les capacités C_0, C_1, C_2 et C_3. Afin de faciliter l’intégration cette capacité commutée, la forme du résonateur a légèrement été modifiée (figure II.6).

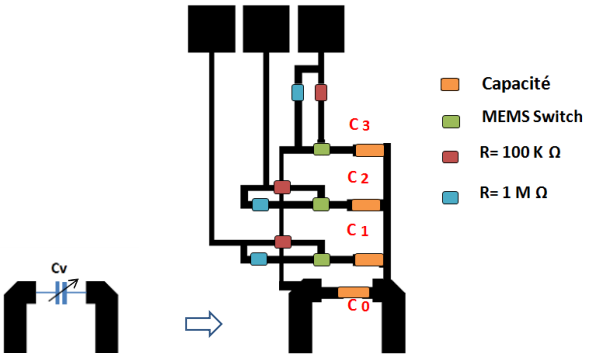
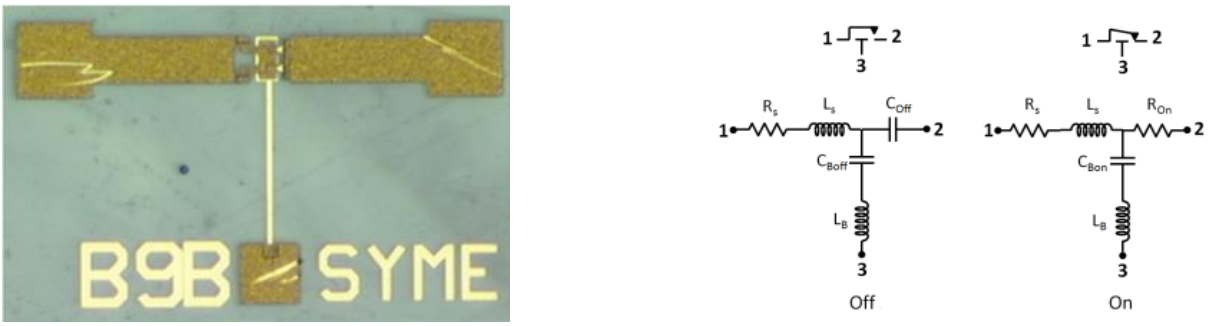


Figure II.6: Structure des résonateurs avec une capacité variable idéale et une capacité commutée

Pour réaliser la fonction d'interrupteur, un commutateur ohmique MEMS est utilisé. Ce dernier a été réalisé au sein du laboratoire XLIM. Il s'agit d'un commutateur de type cantilever présenté sur le Figure II.7-a. Les modèles équivalents des deux états (ON et OFF) sont fournis sur la Figure II.7-b.



(a) (b)

Figure II.7: Commutateur ohmique MEMS utilisé - (a) photographie, (b) modèles équivalents du commutateur selon l'état

Les différentes valeurs des composants du schéma équivalent sont résumées dans le tableau II.2.

Tableau II.2: Valeurs des éléments du schéma équivalent du commutateur ohmique MEMS proposé

Paramètre	Valeur
L_s	0.7 nH
C_{off}	23 fF
R_{on}	~2 Ohms
C_{Boff}	100 fF
L_B	0.7 nH
C_{Bon}	160 fF
R_s	< 0.1 Ohm

2.4.3 Etude du couplage d'entrée-sortie: choix d'une configuration

Cette partie consiste à étudier le comportement du facteur de qualité extérieur Q_{ext} en fonction du système d'excitation. Une configuration de couplage entrée-sortie est proposée afin d'obtenir le coefficient de qualité extérieur Q_{ext} désiré.

Le couplage d'entrée-sortie d'une structure résonante est lié au facteur de qualité extérieur Q_{ext}. Il caractérise l'excitation du résonateur planaire par une ligne de transmission.

Dans le cas d'une structure microruban, le couplage d'entrée-sortie peut être réalisé par proximité de la ligne d'excitation et du résonateur [10] ou bien par contact direct de la ligne sur le résonateur [11]. Dans la littérature, le couplage par proximité est le plus souvent rencontré.

Dans notre étude, les petites dimensions des résonateurs chargés par une capacité variable nécessitent un couplage par contact pour obtenir la valeur de couplage souhaitée. Ce dernier est également intéressant pour réaliser des filtres à bande passante étroite pour lesquels des facteurs de qualité extérieurs très élevés sont requis. Dans notre exemple, le couplage entrée-sortie nécessaire, fixé par le gabarit du filtre, est de 12.7 à 0.5 GHz et croit jusque 25.5 à 1 GHz. De plus pour concevoir un filtre accordable à bande passante constante, le facteur de qualité externe doit être proportionnel à la fréquence, sur la plage d'accord considérée. Pour satisfaire cette condition, un filtre passe bas est introduit entre l'entrée et le premier résonateur et entre la sortie et dernier résonateur. Il est constitué d'une inductance fixe L_{pb} en série avec une capacité fixe C_{pb} connectée à la masse comme présenté sur la figue II 8.

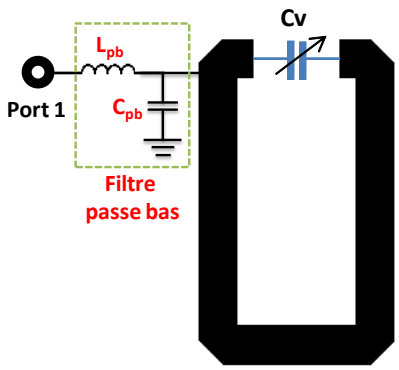


Figure II.8: Présentation du circuit de couplage d'entrée-sortie (filtre passe bas)

2.4.4 Couplage d'entrée-sortie à l'aide d'un filtre passe bas

Le filtre passe bas permet de découpler l'accès du résonateur adjacent quand la fréquence augmente. Cela permet d'avoir un facteur Q_{ext} croissant en fonction de la fréquence.

Le niveau d'atténuation entre l'accès et le résonateur adjacent créé par le filtre passe bas peut être déterminé par la résolution de l'équation (II.10), où $J_{01} = \omega_0 * H(jx)$ pour l'architecture proposée [12] avec H(jx) la fonction de transfert du filtre passe bas d'ordre 2 définie par l'équation (II.13) [13]:

$$Q_{ext} = \frac{b}{\frac{J_{01}^2}{Y_l}} = \frac{g_0 g_1}{BPF} \tag{II.10}$$

avec:

BPF: bande passante fractionnelle (BPA/f_0).

Y_l: matrice d'admittance du filtre passe bande (cas de résonateurs chargés par une charge capacitive variable).

$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{\partial Im(Y_{11})}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \tag{II.11}$$

Pour éviter l'utilisation de la fonction différentielle, l'approximation suivante, par différences finies, est utilisée:

$$\left. \frac{\partial Im(Y_{11})}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \approx \left[Im\left(Y_{11}\left(\omega_0 + \frac{\Delta.\omega_0}{2}\right) - Y_{11}\left(\omega_0 - \frac{\Delta.\omega_0}{2}\right)\right)\right] /BPA.\omega_0 \tag{II.12}$$

$$H(jx) = \frac{1}{1 - x^2 + j\frac{x}{Q}} \tag{II.13}$$

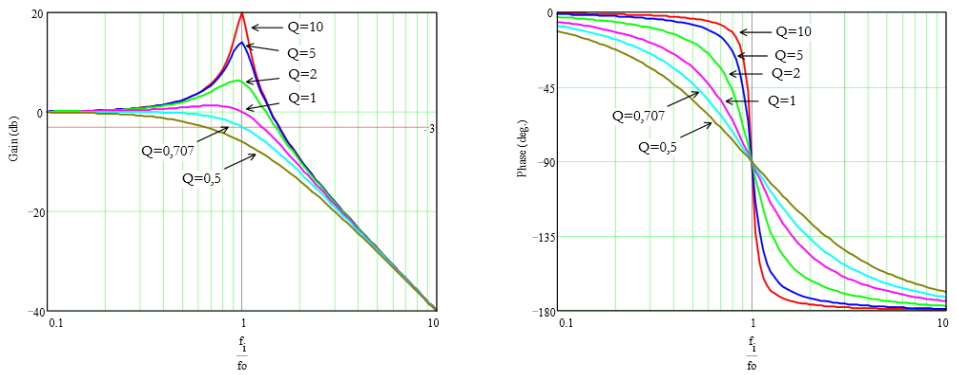
avec

$$Q = \frac{1}{R_{pb} C_{pb} \omega_0} = \frac{L_{pb}\omega_0}{R_{pb}} \; ; x = \frac{\omega}{\omega_0} \; et \; \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{pb} C_{pb}}} \tag{II.14}$$

Le facteur de qualité Q du filtre passe bas, influence la forme de la fonction de transfert autour de la fréquence de coupure (figure II-9) [13]. C'est dans cette zone de fréquence que doit se situer la plage d'accordabilité du filtre passe bande pour avoir à la fois le comportement désiré du facteur de qualité Q_{ext} et la minimisation des pertes apportées par le filtre passe bas. Ainsi, il faut que la fréquence maximale de la plage d'accord soit légèrement supérieure à la fréquence de coupure f_0 du filtre passe bas définie par l'équation (II.15).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{pb}C_{pb}}} \qquad \text{(II.15)}$$

Pour avoir une fonction de transfert décroissante autour de la fréquence de coupure, il faut que Q soit inférieur à 0.707. La Figure II.9 présente la variation du gain (fonction de transfert) et de sa phase en fonction de Q [13].



(a) (b)

Figure II.9: Filtre passe bas d'ordre 2 - (a) Gain en fonction de Q, (b) Phase en fonction de Q [13]

Plusieurs couples (L_{pb},C_{pb}) permettent de répondre à toutes les contraintes citées précédemment. Le choix du couple dépend de l'atténuation et de la fréquence de résonance des combinaisons (L_{pb},C_{pb}) qui doivent être le plus loin possible de la plage d'accordabilité du filtre passe bande. L'admittance d'entrée Y_{11} est fonction de la position de la ligne d'accès sur le résonateur. Ainsi une simulation et une optimisation électromagnétique sont nécessaires pour déterminer le couple de valeurs (L_{pb},C_{pb}).

Cette étude est effectuée à l'aide du logiciel d'analyse électromagnétique MOMENTUM et du logiciel circuits ADS. Tout d'abord, nous considérons un seul résonateur chargé par une capacité variable et une ligne d'accès en contact avec le résonateur afin de déterminer l'admittance d'entrée à une position

précise. Une fois Y_{11} déterminée nous refaisons la même simulation mais cette fois-ci, avec la ligne d'accès à proximité du résonateur et avec deux ports auxiliaires pour que nous puissions rajouter le filtre passe bas à l'aide de l'interface schématique d'ADS comme le présente la Figure II.10.

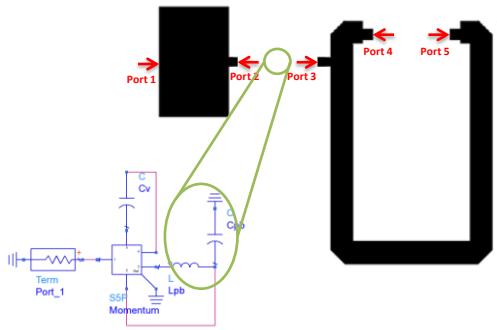


Figure II.10: Interfaçage entre MOMENTUM et ADS pour la détermination du circuit d'entrée-sortie

Le facteur de qualité extérieur Q_{ext} se déduit à partir de la phase du paramètre S_{11} du résonateur à l'aide de l'équation (II.16), avec Δf la bande de fréquence correspondant à une phase comprise entre -90° et +90°.

$$Q_{ext} = \frac{f_0}{\Delta f(-90^{\circ}, +90^{\circ})} \qquad \text{(II.16)}$$

Les facteurs Q_{ext} , obtenus en fonction de la fréquence pour différentes charges capacitives Cv avec L_{pb} =19 nH et C_{pb} =2 pF, sont présentés Figure II.11.

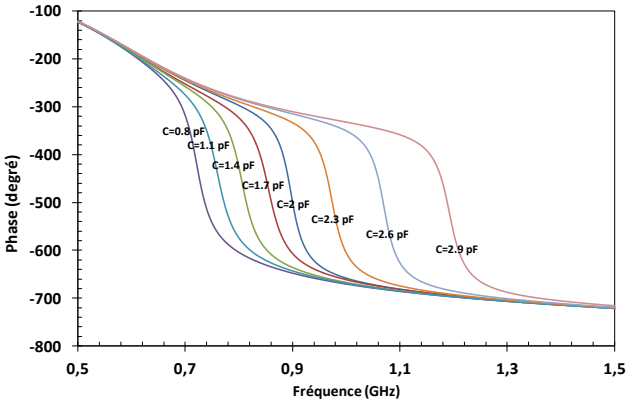


Figure II.11: Variation de phase du filtre passe bas en fonction des charges variables Cv

Une fois les valeurs des éléments localisés L_{pb} et C_{pb} déterminées à l'aide d'ADS, une modélisation sous MOMENTUM a été effectuée en intégrant la self et la capacité sous forme d'éléments distribués (Figure II.12). La Figure II.13 présente la comparaison des réponses des filtres passe bas en éléments localisés et en éléments distribués.

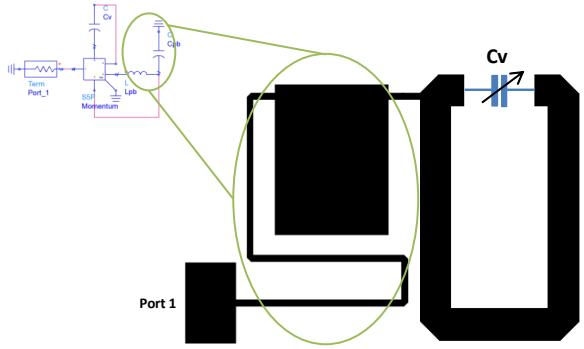


Figure II.12: Circuit de couplage d'entre-sortie en éléments distribués (filtre passe bas)

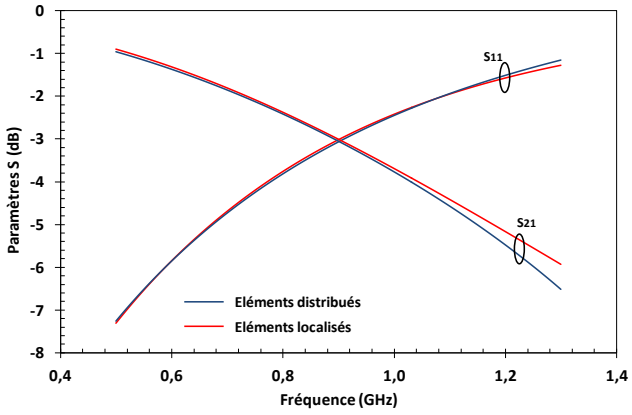


Figure II.13: Comparaison des paramètres S du filtre passe bas en éléments localisés et en éléments distribués

Les facteurs de qualité extérieurs Q_{ext} simulés sur Momentum pour différentes charges Cv en utilisant des éléments distribués sont présentés Figure II.14. Ils sont proches des valeurs obtenues analytiquement sur la bande 0.9-1.7 GHz.

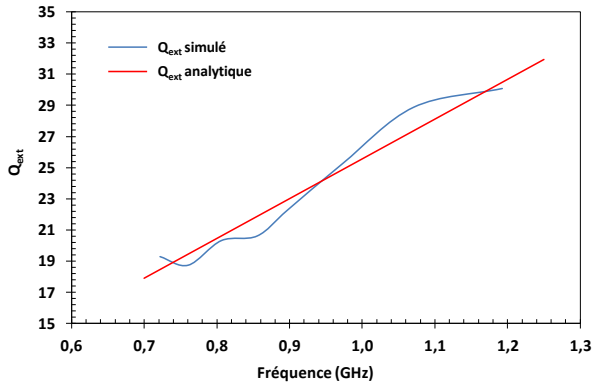
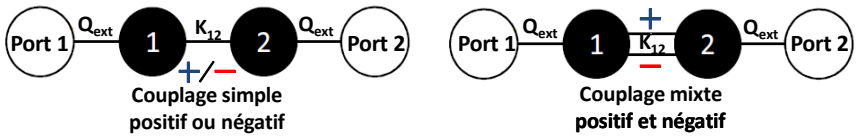


Figure II.14: Comparaison des valeurs de Qext simulés et Qext analytiques (objectif) en fonction de la fréquence

2.4.5 Réalisation du couplage inter-résonateurs K_{12}

Deux résonateurs identiques, placés côte à côte, ont leur mode de résonance perturbé. Le couplage qui s'installe alors entre les deux résonateurs en forme de boucle est fonction, du gap qui les sépare et de leurs positions l'un par rapport à l'autre. Trois types de couplage existent: les couplages magnétique, électrique et mixte.

Dans de nombreux filtres accordables, la largeur de bande passante devient plus étroite quand la fréquence centrale diminue. Ce phénomène est dû à l'utilisation d'un seul type de couplage souvent magnétique (positif) qui ne dépend ni de la fréquence, ni de la charge capacitive variable. Ce dernier permet donc d'obtenir des filtres à bande passante relative constante. Ainsi, le rapport bande passante / fréquence centrale est constant. Pour disposer d'une bande passante absolue constante, il est alors nécessaire de générer un couplage mixte entre les résonateurs (couplage magnétique (positif) + couplage électrique (négatif)) (Figure II.15).



(a) (b)

Figure II.15: Diagramme de routage utilisant - (a) un couplage simple (positif ou négatif), (b) un couplage mixte (positif et négatif)

L'objectif est d'avoir la possibilité d'inverser le comportement du couplage inter-résonateurs dans un sens ou un autre en favorisant un couplage par rapport à l'autre comme le présente l'équation (II.17) [14].

$$k_{12}=K_{magnétique}-K_{électrique} \quad (II.17)$$

Comme expliqué précédemment, pour un filtre à bande passante absolue constante, le coefficient de couplage entre résonateurs doit être inversement proportionnel à la fréquence. On peut se rapprocher de ce comportement en choisissant judicieusement $K_{magnétique}$ et $K_{électrique}$.

Dans notre cas, la structure de couplage inter-résonateurs, représentée Figure II.16, fournit un couplage mixte. En effet, un couplage inter-résonateurs magnétique $K_{magnétique}$ constant est obtenu par proximité et un couplage électrique $K_{électrique}$ est réalisé en introduisant une capacité inter-digitée C_e ($K_{électrique} = \frac{C_e}{C+C_v}$). Lorsque la valeur de la capacité C_v diminue, la fréquence centrale f_0 augmente (II.3) et le couplage électrique $K_{électrique}$ augmente ce qui entraine une diminution du couplage K_{12}. La variation négative du couplage K_{12} en fonction de la fréquence centrale permet de répondre aux exigences pour obtenir un filtre à bande passante absolue constante. Les résultats sont présentés Figure II.17.

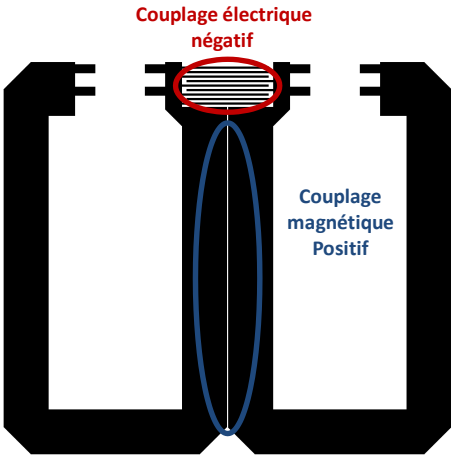


Figure II.16: Couplage inter-résonateurs mixte (positif et négatif)

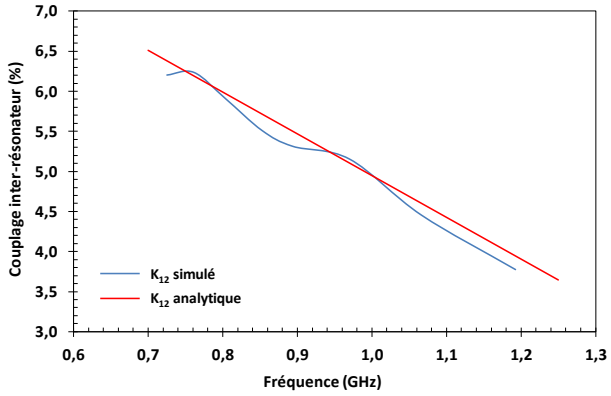


Figure II.17: Comparaison des couplages inter-résonateurs simulés et analytiques en fonction de la fréquence

3. Structure du filtre finale

La Figure II.18 présente la géométrie finale du filtre. Un réseau de résistances est utilisé afin de protéger les MEMS-RF des décharges électrostatiques (ElectroStatic Discharges (ESD)) qui pourraient détériorer les composants. Pour cela, les résistances sont placées le long des lignes de polarisation (100kΩ et 1MΩ) et au plus près des MEMS-RF pour éviter les fuites RF éventuelles dans le circuit DC.

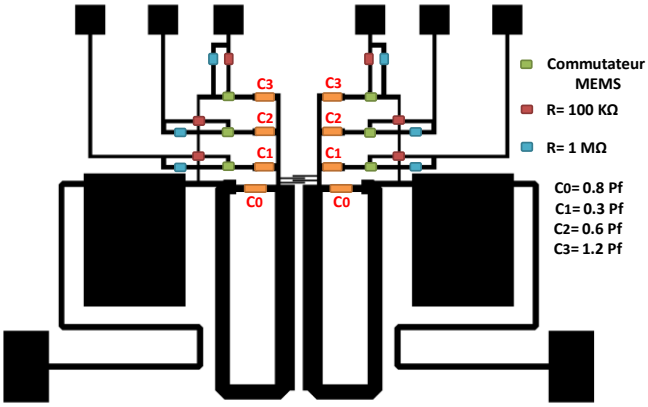


Figure II.18: Structure finale du filtre accordable à bande passante absolue constante

Le dispositif a été optimisé en effectuant une co-simulation (Figure II-19). En effet, les lignes de transmission sont modélisées avec le simulateur électromagnétique Momentum d'Agilent et ensuite les paramètres S ainsi obtenus en fonction de la fréquence sont exportés sous ADS (création d'une boîte noire) pour pouvoir intégrer les différents éléments localisés.

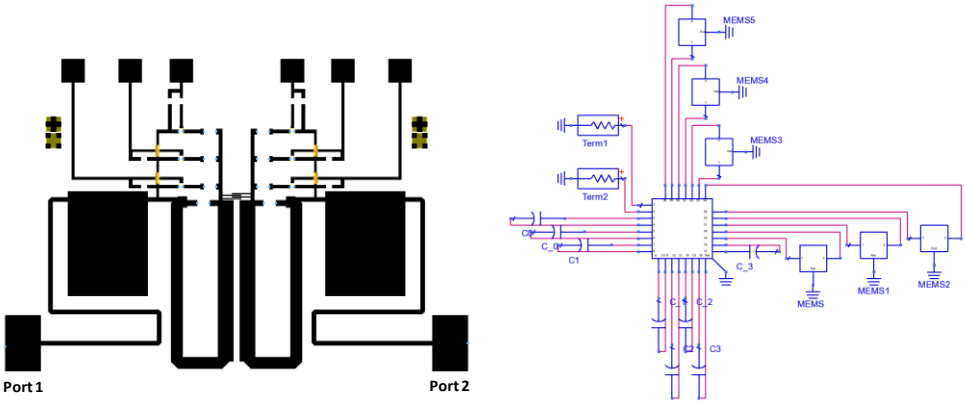


Figure II.19: Simulation Momentum et ADS de la structure finale du filtre à bande passante absolue constante

3.1 Fabrication des filtres

La réalisation du circuit consiste en premier lieu à graver les différents tronçons de ligne du filtre sur un substrat de duroid RT 5880 [15] et ensuite à reporter les éléments (capacités, résistances et commutateurs MEMS) sur le substrat.

3.2 Gravure du circuit sur substrat Duroid RT 5880

Deux types de gravure permettent d'atteindre le résultat final souhaité: la gravure mécanique et la gravure humide. Chacune présente des avantages et des inconvénients [16].

La gravure mécanique consiste à utiliser des fraises pour enlever la métallisation sur une surface à des endroits précis afin de dessiner le circuit souhaité. Dans ce cas, il faut prendre en considération la largeur des fraises et la hauteur de métallisation. Ces paramètres entrainent une détérioration de la surface du substrat et une limitation de la largeur des lignes ou de l'espacement entre les lignes dues aux contraintes dimensionnelles de la fraise. Ce type de gravure ne permet pas l'obtention de design de petites dimensions avec des arrêtes nettes. Par conséquent ce procédé n'a pas été retenu.

La méthode la plus adaptée pour avoir une définition bien supérieure consiste à utiliser la gravure humide. Cette technique utilise un procédé traditionnel de photolithographie. Dans notre cas, une solution de Trichlorure de Fer de formule brute $FeCl_3$, chauffée à 50°C, permet de graver environ 5 µm de cuivre par min. La sur-gravure, de l'ordre de l'épaisseur de métallisation à graver, peut être compensée lors de la fabrication des masques de photolithographie.

Après la gravure du circuit, la phase de mise en place des composants montés en surface est nécessaire pour obtenir le circuit désiré.

3.3 La technique de montage en surface SMT (Surface Mount Technology)

Tous les composants localisés utilisés dans ce travail sont des composants CMS (Surface Mounted Components). Pour les insérer sur les circuits imprimés en RF, deux techniques principales de montage en surface sont utilisées:

- Le câblage par fil ou pontage (wire bonding), qui consiste à créer une connexion électrique entre deux plots de connexion prévus à cet usage sur chacun des éléments à travers des ponts. Le pont est un fil électrique souvent en cuivre ou en or avec des diamètres de l'ordre de 20 µm. L'inconvénient de cette technique de montage est la fragilité et les éléments parasites (résistifs et inductifs) créés par les fils conducteurs, surtout pour les longueurs de fil importantes.
- le Flip chip, qui est une méthode pour connecter des dispositifs (semi-conducteurs, circuits intégrés, composants CMS, MEMS,…) à un circuit imprimé externe avec des points de soudure ou de colle.

Une colle conductrice est donc déposée sur la face supérieure des plots de la puce qui sera ensuite retournée de sorte que la face supérieure du composant soit face au substrat (circuit intégré externe). Les circuits sont ensuite alignés comme le montre la Figure II.20.

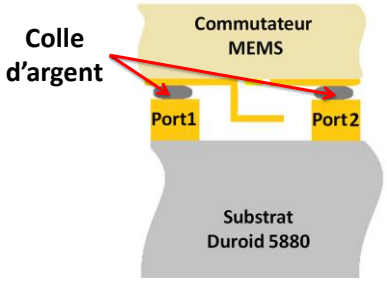


Figure II.20: Technologie de montage en surface utilisée pour la mise en place d'un switch MEMS

Cette technique gagne rapidement de la popularité par rapport aux techniques traditionnelles de montage en surface en raison de ses avantages: réduction de la taille, bonnes performances et fiabilité, faible coût par rapport aux autres méthodes d'interconnexion. De plus, le fait de retourner le composant à intégrer

sur le circuit imprimé présente une façon de « packager » les commutateurs MEMS. De ce fait, cette technique est adoptée afin de finaliser la fabrication de nos circuits.

Le maintien mécanique et l'interconnexion électrique sont assurés par l'utilisation d'une colle en argent [17] . Du fait de la faible épaisseur métallique des plots de report sur le circuit imprimé, un anneau en résine SU-8 2025 a été rajouté pour servir de support au commutateur MEMS et ainsi éviter la déformation de la poutre mobile par contact avec le substrat, comme le montre la figure II.21.

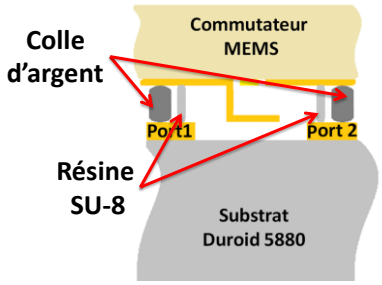


Figure II.21: Technologie de montage en surface utilisée pour la mise en place d'un switch MEMS avec un anneau de résine épaisse SU-8

Une machine de Pick&Place a été utilisée afin d'aligner les composants avec le circuit imprimé. Grâce à une aiguille aspirante, il est ainsi possible de prendre la puce face arrière et de la positionner sur l'anneau.

Le circuit a donc été réalisé par photolithographie à l'aide d'un masque. Tous les composants CMS ont été montés par Flip-Chip. Des fils ont été rajoutés sur le côté afin de pouvoir actionner les MEMS. Le circuit présente des dimensions totales de 40*25 mm² (Figure II.22).

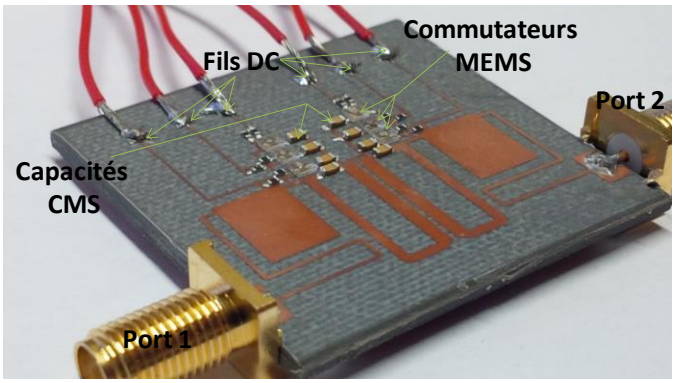


Figure II.22: Photographie du filtre fabriqué

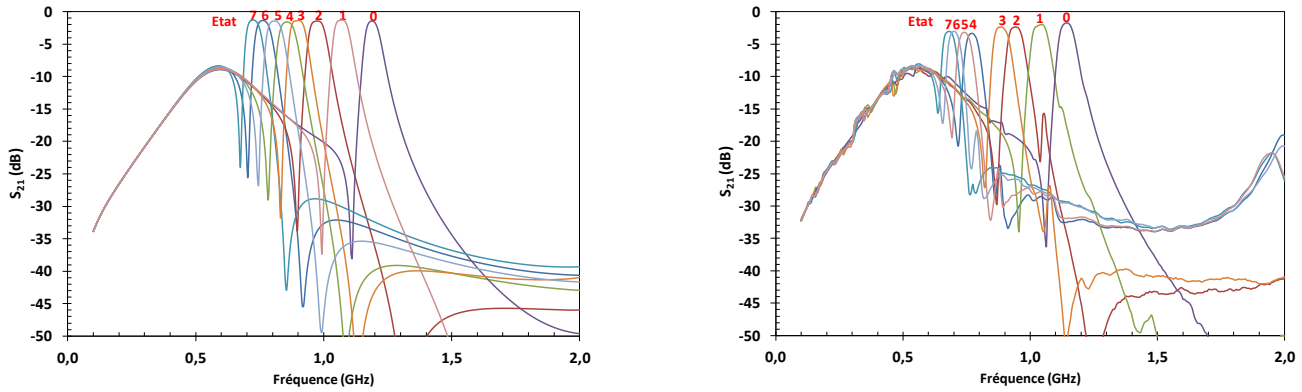
4. Etude des performances du filtre

4.1 Performances fréquentielles du filtre

Les mesures ont été effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8510C et un générateur de tension continue pour actionner les commutateurs MEMS afin d'obtenir les différents états du filtre accordable. La tension d'actionnement nécessaire est de 100 Volts pour assurer un bon contact entre la poutre mobile et les plots de sortie et ainsi garantir une résistance de contact faible et stable.

Les figures II.23 et II.24 présentent une comparaison des résultats de simulation (Figure II.23(a) et II 24(a)) et de mesure (Figure II.23(b) et II 24(b)) pour les huit états du filtre accordable.

Les résultats de simulation présentent une large plage d'accord entre 1.2 GHz et 725 MHz (40%) avec une bande passante absolue constante de 33 MHz. Les pertes d'insertion varient entre 1.5 dB à 1.2 GHz et 1.35 dB à 725 MHz. L'adaptation est meilleure que 17 dB sur toute la plage d'accord.



(a) (b)

Figure II.23: Réponses en transmission pour les 8 états du filtre accordable - (a) Résultats de simulation, (b) Résultats de mesure

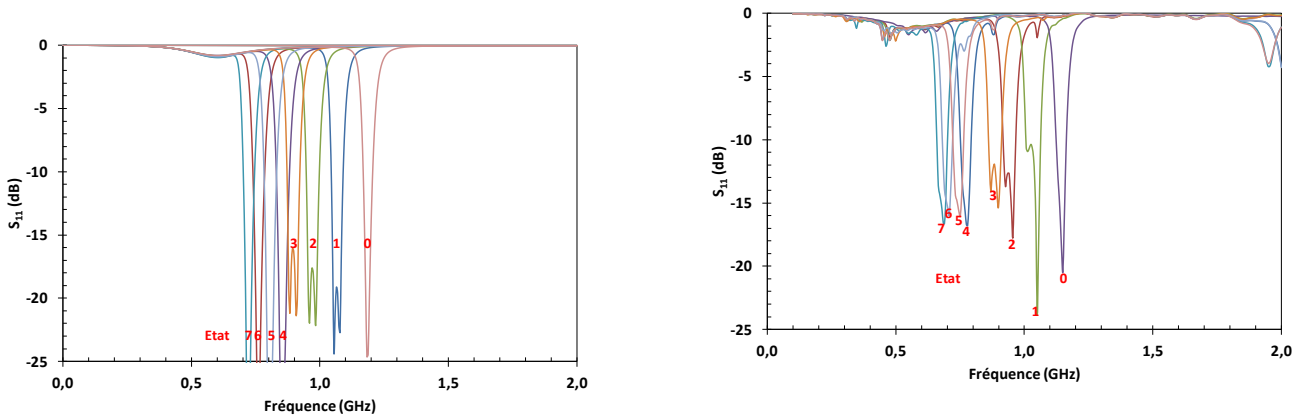


Figure II.24: Réponses en réflexion pour les 8 états du filtre accordable - (a) Résultats de simulation, (b) Résultats de mesure

Les résultats de mesure présentent une très bonne concordance avec les simulations. Une large plage d'accord de 40% est obtenue. Cela correspond à une variation fréquentielle entre 1.145 GHz et 679.5 MHz avec une bande passante constante de 33 MHz +/- 4 MHz. Les pertes d'insertion varient entre 1.75 dB à 1.145 MHz et 3 dB à 679.5 MHz. L'augmentation des pertes d'insertion vers les basses fréquences est due à la somme des résistances en série liées aux capacités qui sont utilisées pour atteindre les charges capacitives de grandes valeurs. L'adaptation est toujours supérieure à 11 dB. Les performances du filtre sont détaillées dans le tableau II.3.

Tableau II.3: Résumé des performances du filtre accordable en simulation et en mesure

	Simulations				Mesures			
	Fréquence (MHz)	Bande -15dB / S_{11} (MHz)	Pertes (dB)	Adaptation (dB)	Fréquence (MHz)	Bande -15dB / S_{11} (MHz)	Pertes (dB)	Adaptation (dB)
000	1193	31	-1.49	> 20	1145	34	-1.75	> -20.5
001	1075	35	-1.40	> 20	1045	37	-1.99	> -11
010	980	37	-1.53	> 17	940.8	36	-2.36	> -12.66
011	905	37	-1.44	> 16	883.8	35	-2.35	> -11.95
100	860	37	-1.71	> 25	769.8	34	-3.32	> -16.77
101	810	37	-1.53	> 25	741.2	33	-3.16	> -16.04
110	765	32	-1.47	> 25	698.5	32	-3.09	> -15.97
111	726	32	-1.35	> 25	679.5	32	-3.05	> -16.63

Les résultats de simulation et de mesure présentent une remontée indésirable vers les basses fréquences due à un couplage direct entre l'entrée et la sortie.

4.2 Performance en linéarité du filtre

En plus des performances fréquentielles, la linéarité est un autre élément très important pour les filtres accordables passe bande. Si la linéarité est faible, la qualité de la transmission de l'information sera affectée.

La non linéarité d'un dispositif impacte le signal modulé transmis par ce dernier et qui occupe initialement une bande spectrale centrée sur la fréquence de travail (canal principal). Cet impact se traduit par l'étalement du spectre et par conséquence il apparait des lobes secondaires (canal adjacent). Le paramètre permettant de qualifier ces remontées spectrales et donc la linéarité du dispositif est l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio). Il représente la différence entre la puissance en dB du signal utile et celle du signal parasite dans le canal adjacent sur une bande Δf.

Le filtre accordable réalisé, a donc subi des tests en linéarité. Le banc de mesure, présenté Figure II.25, a été utilisé.

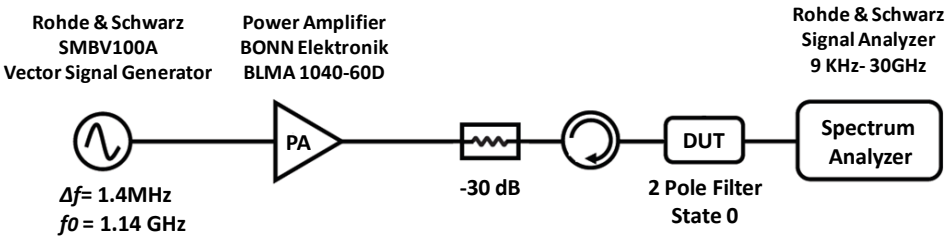


Figure II.25: Banc de mesure utilisé pour déterminer l'ACPR du filtre accordable

Pour quantifier l'ACPR du filtre et éliminer la non-linéarité due aux équipements de mesure (Amplificateur, circulateur ...) deux mesures sont nécessaires. Une première mesure de référence sans dispositif, dite mesure à vide est effectuée. Puis le dispositif à tester (DUT) est placé dans le montage et on compare la courbe obtenue par rapport à la référence. Les résultats sont montrés Figure II.26, pour deux états du filtre (état 0 et état 2) et pour deux niveaux de puissance différents (20 dBm et 30 dBm). Les deux états du filtre, pour un signal modulé 16 QAM, avec un niveau de puissance de 20 dBm, présentent une bonne linéarité qui se traduit par un ACPR de 50 dB.

L'augmentation de la puissance jusqu'à 1 Watt n'a pas d'impact sur les trois états 0, 1 et 2 du filtre. En effet, le signal de modulation 16 QAM n'a que 32 dB de dynamique pour l'état 2 pour une mesure à 30

dBm, mais ce résultat est lié à la limite de linéarité de l'amplificateur de puissance pour des fréquences inférieures à 1 GHz, utilisé dans ce montage.

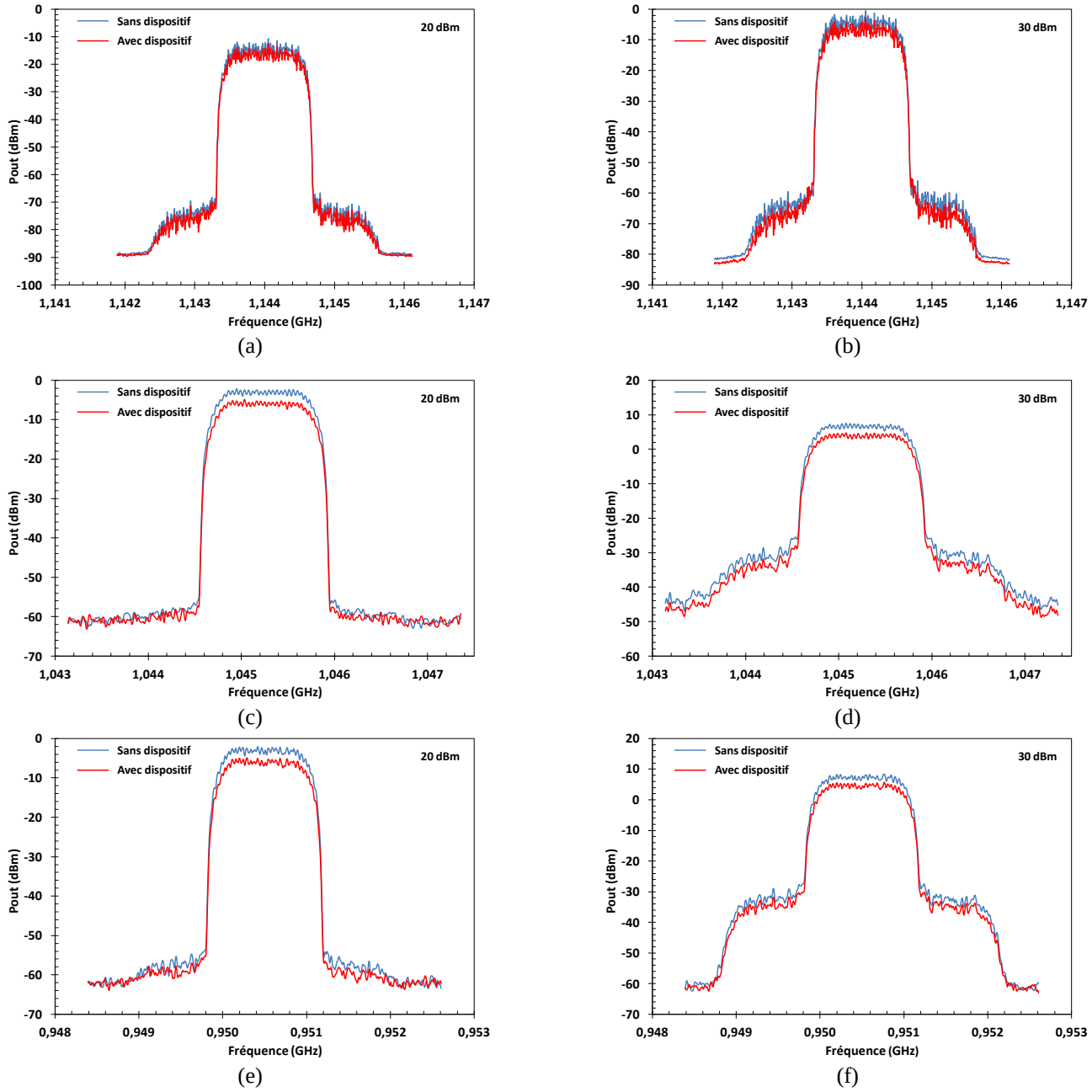


Figure II.26: Mesure spectrale d'un signal modulé 16 QAM à la sortie du filtre accordable - (a) état 0 à 20 dBm, (b) état 0 à 30 dBm, (c) état 1 à 20 dBm, (d) état 1 à 30 dBm, (e) état 2 à 20dBm et (f) état 2 à 30 dBm

Le dispositif est donc linéaire jusqu'à une puissance d'au moins 30 dBm. Les mesures faites au laboratoire XLIM, montre donc que ce dispositif supporte 1W de puissance RF sans dégradation du signal.

5. Optimisation du filtre

Après l'étude précédente des performances du filtre, nous avons décelé trois pistes d'amélioration. La première concerne les dimensions du circuit, la deuxième les remontées indésirables au niveau des basses fréquences et la troisième les pertes d'insertion. Dans cette partie nous allons détailler chacun de ces points et proposer des solutions pour les améliorer.

5.1 Optimisation des dimensions

L'utilisation d'un résonateur chargé par une charge capacitive variable permet d'obtenir des résonateurs accordables compacts. Cependant la miniaturisation du filtre accordable intégrant ces résonateurs est limitée par l'utilisation des éléments distribués pour réaliser les filtres passe bas qui occupent plus de 65 % des dimensions totales.

L'optimisation des dimensions du filtre passe bas permettra d'avoir une réduction importante des dimensions totales du circuit. Dans cet objectif, nous avons décidé de remplacer les éléments distribués par des composants localisés CMS comme le présente la figue II 27.

Des tronçons de lignes permettent la connexion entre les différentes éléments du filtre passe bas, l'accès et le résonateur. Un via est utilisé pour ramener la masse au niveau de la capacité.

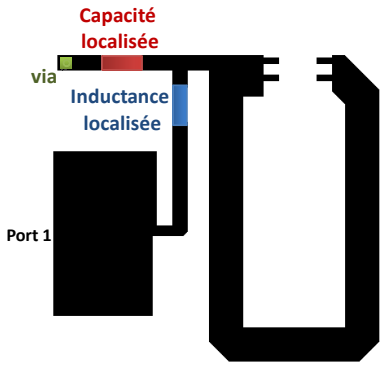


Figure II.27: Structure du circuit de couplage d'entrée- sortie du filtre accordable optimisée en utilisant des composants localisés

L'utilisation des éléments localisés permet de diminuer les dimensions de 50%.

5.2 Optimisation des remontées en basse fréquence

Les réponses en transmission obtenues en simulation et en mesure présentent une remontée indésirable en basses fréquences, vers 500 MHz. Cette remontée est due au couplage direct entre les accès du filtre à travers les deux filtres passe bas d'entrée et de sortie et le système de couplage entre les deux résonateurs.

La meilleure solution pour agir sur ce couplage direct est d'intervenir au niveau de la capacité inter-digitée utilisé pour le couplage inter-résonateurs. La Figure II.28 présente le schéma électrique équivalent de cette dernière [18].

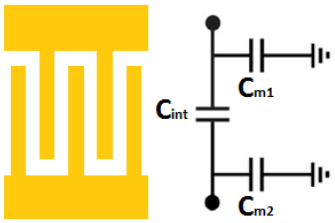


Figure II.28: Modèle équivalent d'une capacité inter-digitée

Ce pôle non désiré peut être atténué en augmentant les valeurs des capacités C_{m1} et C_{m2} connectées à la masse. En effet cela devrait permettre de dévier le signal RF vers la masse et donc de diminuer le couplage direct entre les accès du filtre. Nous proposons de modifier le circuit en introduisant une capacité C_{m1} connectée à la masse au niveau du résonateur (Figure II.29).

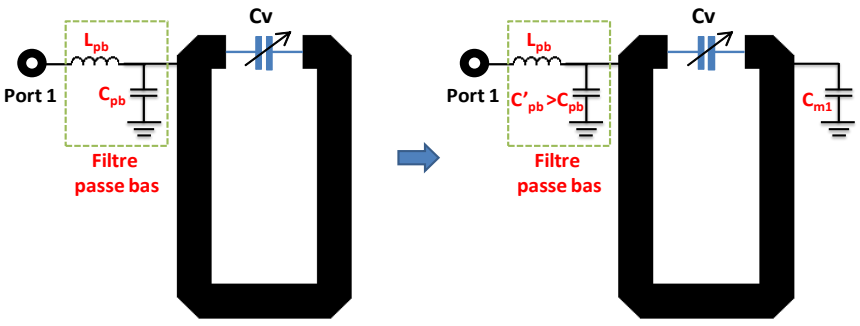


Figure II.29: Structure du circuit de couplage d'entrée- sortie du filtre accordable optimisée

Toutefois, ce changement aura une incidence sur les différents paramètres du filtre. Pour conserver la même plage d'accord, un redimensionnement du résonateur et une optimisation des valeurs de la charge capacitive et des composants constituant le filtre passe bas, seront obligatoires.

Nous avons choisi dans un premier temps de réaliser un filtre intégrant ces différentes modifications avant de s'intéresser à l'optimisation des pertes d'insertion. L'objectif est de valider ces concepts.

5.3 Fabrication et performances du filtre optimisé

5.3.1 Fabrication

La structure finale est présentée Figure II.30. Des composants CMS sont utilisés pour réaliser le filtre passe-bas. Deux capacités C_{m1} de 1.2 pF sont connectées de chaque côté de la capacité inter-digitée pour atténuer le niveau des remontées indésirables. Le filtre passe-bas est constitué d'une capacité C_{pb} de 4.7 pF et d'une inductance L_{pb} de 8.2 nH. La charge capacitive est composée d'une capacité fixe C_0 de 0.5 pF en parallèle avec trois autres capacités, multiples de 0.5 pF (C_1=0.5pF, C_2=1pF et C_3=1.5pF). Les dimensions du résonateur sont ajustées pour que la fréquence de résonance couvre une plage autour de 1GHz.

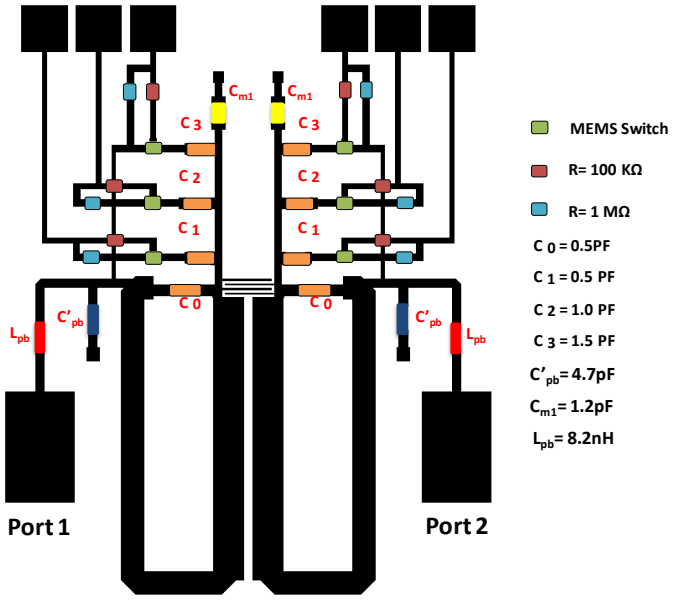


Figure II.30: Structure optimisée du filtre accordable

Ce filtre a été réalisé en utilisant la même procédure de fabrication que précédemment (Figure II.31). La diminution de l'encombrement est validée pour cette structure. En effet, avec des dimensions de 20*25 mm², nous obtenons une réduction de 50% par rapport à la première structure.

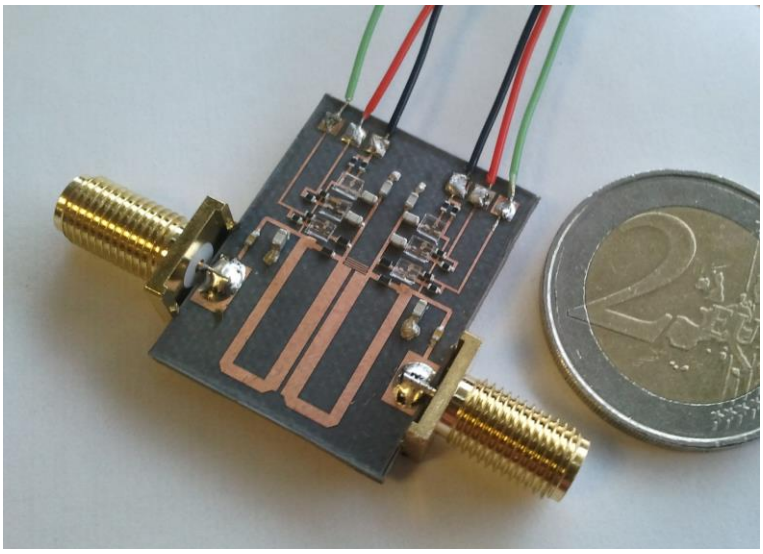


Figure II.31: Photographie du filtre accordable optimisé

5.3.2 Performances du filtre optimisé

Les figures II.32- II.33 présentent les réponses simulées et mesurées des huit états du filtre. En simulation, le filtre présente une plage d'accord entre 900 MHz et 572 MHz (37%), avec une bande passante absolue constante de 33MHz +/- 3 MHz. L'adaptation est supérieure à 17 dB.

Les remontés indésirables mesurées présentent un niveau maximal à -23dB, donc une atténuation de 13 dB par rapport à la première structure.

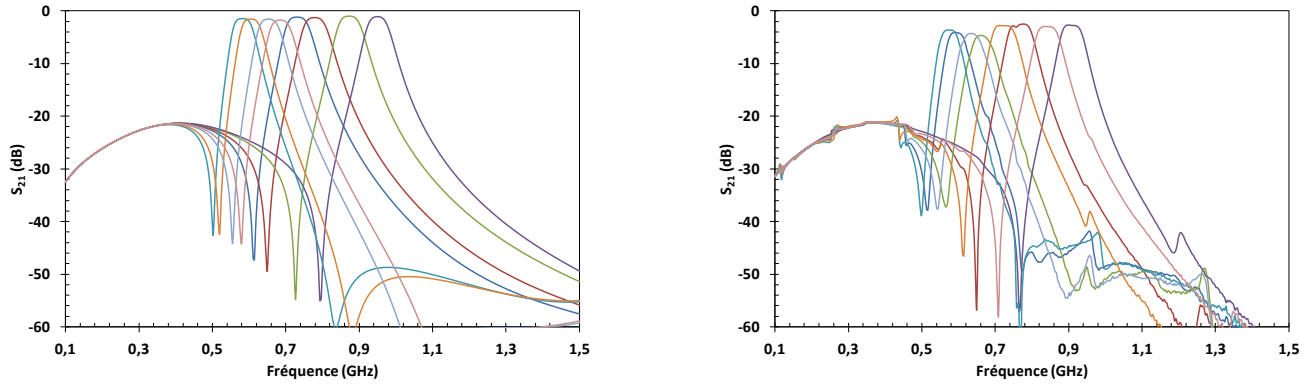
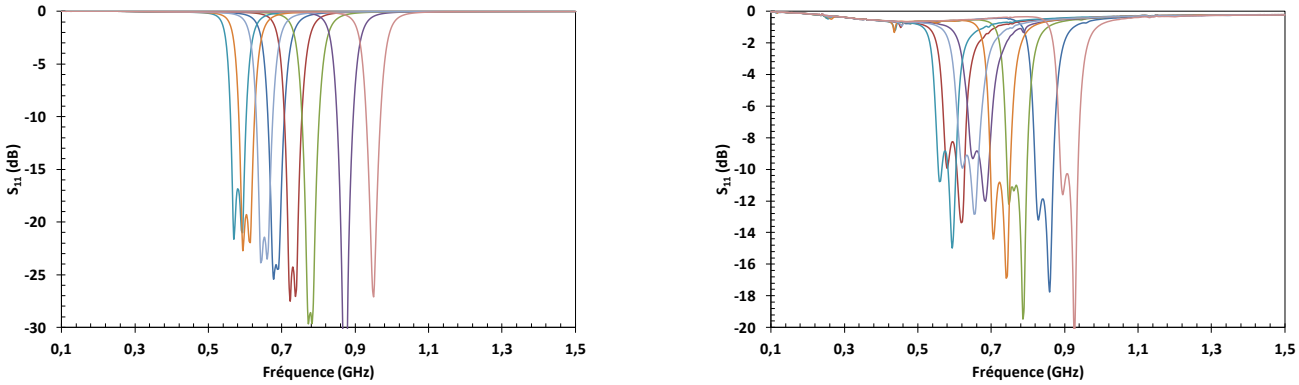


Figure II.32: Réponses en transmission pour les 8 états du filtre accordable optimisé - (a) Résultats de simulation, (b) Résultats de mesure



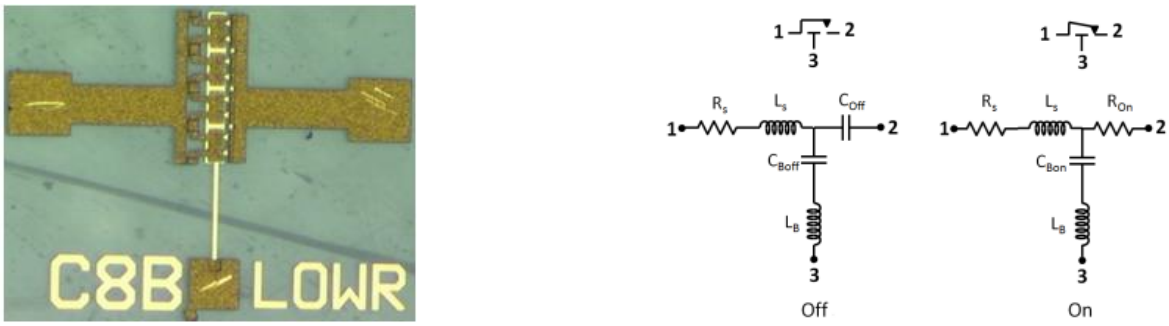
(a) (b)

Figure II.33: Réponses en réflexion pour les 8 états du filtre accordable optimisé - (a) Résultats de simulation, (b) Résultats de mesure

Les pertes d'insertion mesurées varient entre 2.5 dB et 4.5 dB, en fonction de l'état du filtre accordable. Ces pertes s'accroissent avec l'augmentation de la valeur de la charge capacitive (c'est-à-dire lors de l'augmentation du nombre de commutateurs mis en jeu pour obtenir la valeur de la charge capacitive souhaitée). Les commutateurs utilisés présentent une résistance série à l'état on (Ron) de l'ordre de 2 Ω.

La solution proposée pour l'optimisation des pertes d'insertion est d'utiliser des MEMS à faible résistance série. La nouvelle structure de MEMS est identique au commutateur utilisé précédemment mais possède quatre contacts ohmiques ce qui nous permet de diviser la résistance série par quatre (0.5 Ω).

Le commutateur MEMS à quatre contacts ohmiques, fabriqué dans la salle blanche d'XLIM, est présenté, ainsi que ses schémas équivalents en fonction de ses états, Figure II.34.



(a) (b)

Figure II.34: Commutateur ohmique MEMS à 4 contacts - (a) Photographie, (b) Modèles équivalents

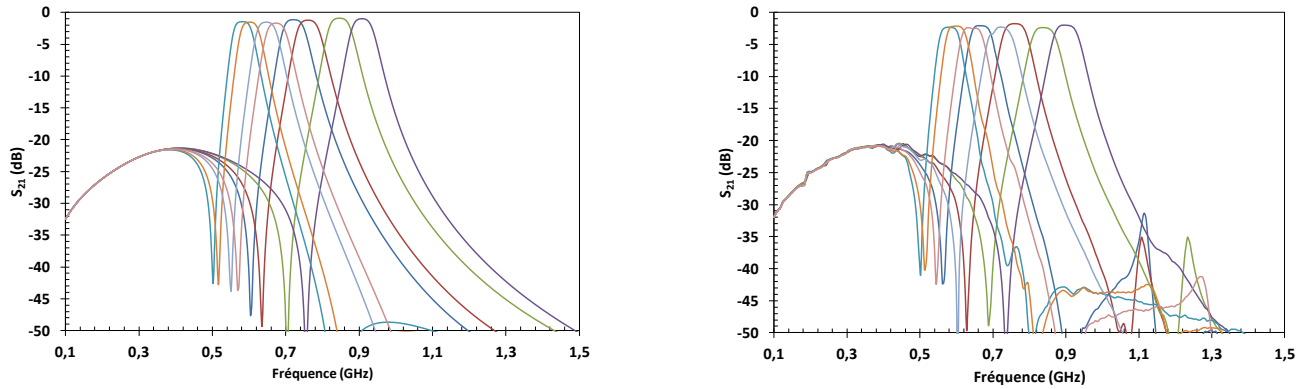
Les valeurs des différents composants des schémas équivalents sont résumées dans le tableau II.4.

Tableau II.4: Valeurs des différents éléments constituant les schémas équivalents du commutateur ohmique MEMS à 4 contacts

Paramètre	Valeur
L_S	0.7 nH
C_{Off}	92 fF
R_{On}	~0.5 Ohm
C_{Boff}	400 fF
L_B	0.7 nH
C_{Bon}	720 fF
R_S	<0.1 Ohm

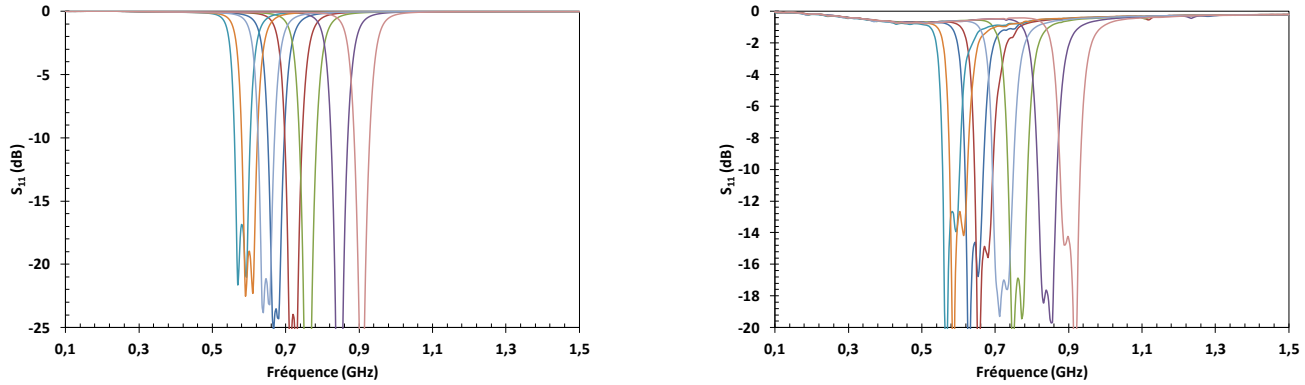
5.3.3 Optimisation des pertes d'insertion

Les figures II.35 et II.36 présentent les réponses simulées et mesurées des huit états du filtre accordable optimisé utilisant des commutateurs MEMS à 4 contacts. En mesure, le filtre présente une plage d'accord comprise entre 895 MHz et 580 MHz (36%), avec une bande passante absolue constante de 33MHz +/- 3MHz. L'adaptation est supérieure à 13 dB. En simulation, les réponses sont les mêmes que la version précédente.



(a) (b)

Figure II.35: Réponses en transmission pour les 8 états du filtre accordable optimisé - (a) résultats de simulation, (b) résultats de mesure



(a) (b)

Figure II.36: Réponses en réflexion pour les 8 états du filtre accordable optimisé - (a) résultats de simulation, (b) résultats de mesure

Les mesures sont en très bonne concordance avec les simulations. Le 3ème objectif d'optimisation est ainsi validé grâce à des pertes d'insertion mesurées inférieures à 2.2 dB sur toute la plage d'accord.

Les performances obtenues en simulation et en mesure sont résumées dans le tableau II 5.

Tableau II 5: Résumé des performances du filtre accordable optimisé, avec comparaison mesures et simulations

	Simulations				Mesures			
	Fréquence (MHz)	Bande -15dB / S_{11} (MHz)	Pertes (dB)	Adaptation (dB)	Fréquence (MHz)	Bande -15dB / S_{11} (MHz)	Pertes (dB)	Adaptation (dB)
000	907	32	-0.9	> - 25	894.5	36	-2	> - 13
001	856	33	-1	> - 25	817.5	33	-2.2	> - 13
010	782	35	-1.8	> - 25	761.5	33	-1.7	> - 13
011	712	35	-1.2	> - 25	765	34	-2.2	> - 13
100	687	33	-1.9	> - 20	660	32	-2.1	> - 13
101	644	33	-1.5	> - 20	632	34	-2.2	> - 13
110	617	33	-1.9	> - 20	600.5	35	-2.1	> - 13
111	568	33	-1.7	> - 15	579.5	33	-2.2	> - 13

5.3.4 Performances en linéarité

Le filtre a également subi des tests de linéarité. L'ACPR est toujours notre critère d'évaluation. Les résultats de mesure de linéarité pour deux états (état 0 et état 8) avec deux niveaux de puissance 15 dBm et 25 dBm sont présentés Figure II.37.

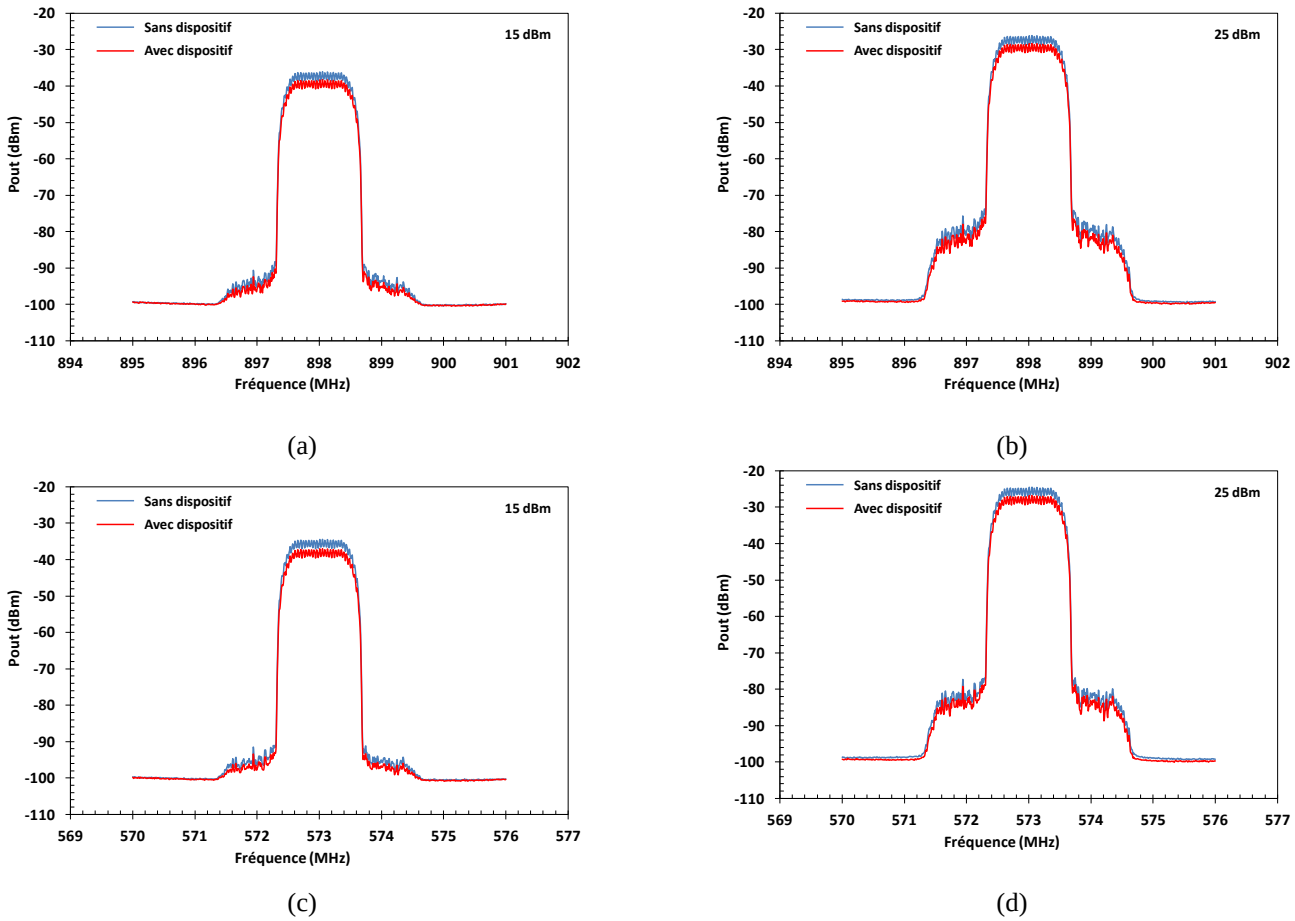


Figure II.37: Mesure spectrale d'un signal modulé 16 QAM à la sortie du filtre accordable optimisé - (a) état 0 à 15dBm, (b) état 0 à 25 dBm, (c) état 8 à 15 dBm et (d) état 8 à 25 dBm

Le filtre ne présente aucune dégradation de linéarité jusqu'à 25 dBm, avec une dynamique de 50 dB. Le niveau de puissance est limité à 25 dBm pour éviter les effets des non linéarités de l'amplificateur de puissance utilisé dans cette gamme de fréquence.

Les performances simulées et mesurées du filtre proposé valident les différents concepts et les démarches de fabrication du dispositif.

Les commutateurs ohmiques MEMS utilisés ne sont pas encapsulés et sont fabriqués dans notre laboratoire. Un deuxième filtre accordable à bande passante absolue constante utilisant des capacités variables du commerce est proposé afin de valider une nouvelle fois le concept et d'évaluer l'apport de la technologie MEMS.

6 Filtre accordable à bande passante absolue constante utilisant des capacités variables du commerce

Le filtre passe-bande accordable est constitué de deux résonateurs en boucle chargés par des capacités variables, afin de contrôler la fréquence centrale. Notre objectif est de valider, cette fois ci, avec des capacités commerciales, le concept proposé précédemment. Une légère modification de la structure est alors obligatoire afin d'insérer ces nouveaux composants.

La capacité commerciale utilisée dans cette étude est une capacité DTC (Digitally Tunable Capacitor) PE 64904 de Peregrine semiconductor [19].

6.1 La Capacité variable DTC (Digitally Tunable Capacitor) - PE64904

La PE64904 est une capacité accordable à variation discontinue basée sur la technologie Ultra CMOS. Avec sa technique d'intégration monolithique, cette capacité présente une solution pour les applications RF exigeantes en linéarité.

La technologie d'intégration CMOS offre une bonne réduction de taille et de coût de fabrication avec des performances supérieures à leurs homologues en AsGa. Avec une encapsulation QFN (Quad Flat No-Lead) cette capacité variable présente des dimensions compactes de 2*2*0.45mm^3 (figure II.38).

Figure II.38: Photographie de la capacité DTC PE64904 de Peregrine utilisée dans cette étude

La capacité variable PE64904 est constituée de 5 capacités fixes en série avec des commutateurs en parallèle, comme le montre la Figure II.39.

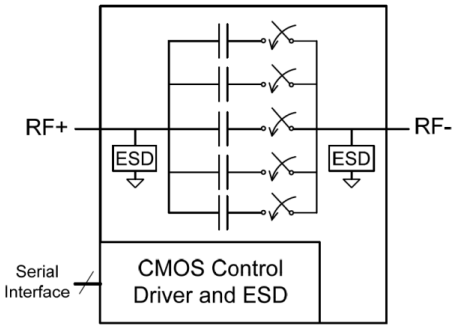


Figure II.39: Structure de la capacité DTC PE64904 de Peregrine [19]

La Figure II.40 présente son schéma électrique équivalent.

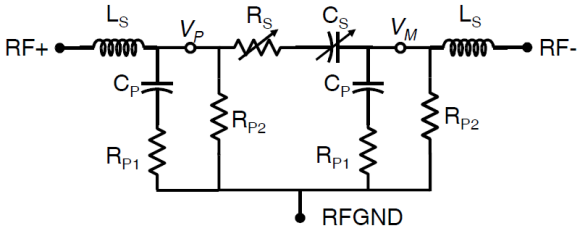


Figure II.40: Schéma électrique équivalent de la capacité DTC PE64904 de Peregrine [19]

avec:

Elément	Valeur (état = 0, 1, 2, ... 31)	Unité
Cs	0.129*état+0.6	pF
Rs	20/(état+20/(état+0.7))+0.7	Ω
R_{p1}	7	Ω
R_{p2}	10	KΩ
C_p	0.5	pF
Ls	0.27	nH

Tableau II 6: Valeurs des éléments Cs, Rs de la capacité DTC en fonction des états (32 états) [19]

Etat		Performance DTC			Etat		Performance DTC	
Binaire	Décimal	Cs (pF)	Rs (Ω)		Binaire	Décimal	Cs (pF)	Rs (Ω)
00000	0	0.60	1.40		10000	16	2.66	1.86
00001	1	0.73	2.27		10001	17	2.79	1.80
00010	2	0.86	2.83		10010	18	2.92	1.75
00011	3	0.99	3.08		10011	19	3.05	1.70
00100	4	1.12	3.12		10100	20	3.18	1.65
00101	5	1.25	3.05		10101	21	3.31	1.61
00110	6	1.37	2.93		10110	22	3.44	1.57
00111	7	1.5	2.78		10111	23	3.57	1.54
01000	8	1.63	2.64		11000	24	3.70	1.51
01001	9	1.76	2.51		11001	25	3.83	1.48
01010	10	1.89	2.39		11010	26	3.95	1.45
01011	11	2.02	2.27		11011	27	4.08	1.42
01100	12	2.15	2.17		11100	28	4.21	1.40
01101	13	2.28	2.08		11101	29	4.34	1.37
01110	14	2.41	2.00		11110	30	4.47	1.35
01111	15	2.54	1.93		11111	31	4.60	1.33

Dans un premier temps, cette capacité a été montée sur une ligne de transmission microruban afin de mesurer ses différents états capacitifs. Avec ses 5 capacités fixes, la PE94904 offre 32 états capacitifs de 0,6 à 4,6 pF avec un pas de 129 fF. Le circuit de mesure est constitué d'une ligne 50 Ohms sur un substrat de Duroid RT5880 de 1.57 mm d'épaisseur et de permittivité 2.2. La configuration de la capacité est assurée à travers un bus parallèle comme le montre la Figure II.41. Les figures II.42.a et II.42.b présentent les réponses mesurées en transmission et réflexion sur la plage de fréquences 0.1 GHz – 3GHz.

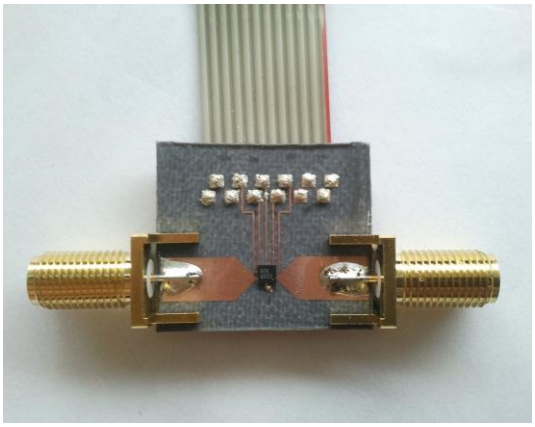
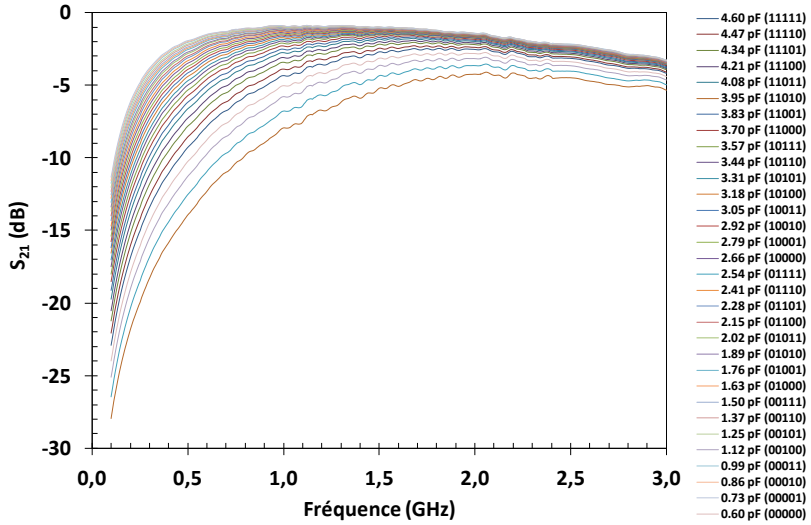
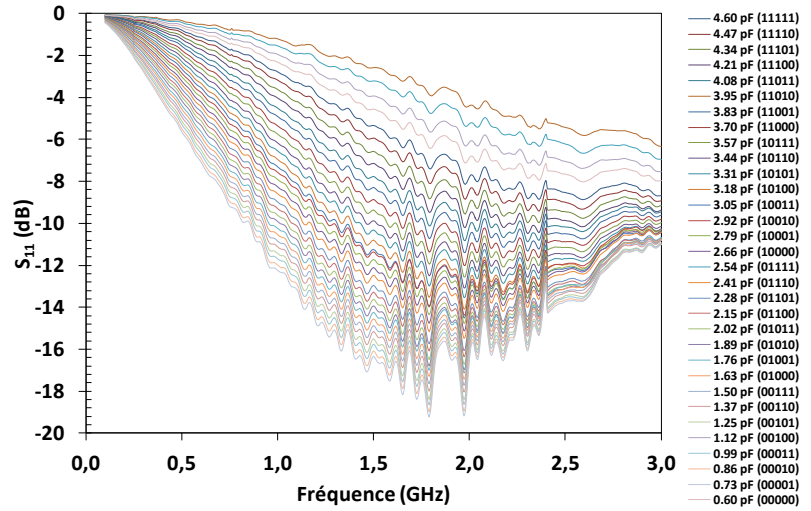


Figure II.41: Photographie du circuit de mesure de la capacité variable DTC



(a)



(b)

Figure II.42: Paramètres S en fonction de la fréquence pour les 32 états de la capacité DTC - (a) Réponses en transmission, (b) Réponses en réflexion

La capacité PE64904 offre une interface de contrôle SPI (Serial Peripheral Interface) qui permet le décodage et la sélection de la valeur capacitive souhaitée. Chaque configuration capacitive (valeur capacitive donnée) nécessite un code binaire de 8 bits, trois bits de configuration et 5 bits pour paramétrer les états des 5 commutateurs (ON-OFF) qui constituent la capacité variable.

Comme présenté sur la Figure II.43, la PE64904 présente 10 broches, deux entrées et deux sorties de capacité variable (RF+, RF-), deux pour l'alimentation (VDD et DGND), une horloge (SCL), une pour le mot binaire série (SDA), une pour l'activation du code binaire (SEN) et une masse RF (GND).

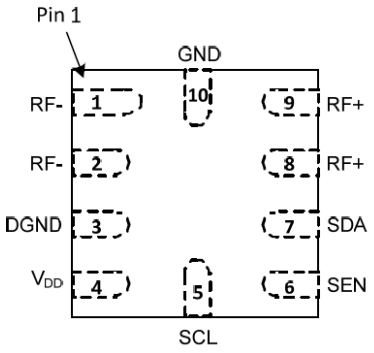
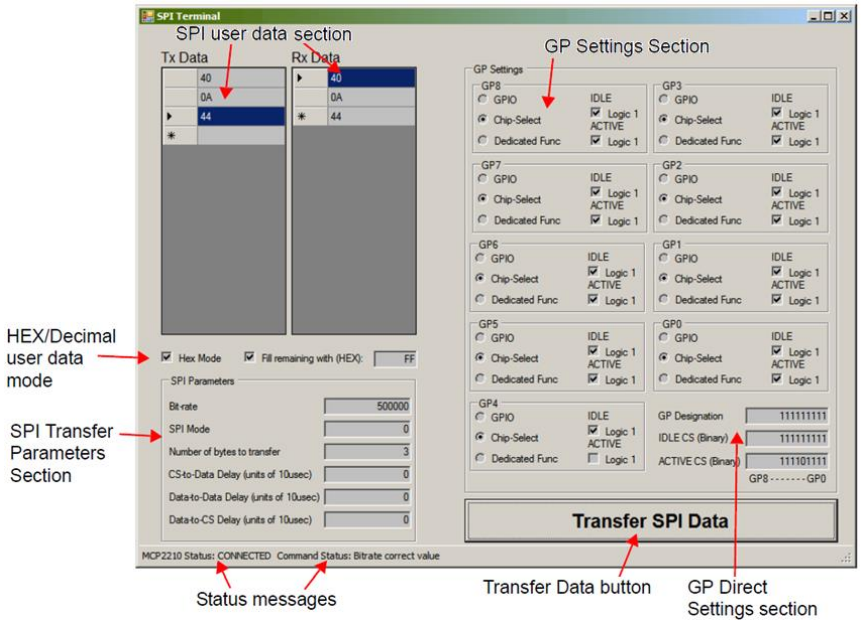


Figure II.43: Empreinte de la capacité DTC avec ses 10 broches [19]

Un circuit de pilotage USB/SPI est utilisé afin de contrôler la capacité variable à partir d'un ordinateur. Il s'agit d'un module de commande (MCP2210 Breakout Module) capable d'envoyer un mot binaire série ou parallèle à différents débits (nombre de bits par seconde) et d'une horloge de référence. Le circuit de pilotage ainsi que le programme de configuration sont présentés Figure II.44 (a) et (b) respectivement.



(a) (b)

Figure II.44: Module de contrôle USB / SPI (MCP2210) - (a) Photographie du circuit, (b) Interface de commande du circuit

6.2 Structure du filtre

La structure optimisée précédemment a donc été modifiée de façon à pouvoir intégrer et piloter les deux capacités variables DTC. Ces dernières sont placées au niveau des résonateurs en boucle (Figure II.45).

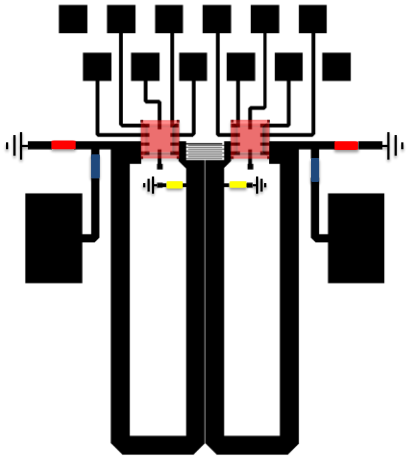


Figure II.45: Structure du filtre accordable utilisant des capacités variables DTC

Le filtre passe-bande accordable est fabriqué sur un substrat de Duroid RT5880, de constante diélectrique 2,2. La taille est de 24 x 19 mm² (Figure II.46).

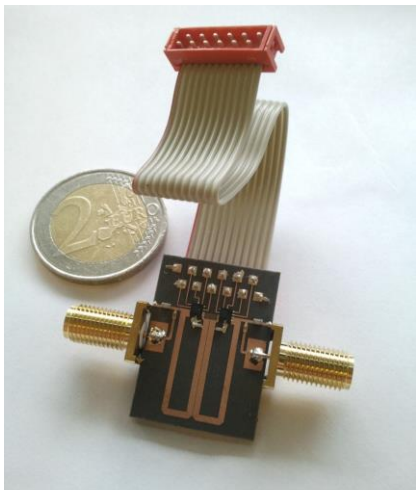


Figure II.46: Photographie du filtre accordable fabriqué utilisant des capacités variables DTC

Les capacités DTC ainsi que les composants CMS employés pour cette conception sont reportés sur le circuit à l'aide d'une colle époxy d'argent. Une nappe est utilisée pour relier l'interface SPI de la capacité

variable au module de contrôle MCP2210 et un câble USB permet de raccorder le module MCP2210 à l'ordinateur. Le montage du raccordement final est présenté sur la Figure II.47.

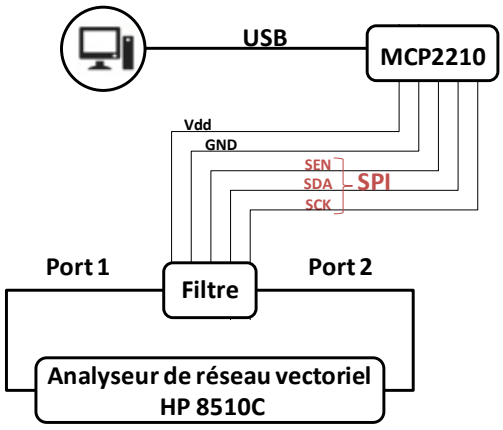


Figure II.47: Montage du raccordement du filtre accordable utilisant des capacités variables DTC

6.3 Performances du filtre accordable

6.3.1 Performances fréquentielles

Les figures II.49 (a) et (b) présentent les réponses en transmission et en réflexion mesurées, correspondant aux 32 états du filtre accordable. Ce dernier présente une plage d'accord entre 837 MHz et 507 MHz (40%), avec une bande passante absolue constante de 75 MHz +/- 5MHz. A cause des faibles facteurs de qualité de la capacité DTC, présentés Figure II.48, ce filtre présente d'importantes pertes d'insertion.

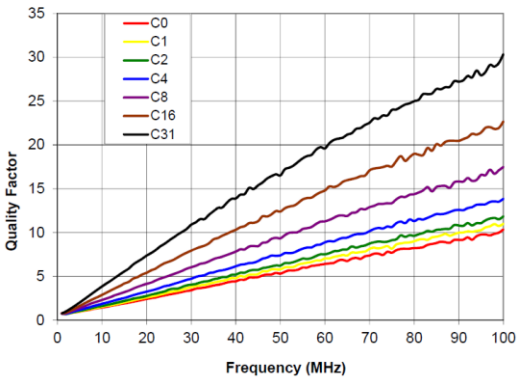
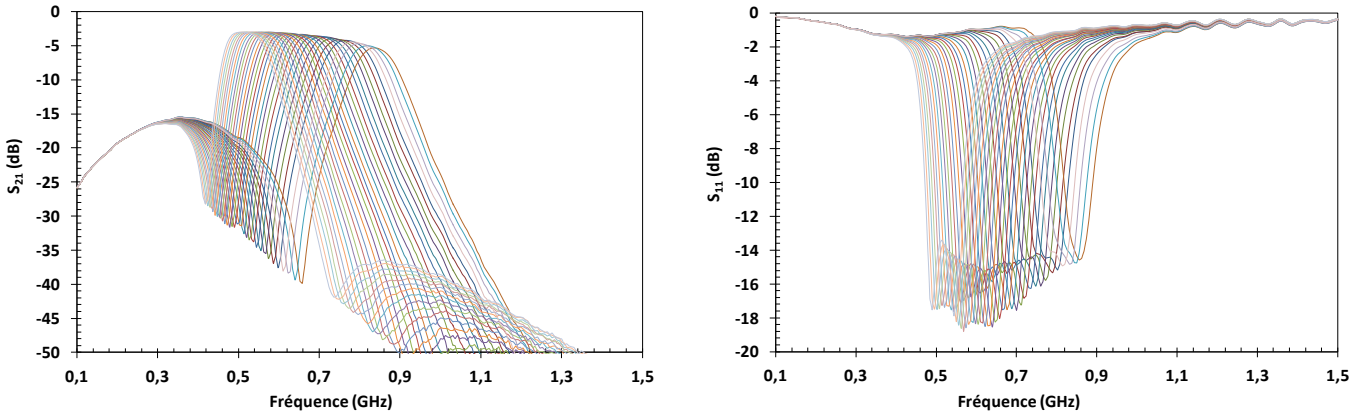


Figure II.48: Variation du facteur de qualité Q_0 de la capacité DTC fourni par le fabricant en fonction des différents états et de la fréquence [19]

Avec une adaptation supérieure à 14 dB et une bande de 75 MHz, ce filtre présente d'importantes pertes d'insertion, qui varient de -3 dB à 837 MHz et à -5 dB à 507 MHz. Cette variation est due aux valeurs du facteur de qualité des capacités DTC en fonction de leur état. En effet, celui des capacités DTC de faibles valeurs (haute fréquence) est modeste par rapport à celui des états capacitifs importants (basse fréquence). Dans tous les cas, il reste trop faible par rapport à leur homologue MEMS.



(a) (b)

Figure II.49: Paramètres S en fonction de la fréquence du filtre accordable pour les 32 états - (a) réponses en transmission, (b) réponses en réflexion

Les réponses obtenues en mesure présentent de très bonnes concordances avec celles issues des simulations. La Figure II.50 présente une comparaison des réponses en transmission pour l'état 32 des capacités variables.

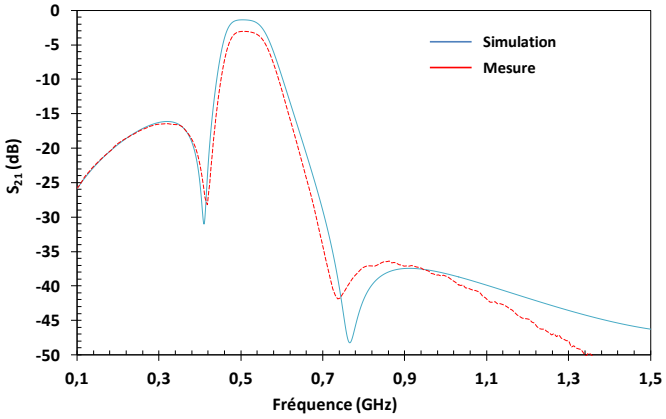


Figure II.50: Comparaison entre simulation et mesure de la réponse en transmission du filtre accordable pour l'état 32

6.3.2 Performance de linéarité

Le filtre a subi les mêmes tests en linéarité que dans la partie précédente. Les résultats de mesure de linéarité pour deux états (état 0 et état 32) avec deux niveaux de puissance 15 et 25 dBm sont présentés figures II.51.

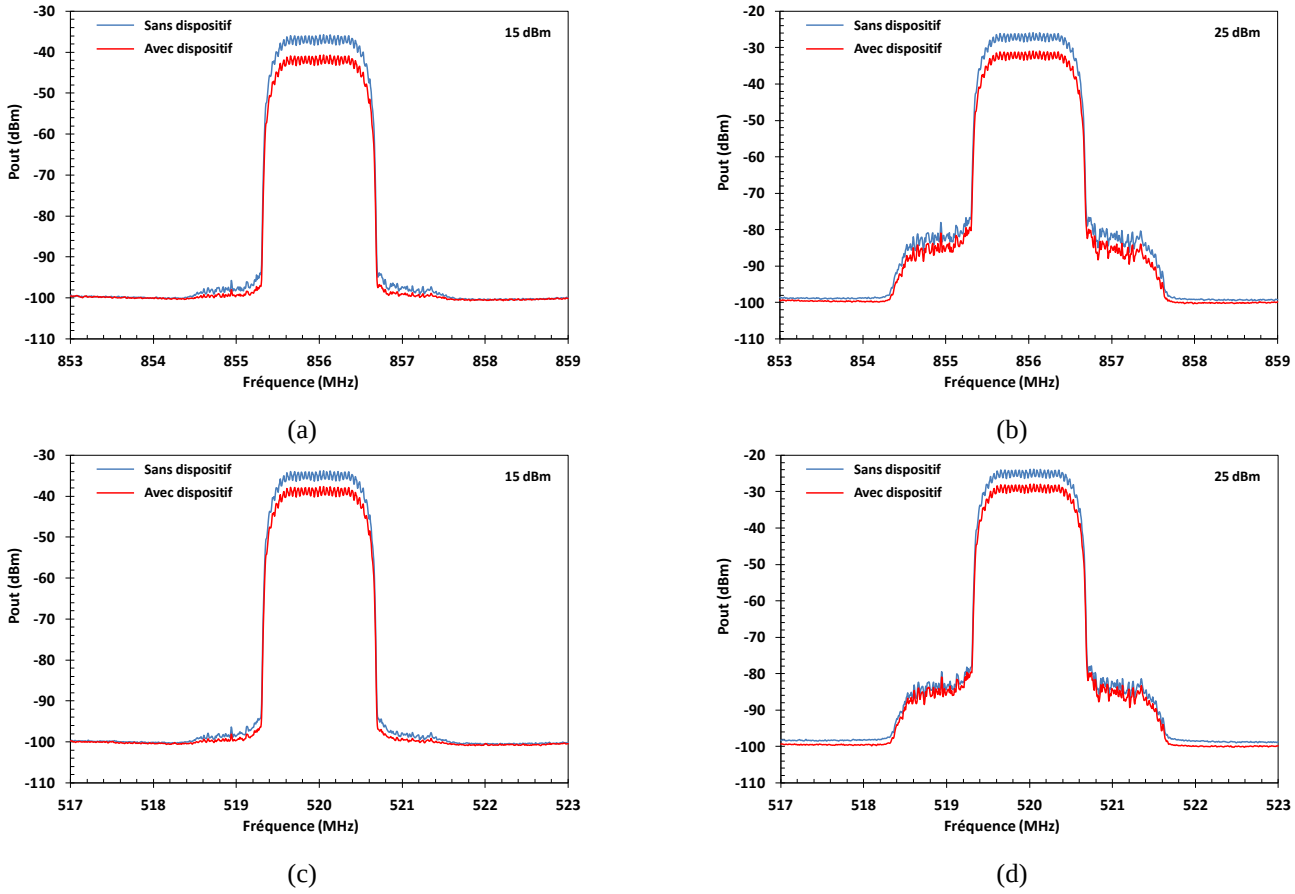


Figure II.51: Mesure spectrale d'un signal modulé 16 QAM à la sortie du filtre accordable - (a) état 0 à 15 dBm, (b) état 0 à 25 dBm, (c) état 32 à 15dBm, et (d) état 32 à 25 dBm

Le filtre ne présente aucune dégradation de linéarité jusqu'à 25 dBm, avec une dynamique de 50 dB. Le niveau de puissance est limité à 25 dBm pour éviter les non linéarités de l'amplificateur de puissance utilisé dans cette gamme de fréquence.

7. Conclusions

Ce chapitre présente une nouvelle approche pour concevoir des filtres passe-bande accordables à bande passante absolue constante. Les filtres proposés sont composés d'une paire de résonateurs en forme de boucle chargés par des capacités variables. Ce type de résonateur permet d'obtenir des structures de très

faible encombrement et une bonne excursion en fréquence. Une méthode de couplage électrique et magnétique mixte est utilisée pour contrôler le coefficient de couplage inter-résonateurs sur toute la gamme de fréquence. Pour satisfaire les conditions sur le facteur de qualité externe Q_{ext}, un filtre passe bas est employé en entrée et en sortie constitué d'une inductance en série avec une capacité connectée à la masse. Des éléments localisés ont été retenus pour limiter la taille du filtre conçu.

Pour diminuer le couplage direct entre les deux accès du filtre et ainsi supprimer les remontées de la réponse en transmission aux basses fréquences, des capacités entre la masse et la capacité inter-digitée ont été rajoutées.

Les résultats expérimentaux ont permis de valider les concepts proposés. Le filtre, utilisant des capacités variables basées sur des commutateurs MEMS à quatre contacts ohmiques, a conduit aux meilleures performances en pertes d'insertion.

La même structure a également été validée en utilisant des capacités variables DTC. Cette structure présente l'avantage d'intégrer des composants du commerce, et offre des résultats intéressants d'accord. De plus, cette solution offre la possibilité de contrôler la réponse du filtre sans avoir à intervertir manuellement, grâce à un ordinateur qui sélectionne un état capacitif parmi les 32 états offerts par cette capacité.

Les deux filtres réalisés, avec respectivement 33MHz et 75MHz de bande passante absolue constante, possèdent des plages d'accord autour de 1 GHz. Ce type de dispositif pourrait se transposer très facilement à plus hautes fréquences et permettre ainsi la réduction et l'allégement des systèmes de télécommunications.

Comme la linéarité est un paramètre très important dans une chaine de télécommunications, notamment à l'émission, des études de linéarité ont été effectuées sur les deux types de filtre. La mesure de ACPR ne présente aucune dégradation de la linéarité jusqu'à des puissances de 25 dBm pour les deux filtres. Il a cependant été démontré que les filtres à base de Switch à MEMS conduisent à des pertes d'insertion beaucoup plus faibles.

CHAPITRE 3: Conception d’antennes accordables en fréquence

1. Introduction

Aujourd'hui, les antennes font partie également des composants critiques des systèmes de communication sans fil. En effet, la reconfiguration en fréquence des antennes fournit un niveau supplémentaire de fonctionnalité dans les systèmes qu’elles intègrent. Cette flexibilité fréquentielle peut permettre de suivre l'évolution rapide de la technologie et des attentes des clients, et de répondre au besoin des systèmes de communication sans fil (données, voix, et vidéo) qui est en constante augmentation. Pour satisfaire ce besoin, des systèmes de communication robustes et reconfigurables présentent une solution attractive.

La technologie MEMS RF a été choisie pour réaliser l'élément d'accord dans ce travail. En effet, des commutateurs MEMS à contacts ohmiques, identiques à ceux du chapitre précédent, assureront une modification de la géométrie d’une antenne PIFA (Planar Inverted F-Antenna) entrainant sa reconfiguration en fréquence.

Le choix de ces commutateurs RF MEMS se justifie par la bonne isolation et les faibles pertes d'insertion qu’ils apportent. Ces performances sont meilleures comparées à celles obtenues par leurs homologues utilisant des composants actifs (diodes PIN ou transistors à effet de champ (FET)). De plus, leur introduction a très peu d’impact sur la consommation finale du composant.

L'objectif du travail présenté dans ce chapitre est de concevoir, grâce à des commutateurs MEMS, des antennes de faibles dimensions et reconfigurables en fréquence.

Ce chapitre est constitué de trois grandes parties. Dans un premier temps, nous validerons le concept d'accord en fréquence d’une antenne PIFA par l'utilisation de composants MEMS.

Une antenne reconfigurable avec trois éléments d'accord a été conçue pour couvrir la plage de 1-1.5 GHz. La réduction de ses dimensions a été réalisée en insérant une fente dans la métallisation de la structure rayonnante et en reliant le patch à la masse à l’aide de trous métallisés (vias). Puis, une autre antenne reconfigurable qui intègre aussi trois commutateurs

MEMS a été étudiée pour couvrir la bande 1.5 - 2.2 GHz et offrir de meilleures performances en terme de largeur de bande passante et d'efficacité de rayonnement.

Finalement nous présenterons la conception, la fabrication et les mesures des différentes structures d'antennes reconfigurables utilisant la technologie MEMS RF. Les résultats de simulation et de mesure obtenus à partir de ces circuits valident la démarche proposée lors de la conception de ces antennes. Des mesures en linéarité seront également présentées pour justifier l'utilisation de la technologie MEMS.

2. Conception et réalisation d'antennes planaires (PIFA) quart d'onde reconfigurables

Les techniques de miniaturisation et d'accord en fréquence vues précédemment seront employées pour la conception et la fabrication d'antennes reconfigurables en fréquence. La démarche que nous avons suivie est similaire à celle présentée dans le chapitre précédent, l'antenne quart d'onde étant traitée comme un résonateur à pertes.

Nous nous sommes focalisés sur une antenne qui pourrait être utilisées dans certains systèmes de communications sans fil, accordables en fréquence sur une bande allant de 1 GHz à 1.5 GHz et de bande passante étroite (3% - 4.5%).

Les antennes PIFA quart d'onde sont particulièrement adaptées à notre besoin car elles sont de petites tailles et offrent des possibilités de reconfiguration.

Nous partons donc d'une antenne patch quart d'onde conventionnelle, et nous allons présenter les démarches de conception et d'optimisation pour répondre à la fois à la commutation en fréquence, à la compacité et à l'efficacité de rayonnement de l'antenne.

2.1 Première approche: antenne quart d'onde avec trois bits

L'antenne patch quart d'onde que nous proposons est présentée figure III.1

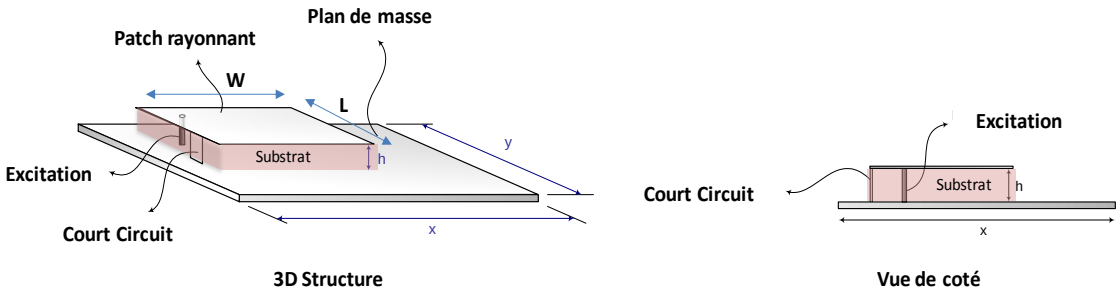


Figure III.1: Géométrie d'une antenne patch quart d'onde

L'utilisation d'un circuit imprimé facilite la fabrication et minimise le coût de production. Le substrat utilisé est le Duroid 5880 qui présente une faible permittivité (ε_r=2.2).

Le court-circuit latéral est assuré par l'insertion de vias entre l'extrémité du résonateur et la masse qui ramènent une inductance supplémentaire permettant de diminuer la fréquence de résonance de l'antenne, et donc d'augmenter la miniaturisation de l'antenne.

L'alimentation est assurée par un connecteur coaxial vertical qui traverse le substrat jusqu'à la métallisation du résonateur quart d'onde de l'antenne.

Pour permettre l'accordabilité en fréquence, le plan rayonnant est divisé en quatre éléments rayonnants distincts: un patch principal et trois patchs secondaires. La connexion de ces trois patchs secondaires avec le patch principal (individuellement ou simultanément) est assurée par les commutateurs MEMS RF. Ainsi, la connexion des différents éléments permet d'allonger la longueur électrique de l'antenne et donc de diminuer sa fréquence de résonance.

Les commutateurs MEMS que nous avons utilisés pour la connexion entre éléments sont identiques à ceux que nous avons utilisés dans le chapitre précédent.

L'antenne est modélisée à l'aide du logiciel HFSS, basé sur la méthode des éléments finis, et le commutateur ohmique simple contact MEMS est représenté par son schéma électrique équivalent décrit précédemment dans le chapitre 2. Lors de cette étude, nous utilisons 3 commutateurs MEMS, ce qui conduit à 8 configurations possibles. Une optimisation de l'antenne est alors nécessaire dans le but d'exploiter au maximum chacune des configurations disponibles. Pour avoir une bonne adaptation (<-10dB), des simulations ont été effectuées pour optimiser les positions des vias constituant le court-circuit et du système d'alimentation.

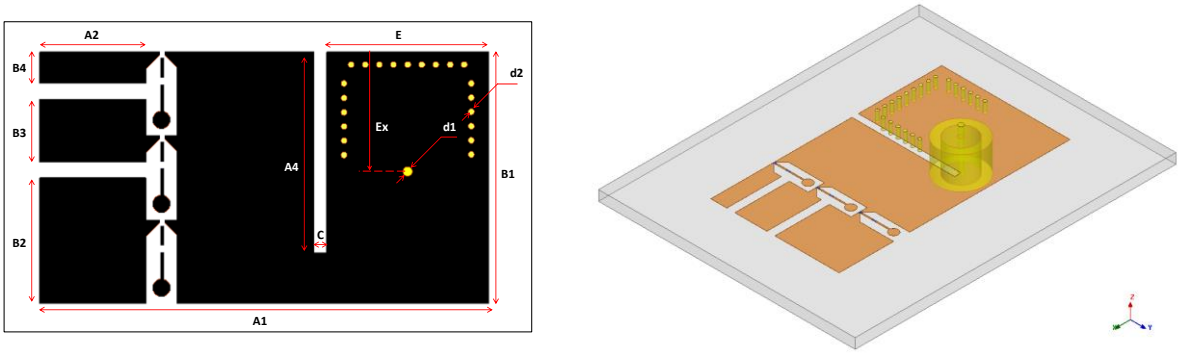
Un connecteur SMA sera utilisé pour l'alimentation RF de l'antenne. Ce connecteur est modélisé par une gaine en téflon et une âme centrale pour assurer la transition la plus réaliste possible entre le câble coaxial, le connecteur SMA et l'antenne (plan de masse et plan rayonnant).

2.2 Etude d'une antenne accordable entre 1 et 1.5 GHz

La structure étudiée est présentée figure III.2. Le changement d'un paramètre géométrique de l'antenne entraîne nécessairement la modification de sa fréquence de résonnance ainsi que de son adaptation. Une fente rectangulaire a été rajoutée dans le but d'augmenter la longueur électrique du patch et donc de couvrir une plage de fréquence plus basse pour une taille identique (1 - 1.5 GHz).

L’accord en fréquence est réalisé à l’aide de trois patchs secondaires connectés au patch principal à l'endroit où le champ E présente un maximum pour obtenir l’excursion la plus importante possible.

Pour cette configuration, l'utilisation de 21 vias permet d'avoir un plan de court-circuit significatif par rapport à la largeur du patch principal. Les différents paramètres géométriques de l’antenne sont présentés sur la figure III.2 et dans le tableau III.1.



(a) (b)

Figure III.2: Structure de l'antenne reconfigurable - (a) vue de dessus, (b) structure 3D HFSS

Tableau III.1: Paramètres géométriques de l'antenne reconfigurable

Paramètre	Dimension
A1	Longueur totale de l’antenne
B1	Largeur de l’antenne
A2	Longueur d’un patch secondaire
B2	Largeur du patch de poids fort
B3	Largeur du patch de poids moyen
B4	Largeur du patch de poids faible
A4	Longueur de fente
Ex	Position d'alimentation
E	13 mm
C	1 mm
d1	0.8 mm
d2	0.5 mm

La présence de patchs secondaires sur l’antenne permet de réaliser un accord selon un principe pseudo binaire comme le présente la figure III.3.

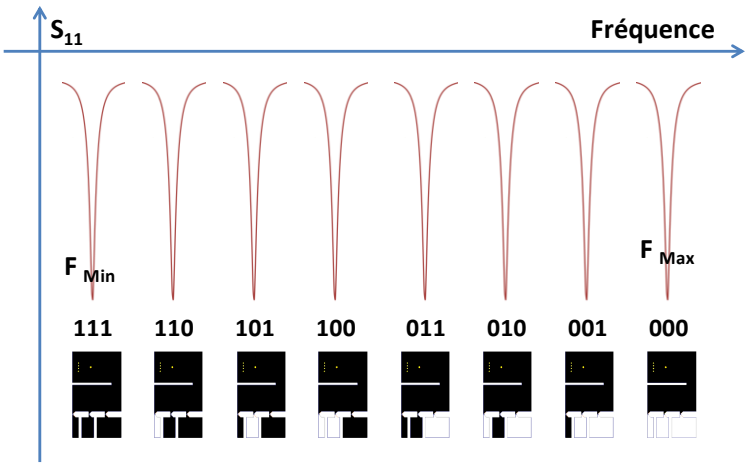


Figure III.3: Distribution des fréquences de résonances de l'antenne en fonction des états de connexion des patchs secondaires

La distribution précise des fréquences de résonance de l'antenne dépend des dimensions des patchs secondaires et ne peut être contrôlée rigoureusement que lorsqu'un seul patch auxiliaire est connecté au patch principal (états 100, 010, 001). Ainsi, l'optimisation de la distribution des fréquences de résonances ne sera menée qu'à partir des états pour lesquels un seul bit est activé.

L'antenne a donc été dimensionnée suivant la méthodologie suivante. Dans un premier temps, le patch principal court-circuité à l'aide de via et intégrant la fente a été dimensionné pour avoir une résonance à 1.45 GHz. La figure III.4 présente les variations de la fréquence de résonance de l'antenne PIFA en fonction de la longueur de la fente (A4). La fréquence de 1.45 GHz est obtenue pour un A4 de 16 mm.

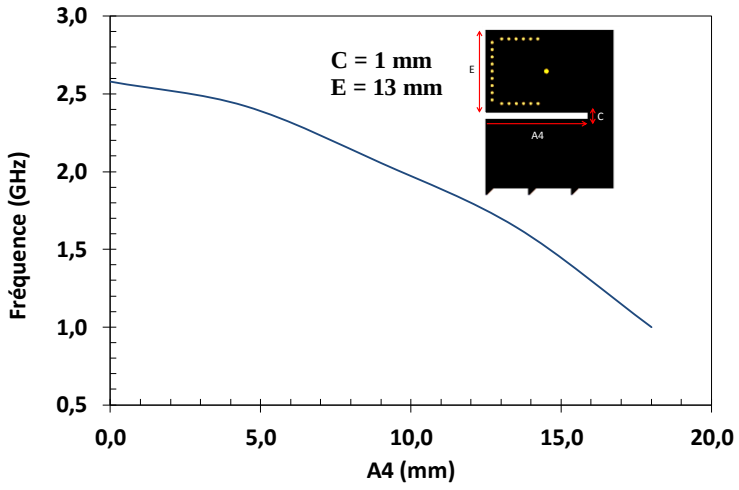


Figure III.4: Fréquence de résonance maximale de l'antenne en fonction de la longueur A4

Les différents patchs auxiliaires sont ensuite connectés pour obtenir les fréquences de résonance de chaque état. La longueur A2, de ces derniers (figure III.2), est fixée à 8.5 mm et leurs largeurs B2, B3 et B4 doivent être choisies en fonction de la distribution souhaitée des différentes fréquences de résonance de l'antenne.

Les résultats des simulations électromagnétiques sont résumés sur la figure III.5.

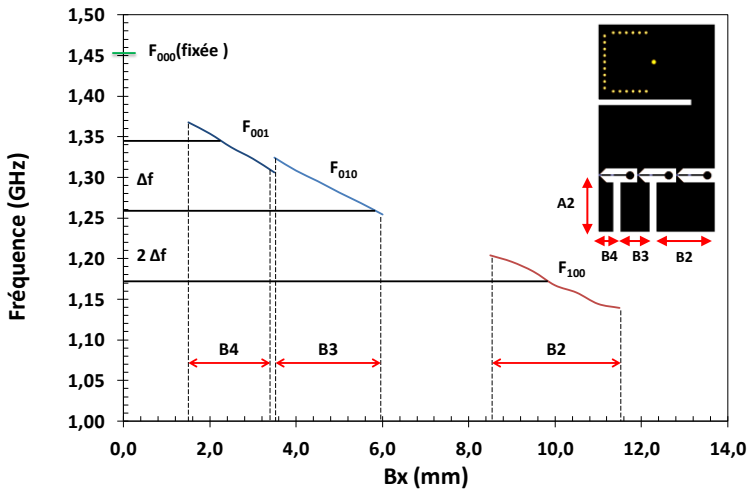


Figure III.5: Distribution des fréquences de résonance en fonction des dimensions Bx (x = 2, 3, 4) des patchs

On peut constater qu'une distribution des fréquences de résonance conforme à un fonctionnement pseudo binaire, correspond à des dimensions de Bx (x = 2, 3, 4) proches également d'une distribution pseudo binaire. Nous nous imposons d'avoir également la somme des largeurs des patchs secondaires Bx inférieure à la largeur totale B1 du patch principal. Nous avons également adopté une distribution de valeurs Bx pseudo binaires.

Il faut noter que le patch secondaire de poids faible a une influence importante sur la fréquence de résonance initiale et il faudrait, sans doute, diminuer la dimension A2 pour arriver à un fonctionnement plus proche de la distribution idéale des fréquences.

Après avoir déterminé les différentes géométries de l'antenne, une étude de l'excitation est nécessaire afin d'exploiter au maximum chacune des configurations disponibles. Pour déterminer la position optimale nous avons tracé pour chaque état la variation du module du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la position du point d'excitation (Ex). Les résultats de simulations sont présentés sur la figure III.6.

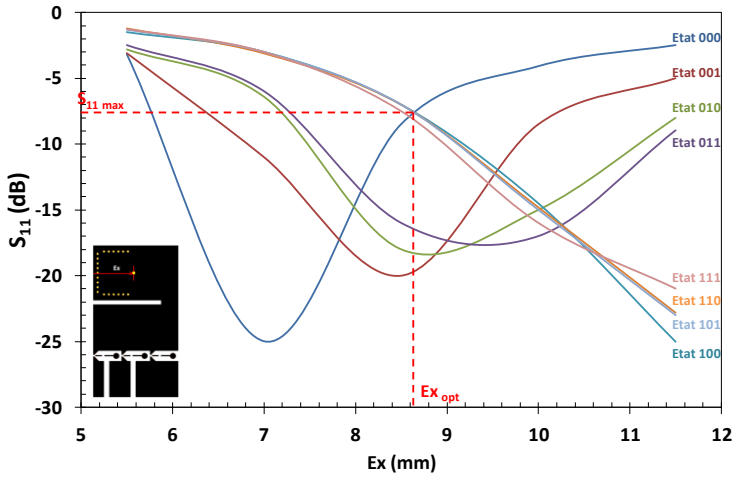
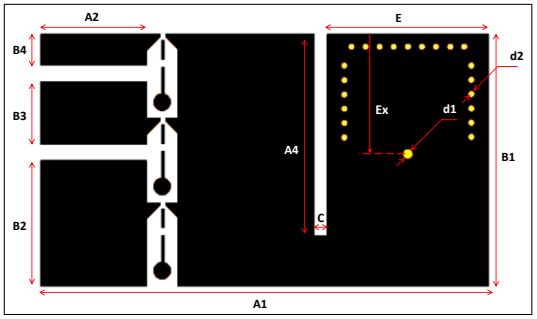


Figure III.6: Variation du module de S11 en dB en fonction de la position de l'alimentation pour les différents états de l'antenne

Cette étude montre que pour les différents états de l'antenne, il existe un niveau de réflexion maximal S_{11} max de -7 dB correspondant à la position optimale de l'alimentation Ex opt de 8.6 mm.

Les dimensions finales de l'antenne sont présentées dans le tableau III.2. La figure III.7 présente la distribution du champ E dans le patch principal ainsi que son couplage (sans MEMS) avec les trois patchs secondaires.

Tableau III.2: Dimensions de la structure de l'antenne reconfigurable



Paramètres	Dimensions (mm)
A1	36
B1	20
A2	8.5
B2	10
B3	5
B4	2.5
A4	16
Ex	8.6
E	13
C	1
d1	0.8
d2	0.5

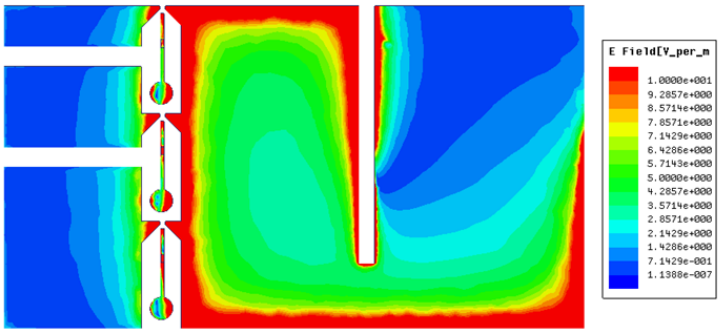
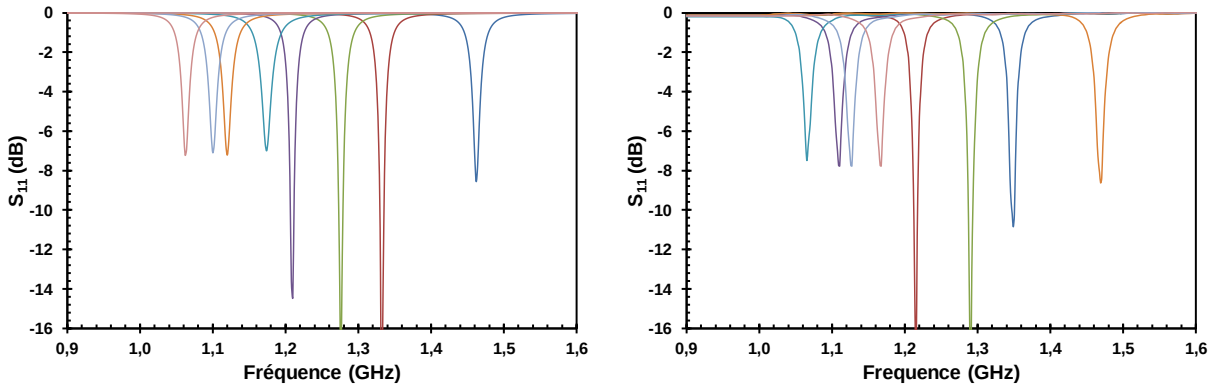


Figure III.7: Distribution du champ E dans les différents éléments rayonnants (sans MEMS, sans résistances)

L'antenne fabriquée est présentée figure III.8. Les coefficients de réflexions simulées et mesurées en fonction de la fréquence sont reportées sur les figures III.9 (a) et (b) respectivement et le tableau III.3 résume les performances des différents états de l'antenne

(a) (b)

Figure III.8: Photographie de la première structure de l'antenne reconfigurable fabriquée - (a) vue de dessus, (b) vue de dessous



(a) (b)

Figure III.9: Coefficients de réflexion de l'antenne reconfigurable - (a) Simulation sous HFSS, (b) Mesures

Tableau III.3: Performances de la première structure de l'antenne reconfigurable

	SIMULATIONS			MESURES		
Etats	Fréquence (GHz)	Adaptation (dB)	Bande (-10dB) (MHz)	Fréquence (GHz)	Adaptation (dB)	Bande (-10dB) (MHz)
000	1.462	-8.54	-	1.469	-8.64	-
001	1.332	-20.43	6	1.349	-10.84	4.5
010	1.276	-18.04	6	1.290	-18.67	6
011	1.21	-14.41	4.5	1.215	-17.50	4.5
100	1.174	-7	-	1.167	-7.8	-
101	1.12	-7.22	-	1.127	-7.77	-
110	1.1	-7.09	-	1.110	-7.76	-
111	1.062	-7.21	-	1.065	-7.5	-

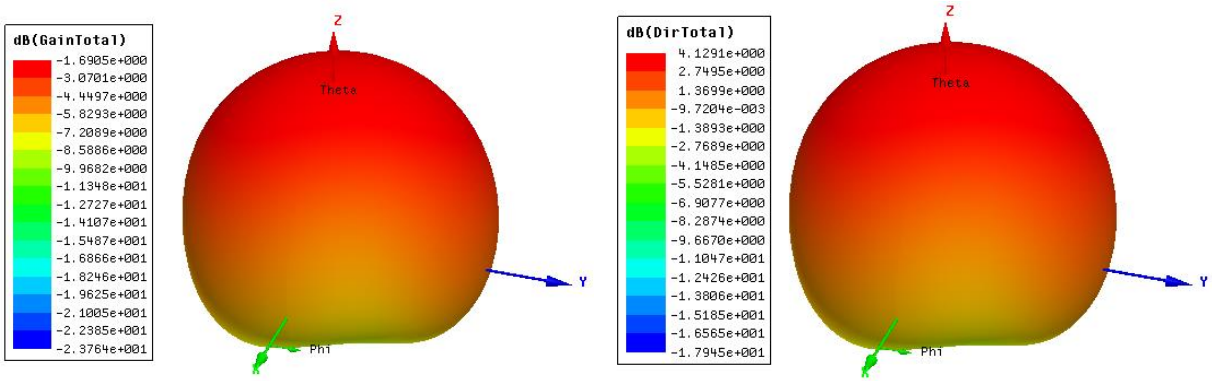
La fonction d'accordabilité fréquentielle attendue est démontrée et un bon accord a été obtenu entre les fréquences simulées et mesurées pour les 8 états, réparties entre 1.469 GHz et 1.065 GHz.

Cependant, l'adaptation de l'antenne n'est pas au niveau généralement requis. En effet, elle présente des valeurs minimales de S_{11} élevées (~ - 8 dB) pour la majorité des configurations. De plus, on peut noter que la bande passante est très étroite (inférieure à 1%) pour les états permettant d'obtenir une bonne adaptation (010 et 011).

Ces performances en retrait peuvent être liées à deux facteurs. Le premier concerne la précision de fabrication mais la raison la plus probable serait les dimensions physiques du circuit (dimensions du plan de masse, épaisseur du substrat 1.5mm très inférieure à longueur d'onde rayonnée 30 cm à 1 GHz). De plus, lors de cette phase de conception, nous n'avons pas tenu compte des caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

Ainsi, dans l'étape suivante, les optimisations de la structure prendrons en compte ce dernier point. La première modification de la structure a consisté à augmenter les dimensions du plan de masse pour favoriser la directivité et le gain de l'antenne et minimiser l'impact des éléments arrières de l'antenne sur le rayonnement (les connecteurs, les fils DC d'actionnement de MEMS, câble RF....). Les dimensions totales du plan de masse considérés sont de 10×10 cm^2.

La figure III.10 présente le gain et la directivité de l'état 000 de l'antenne et la figure III.11 montre l'efficacité de rayonnement pour les différentes fréquences (états).



(a) (b)

Figure III.10: Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (état 000 - 1.46 GHz) - (a): Gain réalisé, (b): Directivité

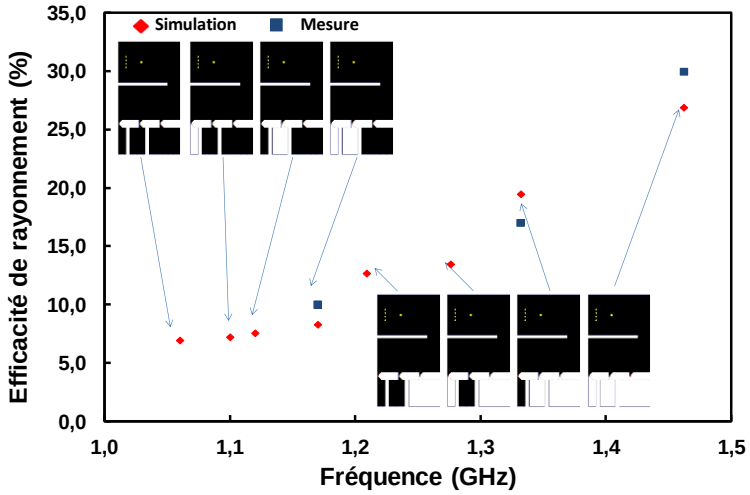


Figure III.11: Efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction des différents états – Comparaison simulations mesures

Pour les différentes fréquences (états), les diagrammes ont un rayonnement maximal dans l'axe. Le maximum de gain réalisé est obtenu pour l'état 000 c'est-à-dire pour la fréquence de 1.46 GHz et il est de -1.7 dB. En revanche, lorsque la fréquence diminue l'antenne devenant électriquement plus grande avec une épaisseur de substrat constante, cela détériore ses performances pour atteindre un gain de -7.7 dB à 1.06 GHz.

Si la méthode d'accord en fréquence proposée est intéressante, avec un coût potentiellement faible, il est clair que les performances sont toujours très éloignées de ce qui est attendu. Cela est principalement dû au choix de la hauteur du substrat (h = 1.57 mm). En effet, Wheeler [6] a mis en évidence l'existence de limites théoriques au niveau de la bande passante et de l'efficacité de rayonnement dans le cadre des antennes miniatures qui

respectent la condition k×a ≤ 1 (avec *k* le nombre d'onde dans le milieu de propagation (k= 2π/λ, λ longueur d'onde) et *"a"* le rayon de la sphère contenant l'intégralité de l'antenne).Ce qui est le cas de la structure étudiée. Ainsi, les performances dépendent de l'aptitude de l'antenne miniature à occuper la totalité de la sphère de rayon a.

Lorsque ce rayon reste quasiment inchangé, l'augmentation de la hauteur du substrat permet d'améliorer la bande passante instantanée et l'efficacité de l'antenne [7]. Nous avons donc simulé la même structure avec différentes épaisseurs de substrat. La figure III.12 présente les performances de l'antenne pour des épaisseurs de substrat de 3.18 mm et de 6.36 mm, ce qui correspond à des épaisseurs double et quadruple de celle du substrat initial.

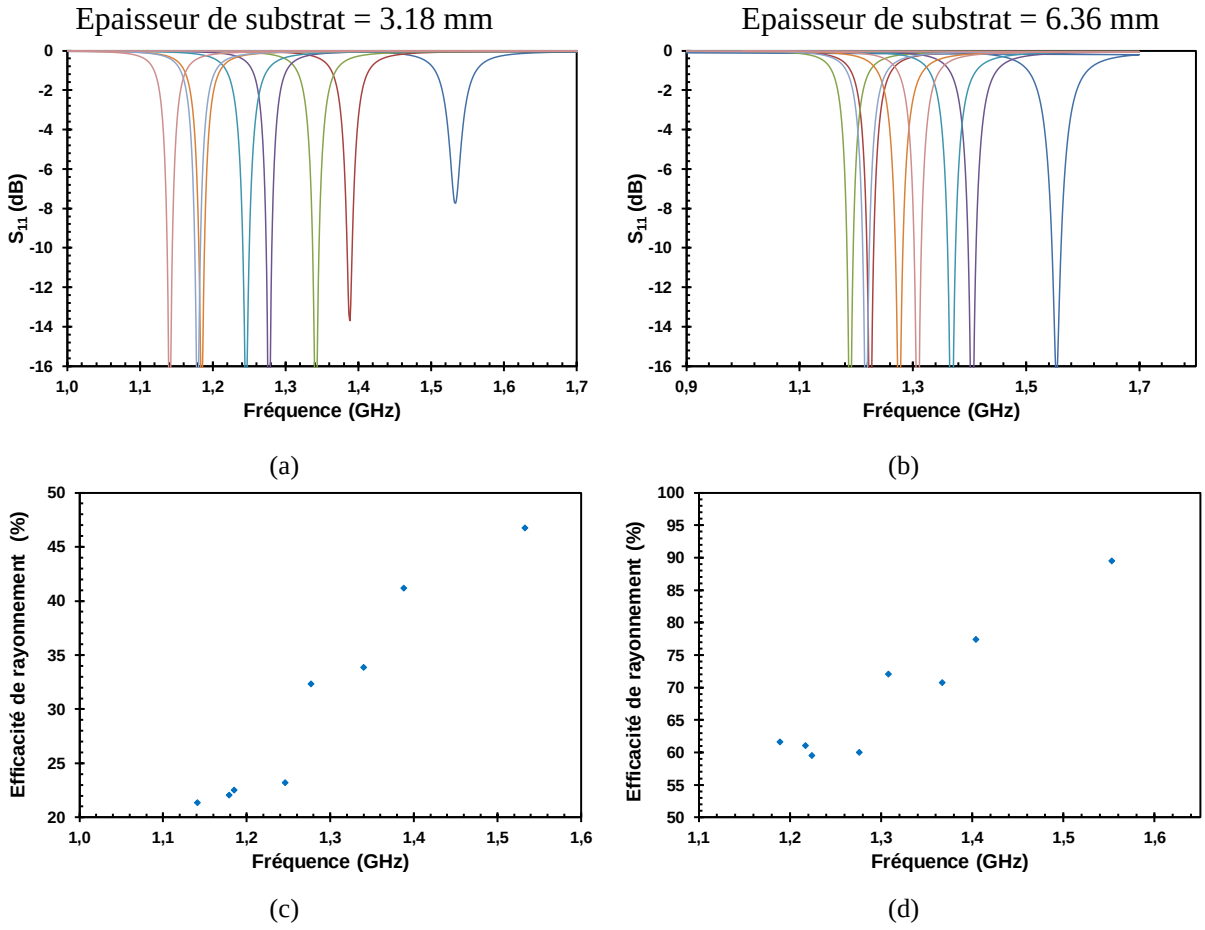
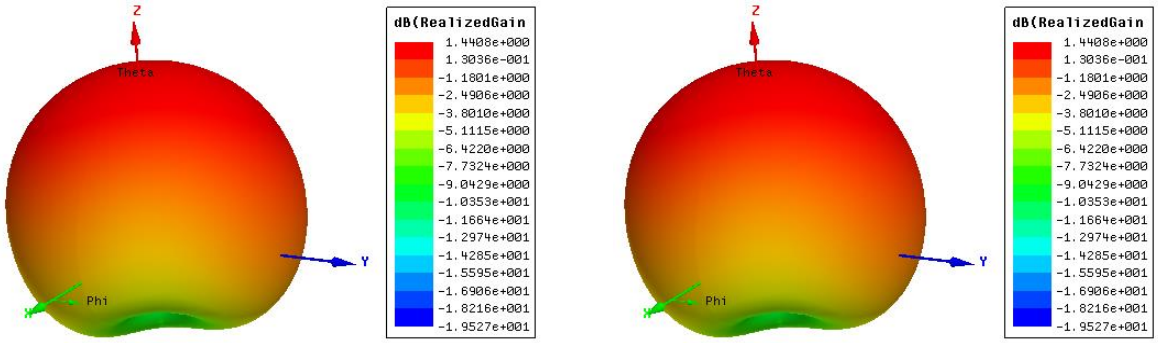


Figure III.12: Performances simulées de l'antenne - (a) et (b) coefficients de réflexion en fonction de la fréquence pour des hauteurs de substrat respectivement de 3.18mm et 6.36mm, (c) et (d) efficacité de rayonnement pour des hauteurs de substrat respectivement de 3.18mm et 6.36mm



(a) (b)

Figure III.13: Diagrammes de gain de l'antenne en dB - (a) hauteur = 3.18mm, (b) hauteur = 6.36mm

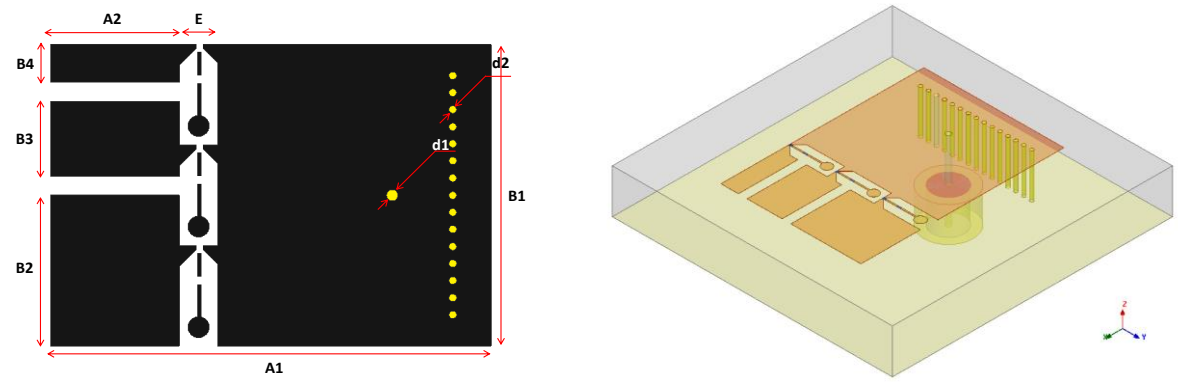
Ces premiers résultats d'optimisation sont très encourageants. Les améliorations des performances au niveau de l'adaptation et du rayonnement de l'antenne en fonction de l'épaisseur du substrat sont nettement mises en avant.

En effet, pour une épaisseur de 6.36 mm, le coefficient de réflexion est toujours inférieur à -16 dB sur toute la plage d'accord avec une augmentation de la bande passante instantanée (17 MHz à 1.55 GHz et 12 MHz à 1.18 GHz). L'efficacité totale varie entre 60% et 95% alors que pour une épaisseur de 3.18 mm, elle ne dépasse pas 47% dans le meilleur de cas. Les diagrammes de rayonnement restent identiques dans leur forme, pour les différentes épaisseurs de substrat.

2.3 Antenne entre 1.5 et 2.2 GHz

Afin de valider les concepts développés pour cette antenne reconfigurable et les techniques d'optimisation, il est nécessaire de réaliser un prototype et de mesurer ses caractéristiques. Pour ces raisons une deuxième antenne est proposée. Les différentes dimensions du circuit restent inchangées, sauf pour le patch principal où une réduction de longueur (20×18 mm²) est appliquée. Le nombre de vias est réduit à 15. Leurs positions sont optimisées afin d'assurer une bonne adaptation pour la totalité des états.

La nouvelle structure et ses dimensions sont présentées figure III.14 et dans le tableau III.4. Les répartition du champ E et du courant surfacique sont présentés figure III.15.

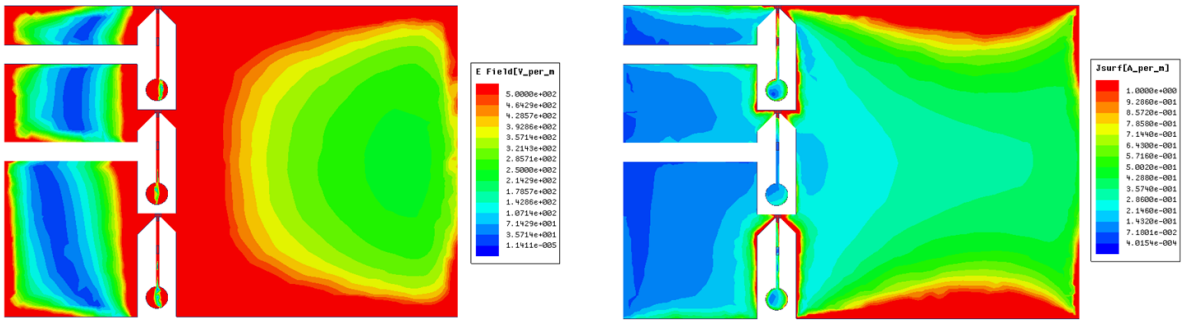


(a) (b)

Figure III.14: Deuxième structure d'antenne reconfigurable - (a) vue de dessus, (b) structure 3D modélisée sous HFSS

Tableau III.4: Dimensions de la deuxième structure d'antenne reconfigurable

Paramètres	Dimensions (mm)
A1	29
B1	20
A2	8.5
B2	10
B3	5
B4	2.5
E	2.5
d1	0.8
d2	0.5

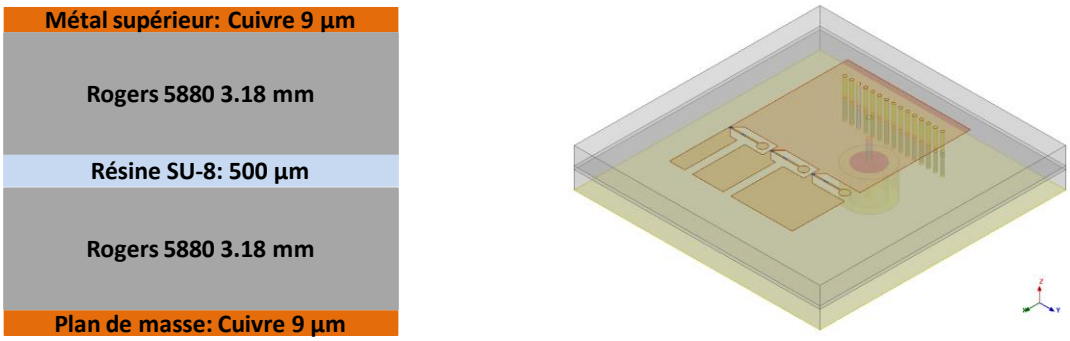


(a) (b)

Figure III.15: Distribution dans l'antenne pour l'état 000 - (a) du champ E, (b) du courant surfacique

En raison des limitations technologiques, il n'est pas possible d'avoir un substrat Rogers 5880 d'épaisseur 6.36 mm. Pour respecter la hauteur voulue, deux couches de Rogers 5880 d'épaisseurs 3.18mm [8] sont associées grâce à une résine de SU-8 d'épaisseur 500µm et de permittivité de 3.32 [9]. La Figure III.16 présente l'empilement réalisé en montrant les

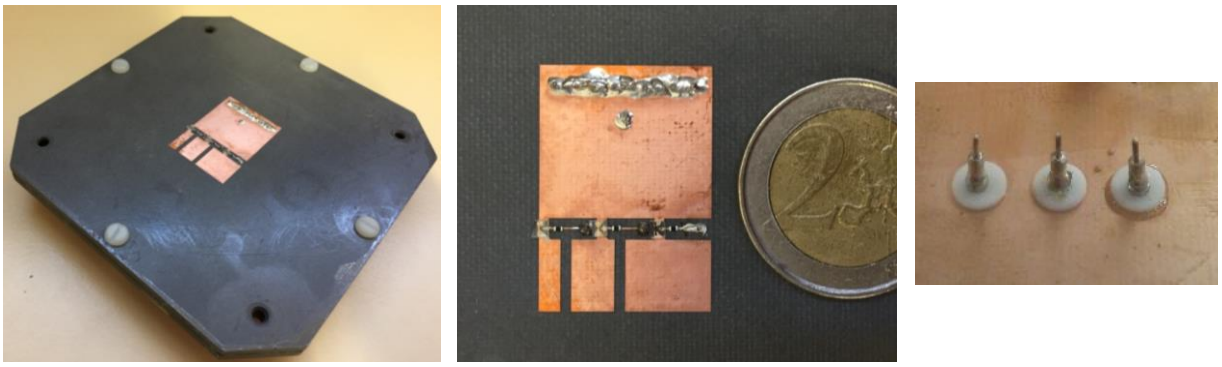
couches de cuivre qui correspondent à la métallisation supérieure de l'antenne et à la métallisation inférieure de son plan de masse.



(a) (b)

Figure III.16: Empilement de l'antenne (a) et antenne conçue (b)

La figure III.17 présente l'antenne fabriquée. Pour s'adapter à la nouvelle hauteur du substrat utilisée, les connecteurs DC utilisés précédemment sont remplacés par d'autres connecteurs ayant une longueur de 2 cm. Des anneaux en téflon (ε_r=1) sont utilisés afin d'empêcher tout contact entre les connecteurs et le plan de masse, comme présenté figure III.17 (c).



(a) (b) (c)

Figure III.17: Deuxième structure de l'antenne reconfigurable - (a) vue de côté, (b) vue de dessus, (c) vue de dessous

Les mesures du diagramme de rayonnement de cette antenne se sont déroulées dans la chambre anéchoïque de 9.2m×5m×5m (L×l×H) présente à XLIM sur le site de la faculté des sciences de Limoges. Les Figures III.18 et III.19 présentent une vue d'ensemble et une photographie de la chambre.

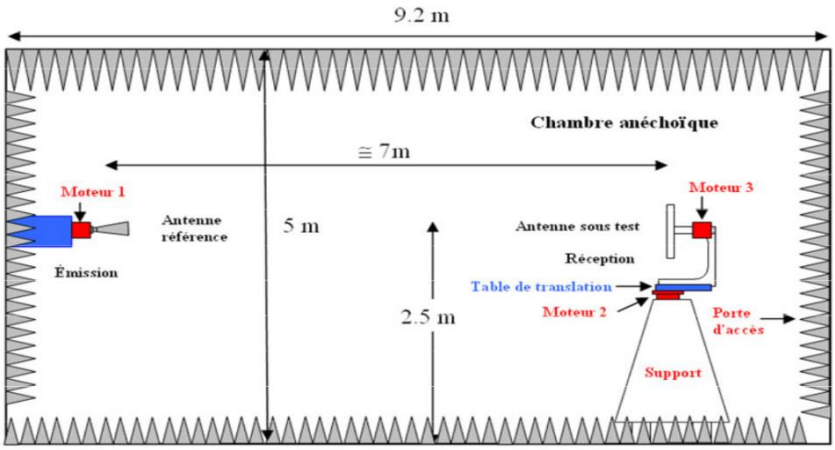
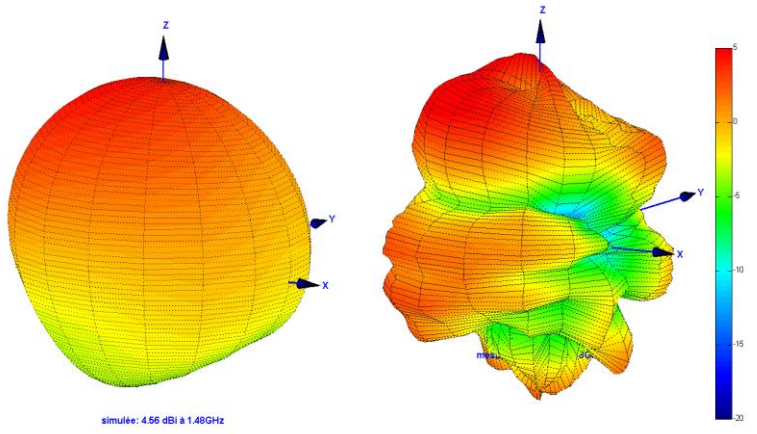


Figure III.18: Vue d'ensemble de la base "champ lointain" disponible à XLIM

Figure III.19: Photographie du banc expérimental ayant permis la mesure de l'antenne

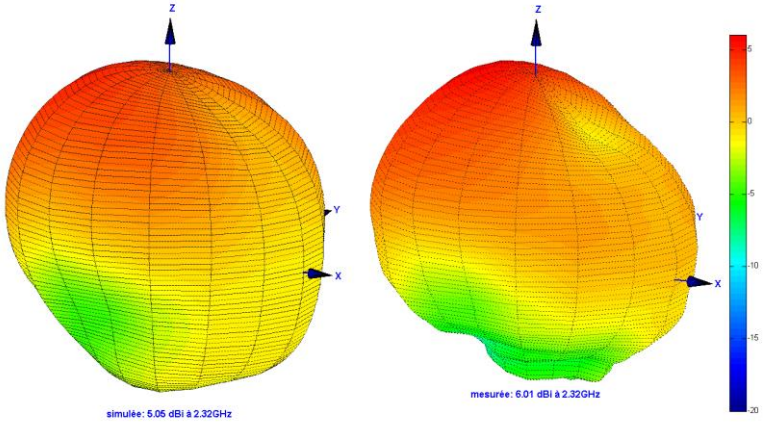
La mesure des caractéristiques de rayonnement total de l'antenne s'est révélée très perturbée et bruitée comme le présente la figure III.20.



(a) (b)

Figure III.20: Comparaison simulations (a) / mesures (b) du diagramme de rayonnement 3D (état 000 de la deuxième version de l'antenne)

Plusieurs raisons conduisent à la perturbation du rayonnement. Nous pouvons citer: le câble RF, les faibles dimensions physiques de l'antenne (dimension du plan de masse par rapport à sa fréquence de fonctionnement) et les fils DC d'actionnement des MEMS. Cependant, ce dernier point serait à priori la cause principale des perturbations. Pour valider cette hypothèse, une mesure de rayonnement de l'antenne à une fréquence de 2.32 (état 000) qui ne nécessite pas l'actionnement de MEMS, a été réalisée (figure III.21). Ainsi, il est possible de faire la mesure sans connecté les fils DC pour pouvoir évaluer leur influence.



(a) (b)

Figure III.21: Représentation du diagramme de rayonnement 3D (état 000) – (a) simulations, (b) mesures

Cette mesure valide le fait que les fils DC perturbent le rayonnement de l'antenne. Il sera donc important pour la fiabilité des résultats de simulation de les prendre en compte. Nous les avons donc rajouté à la structure totale simulée sous HFSS. Les figures III.22 (a) et

(b) présentent la densité de courant surfacique dans les circuits et dans les fils DC de longueurs 20 mm et 150 mm. On peut facilement voir leur contribution au rayonnement total de l'antenne (figures III.22 (c) et (d)). L'impact de ces fils DC est proportionnel à leurs longueurs. En pratique, les fils DC utilisés pour la connexion entre l'antenne et les alimentations continues mesurent 4.5m.

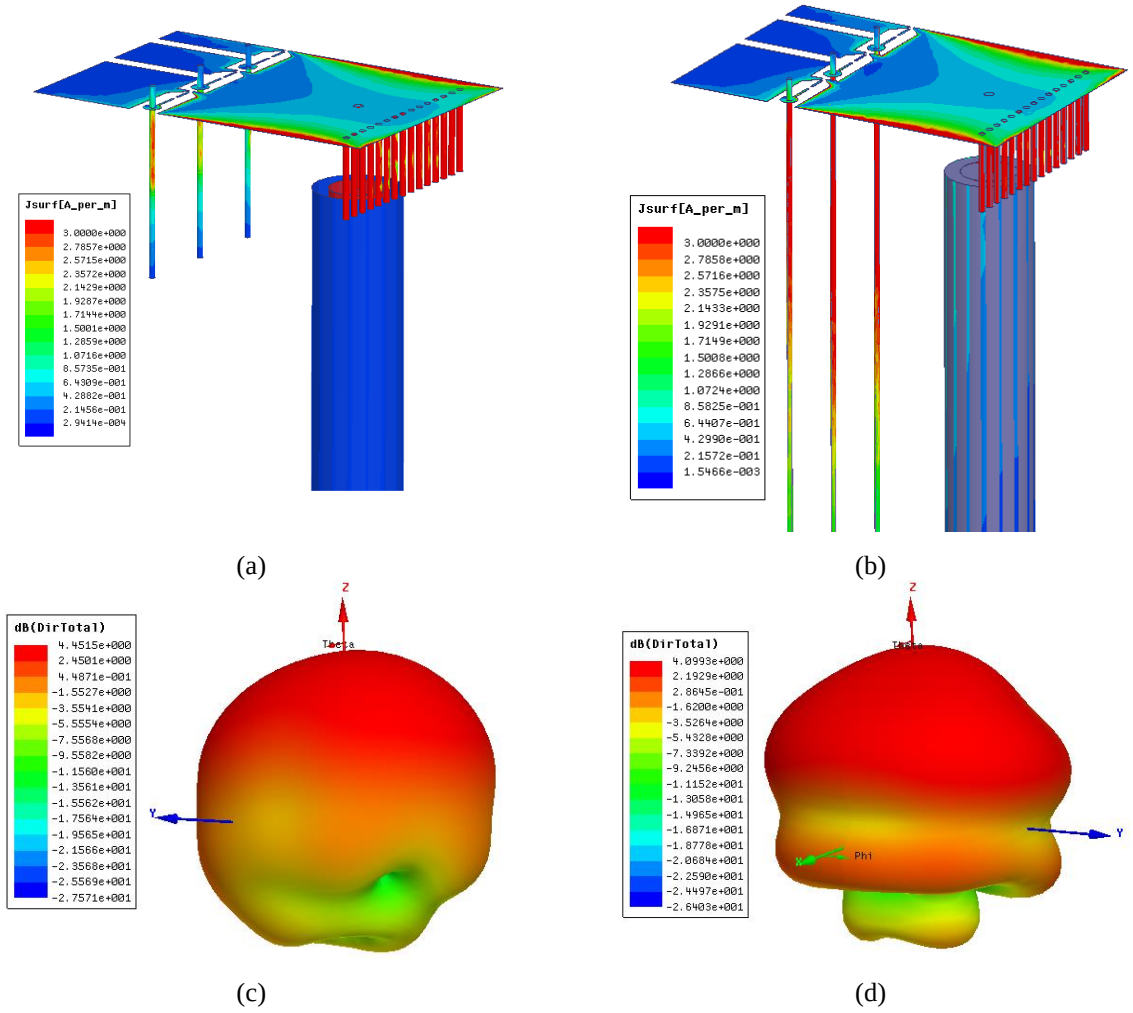


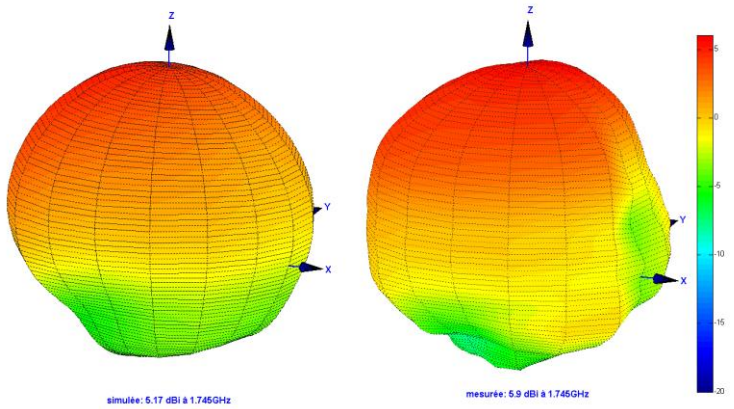
Figure III.22: Répartition du courant surfacique - (a) (20 mm), (b) (150 mm) - Représentation du diagramme de rayonnement 3D (directivité) - (c) (20 mm), (d) (150 mm)

Afin de s'affranchir de ce problème, les connecteurs DC d'actionnement ont été remplacés par des résistances de 80 MΩ afin d'assurer un découplage et une isolation entre fils DC et les éléments rayonnants, nécessaires au bon fonctionnement de l'antenne (figure III.23).

(a) (b)

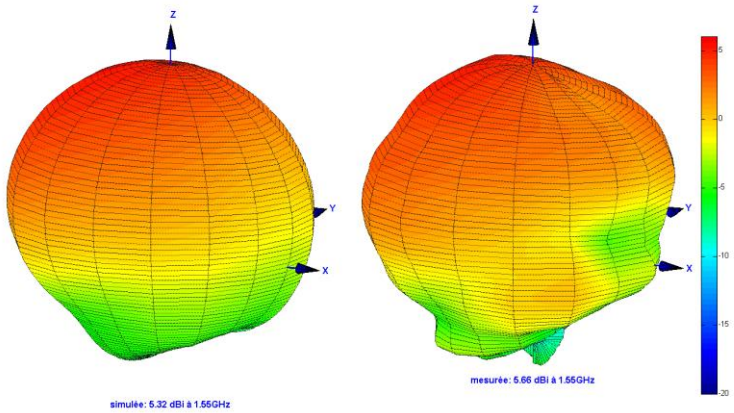
Figure III.23: Structure d'alimentation DC pour l'actionnement des commutateurs MEMS - (a) connecteurs métalliques d'actionnement, (b) résistances d'actionnement de 80 MΩ

Les diagrammes de rayonnement correspondant à 1.745 GHz (état 011) et à 1.55 GHz (état 110) sont présentés respectivement sur les figures III.24 et III.25. Nous pouvons observer une très bonne concordance entre la simulation et la mesure, (annexe 2).



(a) (b)

Figure III.24: Représentation du diagramme de rayonnement 3D (état 011) – (a) simulations, (b) mesures



(a) (b)

Figure III.25: Représentation du diagramme de rayonnement 3D (état 110) avec connecteurs - (a) simulations, (b) mesures

L'environnement expérimental étant maintenant bien maitrisé, nous avons relevé les performances fréquentielles de l'antenne au niveau de l'adaptation et accord et l'efficacité de rayonnement.

Les performances simulées et mesurées de cette dernière antenne sont présentées figure III.26.

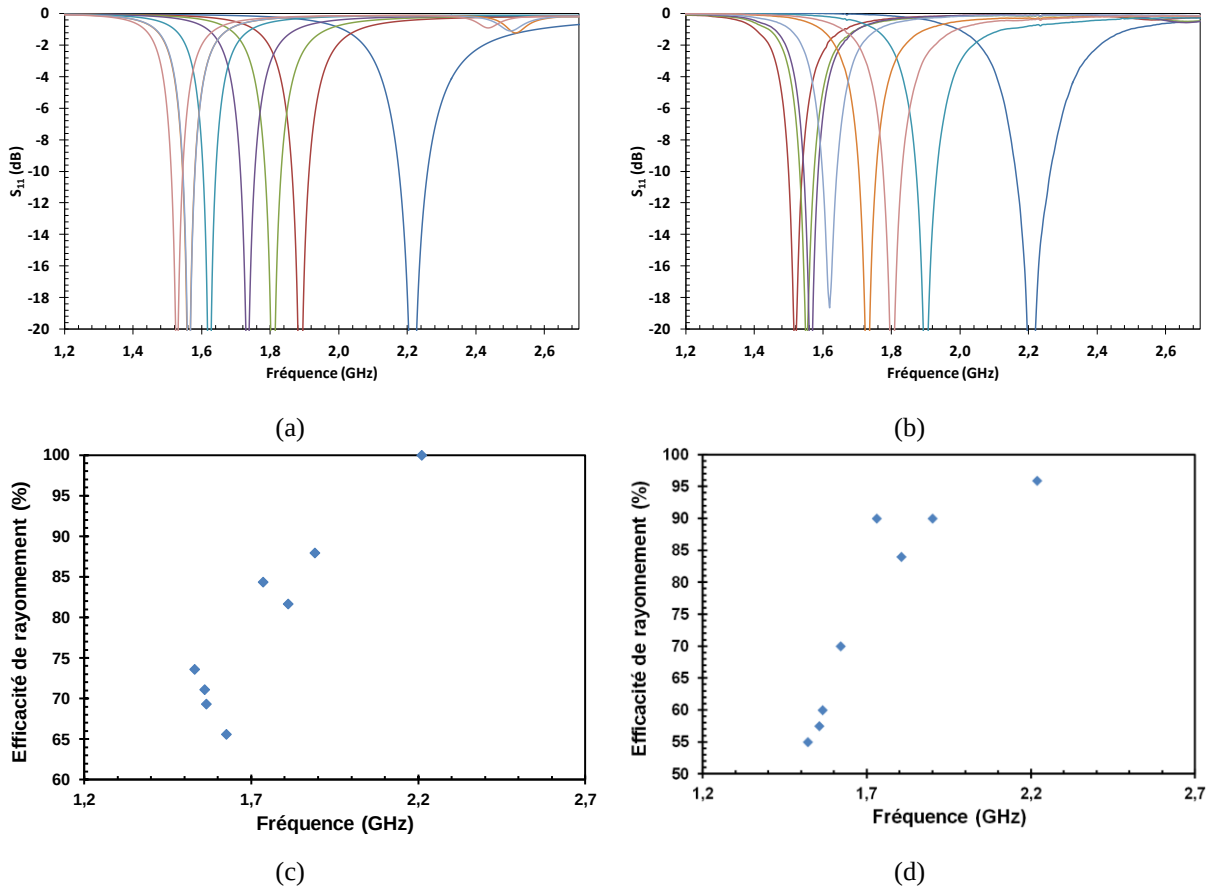


Figure III.26: Deuxième structure de l'antenne reconfigurable - Coefficient de réflexion (a) simulé sans pertes, (b) mesuré - Efficacité totale - (c) simulée sans pertes, (d) mesurée

Les résultats expérimentaux sont en bonne concordance avec les simulations. La fonction d'accordabilité fréquentielle attendue est prouvée. L'accord en fréquence observé pour les 8 états s'étend entre 2.21 GHz et 1.52 GHz avec des coefficients de réflexion inférieurs à - 19 dB et une bande passante à -10 dB de l'ordre de 4.5% à 2.21 GHz qui décroit jusqu'à 2.6% à 1.52 GHz. Ces performances sont résumées dans le tableau III.5. L'efficacité de rayonnement a été mesurée pour les états 000, 010, 011, 110, 111 et les autres points sont interpolés. Nous avons observé une nette amélioration de l'efficacité par rapport à l'ancienne structure avec une variation entre 98% et 53%.

Tableau III.5: Performances de la deuxième structure de l'antenne reconfigurable

	SIMULATIONS (structure sans perte)			MESURES		
Etats	**Fréquence (GHz)**	**Adaptation (dB)**	**Bande (MHz)**	**Fréquence (GHz)**	**Adaptation (dB)**	**Bande (MHz)**
000	2.21	-29	84	2.21	-34.1	100
001	1.89	-29	50	1.9	-24.7	60
010	1.81	-28.4	46	1.805	-24.9	54
011	1.735	-23	42	1.73	-26	50
100	1.625	-27.4	38	1.62	-18.8	44
101	1.565	-24.6	36	1.565	-24.1	44
110	1.56	-25	36	1.555	-20.6	44
111	1.53	-22	34	1.52	-22.3	40
Etats	**Gain réalisé (dB)**	**Directivité (dBi)**	**Efficacité totale %**	**Gain réalisé dans l'axe (dB)**	**Directivité (dBi)**	**Efficacité totale %**
000	5.09	5.09	100	5,9	6	98
001	4.84	5.41	88	5,4*	5.9*	92*
010	4.51	5.40	81.6	5	5.9	85
011	4.59	5.37	84.3	5,9	6	90
100	3.46	5.32	65.6	3.5*	6.2*	75*
101	3.65	5.26	69.3	2.3*	6*	65*
110	3.79	5.29	71	3	5.5	55
111	3.87	5.24	73.6	2,75	5.2	53

* Valeur non mesurée, il s'agit d'une interpolation des autres mesures

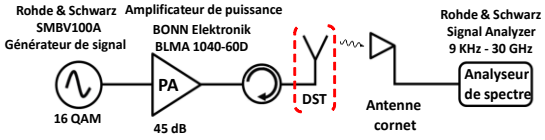
3. Etude de linéarité de l'antenne

En plus des performances d'accord fréquentiel et de rayonnement, la linéarité est un paramètre important des antennes accordables. A l'émission, le signal RF qui arrive au niveau de l'antenne présente des niveaux de puissance importants. Pour assurer la qualité de la transmission, l'antenne doit présenter une très bonne linéarité, car il n'est pas possible de compenser une distorsion des signaux générés par l'antenne.

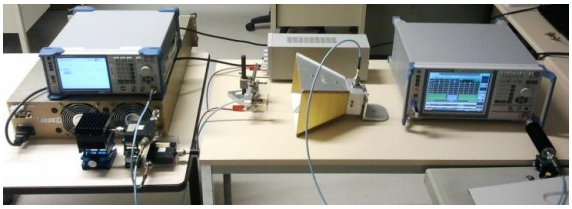
La linéarité des antennes accordables peut être difficile à mesurer, et les mesures sur la phase du coefficient de réflexion peuvent être ardues à mettre en œuvre.

Dans le cas particulier des MEMS ohmiques utilisés dans cette antenne, les commutateurs utilisés ont des capacités série très faibles (~20fF) et une raideur mécanique équivalente très élevée. Ces switch ont ainsi été testés jusqu'à des tensions continues de 140V limitées par le claquage du gap d'air au niveau du contact. Il est probable qu'une déformation du coefficient de réflexion ne se produira qu'à proximité du claquage d'un contact.

Nous avons préféré appliquer la même méthodologie que pour les filtres testés précédemment, et contrôlé la linéarité de l'antenne à l'aide d'un montage en transmission. Le banc de mesures ACPR présenté au chapitre 2 a donc été adapté (figure III.27). Il faut souligner que ce test est représentatif d'une utilisation réelle de l'antenne dans un système de transmission sans fil.



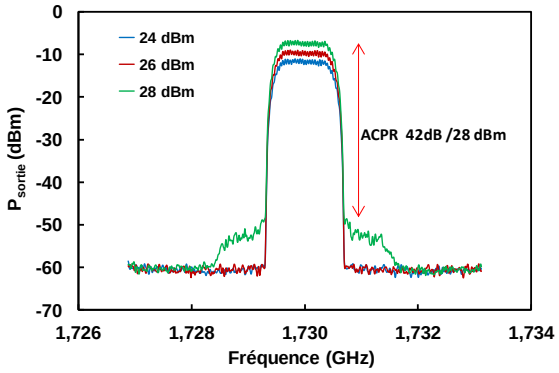
(a)



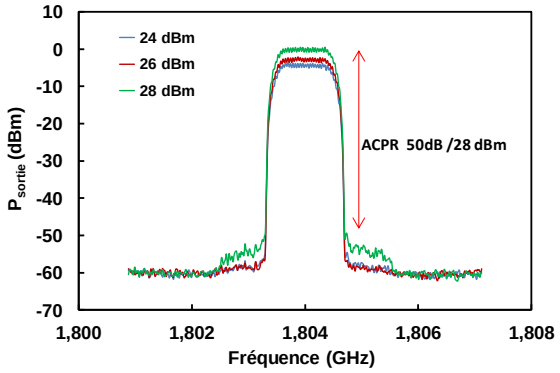
(b)

Figure III.27: Mesure de l'ACPR de l'antenne accordable – Banc de mesures utilisé (a) schéma, (b) Photographie

De la même manière que pour les filtres, on quantifie l'ACPR du dispositif, en mesurant le spectre d'une antenne sur deux configurations centrales (état 010 et état 011) et pour trois niveaux de puissances 24 dBm, 26 dBm et 28 dBm. Les deux états de l'antenne pour un signal modulé 16 QAM avec un niveau de puissance de 28 dBm présentent une bonne linéarité qui se traduit par une dynamique de 42 dB pour l'état 011 et de 50 dB pour l'état 010. Les résultats sont montrés Figure III.28.



(a)



(b)

Figure III.28: Mesure spectrale d'un signal modulé 16 QAM à la sortie de l'antenne accordable - (a) état 001, (b) état 010

L'augmentation de la puissance jusqu'à 28 dBm n'a pas d'impact sur les états 010 et 011 de l'antenne. Au-delà de 28 dBm les switches subissent l'auto-actionnement. Le dispositif est donc linéaire jusqu'à 28 dBm car le signal n'est pas dégradé.

4. Conclusions

Nous avons montré, en réalisant différents prototypes, la possibilité de concevoir des antennes miniatures et accordables en fréquence avec des technologies simples et sans doute, avec des coûts abordables.

Les avantages apportés par la technologie MEMS, utilisée comme élément d'accord, sur les performances de ces antennes miniatures accordables, ont été mis en avant.

Des antennes à 8 états ont été fabriquées pour valider le concept d'accord en fréquence en utilisant la technologie MEMS.

La dernière antenne optimisée et fabriquée présente une plage d'accordabilité importante et une large bande passante. De plus, de très bonnes performances de rayonnement ont été obtenues avec une directivité de 6 dBi et une efficacité comprise entre 53% et 98 %.

Les résultats expérimentaux et simulés ont été présentés pour vérifier les concepts d'accord en fréquence proposés. Des mesures en chambre anéchoïque valident les performances de rayonnement.

La linéarité, paramètre important dans la chaine de transmission, a également été évaluée. Des mesures de l'ACPR pour plusieurs états et différentes puissances d'entrée jusqu'à 28 dBm ont permis de justifier, une fois de plus, le choix de l'élément d'accord.

Conclusion générale

Le travail de recherche présenté dans ce manuscrit de thèse porte sur la conception des dispositifs accordables dans le domaine Radio Fréquences pour répondre aux besoins des systèmes de télécommunications modernes. Plus précisément, nous nous sommes focalisés sur la fonction d'accord en fréquence de plusieurs circuits passifs d'une tête d'émission-réception.

Ce travail a été réparti en deux axes l'un sur les filtres et l'autre sur les antennes accordables en fréquence. Pour chaque type de composant, nous avons mené une étude bibliographique, appliqué une méthode de synthèse, avant de passer à sa conception, puis à sa réalisation et aux mesures.

En premier lieu, une étude bibliographique a présenté les technologies qui peuvent être utilisées pour la conception des dispositifs accordables en fréquence.

Plusieurs types de composants électroniques capables de modifier la fréquence de circuits passifs ont été recensés. Les semi-conducteurs (diodes varactor, diodes PIN, transistors) dominent largement le marché des télécommunications. Cette domination se justifie par des raisons pratiques et économiques. Malgré ces avantages, cette solution souffre de différentes faiblesses telles que les limites en fréquence, en puissance, et la non linéarité qui est un des critères les plus importants pour garantir le fonctionnement optimal d'une chaine de transmission RF. Pour toutes ces raisons, d'autres solutions ont été présentées et parmi elles, la technologie des MEMS RF qui paraît la plus aboutie actuellement. Avec des fréquences de coupure importantes, une bonne linéarité et de faibles pertes, meilleures que les solutions conventionnelles, les composants MEMS ont un fort potentiel pour les communications radiofréquences.

Le premier chapitre est consacré aux filtres à bande passante absolue constante, et aux techniques qui permettent de maintenir une largeur de bande passante constante. Plusieurs tableaux comparatifs nous ont permis d'évaluer les potentialités et les limites de chaque solution. Dans cette même partie, nous avons également présenté les différentes techniques qui permettent d'accorder une antenne planaire, pour préparer l'étude du troisième chapitre.

Ensuite, la synthèse de filtres accordables à bande passante absolue constante a été effectuée dans le deuxième chapitre. Les différents paramètres à contrôler ont pu être déterminés, et des structures planaires répondant à ces critères spécifiques ont pu être modélisées à l'aide de simulateurs électromagnétiques. Un couplage inter-résonateurs mixte magnétique et électrique a été utilisé pour contrôler son évolution en fonction de la fréquence. En intégrant des filtres passe bas, au niveau des accès du filtre, il a été aussi possible de maîtriser les coefficients de couplage d'entrée-sortie.

Deux réalisations ont permis de valider cette approche. La première utilise des commutateurs ohmiques MEMS. Dans ce cas, le filtre présente une large plage d'accord de 40% autour de 800 MHz avec une bande passante constante de 35 MHz et de faibles pertes d'insertion inférieures à 2.2 dB.

Une autre technologie d'accord a été étudiée dans ce premier chapitre. Elle est basée sur l'utilisation d'une capacité variable semi-conductrice par pas, dite 'DTC', commercialisée par la société Peregrine. Cette technologie pourrait apporter une solution pour l'automatisation de la configuration des filtres. Le filtre ainsi réalisé, présente une plage d'accord de 40% avec une bande passante constante de 75 MHz, mais le faible facteur de qualité de ces résonateurs entraine des pertes importantes de 3- 4.5 dB.

Les deux filtres présentent de bonnes performances avec une excellente linéarité jusqu'à une puissance d'entrée de 27 dBm. Ces différents résultats valident notre choix de technologie et de topologie. On peut envisager de transposer cette solution à des fréquences plus élevées. Des simulations ont également été effectuées sur un filtre utilisant des MEMS RF en intégrant un commutateur 1 voie vers 4 pour éliminer les fils DC soudés sur la carte et les remplacer par une seule entrée DC (photo annexe 1). La possibilité d'augmenter le nombre de pôles reste une idée potentielle à développer lors de prochains travaux.

Le deuxième axe de cette thèse a abordé les antennes reconfigurables en fréquence et les différents types d'antenne filaires ou planaires dédiées aux applications mobiles. Une étude de la littérature nous a permis de déterminer les potentialités et les limites de chaque type d'antenne. Les antennes patch quart d'ondes, qui présentent de bonnes performances et des intérêts au niveau intégration, compacité et robustesse, ont été retenues.

L'accord fréquentiel sera réalisé également à l'aide de switch MEMS et sera basé sur la modification de la longueur électrique effective de la structure rayonnante.

Dans ce troisième chapitre, deux circuits ont été proposés. En premier lieu, une antenne accordable en fréquence utilisant un patch rayonnant principal et trois patchs secondaires. Des commutateurs ohmiques MEMS ont été employés pour assurer la connexion entre eux et obtenir ainsi 8 états différents. Le test de ce circuit conçu et fabriqué sur un substrat de Duroid 5880, d'épaisseur 1.5mm a permis de valider l'accord en fréquence (1 GHz - 1.5GHz) mais les performance de rayonnement ne sont pas satisfaisantes (S_{11}>7.5 dB, efficacité 5-25%, gain -7.7dB).

Une optimisation a été effectuée, en augmentant l'épaisseur du substrat pour avoir des bandes passantes plus importantes avec une amélioration des performances de rayonnement.

Ces améliorations ont été validées sur une deuxième structure qui fonctionne à des fréquences plus hautes. L'élimination de la fente a contribué à l'amélioration des performances de l'antenne mais avec une fréquence de travail plus élevée.

Cette antenne présente une bande passante de 4.5% à 2.2 GHz avec une très bonne efficacité qui atteint 98% à cette même fréquence avec des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/4.5$ x $\lambda_0/6.5$ x $\lambda_0/20.5$ à 2.2 GHz. Cependant, les dimensions du plan de masse restent trop importantes et il serait nécessaire de les diminuer dans les prochains travaux.

Dans un avenir proche, il serait également intéressant de réaliser des prototypes de composants RF accordables à l'aide de capacités MEMS RF accordables par pas, DTC, qui sont en cours de développement au laboratoire.

Bibliographie

[1] N. Takemura, « Tunable Inverted-L Antenna With Split-Ring Resonator Structure for Mobile Phones », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, n° 4, p. 1891‑1897, avr. 2013.

[2] L. Huitema, M. Koubeissi, M. Mouhamadou, E. Arnaud, C. Decroze, et T. Monediere, « Compact and Multiband Dielectric Resonator Antenna With Pattern Diversity for Multistandard Mobile Handheld Devices », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, n° 11, p. 4201‑4208, nov. 2011.

[3] H. K. Ryu, J. M. Woo, et S. Lim, « Miniaturization of a folded, inverted-F antenna for container RFID tag applications », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09*, 2009, p. 1‑4.

[4] S. I. Hussain Shah, S. Bashir, et A. Altaf, « Miniaturization of microstrip patch antenna by using various shaped slots for wireless communication systems », in *2014 XIXth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, 2014, p. 92‑95.

[5] N. Neveu, Y.-K. Hong, J. Lee, J. Park, G. Abo, W. Lee, et D. Gillespie, « Miniature Hexaferrite Axial-Mode Helical Antenna for Unmanned Aerial Vehicle Applications », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, n° 7, p. 4265‑4268, juill. 2013.

[6] F.-X. Liu, T. Kaufmann, Z. Xu, et C. Fumeaux, « Wearable Applications of Quarter-Wave Patch and Half-Mode Cavity Antennas », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, p. 1478‑1481, 2015.

[7] A. Morris, « Integrated tuning technology for antennas and radio front ends », présenté à Adaptable and Tunable Antenna Technology for Handsets and Mobile Computing Products, 2009 IET Seminar on, 2009, p. 1‑34.

[8] S. Liu, J. Hu, Y. Zhang, Y. Zhou, D. Lei, L. Li, W. Zhao, et R. Xu, « WR-1.0 band waveguide band-pass filter based on micromachining technique », in *IEEE International Conference on Communication Problem-Solving (ICCP)*, 2014, p. 53‑55.

[9] S. Sirci, J. D. Martinez, et V. E. Boria, « Low-loss 3-bit tunable SIW filter with PIN diodes and integrated bias network », in *European Microwave Conference (EuMC)*, 2013, p. 1211‑1214.

[10] H. Hirano, T. Samoto, T. Kimura, M. Inaba, K.-Y. Hashimoto, T. Matsumura, K. Hikichi, M. Kadota, M. Esashi, et S. Tanaka, « Bandwidth-tunable SAW filter based on wafer-level transfer-integration of BaSrTiO3 film for wireless LAN system using TV white space », in *Ultrasonics Symposium (IUS), IEEE International*, 2014, p. 803‑806.

[11] J. Meltaus et T. Pensala, « Laterally coupled BAW filter using two acoustic modes », in *Ultrasonics Symposium (IUS), IEEE International*, 2013, p. 232‑235.

[12] M. Le Coq, E. Rius, J.-F. Favennec, C. Quendo, B. Potelon, L. Estagerie, P. Moroni, B. Bonnet, et A. El Mostrah, « Miniaturized C-Band SIW Filters Using High-Permittivity Ceramic Substrates », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 5, n° 5, p. 620‑626, mai 2015.

[13] V. Sekar, M. Armendariz, et K. Entesari, « A 1.2-1.6-GHz Substrate-Integrated-Waveguide RF MEMS Tunable Filter », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, n° 4, p. 866‑876, avr. 2011.

[14] Y.-S. Lin, F. Ma, et C. Lee, « A 3-D movable THz filter using surface micromachining process », in *International Conference on Optical MEMS and Nanophotonics (OMN)*, 2013, p. 169‑170.

[15] Z. Zhang, Y. Lu, W. Pang, D. Zhang, et H. Zhang, « A high performance C-band FBAR filter », in *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, 2013, p. 923‑926.

[16] S. Setoodeh, R. R. Mansour, et D. Gupta, « Multi-layer low temperature superconducting K-band filter and diplexer design », in *Microwave Symposium Digest (IMS), IEEE MTT-S International*, 2013, p. 1‑4.

[17] S. S. Attar, P. Laforge, et R. R. Mansour, « A novel micro-fabrication process for integration of Superconductor niobium-based RF circuits with gold-based RF MEMS devices », in *44th European Microwave Conference (EuMC)*, 2014, p. 203‑206.

[18] M. Jianbo, S. Tianhao, et Y. Mingwu, « Study on New Poling Technology of the Piezoelectric Ceramic Filter », in *Third International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control (IMCCC)*, 2013, p. 1257‑1260.

[19] A. Reinhardt, E. Defay, F. Perruchot, et C. Billard, « Tunable composite piezoelectric resonators: A possible " Holy Grail " of RF filters ? », in *International Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S*, 2012, p. 1‑3.

[20] K. Y. Chan, R. Ramer, et Y. J. Guo, « Switchable waveguide iris filter using planar dipoles », in *Microwave Symposium Digest (IMS), IEEE MTT-S International*, 2013, p. 1‑4.

[21] Y. Deng et K. Wu, « Reconfigurable and tunable filters with flexible frequency and bandwidth response characteristics for wireless handsets and mobile terminals », in *Wireless Symposium (IWS), IEEE International*, 2013, p. 1‑4.

[22] S. Fouladi, F. Huang, W. D. Yan, et R. R. Mansour, « High-Q Narrowband Tunable Combline Bandpass Filters Using MEMS Capacitor Banks and Piezomotors », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, n° 1, p. 393‑402, janv. 2013.

[23] H. Kayano, T. Kawaguchi, N. Shiokawa, K. Nakayama, et M. Yamazaki, « Ultra-narrow band tunable superconducting filter with constant bandwidth and same transmission zero points », in *Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S International*, 2012, p. 1‑3.

[24] A. E. Prasetiadi, O. H. Karabey, C. Weickhmann, T. Franke, W. Hu, M. Jost, M. Nickel, et R. Jakoby, « Continuously tunable substrate integrated waveguide bandpass filter in liquid crystal technology with magnetic biasing », *Electron. Lett.*, vol. 51, n° 20, p. 1584‑1585, 2015.

[25] X. Yang, Y. Gao, J. Wu, S. Beguhn, T. Nan, Z. Zhou, M. Liu, et N. X. Sun, « Dual H- and E-Field Tunable Multiferroic Bandpass Filter at -Band Using Partially Magnetized Spinel Ferrites », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, n° 11, p. 5485‑5488, nov. 2013.

[26] I. Carrasquillo-Rivera, Z. Popovic, et R. A. R. Solis, « Tunable slot antenna using varactors and photodiodes », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2003, vol. 4, p. 532‑535.

[27] M. Houssini, A. Pothie, A. Crunteanu, et P. Blondy, « A 2-pole digitally tunable filter using local one bit varactors », in *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, 2008, p. 37‑40.

[28] A. Pothier, J.-C. Orlianges, G. Zheng, C. Champeaux, A. Catherinot, D. Cros, P. Blondy, et J. Papapolymerou, « Low-loss 2-bit tunable bandpass filters using MEMS DC contact switches », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 1, p. 354‑360, janv. 2005.

[29] P. Blondy, C. Palego, M. Houssini, A. Pothie, et A. Crunteanu, « RF-MEMS Reconfigurable Filters on Low Loss Substrates for Flexible Front Ends », in *Asia-Pacific Microwave Conference, APMC.*, 2007, p. 1‑3.

[30] X. Yang, J. Wu, S. Beguhn, Z. Y. Zhou, J. Lou, et N. X. Sun, « Novel C-band tunable bandpass filter with low bias magnetic fields using partially magnetized ferrites », in *International Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S*, 2012, p. 1‑3.

[31] X. Yang, J. Wu, J. Lou, X. Xing, D. E. Oate, G. F. Dionne, et N. X. Sun, « Compact tunable bandpass filter on YIG substrate », *Electron. Lett.*, vol. 48, n° 17, p. 1070‑1071, août 2012.

[32] G. Nicolini, C. Guines, D. Passerieux, P. Blondy, G. Neveu, M. P. Dussauby, W. Rebernak, et M. Giraudo, « Constant absolute bandwidth UHF tunable filter using RF MEMS », in *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2012, p. 687‑690.

[33] C. H. Ko, K. M. J. Ho, R. Gaddi, et G. M. Rebeiz, « A 1.5 -2.4 GHz tunable 4-pole filter using commercial high-reliability 5-bit RF MEMS capacitors », in *International Microwave Symposium Digest (IMS), IEEE MTT-S*, 2013, p. 1‑4.

[34] *Mmic*. Ed. Techniques Ingénieur.

[35] Y.-C. Chiou et G. M. Rebeiz, « Tunable 1.55 - 2.1 GHz 4-Pole Elliptic Bandpass Filter With Bandwidth Control and Rejection for Wireless Systems », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, n° 1, p. 117‑124, janv. 2013.

[36] S.-J. Park et G. M. Rebeiz, « Low-Loss Two-Pole Tunable Filters With Three Different Predefined Bandwidth Characteristics », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, n° 5, p. 1137‑1148, mai 2008.

[37] D. R. Jachowski et A. C. Guyette, « Sub-octave-tunable microstrip notch filter », in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC*, 2009, p. 99‑102.

[38] A. Eriksson, A. Deleniv, S. Gevorgian, B. Lumetzberger, et N. Billstrom, « GaAs varactor tuned filter for low power applications », in *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, 2005, p. 2211‑2214.

[39] V. Freitas, « Etude et réalisation de réseaux d'adaptation d'impédances accordables linéaires et non linéaires, sur PCB et silicium CMOS, pour des applications en radiofréquences », phd thesis, Université de Grenoble, 2012.

[40] D. Wang, R. Wolf, A. Joseph, A. Botula, P. Rabbeni, M. Boenke, D. Harame, et J. Dunn, « High performance SOI RF switches for wireless applications », in *2010 10th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT)*, 2010, p. 611‑614.

[41] C. Tinella, J. M. Fournier, D. Belot, et V. Knopik, « A high-performance CMOS-SOI antenna switch for the 2.5-5-GHz band », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, n° 7, p. 1279‑1283, Juillet 2003.

[42] T. Yang et G. M. Rebeiz, « Three-Pole 1.3-2.4 GHz Diplexer and 1.1-2.45 GHz Dual-Band Filter With Common Resonator Topology and Flexible Tuning Capabilities », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, n° 10, p. 3613‑3624, oct. 2013.

[43] C.-T. Tseng, C.-W. Tang, S.-C. Chang, et Y.-C. Lin, « Design of a tunable bandpass filter with the assistance of modified parallel-coupled lines », in *Microwave Symposium Digest (IMS), IEEE MTT-S International*, 2013, p. 1‑3.

[44] Y. H. Cho et G. M. Rebeiz, « Two- and Four-Pole Tunable 0.7 - 1.1-GHz Bandpass-to-Bandstop Filters With Bandwidth Control », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, n° 3, p. 457‑463, mars 2014.

[45] H. M. Lee et G. M. Rebeiz, « A 640 - 1030 MHz four-pole tunable filter with improved stopband rejection and controllable bandwidth and transmission zeros », in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, p. 1‑3.

[46] « Product Detail: MA46H202-1056 ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.macom.com/products/product-detail/MA46H202-1056.

[47] « SKYWORKS: Products: SMV1235 Series ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.skyworksinc.com/Product/534/SMV1235_Series.

[48] Data sheet de 200058V - SMV123x_Series_200058V disponible sur http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/.

[49] « Lessons In Electric Circuits -- Volume III (Semiconductors) - Chapter 3 ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.ibiblio.org/kuphaldt/electricCircuits/Semi/SEMI_3.html.

[50] C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, et A. Valdovinos, « Figures of merit and performance measurements for RF and microwave tunable matching networks », in *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2011, p. p 402‑405.

[51] F. Casado, A. Arriola, J. Parron, E. Arruti, I. Ortego, et J. I. Sancho, « Reconfigurable Matching Network for 2.45 GHz printed IFA on metallic environments », in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), Loughborough*, 2012, p. 1‑4.

[52] Y. Li, Z. Zhang, W. Chen, Z. Feng, et M. F. Iskander, « A Switchable Matching Circuit for Compact Wideband Antenna Designs », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, n° 11, p. 3450‑3457, nov. 2010.

[53] N. Ramli, M. T. Ali, M. N. M. Tan, et A. L. Yusof, « A Frequency Reconfigurable Stacked Patch Microstrip Antenna (FRSPMA) using PIN diode switch », in *10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 2013, p. 1‑5.

[54] J.-H. Lim, Z.-J. Jin, et T.-Y. Yun, « A frequency reconfigurable PIFA using a PIN diode for mobile-WiMAX applications », in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Intelligent Radio for Future Personal Terminals (IMWS-IRFPT)*, 2011, p. 1‑2.

[55] K.-H. Chen, J.-R. Chen, S.-J. Wu, et J.-H. Tarng, « A multi-eared antenna with frequency and polarization reconfigurability », in *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, 2011, p. 1314‑1317.

[56] B. A. Arand et M. Amrollahzadeh, « An S band low cost 6-bit PIN diode phase shifter », in *2014 7th International Symposium on Telecommunications (IST)*, 2014, p. 180‑184.

[57] J. G. Yang et K. Yang, « Ka-Band 5-Bit MMIC Phase Shifter Using InGaAs PIN Switching Diodes », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, n° 3, p. 151‑153, mars 2011.

[58] P. Srinivasa, A. K. Singh, A. Sharma, et S. K. Koul, « Design of a novel S band dual mode low loss high power PIN diode phase shifter with planar folded dipole configuration », in *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS)*, 2011, p. 1‑4.

[59] D. Hou, W. Hong, et K. Wu, « A 2.4 GHz and 5.8 GHz tunable low-noise amplifier using PIN diode », in *China-Japan Joint Microwave Conference Proceedings (CJMW)*, 2011, p. 1‑3.

[60] J.-C. Park, J.-G. Yook, Y.-D. Kim, et C. H. Lee, « Dual-band switching Doherty power amplifier using phase shifter composed of PIN diode », in *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2011, p. 300‑303.

[61] E. J. Naglich, D. Peroulis, et W. J. Chappell, « Wide spurious free range positive-to-negative inter-resonator coupling structure for reconfigurable filters », in *Microwave Symposium Digest (IMS), IEEE MTT-S International*, 2013, p. 1‑4.

[62] X. Song, B. Wei, B. Cao, X. Guo, et X. Zhang, « UHF band switchable superconducting filter with pin diode switches », *Electron. Lett.*, vol. 50, n° 10, p. 775‑777, mai 2014.

[63] B. Bukvic, D. Budimir, et N. Neskovic, « Reconfigurable matching networks for wireless transmitters », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, p. 796‑797.

[64] B. Kim, B. Pan, S. Nikolaou, Y.-S. Kim, J. Papapolymerou, et M. M. Tentzeris, « A Novel Single-Feed Circular Microstrip Antenna With Reconfigurable Polarization Capability », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 3, p. 630‑638, mars 2008.

[65] B. Rohrdantz, V. Schmidt, et A. F. Jacob, « Microstrip ring resonator based frequency reconfigurable band-pass filters at K-band », in *20th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communication (MIKON)*, 2014, p. 1‑4.

[66] C.-K. Chio, S.-W. Ting, et K.-W. Tam, « Novel reconfigurable multiple-band quasi-elliptic bandpass filter using defected ground structure », in *International Microwave Symposium Digest (IMS), IEEE MTT-S*, 2013, p. 1‑4.

[67] J.-H. Lee, J.-W. Choi, X.-G. Wang, et S.-W. Yun, « Design of tunable bandpass filter using PIN diode with constant absolute bandwidth », in *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, 2013, p. 191‑193.

[68] P. Scheele, F. Goelden, A. Giere, S. Mueller, et R. Jakoby, « Continuously tunable impedance matching network using ferroelectric varactors », in *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, 2005, p. 603‑606.

[69] J.-S. Fu, X. A. Zhu, J. D. Phillips, et A. Mortazawi, « A ferroelectric-based impedance tuner for adaptive matching applications », in *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, 2008, p. 955‑958.

[70] M. Nikfalazar, M. Sazegar, A. Friederich, C. Kohler, Y. Zheng, A. Wiens, J. R. Binder, et R. Jakoby, « Inkjet printed BST thick-films for x-band phase shifter and phased array applications », in *International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2013, p. 121‑124.

[71] M. Nikfalazar, M. Sazegar, Y. Zheng, A. Wiens, R. Jakoby, A. Friederich, C. Kohler, et J. R. Binder, « Compact tunable phase shifter based on inkjet printed BST thick-films for phased-array application », in *European Microwave Conference (EuMC)*, 2013, p. 432‑435.

[72] M. Sazegar, Y. Zheng, H. Maune, X. Zhou, C. Damm, et R. Jakoby, « Compact left handed coplanar strip line phase shifter on screen printed BST », in *Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S International*, 2011, p. 1‑4.

[73] Y. Zheng, M. Sazegar, H. Maune, X. Zhou, J. R. Binder, et R. Jakoby, « Compact Substrate Integrated Waveguide Tunable Filter Based on Ferroelectric Ceramics », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, n° 9, p. 477‑479, sept. 2011.

[74] H. jiang, B. Lacroix, K. Choi, Y. Wang, A. T. Hunt, et J. Papapolymerou, « - and -Band Tunable Bandpass Filters Using Ferroelectric Capacitors », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, n° 12, p. 3068‑3075, déc. 2011.

[75] H. Su, P. M. Suherman, T. J. Jackson, F. Huang, et M. J. Lancaster, « Novel Tunable Bandpass Filter Realized Using Barium-Strontium-Titanate Thin Films », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, n° 11, p. 2468‑2473, nov. 2008.

[76] B. Acikel, T. R. Taylor, P. J. Hansen, J. S. Speck, et R. A. York, « A new high performance phase shifter using Ba/sub x/Sr/sub 1-x/TiO3 thin films », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 12, n° 7, p. 237‑239, juill. 2002.

[77] R. York, A. Nagra, E. Erker, T. Taylor, P. Periaswamy, J. Speck, S. Streiffer, et O. Auciello, « Microwave integrated circuits using thin-film BST », in *Proceedings of the 2000 12th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics, 2000. ISAF 2000*, 2000, vol. 1, p. 195‑200 vol. 1.

[78] R. De Paolis, F. Coccetti, S. Payan, A. Rousseau, M. Maglione, et G. Guegan, « Microwave characterization of ferroelectric thin films for novel compact tunable BST filters », in *European Microwave Conference (EuMC)*, 2013, p. 1431‑1434.

[79] I. Vendik, V. Pleskachev, E. Zameshaeva, P. Turalchuk, D. Kholodnyak, I. Kolmakova, S. Zubko, I. Munina, V. Turgaliev, M. Sitnikova, M. Odit, X. Wang, N. Li, L. Sun, et Y. He, « Tunable high-temperature superconductor filter using ferroelectric capacitors », in *European Microwave Conference (EuMC)*, 2013, p. 672‑675.

[80] « 2SMES-01_RFMEMSSwitch_Whitepaper.pdf ». .

[81] H. S. Newman, J. L. Ebel, D. Judy, et J. Maciel, « Lifetime Measurements on a High-Reliability RF-MEMS Contact Switch », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, n° 2, p. 100‑102, févr. 2008.

[82] P. Blondy, A. Pothier, R. Stefanini, J. Gauvin, D. Passerieux, O. Vendier, et F. Courtade, « Development of an all-metal large contact force reliable RF-MEMS relay for space applications », in *42nd European Microwave Conference (EuMC)*, 2012, p. 184‑185.

[83] R. Stefanini, C. Guines, F. Barriere, E. Lemoine, et P. Blondy, « High power handling low-voltage RF MEMS switched capacitors », in *7th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2012, p. 449‑452.

[84] H. Yang, H. Zareie, et G. M. Rebeiz, « A High Power Stress-Gradient Resilient RF MEMS Capacitive Switch », *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 24, n° 3, p. 599‑607, juin 2015.

[85] M. Fall, S. Fouladi, F. Domingue, C. Dieppedale, B. Reig, et R. R. Mansour, « High capacitance ratio RF MEMS dielectric-less switched capacitor », in *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2013, p. 356‑359.

[86] A. Pothier, « Conception, réalisation et test de micro-commutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables », phd thesis, Université de Limoges, 2003.

[87] I. Reines, S.-J. Park, et G. M. Rebeiz, « Compact Low-Loss Tunable -Band Bandstop Filter With Miniature RF-MEMS Switches », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, n° 7, p. 1887‑1895, juill. 2010.

[88] Y.-J. Chen, W.-P. Shih, C.-K. Kao, et P.-Z. Chang, « Design and Fabrication of a Tunable Superconductive Resonator Utilizing Micromachined Tunable Capacitor », *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 19, n° 1, p. 129‑136, févr. 2010.

[89] « Cavendish Kinetics: Products ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.cavendish-kinetics.com/index.php/products/.

[90] « WiSpry - Products - Tunable Digital Capacitors and LTE Antenna Tuning Solutions ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.wispry.com/products-capacitors.php.

[91] « epamo_slides_RFMST_workshop_2012_v4.pdf ». .

[92] G. M. Rebeiz, K. Entesari, I. Reines, S.-J. Park, M. A. El-Tanani, A. Grichener, et A. R. Brown, « Tuning in to RF MEMS », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 10, n° 6, p. 55‑72, oct. 2009.

[93] « The State of RF/microwave Switches - StateofRFSwitchwDiags_Nov2010.pdf ». .

[94] M.-S. Chung, I.-S. Kim, et S.-W. Yun, « Varactor-tuned hairpin bandpass filter with enhanced stopband performance », in *Asia-Pacific Microwave Conference, APMC.*, 2006, p. 645‑648.

[95] G. L. Matthaei, « Narrow-band, fixed-tuned, and tunable bandpass filters with zig-zag hairpin-comb resonators », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, n° 4, p. 1214‑1219, avr. 2003.

[96] K. Y. Chan, S. Fouladi, R. Ramer, et R. R. Mansour, « RF MEMS Switchable Interdigital Bandpass Filter », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, n° 1, p. 44‑46, janv. 2012.

[97] Y. Deng et K. Wu, « Compact bandpass filter with tunable center frequency and reconfigurable bandwidth », in *European Microwave Conference (EuMC)*, 2013, p. 1027‑1030.

[98] M. A. El-Tanani et G. M. Rebeiz, « High-Performance 1.5 - 2.5-GHz RF-MEMS Tunable Filters for Wireless Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, n° 6, p. 1629‑1637, juin 2010.

[99] R. Stefanini, M. Chatras, et P. Blondy, « Compact 2-pole and 4-Pole 1.5-0.9 GHz constant absolute bandwidth tunable filters », in *Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S International*, 2012, p. 1‑3.

[100] P. Blondy, A. Crunteanu, A. Pothier, G. Neveu, M. P. Dussauby, W. Rebernak, E. Gatard, et T. Gasseling, « Applications of micro and nano technologies to reconfigurable microwave components », in *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, 2011, p. 57‑59.

[101] Q. Xiang, Q. Feng, X. Huang, et D. Jia, « Electrical Tunable Microstrip LC Bandpass Filters With Constant Bandwidth », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, n° 3, p. 1124‑1130, mars 2013.

[102] N. Zahirovic, S. Fouladi, R. R. Mansour, et M. Yu, « Tunable suspended substrate stripline filters with constant bandwidth », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, p. 1‑4.

[103] H.-K. Kim, J.-H. Lee, et S. W. Yun, « Design of digitally tunable bandpass filter for spectrum sensing application in the TVWS », in *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2014, p. 938‑940.

[104] M. A. El-Tanani et G. M. Rebeiz, « Corrugated Microstrip Coupled Lines for Constant Absolute Bandwidth Tunable Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, n° 4, p. 956‑963, avr. 2010.

[105] X.-G. Wang, Y.-H. Cho, et S.-W. Yun, « A Tunable Combline Bandpass Filter Loaded With Series Resonator », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, n° 6, p. 1569‑1576, juin 2012.

[106] K. F. Warnick, E. Levine, et H. Matzner, « Ieee publishes a revision of the standard for definitions of terms for antennas: educational kit for antennas and radiation [education column] », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 56, n° 3, p. 208‑214, juin 2014.

[107] « IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas », *IEEE Std 145-2013 Revis. IEEE Std 145-1993*, p. 1‑50, mars 2014.

[108] C. H. Chan, S. H. Yeung, W. S. Chan, et K. F. Man, « UWB sickle-shape patch dipolar antenna with stable radiation pattern », in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, p. 1993‑1996.

[109] F. J. Herraiz-Martinez, V. Gonzalez-Posadas, L. E. Garcia-Munoz, et D. Segovia-Vargas, « Multifrequency and Dual-Mode Patch Antennas Partially Filled With Left-Handed Structures », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 8, p. 2527‑2539, août 2008.

[110] N. M. Faudzi, M. T. Ali, I. Ismail, N. Ya'acob, H. Jumaat, et N. H. M. Sukaimi, « UHF-RFID tag antenna with miniaturization techniques », in *2013 10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 2013, p. 1‑5.

[111] C.-P. Lai, S.-C. Chiu, et S.-Y. Chen, « Miniaturization of CPW-Fed Slot Antennas Using Reactive Terminations and Truncated Bilateral Ground Plane », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, p. 1072‑1075, 2012.

[112] H. M. Elkamchouchi et M. N. Abd El-Salam, « Square loop antenna miniaturization using fractal geometry », in *Radio Science Conference, 2003. NRSC 2003. Proceedings of the Twentieth National*, 2003, p. B4‑1‑8.

[113] A. Takacs, H. Aubert, D. Belot, et H. Diez, « Miniaturisation of quadrifilar helical antenna: impact on efficiency and phase centre position », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7, n° 3, p. 202‑207, févr. 2013.

[114] M. T. Hossain Khan, W. Sharmin, A. K. Kundu, M. O. Goni, et K. A. Barket, « Design and performance analysis of a Parabolic-Inverted Helix antenna and link budget optimization », in *2014 17th International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT)*, 2014, p. 467‑471.

[115] A. Verma, D. Punetha, et D. Pant, « A Novel Quad Band Compact Meandered PIFA Antenna for GPS, UMTS, WiMAX, HiperLAN/2 Applications », in *2015 Second International Conference on Advances in Computing and Communication Engineering (ICACCE)*, 2015, p. 404‑408.

[116] C. Delaveaud et S. Sufyar, « A miniaturization technique of a compact omnidirectional antenna », in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009*, 2009, p. 384‑388.

[117] M. K. T. Al-Nuaimi et W. G. Whittow, « On the miniaturization of microstrip line-fed slot antenna using various slots », in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2011 Loughborough*, 2011, p. 1‑5.

[118] A. Abbosh et M. Bialkowski, « Miniaturization of ultra wideband planar antenna using pairs of slots in the radiator and the ground plane », in *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, 2008, p. 1‑4.

[119] H. Orazi et H. Soleimani, « Miniaturisation of the triangular patch antenna by the novel dual-reverse-arrow fractal », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 9, n° 7, p. 627‑633, 2015.

[120] A. A. Savochkin et A. A. Nudga, « The antenna for standards of IEEE 802.11 A/B/G/N », in *2013 IX International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, 2013, p. 402‑404.

[121] L. Huitema, M. Koubeissi, C. Decroze, et T. Monediere, « Ultrawideband Dielectric Resonator Antenna for DVB-H and GSM Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, p. 1021‑1027, 2009.

[122] L. Huitema, « Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles », Thèse de doctorat, Université de Limoges. Faculté des sciences et techniques, France, 2011.

[123] J. A. Zammit et A. Muscat, « A small tunable antenna using multiple shorting posts and varactor diodes », in *3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, 2008. ISCCSP 2008*, 2008, p. 83‑86.

[124] M. U. Khan, M. S. Sharawi, et R. Mittra, « Microstrip patch antenna miniaturisation techniques: a review », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 9, n° 9, p. 913‑922, 2015.

[125] D. Rodrigo et L. Jofre, « Frequency and Radiation Pattern Reconfigurability of a Multi-Size Pixel Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 5, p. 2219‑2225, mai 2012.

[126] L. Matekovits, D. N. P. Thalakotuna, M. Heimlich, et K. P. Esselle, « Investigation on FET switch integration techniques for a tunable microwave periodic structure », in *2012 IEEE International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2012, p. 44‑47.

[127] D. Zhao, Y. Han, L. Lan, F. Liang, Q. Zhang, et B.-Z. Wang, « Optically controlled microstrip patch antenna with reconfigurable null beams », in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, p. 1260‑1261.

[128] E. R. Kusumawati, Y. H. Pramono, et A. Rubiyanto, « Design and fabrication of tunable microstrip antenna using photodiode as optical switching controlled by Infrared », in *2013 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (COMNETSAT)*, 2013, p. 55‑58.

[129] Y. Koga, T. Yamagajo, et M. Shimizu, « Frequency tunable antenna design technique with MEMS switches for mobile phone », in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific*, 2011, p. 441‑444.

[130] Y. Jang, J. Choi, et S. Lim, « Frequency tunable zeroth-order resonant antenna by using RF MEMS on slotted ground plane », in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*, 2010, p. 2075‑2078.

[131] S. Zhu, D. G. Holtby, K. L. Ford, A. Tennant, et R. J. Langley, « Compact Low Frequency Varactor Loaded Tunable SRR Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, n° 4, p. 2301‑2304, avr. 2013.

[132] V.-A. Nguyen, R.-A. Bhatti, et S.-O. Park, « A Simple PIFA-Based Tunable Internal Antenna for Personal Communication Handsets », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, p. 130‑133, 2008.

[133] A. Petosa, « An Overview of Tuning Techniques for Frequency-Agile Antennas », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, n° 5, p. 271‑296, oct. 2012.

[134] H. I. Kang et J. T. Song, « Electrically tunable rectangular microstrip antenna », *Electron. Lett.*, vol. 46, n° 1, p. 18‑19, janv. 2010.

[135] B. R. Holland, R. Ramadoss, S. Pandey, et P. Agrawal, « Tunable coplanar patch antenna using varactor », *Electron. Lett.*, vol. 42, n° 6, p. 319‑321, mars 2006.

[136] I. T. E. Elfergani, A. S. Hussaini, R. A. Abd-Alhameed, M. B. Child, S. M. R. Jones, et J. Rodriguez, « Tunable PIFA slot antenna for mobile handset and WLAN applications », in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, p. 1‑4.

[137] M. Ali, N. Bishop, W. Baron, B. Smyers, J. Tuss, et D. Zeppettella, « A MEMS reconfigurable pixel microstrip patch antenna for conformal load bearing antenna structures (CLAS) concept », in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, p. 1093‑1094.

[138] D. Rodrigo, B. A. Cetiner, et L. Jofre, « Frequency, Radiation Pattern and Polarization Reconfigurable Antenna Using a Parasitic Pixel Layer », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 6, p. 3422‑3427, juin 2014.

[139] C.-Y. Chiu, J. Li, S. Song, et R. D. Murch, « Frequency-Reconfigurable Pixel Slot Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 10, p. 4921‑4924, oct. 2012.

[140] A. Boukarkar, X. Lin, et J. Yuan, « A Dual-Band Frequency-Tunable Magnetic Dipole Antenna for WiMAX/WLAN Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. PP, n° 99, p. 1‑1, 2015.

[141] V. H. Nguyen, C. Borderon, R. Benzerga, C. Delaveaud, A. Sharaiha, et H. W. Gundel, « Miniaturized and reconfigurable notch antennas using a BST thin film varactor », in *2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2012, p. 1‑2.

[142] L.-R. Tan, R.-X. Wu, C.-Y. Wang, et Y. Poo, « Magnetically Tunable Ferrite Loaded SIW Antenna », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 273‑275, 2013.

[143] S. Adhikari, A. Ghiotto, et K. Wu, « Simultaneous Electric and Magnetic Two-Dimensionally Tuned Parameter-Agile SIW Devices », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, n° 1, p. 423‑435, janv. 2013.

[144] F. A. Ghaffar et A. Shamim, « A Ferrite LTCC Based Dual Purpose Helical Antenna Providing Bias for Tunability », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, p. 831‑834, 2015.

[145] Y. Orlic, B. Lacroix, N. Tiercelin, V. Preobrazhensky, P. Pernod, P. Coquet, et J. Papapolymerou, « Frequency agile mechanical antenna for low-cost millimeter-wave

applications », in *2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2012, p. 1‑2.

[146] H. Mirzajani, M. Nasiri, et H. B. Ghavifekr, « A novel MEMS-based wideband frequency tunable microstrip patch antenna », in *2012 20th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2012, p. 1383‑1387.

[147] C. Y. Chiu, K. M. Shum, et C. H. Chan, « A Tunable Via-Patch Loaded PIFA With Size Reduction », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, n° 1, p. 65‑71, janv. 2007.

[148] H. Mirzajani, A. Pourmand, E. N. Aghdam, et H. B. Ghavifekr, « Frequency agile MEMS patch antenna for reconfigurable RF front-ends », in *2014 22nd Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2014, p. 393‑398.

[149] R. V. Goteti, R. E. Jackson, et R. Ramadoss, « MEMS-Based Frequency Switchable Microstrip Patch Antenna Fabricated Using Printed Circuit Processing Techniques », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 5, n° 1, p. 228‑230, déc. 2006.

[150] J.-C. Langer, J. Zou, C. Liu, et J. T. Bernhard, « Micromachined reconfigurable out-of-plane microstrip patch antenna using plastic deformation magnetic actuation », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 13, n° 3, p. 120‑122, mars 2003.

[151] M. Amin, R. Cahill, et V. F. Fusco, « Mechanically Tunable Multiband Compact Quadrifilar Helix Antenna With Dual Mode Operation », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 6, p. 1528‑1532, juin 2008.

[152] A. Voloshyn et Y. Prokopenko, « Frequency-tunable ring dielectric resonator antenna excited by waveguide », in *2014 IEEE 34th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2014, p. 58‑61.

[153] M. N. Vouvakis, C. A. Balanis, C. R. Birtcher, et A. C. Polycarpou, « Ferrite-loaded cavity-backed antennas including nonuniform and nonlinear magnetization effects », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, n° 5, p. 1000‑1010, mai 2003.

[154] H. Jiang, M. Patterson, C. Zhang, et G. Subramanyam, « Frequency agile microstrip patch antenna using ferroelectric thin film varactor technology », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09*, 2009, p. 1‑4.

[155] L. Liu et R. J. Langley, « Liquid crystal tunable microstrip patch antenna », *Electron. Lett.*, vol. 44, n° 20, p. 1179‑1180, sept. 2008.

[156] R. Marin, A. Moessinger, F. Goelden, S. Mueller, et R. Jakoby, « 77 GHz Reconfigurable Reflectarray with Nematic Liquid Crystal », in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007*, 2007, p. 1‑5.

[157] A. Sheta et S. F. Mahmoud, « A Widely Tunable Compact Patch Antenna », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, p. 40‑42, 2008.

[158] C. won Jung, K. Kim, I. Kim, H. Kim, et A. Goudelev, « Reconfigurable antenna for concurrent operation over cellular and connectivity bands », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008*, 2008, p. 1‑4.

[159] A. Ramadan, M. Al-Husseini, Y. Tawk, K. Y. Kabalan, et A. El-Hajj, « A novel frequency/pattern-reconfigurable microstrip antenna for WLAN applications », in *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, p. 1‑3.

[160] V. K. Palukuru, M. Komulainen, M. Berg, H. Jantunen, et E. Salonen, « Frequency-Tunable Planar Monopole Antenna for Mobile Terminals », in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007*, 2007, p. 1‑5.

[161] M. Komulainen, M. Berg, H. Jantunen, E. T. Salonen, et C. Free, « A Frequency Tuning Method for a Planar Inverted-F Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 4, p. 944‑950, avr. 2008.

[162] W. Lee, H. Kim, et Y. J. Yoon, « Reconfigurable slot antenna with wide bandwidth », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, 2006, p. 3063‑3066.

[163] S. Kawasaki et T. Itoh, « A slot antenna with electronically tunable length », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1991. AP-S. Digest*, 1991, p. 130‑133 vol.1.

[164] B.-S. Ke, Y. Qian, et T. Itoh, « A two-element Yagi-Uda array using tunable slot antenna », in *Microwave Conference Proceedings, 1997. APMC '97, 1997 Asia-Pacific*, 1997, vol. 1, p. 437‑440 vol.1.

[165] R. N. Lavallee et B. A. Lail, « Optically-controlled reconfigurable microstrip patch antenna », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008*, 2008, p. 1‑4.

[166] B. A. Cetiner, G. R. Crusats, L. Jofre, et N. Biyikli, « RF MEMS Integrated Frequency Reconfigurable Annular Slot Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, n° 3, p. 626‑632, mars 2010.

[167] N. Kingsley, D. E. Anagnostou, M. Tentzeris, et J. Papapolymerou, « RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate With Novel DC-Biasing Technique », *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 16, n° 5, p. 1185‑1192, oct. 2007.

[168] D. E. Anagnostou, G. Zheng, M. T. Chryssomallis, J. C. Lyke, G. E. Ponchak, J. Papapolymerou, et C. G. Christodoulou, « Design, fabrication, and measurements of an RF-MEMS-based self-similar reconfigurable antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, n° 2, p. 422‑432, févr. 2006.

[169] C. Zhang, S. Yang, H. K. Pan, A. E. Fathy, S. El-Ghazaly, et V. Nair, « Development of reconfigurable mini-nested patches antenna for universal wireless receiver using

MEMS », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, 2006, p. 205‑208.

[170] P. A. Tornatta et R. Gaddi, « Aperture tuned antennas for 3G-4G applications using MEMS digital variable capacitor », in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, p. 1‑4.

[171] I.-J. Yoon, S.-H. Park, et Y.-E. Kim, « Frequency tunable antenna for mobile TV signal reception », in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, p. 5861‑5864.

[172] L. Huitema, T. Reveyrand, J.-L. Mattei, E. Arnaud, C. Decroze, et T. Monediere, « Frequency Tunable Antenna Using a Magneto-Dielectric Material for DVB-H Application », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, n° 9, p. 4456‑4466, sept. 2013.

[173] B. Avser et G. M. Rebeiz, « Tunable Dual-Band Antennas for 0.7 -1.1-GHz and 1.7 -2.3-GHz Carrier Aggregation Systems », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, n° 4, p. 1498‑1504, avr. 2015.

[174] B. Avser et G. M. Rebeiz, « Tunable Dual-Band Antennas for 0.7 #x2013;1.1-GHz and 1.7 #x2013;2.3-GHz Carrier Aggregation Systems », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, n° 4, p. 1498‑1504, avr. 2015.

[175] X. Cheng, D. E. Senior, J. J. Whalen, et Y.-K. Yoon, « Electrically small tunable split ring resonator antenna », in *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2010, p. 1‑4.

[176] L. Huang et P. Russer, « Tunable antenna design procedure and harmonics suppression methods of the tunable DVB-H antenna for mobile applications », in *Microwave Conference, 2007. European*, 2007, p. 1062‑1065.

[177] M. Abdallah, L. Le Coq, F. Colombel, G. Le Ray, et M. Himdi, « Frequency tunable monopole coupled loop antenna with broadside radiation pattern », *Electron. Lett.*, vol. 45, n° 23, p. 1149‑1151, nov. 2009.

[178] J.-L. Mattei, L. Huitema, P. Queffelec, J.-F. Pintos, P. Minard, A. Sharahia, B. Jamnier, F. Ferrero, R. Staraj, D. Souriou, et A. Thakur, « Suitability of Ni-Zn Ferrites Ceramics With Controlled Porosity as Granular Substrates for Mobile Handset Miniaturized Antennas », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, n° 10, p. 3720‑3723, oct. 2011.

[179] S. V. Hum et H. Y. Xiong, « Analysis and Design of a Differentially-Fed Frequency Agile Microstrip Patch Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, n° 10, p. 3122‑3130, oct. 2010.

[180] C. X. Hao, b. Li, K. W. Leung, et X. Q. Sheng, « Frequency-Tunable Differentially Fed Rectangular Dielectric Resonator Antennas », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, p. 884‑887, 2011.

[181] R. Stefanini, « Commutateurs MEMS et leurs applications aux filtres accordables fort Q »:, thesis, Université de Limoges.

[182] « RT/duroid® 5880 Laminates ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.rogerscorp.com/acs/products/32/RT-duroid-5880-Laminates.aspx. [Consulté le: 17-août-2015].

[183] H.-T. Hsu et C.-Y. Chiang, « Miniaturization of hairpin resonator filters with improved harmonic suppression by using lumped capacitors », in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, p. 1‑4.

[184] J. Long, C. Li, W. Cui, J. Huangfu, et L. Ran, « A Tunable Microstrip Bandpass Filter With Two Independently Adjustable Transmission Zeros », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, n° 2, p. 74‑76, févr. 2011.

[185] « Heading 1 - Filtres passe-bas.pdf ».

[186] « 5870_5880 data sheet 041515 No div.indd - RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf ».

[187] « TECHNOLOGIE et REALISATION de CIRCUITS IMPRIMES ELECTRONIQUES ».

[188] « Tableau-récapitulatif-EPOTECNY-04-2014.pdf ». .

[189] « PE64904 - Peregrine Semiconductor ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.psemi.com/products/digitally-tunable-capacitors-dtc/pe64904. [Consulté le: 24-août-2015].

[190] H. A. Wheeler, « Fundamental Limitations of Small Antennas », *Proc. IRE*, vol. 35, n° 12, p. 1479‑1484, déc. 1947.

[191] S. R. Best, « Low Q electrically small linear and elliptical polarized spherical dipole antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, n° 3, p. 1047‑1053, mars 2005.

[192] N. Ghalichechian et K. Sertel, « Permittivity and Loss Characterization of SU-8 Films for mmW and Terahertz Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, p. 723‑726, 2015.

Bibliographie personnelle

Conférences internationales

[G1] G. Chaabane, A. Pothier, M. Chatras, C. Guines, V. Madrangeas, et P. Blondy, « A 2-pole RF-MEMS tunable bandpass filter for high-power applications », in Microwave Conference (EuMC), 44th European, 2014, p. 343-346.

[G2] G. Chaabane, M. Chatras, A. Pothier, C. Guines, V. Madrangeas, et P. Blondy, « 600 MHz - 1.2 GHz High-Power Tunable RF-MEMS Filters », 15th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems (MEMSWAVE), La Rochelle, France, 30 juin-2 juillet, 2014

[G3] G. Chaabane, A.Mbirik, A.K.Yazbeck, M. Chatras, V. Madrangeas, et P. Blondy, « A 2-Bit RF-MEMS Tunable PIFA Antenna», 15th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems (MEMSWAVE), La Rochelle, France, 30 juin-2 juillet, 2014

[G4] G. Chaabane, C. Guines, M. Chatras, V. Madrangeas, et P. Blondy, « Reconfigurable PIFA antenna using RF MEMS switches », in 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2015, p. 1-4.

[G5] G. Chaabane, C. Guines, M. Chatras, V. Madrangeas, L. Huitema, C. Decroze, et P. Blondy, « RF-MEMS Tunable PIFA Antenna», 15th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems (MEMSWAVE), Barcelona, Spain, 29 juin-1 juillet, 2015

[G6] G. Chaabane, M. Chatras, C. Guines, V. Madrangeas, C. Decroze, L. Huitema, et P. Blondy, « A 3-bit RF-MEMS aperture tunable PIFA antenna », in Microwave Conference (EuMC), 2015 European, 2015, p. 626-629.

[G7] G. Chaabane, M. Chatras, C. Guines, V. Madrangeas, et P. Blondy, « A 2-pole tunable bandpass filter using commercial Digitally Tunable Capacitor », in Microwave Conference (EuMC), 2015 European, 2015, p. 419-421.

Conférences nationales

[G8] G. Chaabane, M. Chatras, V. Madrangeas, et P. Blondy, « Conception d'un filtre supraconducteur accordable utilisant des capacités variables MEMS », 18èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Paris, France, 14-17 mai 2013.

[G9] G. Chaabane, M. Chatras, C. Guines, V. Madrangeas, et P. Blondy, « Antenne PIFA Reconfigurable Utilisant des Commutateurs MEMS RF», 19èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Bordeaux, France, 3-5 juin 2015.

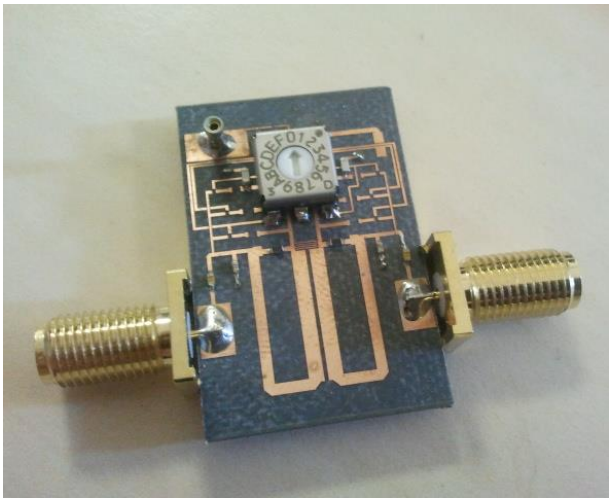
[G10] G. Chaabane, M. Chatras, C. Guines, V. Madrangeas, et P. Blondy, « Filtre Passe-bande Accordable à 2 Pôles Utilisant des Capacités Variables Commercialisées », 19èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Bordeaux, France, 3-5 juin 2015.

Prix

Student Design Competitions - IMS 2015
Second place «Tunable RF MEMS Filter Competition, IMS 2015» MTT-S International Microwave Symposium Phoenix Arizona USA, 17-22 May 2015.

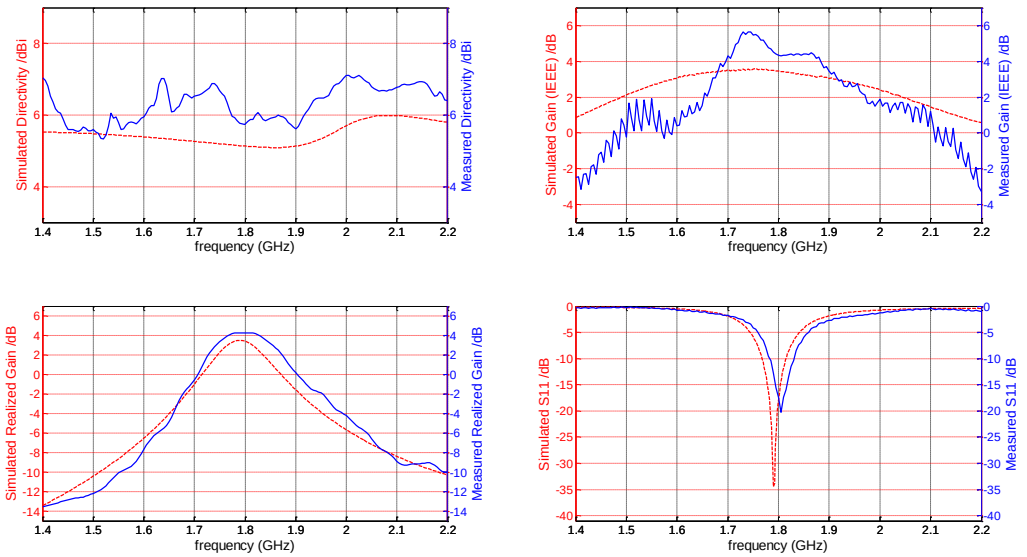
Annexes

Annexe 1: Filtre avec un commutateur 1 voie vers 4 qui permet de sélectionner les MEMS à activer.

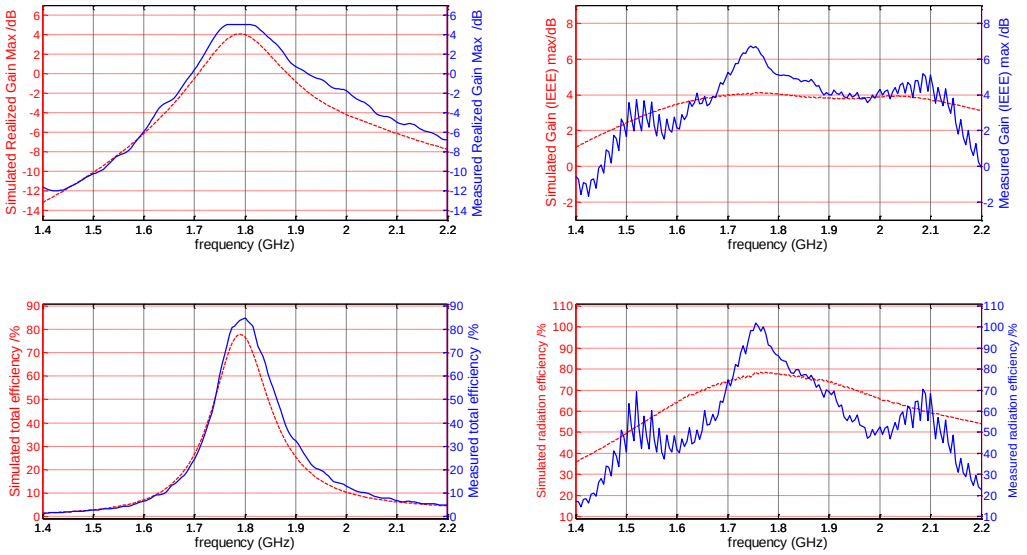


Annexe 2: Mesures de l'antenne (état 010) (Epaisseur du substrat = 6.36 mm)

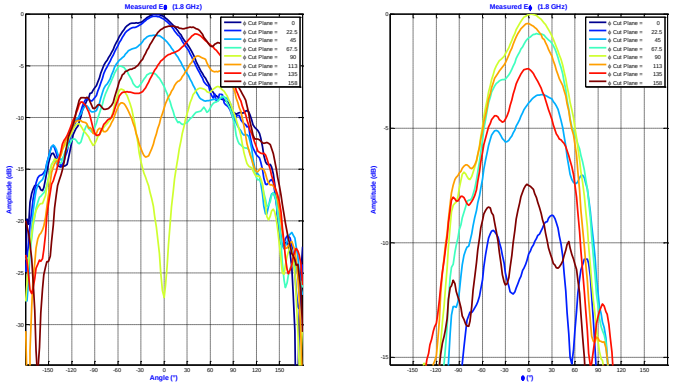
Représentation de la directivité, du gain IEEE dans l'axe, du gain réalisé dans l'axe et du S11



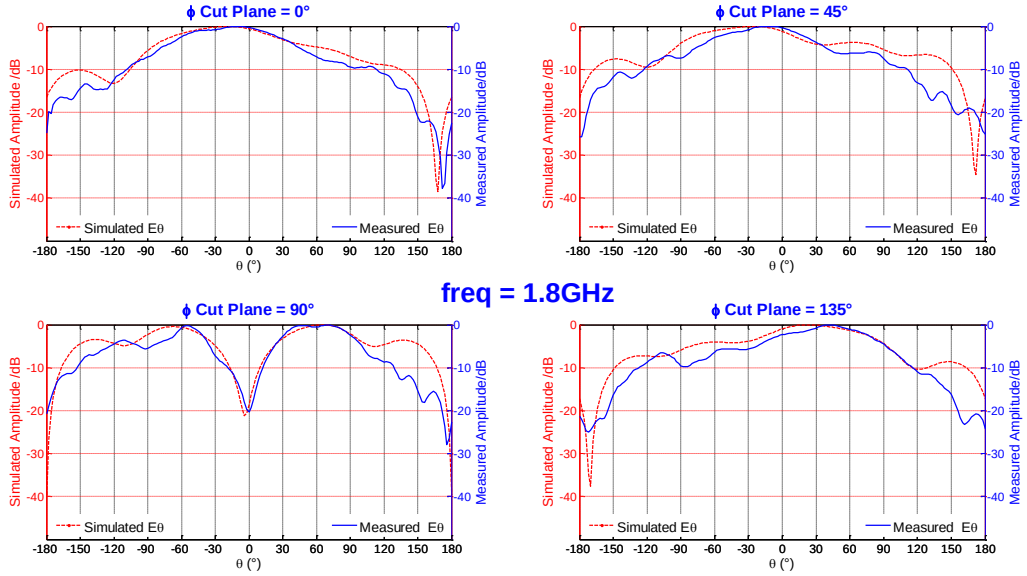
Représentation du gain réalisé max, de l'efficacité totale et de l'efficacité de rayonnement.



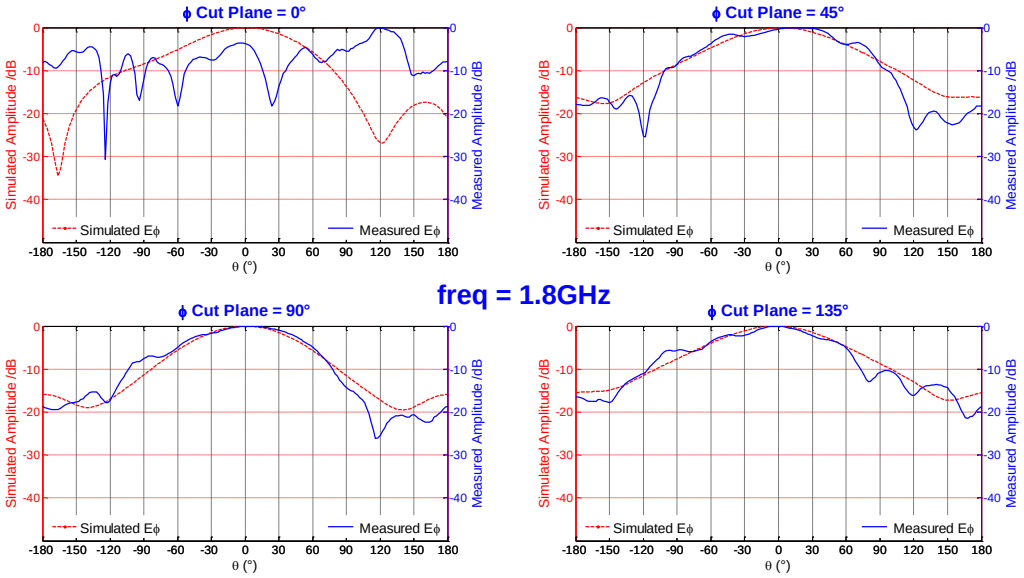
Représentation des plans à 1.8GHz



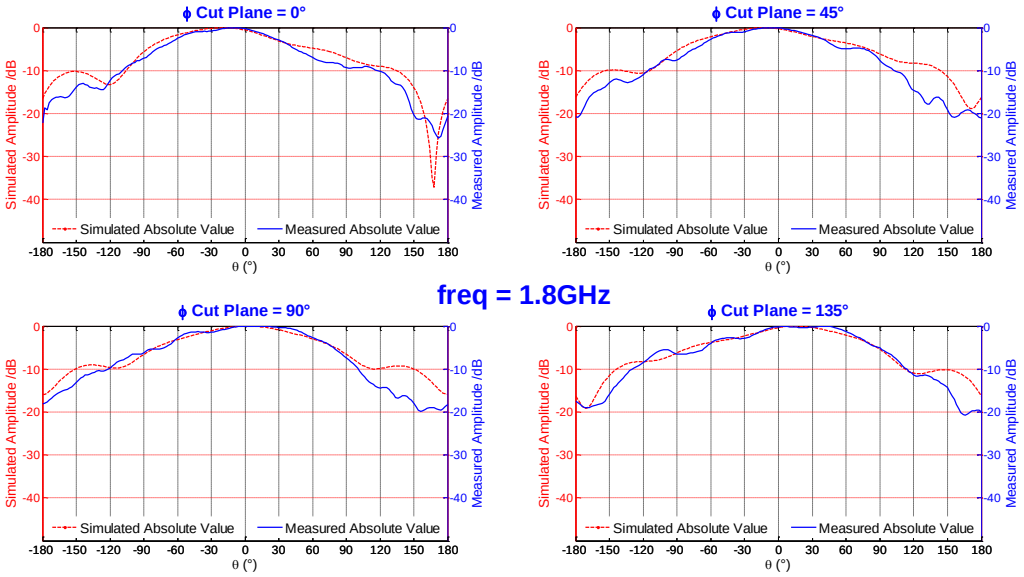
Représentation de la composante Etheta à 1.8GHz



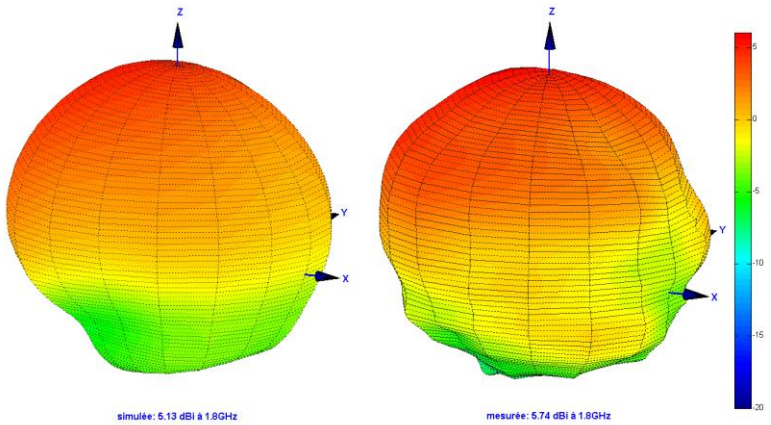
Représentation de la composante Ephi à 1.8GHz



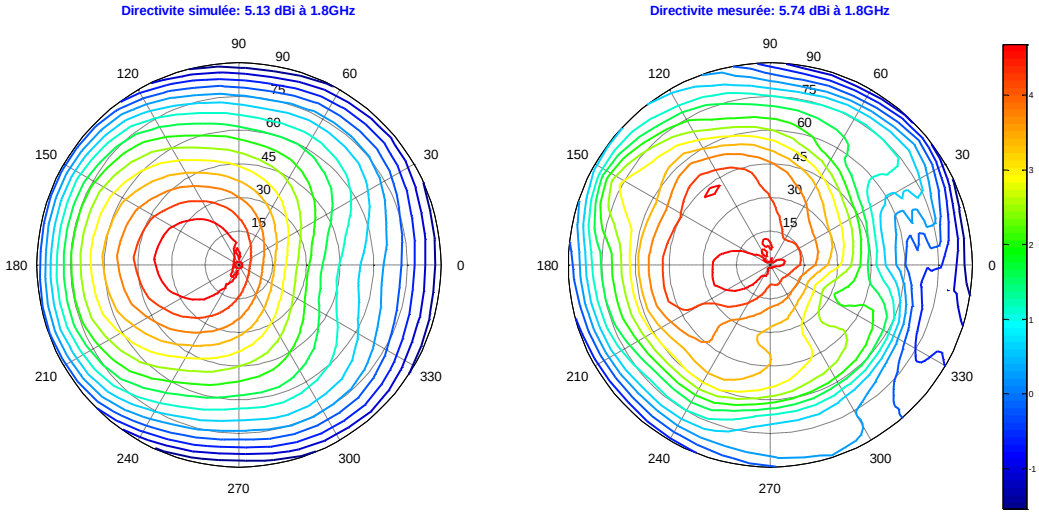
Représentation de la composante Etotal à 1.8GHz



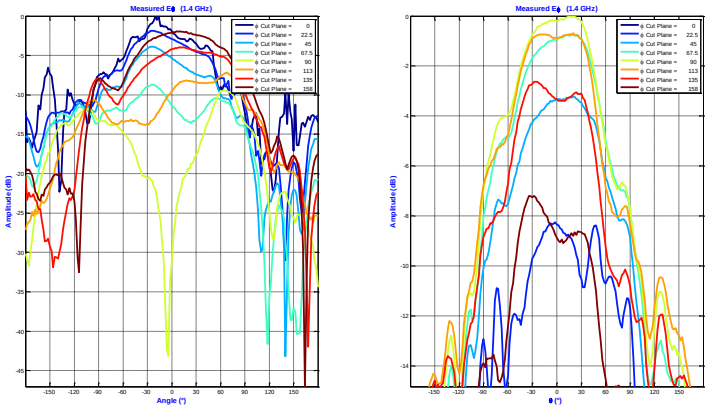
Représentation du diagramme 3D à 1.8GHz



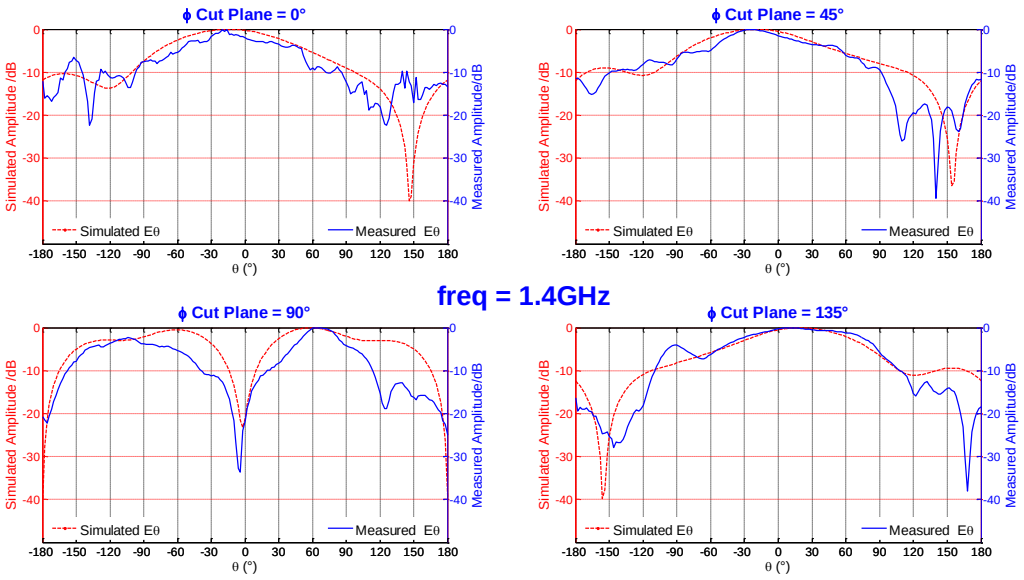
Représentation du diagramme iso niveau à 1.8 GHz



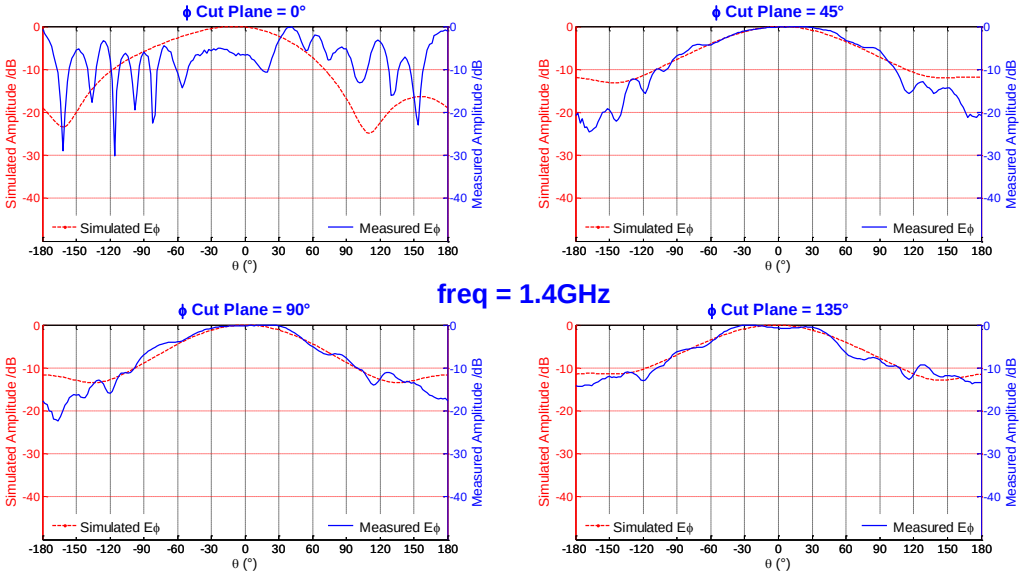
Représentation des plans à 1.4GHz



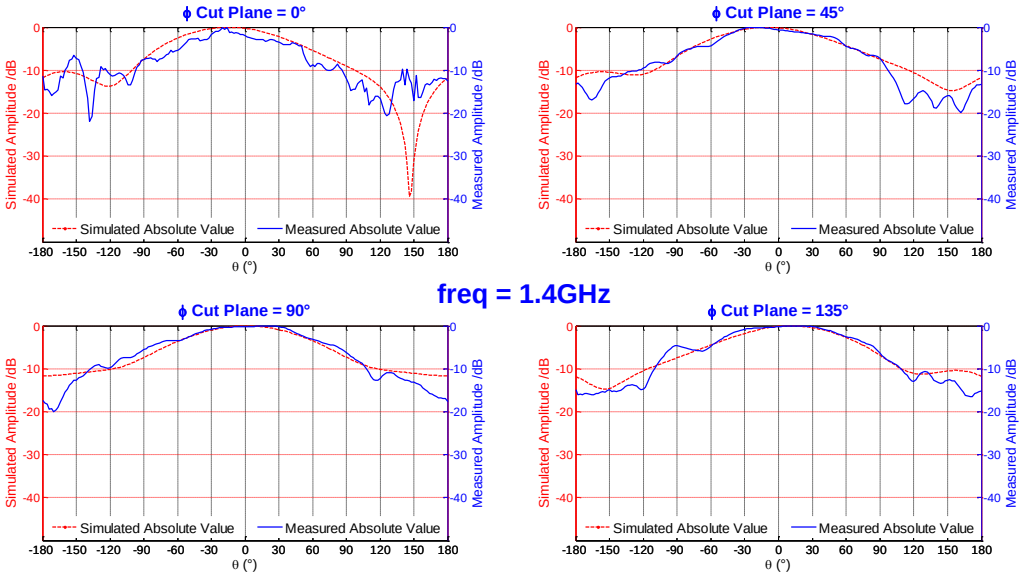
Représentation de la composante Etheta à 1.4GHz



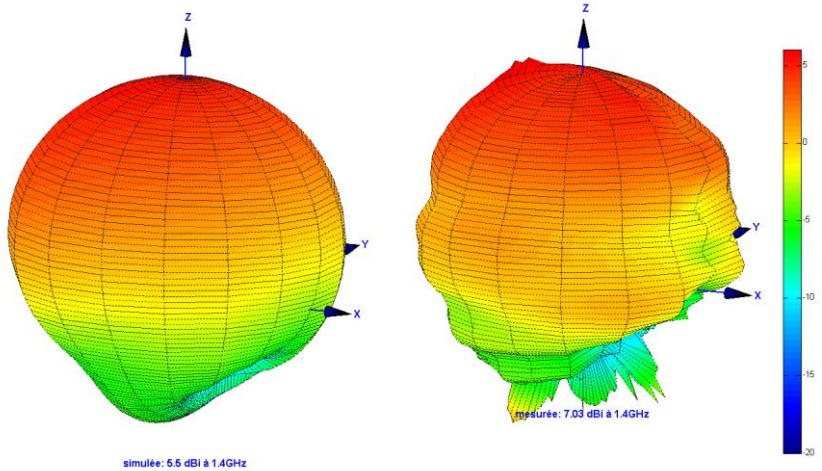
Représentation de la composante Ephi à 1.4GHz



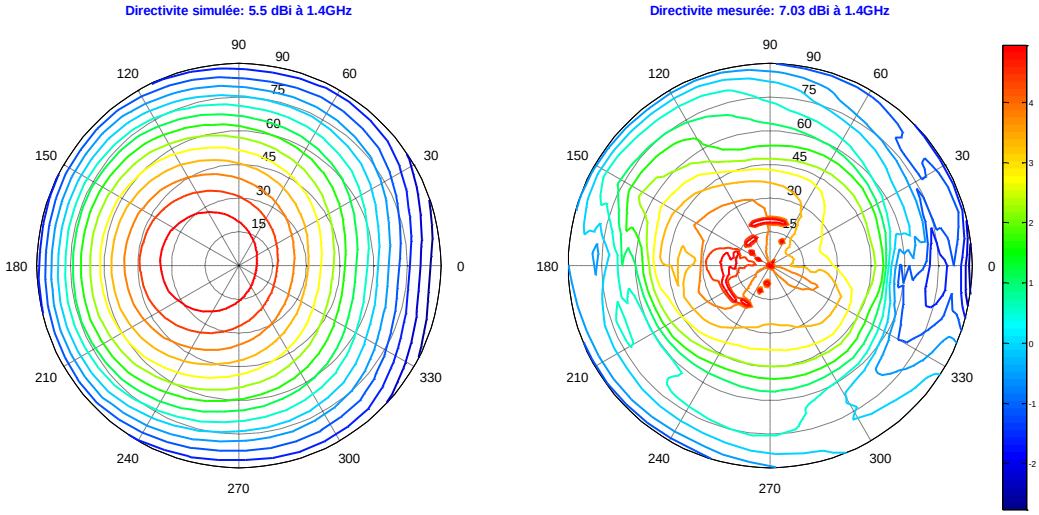
Représentation de la composante Etotal à 1.4GHz



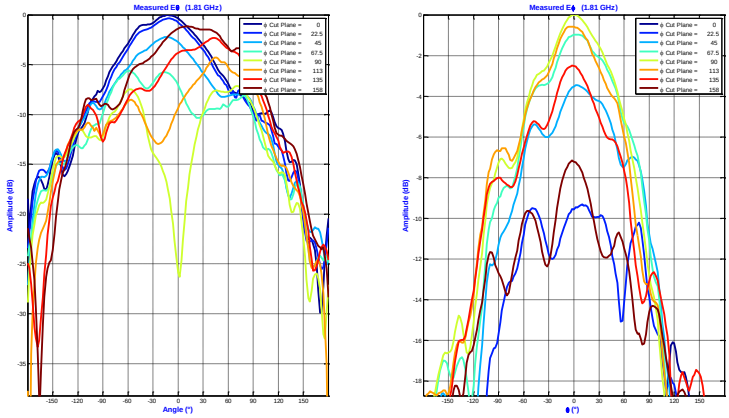
Représentation du diagramme 3D à 1.4GHz



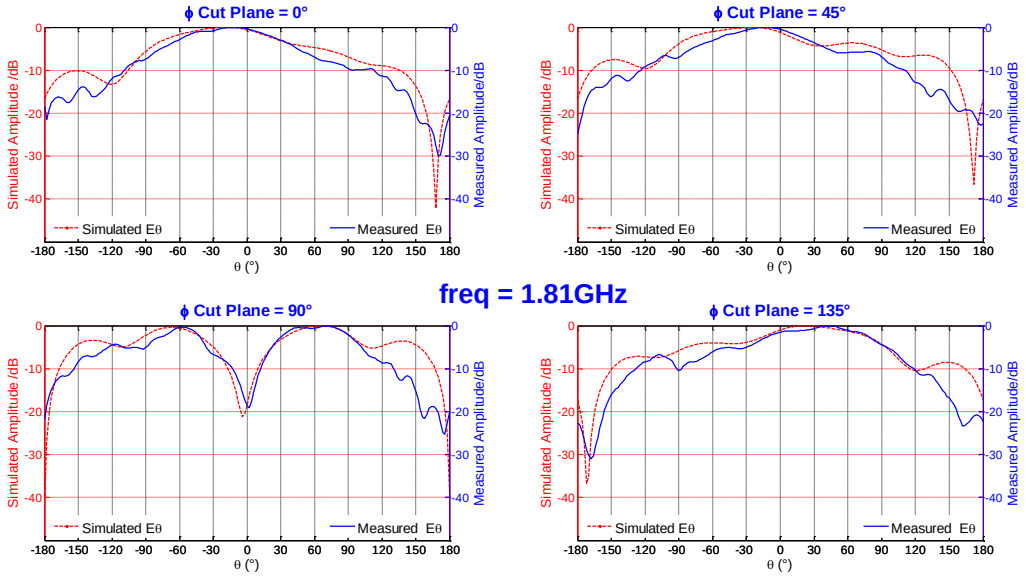
Représentation du diagramme iso niveau à 1.4 GHz



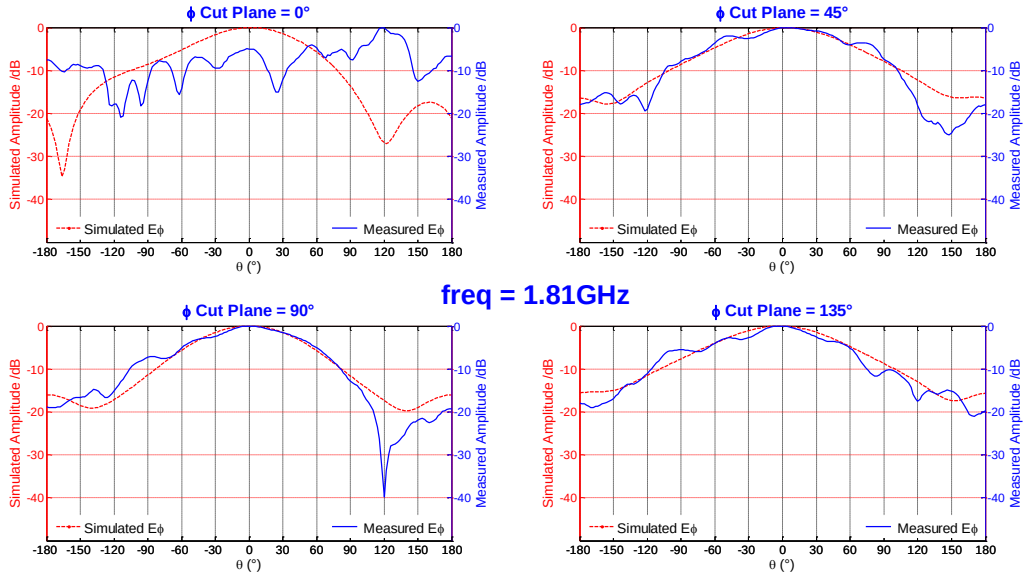
Représentation des plans à 1.81GHz



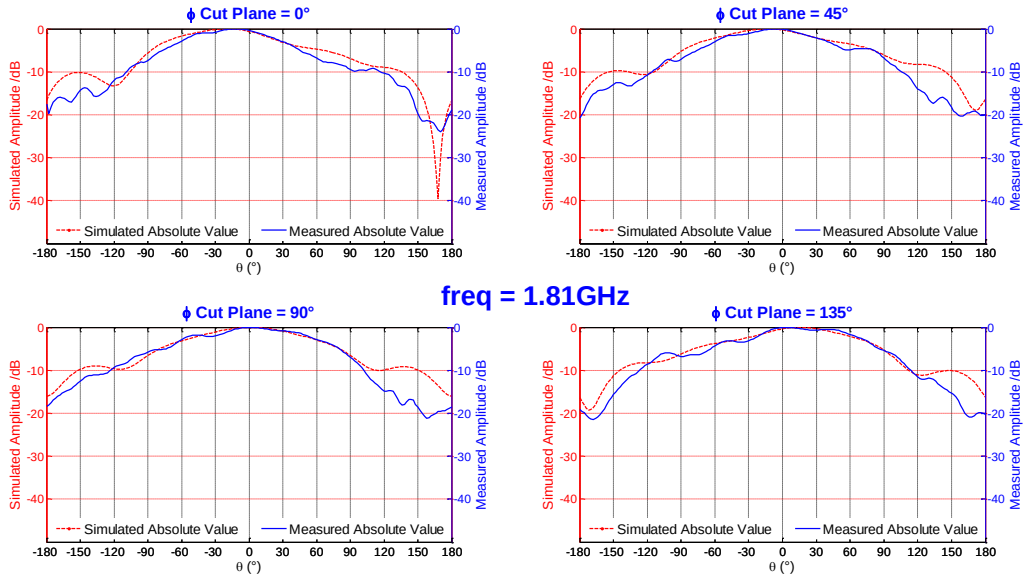
Représentation de la composante Etheta à 1.81GHz



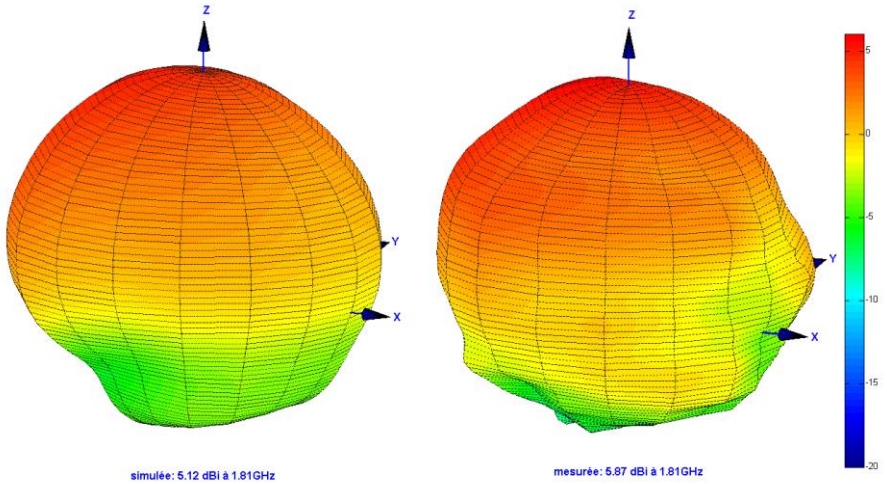
Représentation de la composante Ephi à 1.81GHz



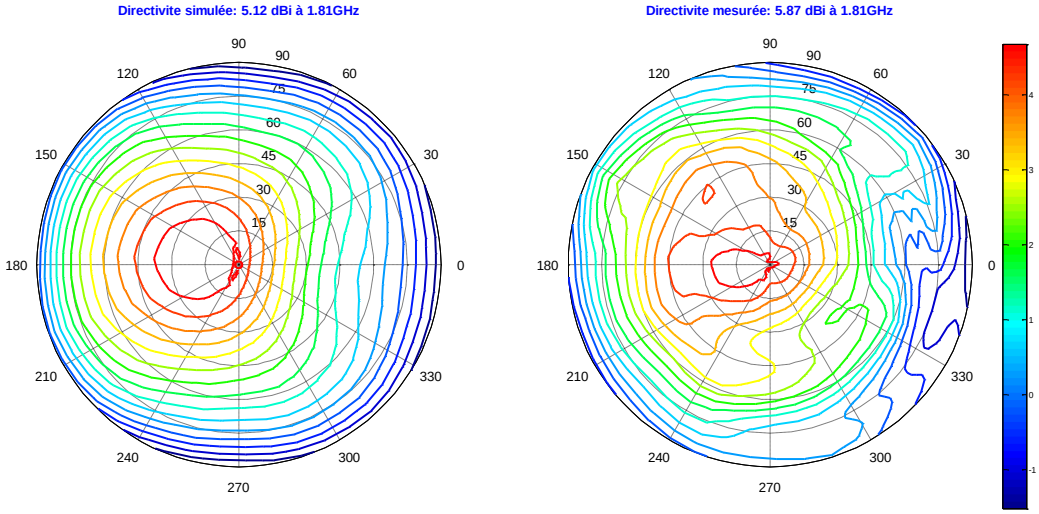
Représentation de la composante Etotal à 1.81GHz



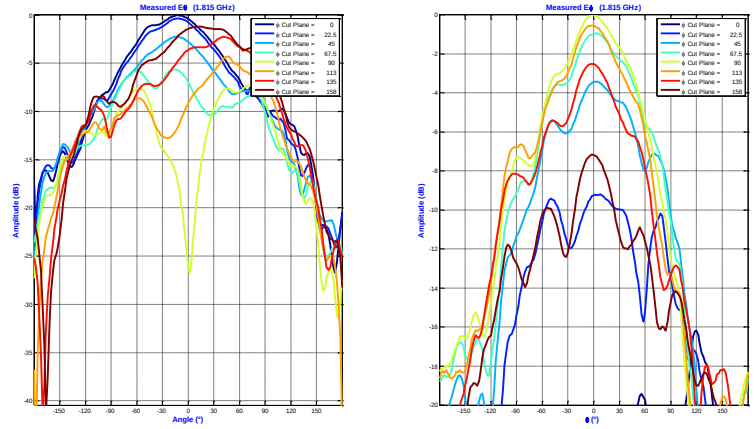
Représentation du diagramme 3D à 1.81GHz



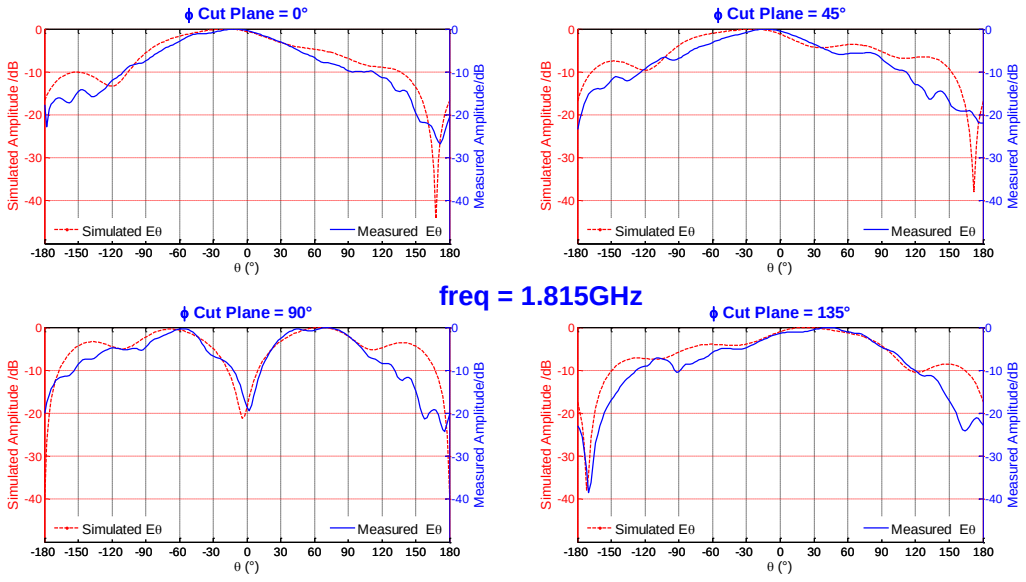
Représentation du diagramme iso niveau à 1.81 GHz



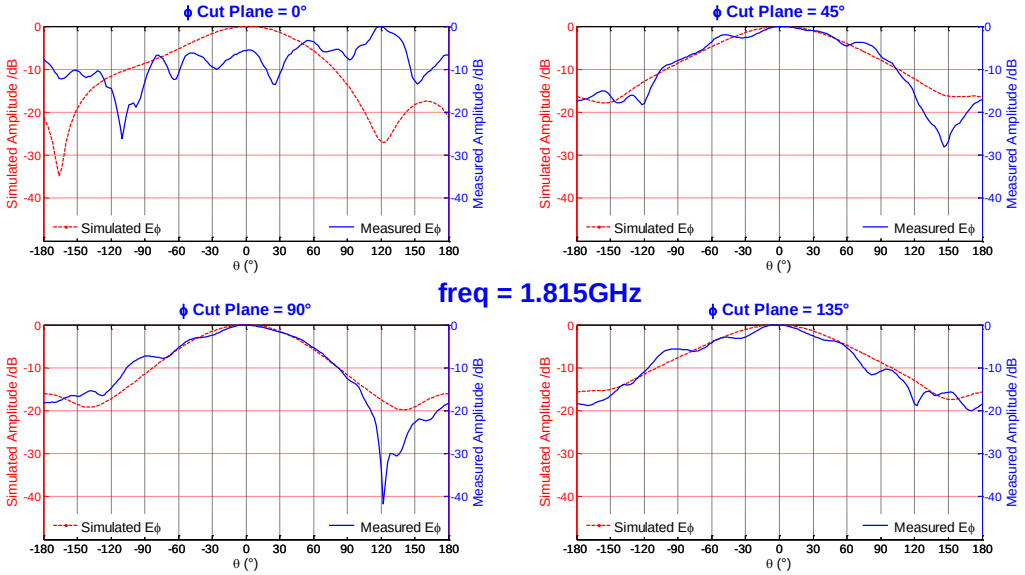
Représentation des plans à 1.815GHz



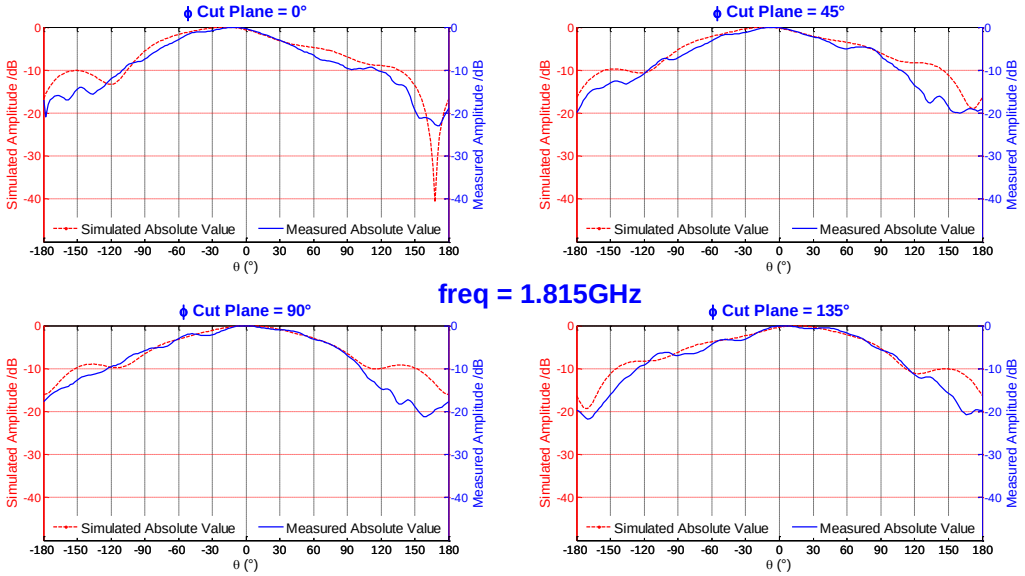
Représentation de la composante Etheta à 1.815GHz



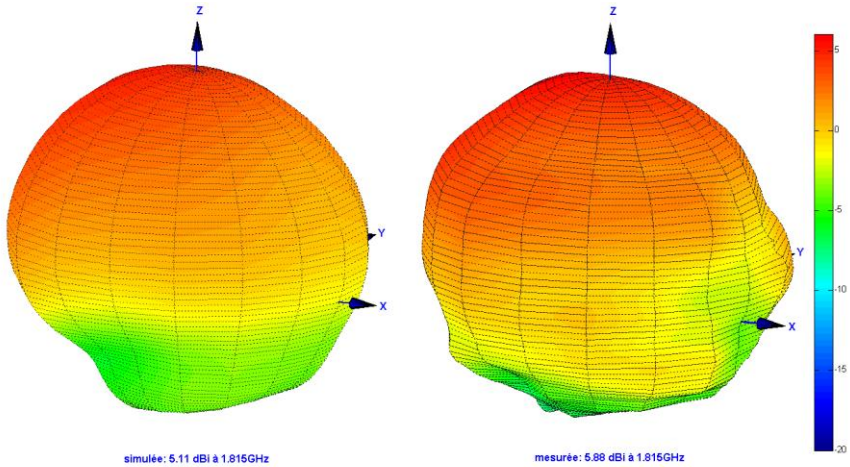
Représentation de la composante Ephi à 1.815GHz



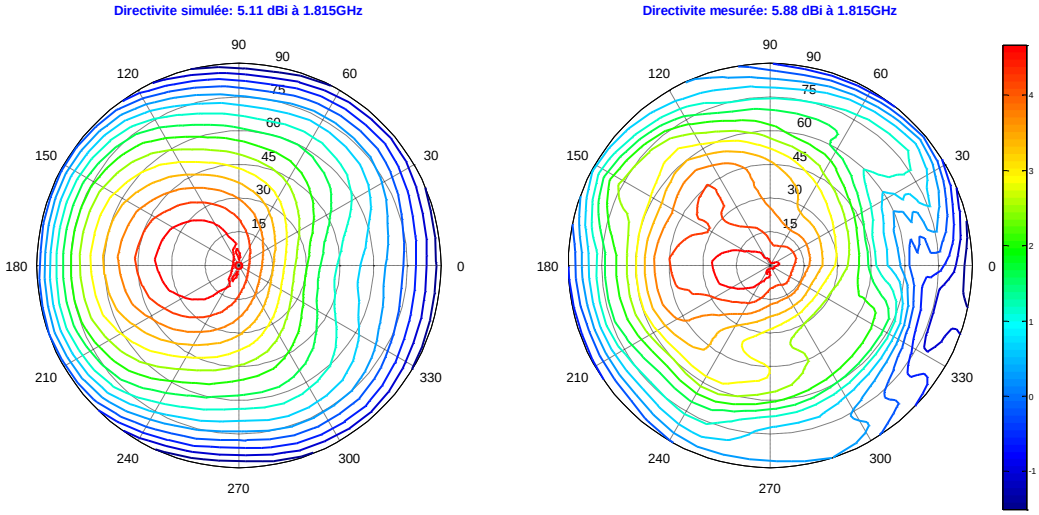
Représentation de la composante Etotal à 1.815GHz



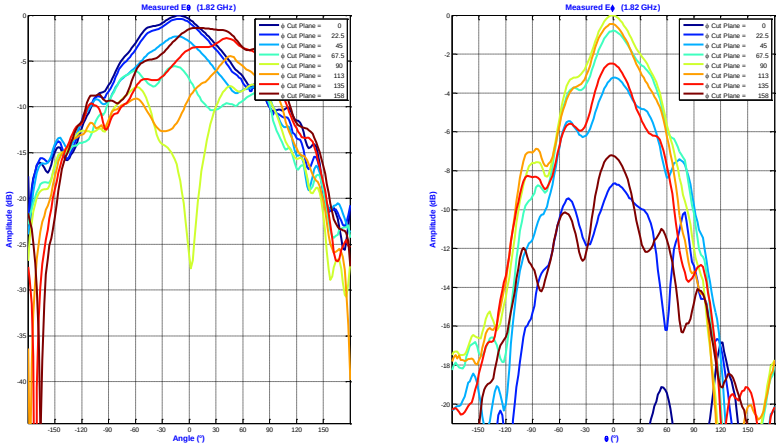
Représentation du diagramme 3D à 1.815GHz



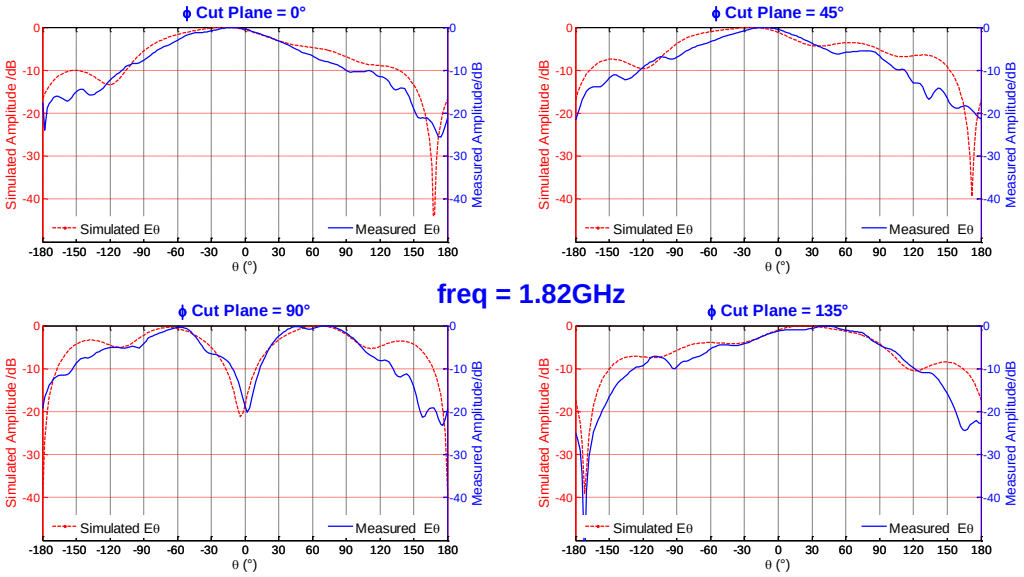
Représentation du diagramme isoniveau à 1.815 GHz



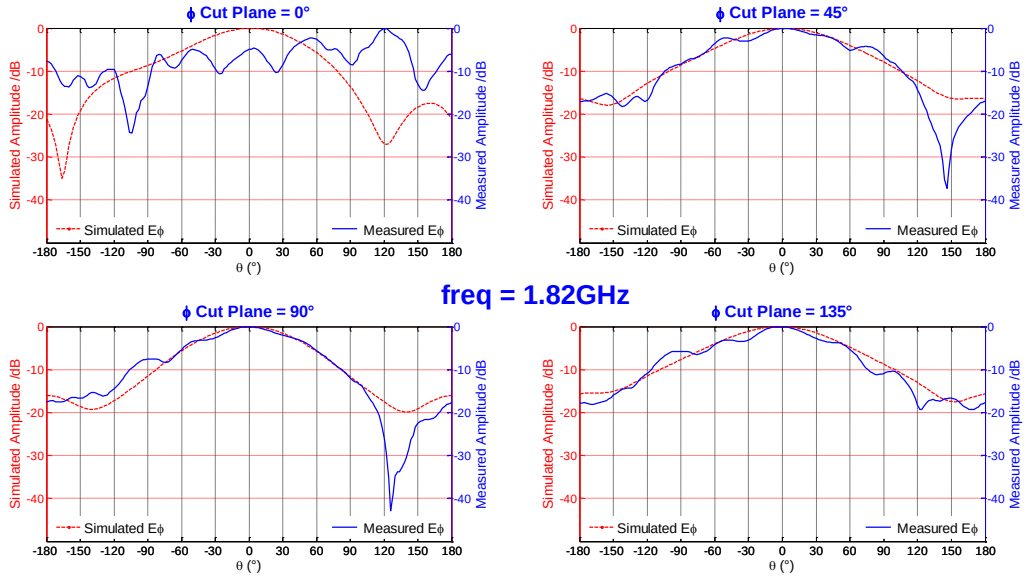
Représentation des plans à 1.82GHz



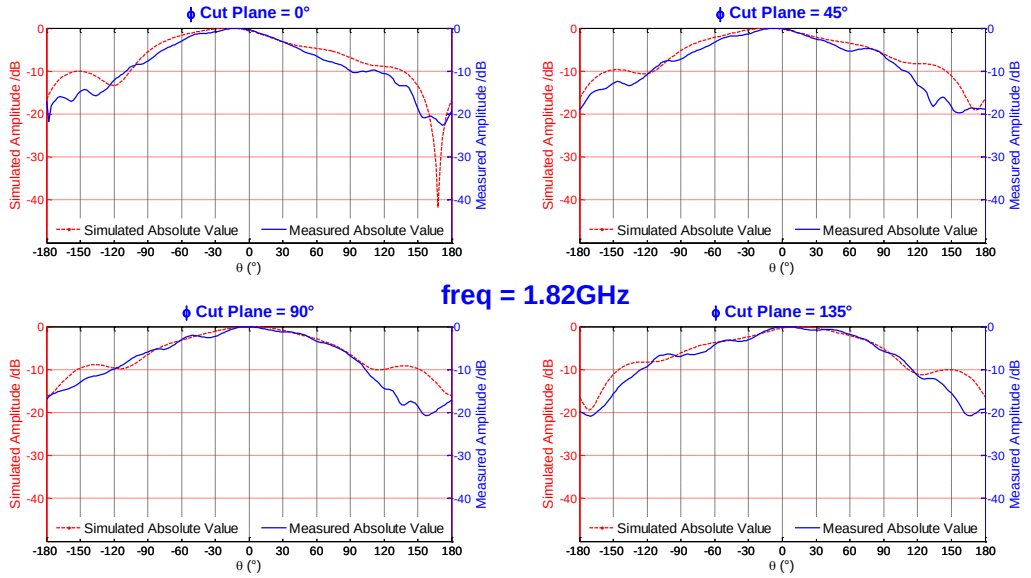
Représentation de la composante Etheta à 1.82GHz



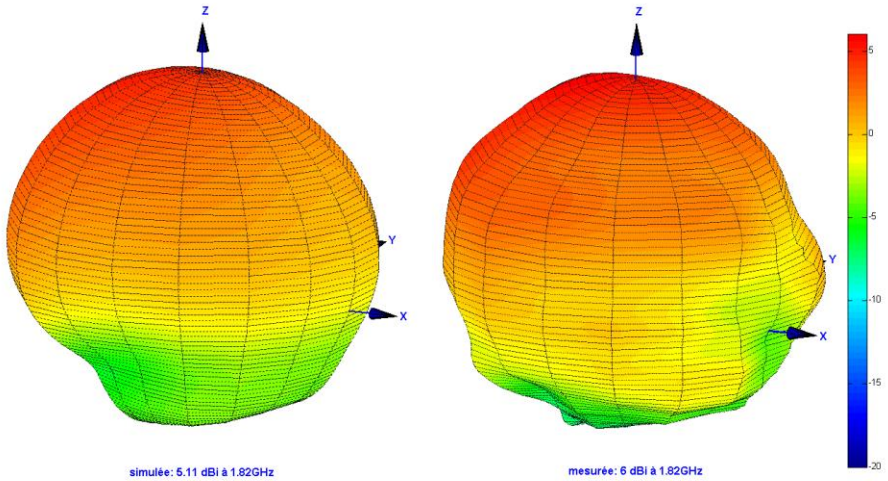
Représentation de la composante Ephi à 1.82GHz



Représentation de la composante Etotal à 1.82GHz



Représentation du diagramme 3D à 1.82GHz



Représentation du diagramme iso niveau à 1.82 GHz

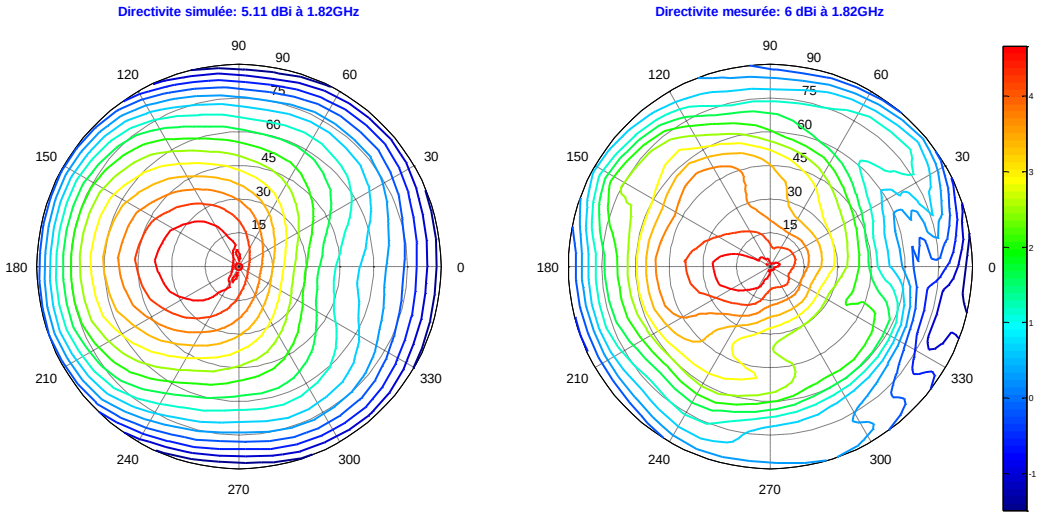


Table des illustrations

Figure I.1: Architecture de la fin d'une chaine de téléphone mobile [7] 13
Figure I.2: Architecture de la fin d'une chaine similaire de téléphone mobile utilisant des dispositifs accordables..... 14
Figure I.3: (a) Technologie volumique [20], (b) technologie planaire [21],(c) technologie SIW [12]..... 15
Figure I.4: Différents types de varactors - (a) Diode p-n, (b) varactor planaire en technologie MESFET, (c) varactor vertical en technologie bipolaire [34]..... 18
Figure I.5: Différentes couches de technologie SOI 19
Figure I.6: Commutateur MOSFET en technologie CMOS - (a) Substrat massif, (b) SOI [41]..... 20
Figure I.7: (a) Photographie du filtre, (b) Performances en fréquence du filtre [43] 20
Figure I.8: (a) Photographie du filtre, (b) Performances en fréquence (S21) des deux bandes..... 21
Figure I.9: (a) Photographie du filtre, (b) Performances en fréquence du filtre..... 22
Figure I.10: (a) Jonction P-N pour diode PIN, (b) Circuit d'alimentation de diode PIN [49]..... 23
Figure I.11: (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Schéma équivalent des diodes PIN états (ON/OFF), (c) Réponses en transmission et en réflexion du filtre..... 24
Figure I.12: (a) Layout du filtre proposé, (b) Face arrière du filtre fabriqué, (c) Face avant du filtre fabriqué..... 25
Figure I.13: (a) Etats ON/OFF du premier filtre (une bande - deux bandes), (b) Etats ON/OFF du deuxième filtre (deux bandes- trois bandes)..... 25
Figure I.14: (a) Schéma équivalent du filtre, (b) Photographie du filtre fabriqué, (c) Performances en fréquence du filtre (S21)..... 26
Figure I.15: (a) Configuration distribuée, (b) Configuration localisée 27
Figure I.16: (a) Capacité MIM à base de BST, (b) Schéma équivalent et photographie du filtre fabriqué 27
Figure I.17: (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Performances en fréquence du filtre 28
Figure I.18: Photographies de commutateurs MEMS ohmiques, (a) Omron [80], (b) Radant [81], (c) XLIM [82]..... 30
Figure I.19: Photographies de commutateurs capacitifs MEMS, (a) XLIM [83], (b) et (c) Université California San Diego (UCSD) [81] [84], (d) CEA LETI Grenoble et Université de Waterloo [85]..... 30
Figure I.20: Photographie d'une capacité variable MEMS - (a) et (b) UCSD [83] [87], (c) Université de Taiwan [88]..... 31
Figure I.21: Photographie de capacités variables MEMS commercialisées - (a) Cavendish Kinetics [89], (b) WiSpry [90], (c) EPCOS-TDK [91] 31
Figure I.22: (a) Photographie du filtre, (b) Photographie d'une capacité variable MEMS, (c) Performances en fréquence du filtre..... 32
Figure I.23: (a) Photographie du filtre, (b) Photographie des capacités variables MEMS, (c) Performances en fréquence du filtre..... 33
Figure I.24: (a) photographie du filtre fabriqué, (b) Performances mesurées du filtre (S21)..... 37
Figure I.25: (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Performances mesurées du filtre (S21) 37
Figure I.26: (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Performances en transmission mesurées du filtre (S21) 38
Figure I.27: (a) Photographie du filtre fabriqué, (b) Performances en transmission mesurées du filtre (S21) 38
Figure I.28: Angles d'orientation θ et φ..... 43
Figure I.29: Antenne dipolaire - (a) Structure, (b) Diagramme de rayonnement (L=100mm / Fréquence=0.7 GHz)..... 45
Figure I.30: Antenne monopôle - (a) Structure, (b) Diagramme de rayonnement idéal, (c) Diagramme de rayonnement réel 46
Figure I.31: Structure conventionnelle d'une antenne patch 47
Figure I.32: L'intégration des antennes avec l'évolution des téléphones cellulaires de 1985 à aujourd'hui..... 47

Figure I.33: Antenne à fente rayonnante chargée par des charge réactives - (a) capacitive, (b) inductive [111] 48
Figure I.34: Antennes monopoles fractales - (a) Von Kock, (b) Peano curve 49
Figure I.35: Antenne monopole enroulée en hélice 49
Figure I.36: Antenne repliée - (a) ILA (Inverted L Antenna), (b) IFA (Inverted F Antenna) 50
Figure I.37: Représentation du champ E pour les antennes patchs imprimées - (a) Antenne λ/2, (b) Antenne λ/4 51
Figure I.38: Antenne PIFA - (a) court-circuit plan, (b) court-circuit languette, (c) court-circuit utilisant « des vias » 51
Figure I.39: Deux antennes PIFA à méandre destinées au scan de conteneurs (tags RFID) à des fréquences de (433.67 - 434.17) MHz avec une bande passante de 500 KHz [3] 53
Figure I.40: Structures fractales appliquées aux antennes imprimées - (a) structure de Sierpinski [120], (b) Structure de Von Koch 54
Figure I.41: Coefficient de réflexion d'une antenne accordable en fréquence [133] 58
Figure I.42: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure pixel patch, (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différents états des commutateurs 59
Figure I.43: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion avec *d*=3mm 60
Figure I.44: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Efficacité en fonction des états des interrupteurs MEMS 60
Figure I.45: Antenne bi-bande reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de capacités variables 61
Figure I.46: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion pour la bande LTE 700/GSM, (c) Coefficient de réflexion pour la bande LTE 2600 61
Figure I.47: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion en fonction du champ magnétique H appliqué à la plaque de ferrite et de la valeur de la capacité 62
Figure I.48: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion en fonction du courant appliqué 63
Figure I.49: Antenne reconfigurable mécaniquement - (a) Structure, (b) Distribution de courant, (c) Accord en fréquence 64
Figure I.50: Antenne reconfigurable en fréquence - (a) Structure, (b) Coefficient de réflexion en fonction du déplacement de la membrane suspendue 64
Figure II.1: Modèle équivalent d'un résonateur accordable 70
Figure II.2: Structure du résonateur utilisée 73
Figure II.3: Variation de la fréquence de résonance d'un résonateur chargé en fonction de 2 charges capacitives Cv 74
Figure II.4: Variations de la fréquence de résonance et du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la charge capacitive variable Cv 75
Figure II.5: Structure constituant une charge capacitive variable à 3 bits 76
Figure II.6: Structure des résonateurs avec une capacité variable idéale et une capacité commutée 77
Figure II.7: Commutateur ohmique MEMS utilisé - (a) photographie, (b) modèles équivalents du commutateur selon l'état 77
Figure II.8: Présentation du circuit de couplage d'entrée-sortie (filtre passe bas) 78
Figure II.9: Filtre passe bas d'ordre 2 - (a) Gain en fonction de Q, (b) Phase en fonction de Q [13] 80
Figure II.10: Interfaçage entre MOMENTUM et ADS pour la détermination du circuit d'entrée-sortie 81
Figure II.11: Variation de phase du filtre passe bas en fonction des charges variables Cv 81
Figure II.12: Circuit de couplage d'entre-sortie en éléments distribués (filtre passe bas) 82

Figure II.13: Comparaison des paramètres S du filtre passe bas en éléments localisés et en éléments distribués 82
Figure II.14: Comparaison des valeurs de Qext simulés et Qext analytiques (objectif) en fonction de la fréquence 83
Figure II.15: Diagramme de routage utilisant - (a) un couplage simple (positif ou négatif), (b) un couplage mixte (positif et négatif) 83
Figure II.16: Couplage inter-résonateurs mixte (positif et négatif) 84
Figure II.17: Comparaison des couplages inter-résonateurs simulés et analytiques en fonction de la fréquence 85
Figure II.18: Structure finale du filtre accordable à bande passante absolue constante 85
Figure II.19: Simulation Momentum et ADS de la structure finale du filtre à bande passante absolue constante 86
Figure II.20: Technologie de montage en surface utilisée pour la mise en place d'un switch MEMS 87
Figure II.21: Technologie de montage en surface utilisée pour la mise en place d'un switch MEMS avec un anneau de résine épaisse SU-8 88
Figure II.22: Photographie du filtre fabriqué 88
Figure II.23: Réponses en transmission pour les 8 états du filtre accordable - (a) Résultats de simulation, (b) Résultats de mesure 89
Figure II.24: Réponses en réflexion pour les 8 états du filtre accordable - (a) Résultats de simulation, (b) Résultats de mesure 90
Figure II.25: Banc de mesure utilisé pour déterminer l'ACPR du filtre accordable 91
Figure II.26: Mesure spectrale d'un signal modulé 16 QAM à la sortie du filtre accordable - (a) état 0 à 20 dBm, (b) état 0 à 30 dBm, (c) état 1 à 20 dBm, (d) état 1 à 30 dBm, (e) état 2 à 20dBm et (f) état 2 à 30 dBm 92
Figure II.27: Structure du circuit de couplage d'entrée- sortie du filtre accordable optimisée en utilisant des composants localisés 93
Figure II.28: Modèle équivalent d'une capacité inter-digitée 94
Figure II.29: Structure du circuit de couplage d'entrée- sortie du filtre accordable optimisée 94
Figure II.30: Structure optimisée du filtre accordable 95
Figure II.31: Photographie du filtre accordable optimisé 96
Figure II.32: Réponses en transmission pour les 8 états du filtre accordable optimisé - (a) Résultats de simulation, (b) Résultats de mesure 96
Figure II.33: Réponses en réflexion pour les 8 états du filtre accordable optimisé - (a) Résultats de simulation, (b) Résultats de mesure 97
Figure II.34: Commutateur ohmique MEMS à 4 contacts - (a) Photographie, (b) Modèles équivalents 97
Figure II.35: Réponses en transmission pour les 8 états du filtre accordable optimisé - (a) résultats de simulation, (b) résultats de mesure 98
Figure II.36: Réponses en réflexion pour les 8 états du filtre accordable optimisé - (a) résultats de simulation, (b) résultats de mesure 99
Figure II.37: Mesure spectrale d'un signal modulé 16 QAM à la sortie du filtre accordable optimisé - (a) état 0 à 15dBm, (b) état 0 à 25 dBm, (c) état 8 à 15 dBm et (d) état 8 à 25 dBm 100
Figure II.38: Photographie de la capacité DTC PE64904 de Peregrine utilisée dans cette étude 101
Figure II.39: Structure de la capacité DTC PE64904 de Peregrine [19] 102
Figure II.40: Schéma électrique équivalent de la capacité DTC PE64904 de Peregrine [19] 102
Figure II.41: Photographie du circuit de mesure de la capacité variable DTC 103
Figure II.42: Paramètres S en fonction de la fréquence pour les 32 états de la capacité DTC - (a) Réponses en transmission, (b) Réponses en réflexion 104
Figure II.43: Empreinte de la capacité DTC avec ses 10 broches [19] 105
Figure II.44: Module de contrôle USB / SPI (MCP2210) - (a) Photographie du circuit, (b) Interface de commande du circuit 105
Figure II.45: Structure du filtre accordable utilisant des capacités variables DTC 106
Figure II.46: Photographie du filtre accordable fabriqué utilisant des capacités variables DTC 106

Figure II.47: Montage du raccordement du filtre accordable utilisant des capacités variables DTC 107
Figure II.48: Variation du facteur de qualité Q_0 de la capacité DTC fourni par le fabricant en fonction des différents états et de la fréquence [19] 107
Figure II.49: Paramètres S en fonction de la fréquence du filtre accordable pour les 32 états - (a) réponses en transmission, (b) réponses en réflexion 108
Figure II.50: Comparaison entre simulation et mesure de la réponse en transmission du filtre accordable pour l'état 32 108
Figure II.51: Mesure spectrale d'un signal modulé 16 QAM à la sortie du filtre accordable - (a) état 0 à 15 dBm, (b) état 0 à 25 dBm, (c) état 32 à 15dBm, et (d) état 32 à 25 dBm 109
Figure III.1: Géométrie d'une antenne patch quart d'onde 113
Figure III.2: Structure de l'antenne reconfigurable - (a) vue de dessus, (b) structure 3D HFSS 115
Figure III.3: Distribution des fréquences de résonances de l'antenne en fonction des états de connexion des patchs secondaires 116
Figure III.4: Fréquence de résonance maximale de l'antenne en fonction de la longueur A4 116
Figure III.5: Distribution des fréquences de résonance en fonction des dimensions Bx (x = 2, 3, 4) des patchs 117
Figure III.6: Variation du module de S11 en dB en fonction de la position de l'alimentation pour les différents états de l'antenne 118
Figure III.7: Distribution du champ E dans les différents éléments rayonnants (sans MEMS, sans résistances) 119
Figure III.8: Photographie de la première structure de l'antenne reconfigurable fabriquée - (a) vue de dessus, (b) vue de dessous 119
Figure III.9: Coefficients de réflexion de l'antenne reconfigurable - (a) Simulation sous HFSS, (b) Mesures 119
Figure III.10: Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (état 000 - 1.46 GHz) - (a): Gain réalisé, (b): Directivité 121
Figure III.11: Efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction des différents états – Comparaison simulations mesures 121
Figure III.12: Performances simulées de l'antenne - (a) et (b) coefficients de réflexion en fonction de la fréquence pour des hauteurs de substrat respectivement de 3.18mm et 6.36mm, (c) et (d) efficacité de rayonnement pour des hauteurs de substrat respectivement de 3.18mm et 6.36mm 122
Figure III.13: Diagrammes de gain de l'antenne en dB - (a) hauteur = 3.18mm, (b) hauteur = 6.36mm 123
Figure III.14: Deuxième structure d'antenne reconfigurable - (a) vue de dessus, (b) structure 3D modélisée sous HFSS 124
Figure III.15: Distribution dans l'antenne pour l'état 000 - (a) du champ E, (b) du courant surfacique 124
Figure III.16: Empilement de l'antenne (a) et antenne conçue (b) 125
Figure III.17: Deuxième structure de l'antenne reconfigurable - (a) vue de côté, (b) vue de dessus, (c) vue de dessous 125
Figure III.18: Vue d'ensemble de la base "champ lointain" disponible à XLIM 126
Figure III.19: Photographie du banc expérimental ayant permis la mesure de l'antenne 126
Figure III.20: Comparaison simulations (a) / mesures (b) du diagramme de rayonnement 3D (état 000 de la deuxième version de l'antenne) 127
Figure III.21: Représentation du diagramme de rayonnement 3D (état 000) – (a) simulations, (b) mesures 127
Figure III.22: Répartition du courant surfacique - (a) (20 mm), (b) (150 mm) - Représentation du diagramme de rayonnement 3D (directivité) - (c) (20 mm), (d) (150 mm) 128
Figure III.23: Structure d'alimentation DC pour l'actionnement des commutateurs MEMS - (a) connecteurs métalliques d'actionnement, (b) résistances d'actionnement de 80 MΩ 129

Figure III.24: Représentation du diagramme de rayonnement 3D (état 011) – (a) simulations, (b) mesures 129
Figure III.25: Représentation du diagramme de rayonnement 3D (état 110) avec connecteurs - (a) simulations, (b) mesures 129
Figure III.26: Deuxième structure de l'antenne reconfigurable - Coefficient de réflexion (a) simulé sans pertes, (b) mesuré - Efficacité totale - (c) simulée sans pertes, (d) mesurée 130
Figure III.27: Mesure de l'ACPR de l'antenne accordable – Banc de mesures utilisé (a) schéma, (b) Photographie 132
Figure III.28: Mesure spectrale d'un signal modulé 16 QAM à la sortie de l'antenne accordable - (a) état 001, (b) état 010 132

Table des tableaux

Tableau I.1: Comparaison des performances des différents éléments d'accord [92] [93] 34
Tableau I.2: Comparaison des performances des filtres accordables 35
Tableau I.3: Comparaison des performances de filtres accordables à bande passante constante 39
Tableau I.4: Fréquences de résonance du mode fondamental d'une antenne PIFA en fonction de la structure de court-circuit utilisée. 52
Tableau I.5: Fréquences de résonance des fentes 53
Tableau I.6: Synthèses des performances des antennes présentées [122] 55
Tableau I.7: Antennes accordables mécaniquement en fréquence 65
Tableau I.8: Antennes accordables en fréquence utilisant des matériaux actifs comme substrat 65
Tableau I.9: Antennes accordables en fréquence utilisant des commutateurs électriques 65
Tableau I.10: Antennes accordables en fréquence utilisant des varactors (capacités variables) 66
Tableau II.1 Caractéristiques du gabarit du filtre à réaliser 73
Tableau II.2: Valeurs des éléments du schéma équivalent du commutateur ohmique MEMS proposé 77
Tableau II.3: Résumé des performances du filtre accordable en simulation et en mesure 90
Tableau II.4: Valeurs des différents éléments constituant les schémas équivalents du commutateur ohmique MEMS à 4 contacts 98
Tableau II 5: Résumé des performances du filtre accordable optimisé, avec comparaison mesures et simulations 99
Tableau II 6: Valeurs des éléments Cs, Rs de la capacité DTC en fonction des états (32 états) [19] 103
Tableau III.1: Paramètres géométriques de l'antenne reconfigurable 115
Tableau III.2: Dimensions de la structure de l'antenne reconfigurable 118
L'antenne fabriquée est présentée figure III.8. Les coefficients de réflexions simulées et mesurées en fonction de la fréquence sont reportées sur les figures III.9 (a) et (b) respectivement et le tableau III.3 résume les performances des différents états de l'antenne 119
Tableau III.4: Dimensions de la deuxième structure d'antenne reconfigurable 124
Tableau III.5: Performances de la deuxième structure de l'antenne reconfigurable 131