

ParisTech
INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
PARIS INSTITUT OF TECHNOLOGY

TELECOM ParisTech

2013-ENST-0010

EDITE ED 130

# Doctorat ParisTech

## T H È S E

**pour obtenir le grade de docteur délivré par**

## Télécom ParisTech

### Spécialité “Electronique et Communications”

*présentée et soutenue publiquement par*

**Lana DAMAJ**

le 13 mars 2013

# Antenne Versatile Intriquée

Directeur de thèse : **Xavier BEGAUD**

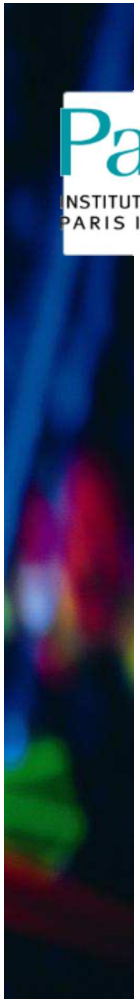
Directeur de thèse: **Anne Claire LEPAGE**

### Jury

| | |
|---|---|
| **M. Bernard HUYART**, Professeur, TELECOM ParisTech | Président du Jury |
| **M. Mohamed HIMDI**, Professeur, Université de Rennes 1 | Rapporteur |
| **M. Thierry MONEDIERE**, Professeur, XLIM, Université de Limoges | Rapporteur |
| **M. Christian RENARD**, Ingénieur de Recherche, Thales Aerospace Division | Examinateur |
| **M. Xavier BEGAUD**, Professeur, TELECOM ParisTech | Directeur de thèse |
| **Mme Anne Claire LEPAGE**, Maître de Conférence, TELECOM ParisTech | Directeur de thèse |
| **M. Anthony BELLION**, Docteur, CNES | Invité |
| **M. Julien SARRAZIN**, Maître de Conférence, UPMC L2E | Invité |

T H È S E

**Télécom ParisTech**
**école de l’Institut Mines Télécom – membre de ParisTech**
46, rue Barrault – 75634 Paris Cedex 13 – Tél. + 33 (0)1 45 81 77 77 – www.telecom-paristech.fr



ParisTech
INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
PARIS INSTITUTE OF TECHNOLOGY

TELECOM ParisTech

**Télécom ParisTech**
**école de l'Institut Mines Télécom – membre de ParisTech**
46, rue Barrault – 75634 Paris Cedex 13 – Tél. + 33 (0)1 45 81 77 77 – www.telecom-paristech.fr

I dedicate this thesis to

my parents, my brothers and my family

for their support and unconditional love.

# ACKNOLEGMENT

The list of the people I need to thank will not fit to a single Acknowledgement section. I just mention some people whose contribution is obvious.

It is my pleasure to thank my supervisors, Prof. Xavier BEGAUD and Dr. Anne Claire LEPAGE, who have offered me the opportunity to work on a very interesting subject. I acknowledge my deepest gratitude and appreciation to them for their guidance and help throughout my PhD studies.

Many thanks go to Prof. Bernard HUYART, the jury president, Prof. Mohamed HIMDI, Prof. Thierry MONEDIERE, Ing. Christian RENARD, Dr. Julien SARRAZIN and Dr. Anthony BELLION, for coming from the different corners of France to serve on my thesis committee, and for sparing their invaluable time reviewing the manuscript.

I would like to thank Mr. Karim BENKALAIA and Mr. Antoine KHY. I am extremely grateful to them for helping me in measurements conducted over the past three years. I sincerely wish to thank the members of the COMELEC department at Telecom ParisTech.

I thank all Doctors and PhD students in the RFM laboratory, Aita, Lila, Taghrid, Nga, Reda, Christopher, José, Rupesh, Fabrice, Michael, Mark, Abdou, Anas and Yunfei. I am always indebted to all my friends in France and Lebanon, Madonna, Rouwayda, Sara, Dalia, Sally, Dally, Hussein, and Kassem for their friendship.

Special recognition goes to Sara MEDLEJ, Zeinab MHANNA, Lina EL KHATIB and her family for their support and friendship that keeps my stress level down during my difficult times.

I owe a lot to my family, who encouraged and helped me at every stage of my personal and academic life and longed to see this achievement come true. A special gratitude and love goes to my family for their unfailing support. My hard-working parents, Najat and Taha, have sacrificed their lives for my brothers and me and provided unconditional love and care. My brothers, Louay, Wael and Wassef have been always my best friends. I love them so much and thank them for all their affections, advices, encouragement and support. They are

always there for me even though we are a thousand miles apart. I would also like to say a heartfelt thank to my dear aunties Yousra, Arifa and Noha EL KHATIB for their love and encouragement. I also express my deep gratitude to my dear uncles Ahmad, Mohammad, Wassef, Mosbah EL KHATIB and their families for their maintain and love. I also wish to thank all my cousins specially Wiam, Maham, Amjad, Makram, Lody, Mheddine and Achraf. I consider myself the luckiest in the world to have such a supportive family, standing behind me with their love and support. They have given me their unequivocal support throughout, as always, for which my mere expression of thanks likewise does not suffice.

Lana DAMAJ

# RESUME

**Introduction :**

Ces dernières années est apparu un grand intérêt dans le développement des nouveaux services sans fils permettant de supporter plusieurs standards et de transmettre des données à haut débit. Dans ce contexte, les antennes constituent un des éléments cruciaux de la chaîne d'émission réception. Elles doivent notamment répondre aux contraintes fixées par les nouveaux systèmes de télécommunications en termes de bande passante et de taille. Afin de réduire la taille globale des frontaux RF (Radio Fréquence), il est intéressant d'élaborer une stratégie visant à rassembler au sein d'un même composant, deux voire plusieurs fonctionnalités (exemple rayonnement, adaptation et filtrage). L'intégration de différentes fonctions dans un même module permet alors de concevoir des terminaux RF compacts.

Dans les techniques de conception traditionnelles, l'antenne et les composants du front end sont conçus indépendamment les uns des autres. Cette dissociation entre l'antenne et les circuits actifs et passifs du front end RF nécessite souvent l'ajout d'interconnexions et de circuits d'adaptation supplémentaires qui réduisent les performances globales du système, augmentent sa taille, sa consommation et son coût total. De plus, ces interconnexions peuvent interférer avec les autres composants, ce qui dégrade les performances du système et ajoute des pertes supplémentaires.

En conséquence, une nouvelle technique de conception dite «co-conception » doit être utilisée. Selon ce principe, les éléments doivent être conçus conjointement pour assurer des performances optimales tout en occupant une taille minimale.

L'objectif principal de cette thèse est de développer des antennes large bande à double polarisation linéaire et comprenant un dispositif d'alimentation et un filtre intégré dans sa partie rayonnante, ce que nous avons défini comme antennes versatiles intriquées. Comme ces fonctions sont parties intégrantes de l'antenne, on parle d'antenne intriquée. D'autre part, la largeur de la bande et la double polarisation lui permettent de s'adapter à plusieurs types de standards et donc d'être versatile. Dans cette approche, l'élément rayonnant, le filtre qui permet de rejeter les harmoniques supérieurs et le circuit d'adaptation, qui sont traditionnellement des circuits séparés, sont intégrés dans une seule unité. Plusieurs

challenges sont à relever tels qu"une taille compacte, une large bande passante (supérieure à l"octave) et une bande de réjection large afin de rejeter les rayonnements parasites. De plus, la structure doit supporter les différents standards comme UWB (bande inférieure en Europe, 3.1-4.8 GHz), IEEE 802.11 b/g/n (Wi-Fi) (2.4-2.5 GHz), IEEE 802.11 a (5.17- 5.875 GHz), IEEE 802.16 (WiMAX) (2.5-2.6 GHz, 3.4-3.6 GHz, 5.15-5.925 GHz), LTE (2.5-2.7 GHz).

Afin de renforcer le caractère versatile, nous nous sommes également intéressés à développer des antennes intriquées à double polarisation. Celles-ci peuvent transmettre ou recevoir tout type de polarisation et offrent donc la possibilité de réduire l'effet des évanouissements par multi-trajets, de maximiser le signal reçu et d'améliorer le débit du canal en augmentant la capacité de transmission. Dans cette étude, nous abordons la conception d"une antenne à double polarisation complexe qui peut couvrir une bande passante la plus large possible, afin de supporter un nombre maximum de standards. La fréquence la plus basse est fixée selon les standards les plus connus ou ceux ayant la plus large bande (Wi-Fi, UWB). La fréquence supérieure n'est pas guidée par un standard spécifique, mais elle est définie afin d'obtenir la bande passante la plus large. En outre, en utilisant les solutions visant à réduire les harmoniques, cette fréquence peut être adaptée facilement. Ceci explique pourquoi la fréquence supérieure varie pour chaque structure proposée. Pour chacune, nous indiquons les standards supportés.

Enfin, des plans de masse sont nécessaires dans de nombreux systèmes de télécommunications pour protéger les appareils électroniques situés sous l'antenne. Par conséquent, un autre but de cette thèse est de développer une antenne versatile intriquée, directive et de faible épaisseur, en utilisant une nouvelle structure à base d"un Conducteur Magnétique Artificiel (CMA) large bande.

Cette thèse se compose de quatre chapitres :

**Chapitre 1. Le concept de la co-conception antenne/composants RF :**

La miniaturisation et le faible coût sont deux exigences industrielles importantes des frontaux RF. Cependant, les systèmes de communication avancés nécessitent un frontal RF compact sans sacrifier les performances du système. Une des approches de conception

consiste à intégrer les différents composants dans un élément unique pour minimiser le nombre d'éléments.

Habituellement, chaque élément est conçu et optimisé de manière indépendante. En outre, lorsque plusieurs systèmes fonctionnant à des fréquences voisines existent à proximité physique, il y a une augmentation des interférences entre les systèmes de communication. Pour remédier à cela, un filtre est souvent placé entre l'amplificateur et l'antenne afin de réduire le rayonnement non désiré et d'améliorer l'adaptation en impédance de l'antenne dans sa bande de fonctionnement. Traditionnellement, ces composants sont conçus de façon indépendante avec une impédance d'entrée et de sortie de 50 Ω (ou 75 Ω). Cette méthode conventionnelle fonctionne bien aux basses fréquences et lorsque les exigences de conception du système ne sont pas trop strictes. Cependant, à des fréquences élevées (supérieures à 20 MHz), les interconnexions peuvent éventuellement rayonner et interférer avec les autres composants. Par conséquent, cette technique dégrade les performances du système, même si chaque composant répond aux spécifications. En outre, cette approche augmente la taille et le coût des frontaux RF et ajoute des pertes d'insertion.

La taille, la bande passante et l'efficacité sont les caractéristiques essentielles des systèmes de communication sans fil. Pour parvenir à un compromis idéal entre ces caractéristiques, nous avons besoin de concevoir des systèmes avec un degré d'intégration élevé tout en améliorant les performances. Une façon de miniaturiser un frontal RF consiste à intégrer ses circuits passifs et les interconnexions dans un paquet, qui est appelé „system in package (SIP)". Une autre solution, désignée comme co-conception, est d'intégrer plusieurs fonctions dans une seule unité sans interconnexions. Cette méthode peut améliorer les performances du système et simplifie les connexions entre les différents composants. Comme la taille de l'antenne a souvent une grande influence sur l'ensemble de la taille du système sans fil, sa réduction est l'un des défis importants. Pour réduire la taille tout en conservant de bonnes performances, une méthode consiste à concevoir une structure rayonnante qui peut effectuer certaines fonctions du frontal RF comme le filtrage, l'adaptation d'impédance. Dans cette thèse, nous nous intéressons aux antennes large bande qui peuvent couvrir plusieurs standards, entrelacées à un filtre et un circuit d'adaptation, que nous avons défini comme antennes versatiles intriquées.

Dans le premier chapitre, nous présentons les différentes approches utilisées sur la co-conception des antennes avec d'autres composantes du frontal. Nous avons divisé les travaux en deux parties principales, la co-conception antenne/circuits passifs, tel que le filtre et le circuit d'adaptation, et antenne/circuit actifs, tel que l'amplificateur faible bruit et de puissance.

Concernant la co-conception entre l'antenne et le filtre, on distingue les études menées sur la réjection d'une bande étroite de fréquence dans la bande ULB (Ultra-Large Bande). En raison de leur importante bande passante, la conception des antennes ULB pose de nombreux défis comme assurer une bonne adaptation d'impédance, un rayonnement stable, une compacité élevée et de faibles coûts de fabrication. Un autre défi technique créé par les systèmes ULB est la cohabitation avec les systèmes de communication à bande étroite tels que l'IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz et 5.725-5.825 GHz). La solution classique serait d'utiliser des filtres coupe bande pour rejeter ces signaux indésirables. Mais cela augmente la taille du dispositif et crée des pertes supplémentaires. Kerkhoff et Ling [1] ont découvert qu'une bande de fréquence étroite pouvait être filtrée, tout en conservant une bonne adaptation dans le reste de la bande ULB, si l'intérieur de l'élément rayonnant a été modifié par la suppression de quelques portions de métal. Cette technique permet de réduire la taille du système en s'affranchissant de l'utilisation des filtres coupe bande additionnels. Dans notre étude, nous allons étudier ce concept dans le chapitre 3 afin d'ajouter d'autres fonctions à l'élément rayonnant.

Une autre idée serait d'introduire la fonctionnalité de rayonnement au sein d'une structure filtrante. Cette méthode d'intégration consiste à substituer le dernier résonateur et la charge du filtre passe-bande par une antenne. Cette structure est généralement appelée filtres rayonnants. Ils sont utilisés lorsque des fortes contraintes en termes de sélectivité sont requises. Cependant, ces filtres rayonnants sont des structures résonantes, encombrantes et difficilement intégrables. Ils ne sont pas alors adaptés à notre étude qui concerne les antennes large bande.

[1] A. Kerkhoff and H. Ling, "Design of a planar monopole antenna for use with ultra-wideband (UWB) having a band-notched characteristic," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, vol. 1, pp. 830- 833, 22-27 June 2003.

Il y a également des études sur la co-conception entre l'antenne et le filtre basées sur des structures multicouches LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics). Ces matériaux possèdent des constantes diélectriques élevées. D'une part, ceci aide à réduire la taille de l'antenne mais, d'autre part, ceci réduit également la bande passante, rendant ainsi la conception des antennes large bande plus difficile.

D'autres études de co-conception utilisent des filtres basés sur des métamatériaux. Ce sont des matériaux artificiels qui ont été introduits par Vesalago en 1967. Ils ont des propriétés électromagnétiques extraordinaires utilisées pour la miniaturisation des antennes mais également pour la conception de filtres. En raison de leur taille compacte, ils peuvent être facilement intégrés à l'antenne. Dans cette thèse, des filtres basés sur des structures à bande interdite électromagnétique (EBG : Electromagnetic Band Gap) et des structures à défaut de plan de masse (DGS : Defected Ground Structure), sont conçus pour être intégrés à des antennes large bande.

En plus, dans les systèmes ULB, les antennes doivent présenter une bonne adaptation d'impédance dans toute la bande de fréquence ULB. Elles doivent également être compactes, à faible coût et faciles à fabriquer. Le principal défi dans la conception d'une antenne ULB est d'obtenir une bande passante large tout en conservant une haute efficacité de rayonnement. En outre, certaines de ces antennes sont des structures symétriques. Par conséquent, elles ont besoin d'un système d'alimentation pour obtenir des champs équilibrés à l'entrée de l'antenne. La conception d'un réseau d'adaptation intégré pour de telles antennes est un véritable défi. En effet, il est nécessaire d'utiliser un balun (BALanced-to-UNbalanced) ou symétriseur large bande. Dans le chapitre 2, nous présenterons une antenne Bowtie intégrée à un balun et reliée à un filtre EBG.

Une autre catégorie de co-conception est l'intégration entre l'antenne et les circuits actifs comme l'amplificateur de puissance et l'amplificateur faible bruit. Dans le cas de l'amplificateur faible bruit (LNA : Low Noise Amplifier), le transistor est testé pour voir quelle impédance donne le meilleur facteur de bruit tout en gardant un gain acceptable. Ensuite, l'antenne est conçue pour présenter le conjugué de la dite impédance et connectée directement à l'amplificateur. Du côté du LNA, cela permet de s'affranchir de l'utilisation des circuits d'adaptation qui présentent de nombreux inconvénients. En effet, ils sont coûteux et créent un bruit additionnel limitant les performances en bruit globales. Du côté de

l"antenne, la co-conception peut contribuer à la miniaturisation des antennes dans le sens où elle peut les faire fonctionner à une fréquence plus basse que celle de la résonance, pour avoir une impédance complexe.

Pour la co-conception avec un amplificateur de puissance, l"antenne fait partie des circuits qui permettent de supprimer les harmoniques supérieurs indésirables à la sortie de l"amplificateur. Ces structures sont appelées antenne active intégrée. En effet, lorsqu"un dispositif actif non linéaire est directement intégré sur une antenne, celle-ci présente un niveau élevé de rayonnements harmoniques. Des filtres additionnels ne peuvent pas être ajoutés à cause des contraintes de taille. Des études ont été menées sur la réalisation de la fonction de filtrage des harmoniques à l"intérieur de la structure rayonnante de l"antenne.

Dans ce chapitre, l'état de l'art sur l'intégration de l"antenne avec d'autres éléments du frontal RF a été présenté. La technique d"intégration, où de multiples circuits sont intégrés dans un même dispositif, est appelée co-conception. Ce concept permet d"améliorer les performances du système et de simplifier les connexions entre les différents composants. Ainsi, en utilisant cette méthode, les frontaux RF bénéficient d"une réduction de taille, d"une faible consommation d'énergie et d"un faible coût de fabrication, exigés dans les systèmes de communication sans fil. Autant que possible, nous avons essayé de rapporter les principaux sujets et les travaux importants qui ont été publiés dans ce domaine. Une classification des antennes co-conçues basée sur les différentes fonctions de dispositifs intégrés est proposée. Les études peuvent être divisées en deux catégories principales: l'intégration avec des composants passifs (comme filtre et réseau d'adaptation) et l'intégration avec des dispositifs actifs (comme amplificateur et oscillateur). L'intégration entre les circuits actifs et l'élément rayonnant est appelée antenne active intégrée (AIA : Active Integrated Antenne). L"AIA introduit des dispositifs non linéaires directement dans l'élément rayonnant et donc ils peuvent présenter des niveaux élevés de rayonnement harmonique. La suppression des harmoniques dans l"AIA est reconnue comme une méthode efficace pour améliorer l'efficacité de l'amplificateur du côté de l'émetteur. Dans ce travail, nous nous intéressons à l'antenne large bande qui peut couvrir une bande plus de l"octave. Comme nous pouvons le voir dans l'état de l'art, peu de travaux ont été réalisés sur le thème de co-conception sur une large bande passante. Dans cette thèse, nous allons donc nous concentrer sur l'intégration de l'antenne large bande avec un filtre à large bande de réjection pour réduire les harmoniques

de dispositifs actifs. En outre, dans de nombreuses applications, une amélioration significative des performances du système peut être atteinte par l'utilisation de la diversité de polarisation. A cet effet, nous nous intéressons également à la conception des antennes large bande à double polarisation intégrées avec un filtre large coupe bande.

## Chapitre 2. Antenne versatile avec un balun et un filtre:

Dans ce chapitre, une antenne à double polarisation large bande, alimentée par un balun symétriseur large bande et intégré à un filtre EBG (Electromagnetic Band Gap) permettant de supprimer les harmoniques est présentée. La structure conçue (antenne-symétriseur-filtre) est destinée à supprimer les rayonnements indésirables qui surviennent à des fréquences hors de la bande de fonctionnement de l'antenne. L'antenne doit couvrir une bande autour de l'octave de 3,1 GHz à 6,3 GHz. La structure finale peut être utilisée par les standards suivants: UWB (bande basse en Europe, 3,1-4,8), IEEE 802.11 a (5,17 à 5,875 GHz) et IEEE 802.16 (WiMAX) (3,4-3,6 GHz, 5,15 à 5,925 GHz).

Après un bref état de l'art sur les antennes large bande et sur les antennes à double polarisation, l'antenne Bowtie a été retenue. En effet, dans notre étude, nous cherchons une antenne large bande à double polarisation (antenne versatile) pour être intégrée à un circuit d'adaptation et un filtre (antenne intriquée). Par conséquent, l'antenne Bowtie est une bonne candidate pour notre étude. Tout d'abord, la configuration de l'antenne à double polarisation est présentée. L'antenne est imprimée sur le substrat DiClad 880 d'épaisseur h = 0,762 mm et de permittivité relative $\varepsilon r$ = 2,2. Elle est composée de deux éléments rayonnants Bowtie identiques. Le premier est imprimé sur une face du substrat, afin d'assurer la polarisation verticale, et le second est tourné de 90° et imprimé sur la face opposée afin d'assurer la polarisation horizontale. Pour trouver les dimensions optimales de l'antenne, elle a été alimentée un port discret en utilisant CST Microwave Studio® (solveur transient) Cet outil de simulation a été choisi car il est particulièrement approprié pour la conception des structures large bande. Les dimensions de l'antenne sont choisies afin d'obtenir un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB dans la bande de 3,1 GHz à 8 GHz. La taille totale de l'antenne est de 50x50 $mm^2$ soit $0.5x0.5\lambda_0^2$, où $\lambda_0$ est la longueur d'onde en espace libre à 3,1 GHz. L'antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel qui ressemble à un dipôle dans

les plans E et H en dessous de 7 GHz. A partir de 7GHz les diagrammes de rayonnement sont altérés et des niveaux élevés de lobes secondaires apparaissent. Il est clairement noté que le rayonnement parasite est généré à partir de 7 GHz.

Ensuite, la réponse de l'antenne est optimisée grâce à un symétriseur ou balun. Le balun est formé de trois parties : une partie CPS (Coplanar Strip Line) dimensionnée pour présenter une impédance égale à celle à l'entrée de l'antenne (155 Ω), une partie microruban dimensionnée pour avoir une impédance de 50 Ω et entre les deux une transition dimensionnée par une étude paramétrique. Après simulation avec CST Microwave Studio®, l'antenne est adaptée et l'isolation entre les accès est supérieure à 15 dB dans la bande [3.1-6.3 GHz]. L'antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel de type dipôle entre 3,1 GHz et 6,3 GHz, avec un maximum de gain réalisé de 5,5 dB. En outre, une différence de 10 dB est observée entre le gain réalisé en polarisation principale et croisée dans cette bande. Il y a déformation du diagramme au-dessus de 6 GHz. Il est clairement noté que des rayonnements parasites sont générés au-dessus de 6 GHz. C'est pour cela qu'un filtre à large bande de réjection a été conçu. Le filtre est basé sur une structure EBG, et permet de rejeter les rayonnements parasites et les harmoniques supérieurs de 6,3 GHz à 16 GHz.

La cellule unitaire EBG adoptée a la forme de I. Cette cellule fournit une inductance et une capacité effectives élevées ce qui conduit à la réduction de la taille du circuit. Pour une meilleure compréhension de la cellule unitaire EBG, une étude paramétrique a été réalisée. Le filtre proposé est composé de trois cellules en cascade. La taille totale du filtre est 17.4x11.8 $mm^2$ soit $0.36x0.25\lambda_0^2$, où $\lambda_0$ est la longueur d'onde en espace libre à 6.3 GHz. La fréquence de coupure à 3 dB du filtre proposé est de 6,3 GHz et la bande coupée est comprise entre 6,9 GHz et 16,3 GHz (81%), pour un coefficient de transmission inférieur à-15dB.

La structure complète est formée par l'antenne à double polarisation associée au filtre EBG. Le filtre est placé dans la partie micro-ruban du symétriseur comme le montre la Figure 1. On remarque qu'il y a une désadaption dans la bande de fonctionnement de l'antenne. Afin d'améliorer l'adaptation d'impédance, la transition du symétriseur a été optimisée de nouveau. Un résultat optimal est obtenu en choisissant $L_b$ = 12 mm et $w_b$ = 2,1 mm. Après optimisation, les dimensions de la structure complète sont plus petites que celles combinant les deux ensembles (l'antenne et le filtre). La taille de la structure est 89x89 $mm^2$ soit $0.9x0.9\ \lambda_0^2$, $\lambda_0$ étant la longueur d'onde en espace libre à 3.1 GHz.

La bande passante de la structure complète est de 68% pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB ce qui couvre la bande de fréquence souhaitée entre 3,1 GHz et 6,3 GHz. L'isolation simulée entre les deux accès est supérieur à 15 dB dans cette bande. En outre, les harmoniques supérieurs sont efficacement réduits au-dessus de 6,9 GHz.

L'antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel de type dipôle entre 3,1 GHz et 6,3 GHz. Après optimisation, le niveau de polarisation croisée est 10 dB en dessous du niveau de rayonnement en polarisation principale entre 3,1 GHz et 6 GHz. A 6,3 GHz, cette différence est inférieure à 7,5 dB. Le gain réalisé varie entre 2 dB et 5,5 dB dans la bande [3,1-6,3 GHz].

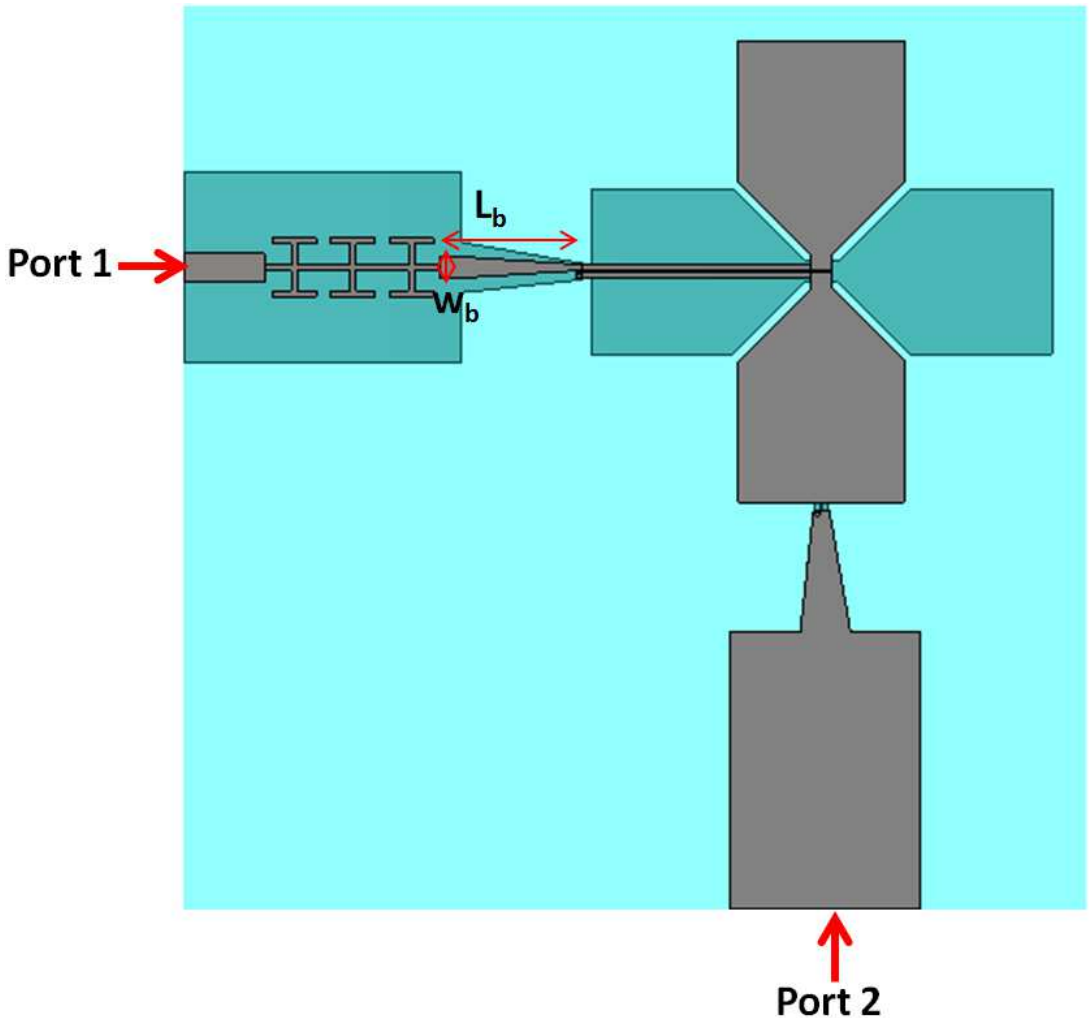



**Figure 1 : Géométrie de la structure complète (antenne-balun-filtre) à double polarisation**

Dans ce chapitre, une antenne à double polarisation large bande a été présentée. L'antenne est formée par deux bowtie identiques imprimés sur les deux faces du substrat avec une rotation de 90 °. Chaque élément rayonnant est alimenté par une transition de type balun large bande. Le filtre est intégré dans la partie micro-ruban du symétriseur afin de supprimer les harmoniques d'ordre élevé. L'ensemble de la structure (antenne-balun-filtre) fonctionne dans la bande de fréquences comprise entre 3,1 GHz et 6,3 GHz (68%). L'isolation entre les ports est supérieure à 15 dB à l'intérieur de cette bande. Les harmoniques sont effectivement rejetés au-delà de 7 GHz. L'antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel de type dipôle dans la bande de fonctionnement [3.1 à 6.3 GHz]. La taille de la structure est 0.9x0.9 $\lambda_0^2$, $\lambda_0$ étant la longueur d'onde en espace libre à 3.1 GHz. Cette structure avec suppression d'harmonique large bande peut être attrayante pour les applications UWB (bande basse en Europe) et elle couvre également les bandes de fréquences pour IEEE 802.11 a et IEEE 802.16 (WiMAX). Afin d'obtenir une structure plus compacte, nous présenterons dans le prochain chapitre la conception d'une antenne à large bande où le filtre et le circuit d'adaptation sont intégrés au sein de la même structure. De plus, la structure conçue disposera une bande de réjection plus large.

## Chapitre 3. Antenne versatile intriquée :

L'étude décrite dans ce chapitre concerne l'intégration des fonctions de rayonnement, d'adaptation et de filtrage au sein d'une même structure sur une large bande passante (de 2 GHz à 5,4 GHz). Ces fonctions sont parties intégrantes de l'antenne et lui confèrent le caractère intriqué. La structure conçue couvre plusieurs standards tels que UWB (bande inférieure en Europe, 3,1-4,8 GHz), IEEE 802.11 b / g / n (Wi-Fi) (2,4-2,5 GHz), IEEE 802.16 (WiMAX) (2,5-2,6 GHz, 3.4-3.6 GHz) et LTE (2,5-2,7 GHz). La largeur de la bande et la double polarisation lui permettent de s'adapter à différents types de standard et donc d'être versatile. En outre, dans cette approche, l'élément rayonnant, le circuit pour rejeter les harmoniques et le réseau d'adaptation, qui sont traditionnellement des circuits séparés, sont intégrés dans un seul dispositif compact. L'antenne-filtre proposée est conçue pour supprimer les rayonnements parasites indésirables. En effet, le rayonnement parasite est un rayonnement qui se produit dans une direction non souhaitée, ou à des fréquences autres que la fréquence

de fonctionnement de l'antenne. Le rayonnement à des fréquences indésirables est considéré comme un rayonnement dû à des harmoniques de l'antenne.

L'antenne proposée est une antenne permettant la réjection des harmoniques supérieurs. En effet, une antenne active intégrée introduit des dispositifs non linéaires directement dans l'élément rayonnant. Ce concept a été utilisé pour concevoir des antennes comprenant des amplificateurs de puissance à haute efficacité. Cependant, ces antennes présentent un niveau élevé de rayonnement d'harmoniques, ce qui peut dégrader les performances du système. Dans les systèmes classiques, des filtres sont ajoutés pour supprimer ces harmoniques. Néanmoins, ces filtres augmentent la taille et le coût des terminaux RF et ajoutent aussi des pertes. Il est alors intéressant de réaliser cette fonction de filtrage des harmoniques au sein de l'élément rayonnant. Ce type d'antenne permet la réalisation de terminaux RF compacts. Plusieurs méthodes ont été utilisées pour rejeter les harmoniques, tels que : l'insertion de fentes et de court-circuits, l'utilisation de structures photoniques à bande interdite ou de structures à défaut de plan de masse. Enfin, il faut souligner que la majorité des études dans ce domaine ont été menées pour des structures à bande étroite.

L'antenne retenue est alimentée en guide d'onde coplanaire (CPW) et a la forme d'un Bowtie. En effet, ces antennes ont l'avantage d'avoir une large bande passante et permettent une intégration facile avec les dispositifs actifs. Le mécanisme d'alimentation en CPW offre plusieurs avantages par rapport à l'alimentation de type microruban car il présente moins de dispersion et de faible perte de rayonnement. En outre, la réduction de la taille des antennes microruban conduit généralement à un plan de masse petit, qui se trouve sur la surface opposée du substrat. Ainsi, le courant de surface sur ce plan de masse devient considérable et affecte les performances de l'antenne. En conséquence, les antennes alimentées en CPW sont de bonnes candidates pour la conception d'antennes de petite taille. La ligne d'alimentation, le plan de masse et l'élément rayonnant sont sur la même face du substrat. De plus, l'impédance caractéristique d'une ligne CPW dépend peu de la hauteur de substrat et mais dépend des dimensions de la surface conductrice.

La structure rayonnante se compose d'une antenne Bowtie alimentée en CPW (Figure 2). L'élément rayonnant et le plan de masse sont imprimés sur le dessus d'un substrat FR4 d'épaisseur h = 0,8 mm, de permittivité relative $\varepsilon_r$ = 3,7 et une tangente de perte tan$\delta$ = 0,02.

La partie supérieure et la partie inférieure (plan de masse) de l'antenne ont la même forme et à peu près les mêmes dimensions. La largeur et le gap de la ligne d'alimentation sont w = 3 mm et g = 0,25 mm respectivement, pour obtenir une impédance de 50 Ω. L'élément rayonnant est alimenté en guide d'onde coplanaire à travers un système d'alimentation large bande. Cette transition transforme l'impédance d'entrée de l'antenne à 50 Ω au niveau du connecteur SMA. Les dimensions de l'élément rayonnant ont été choisies afin que l'antenne soit adaptée à partir de 2.4 GHz. Les paramètres b et h définissent la fréquence la plus basse de la bande de fonctionnement. La taille totale de l'antenne est $0.6x0.55\lambda_0^2$, où $\lambda_0$ est la longueur d'onde en espace libre à 2,4 GHz.

Le coefficient de réflexion de l'antenne simulée est inférieur à-10dB de 2,4 GHz à 20 GHz. L'antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel de type dipôle entre 2,4 GHz et 5 GHz. Il est clairement noté que de rayonnement parasite est généré à partir de 6 GHz.

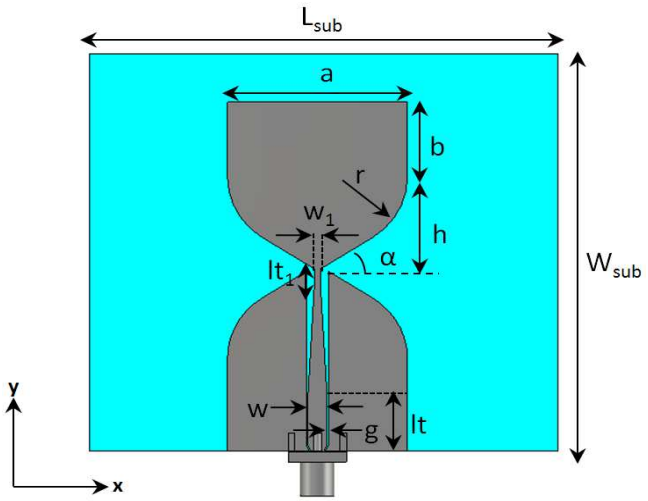
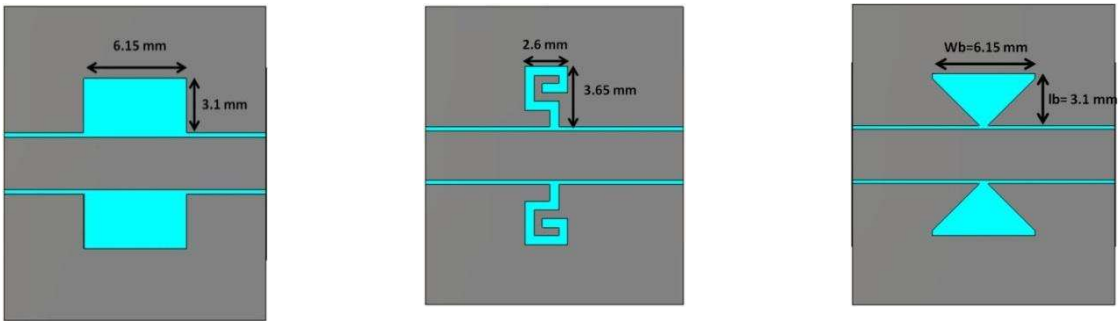



**Figure 2** : Géométrie de l'antenne

Le filtre conçu sur la base d'une structure à défaut de plan de masse (DGS : Defected Ground Structure), composée de trois cellules non uniformes. Les structures DGS sont une évolution des structures à bande interdite électromagnétique (EBG : Electromagnetic Band-Gap). Ces structures EBG ont suscité l'intérêt de nombreux chercheurs grâce à leurs propriétés intéressantes en termes de miniaturisation et de suppression des ondes de surfaces. Les structures DGS offrent les mêmes avantages que les structures EBG avec la différence

que l'utilisation d'une ou de quelques cellules est suffisante pour assurer les mêmes performances. Une cellule unitaire DGS est constituée d'un défaut (gravure) dans le plan de masse d'une ligne de transmission en micro-ruban, en guide d'onde coplanaire ou sur n'importe quelle structure où un plan de masse existe.

De nombreuses formes de cellules unitaires DGS ont été proposées dans la littérature pour la conception des filtres. Plusieurs types de motifs, représentés sur la Figure 3, ont été étudiés. Les cellules unitaires DGS sont dimensionnées pour présenter une fréquence de coupure à 3 dB à 5,5 GHz. Elles sont alimentées en guide d'onde coplanaire et réalisées sur un substrat FR4 ($\varepsilon_r$= 3,7, tan$\delta$=0,02) et d'épaisseur h=0,8 mm.




(a) (b) (c)

**Figure 3: cellules unitaires DGS étudiées (a) rectangulaire, (b) spirale, et (c) Bowtie**

Le Tableau 1 résume l'étude comparative entre les dimensions et les coefficients de transmission pour chaque cellule DGS. La bande de réjection correspond à un coefficient de transmission inférieur à -15 dB. Après une comparaison des caractéristiques de plusieurs cellules, la cellule Bowtie a été retenue puisqu'elle présente la plus large bande de réjection ainsi qu'une taille compacte.

**Tableau 1 : Bandes de réjection des cellules unitaires DGS**

| Cellules unitaires | Bande de réjection (GHz) | Largeur de bande (%) |
|---|---|---|
| Rectangulaire | 20,9-24,4 | 15,45 |
| Spirale | 7,2-8 | 10,5 |
| Bowtie | 9,6-12,55 | 26,6 |

Le filtre conçu est formé de trois cellules unitaires en cascade et non uniformes, afin d'obtenir une large bande de réjection et une taille compacte, pour pouvoir être intégré sur l'antenne. La Figure 4 illustre la configuration du filtre DGS. Le filtre est réalisé sur un substrat FR4 ($\varepsilon_r$= 3,7, tanδ=0,02) d'épaisseur h=0,8 mm. La taille totale du filtre est 0,36x0,33 $\lambda_0^2$, où $\lambda_0$ est la longueur d'onde en espace libre à 5,5 GHz. Les dimensions des cellules unitaires ont été optimisées par une étude paramétrique d'une cellule, pour rejeter la bande désirée (7 GHz - 22 GHz).

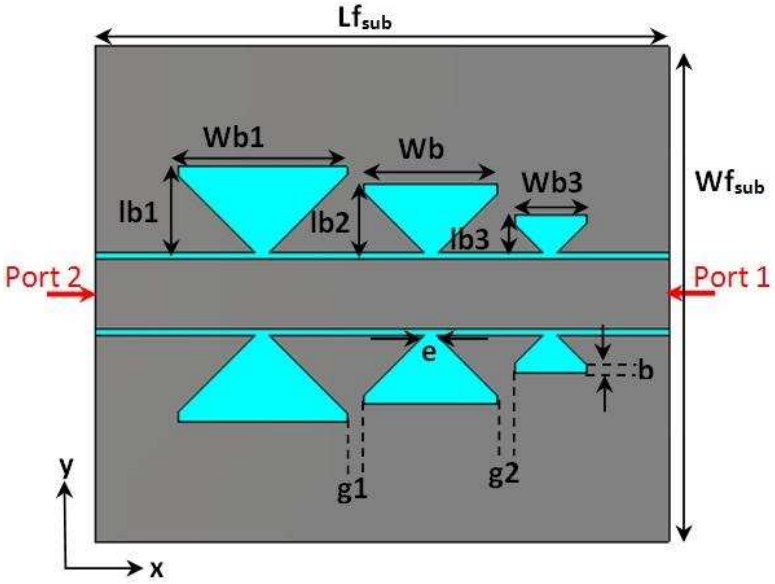



**Figure 4 : Géométrie du filtre DGS**

L'antenne-filtre est imprimée sur le même substrat que précédemment et a les mêmes dimensions. Le filtre est intégré dans le plan de masse (partie inférieure) de l'antenne Bowtie alimentée en CPW. Le coefficient de réflexion simulée est supérieur à -10 dB autour de 3,3 GHz. Cela est dû à la variation brusque de l'impédance caractéristique du filtre mais les harmoniques sont bien rejetés.

Afin d'améliorer l'adaptation, des études paramétriques de la transition sont effectuées. En effet, l'insertion de la structure DGS dans l'antenne augmente son impédance d'entrée. Les dimensions de la transition ont un impact sur l'adaptation de la structure entière. Après optimisation, un prototype expérimental de l'antenne-filtre alimentée en CPW a été réalisé et testé afin de valider les résultats de simulation (Figure 5). L'antenne-filtre est adaptée entre 2 GHz et 5,4 GHz (92%) avec un module du coefficient de réflexion inférieur à

-10 dB. Par ailleurs, les harmoniques supérieurs sont réduits. Il y a un bon accord entre les résultats de simulation et de mesure. La taille totale de la structure complète est 66x73mm$^2$ soit 0.44x0.48$\lambda_0^2$, où $\lambda_0$ est la longueur d'onde en espace libre à 2 GHz.

En comparant les diagrammes de rayonnement en polarisations principale et croisée dans les plans E et H, il est constaté qu'il y a un bon accord entre les diagrammes mesurés et simulés. Le gain en polarisation croisée mesurée est inférieur à -10 dB dans les deux plans. Le gain réalisé varie entre 1,5 dB et 3,2 dB dans toute la bande de fréquence.

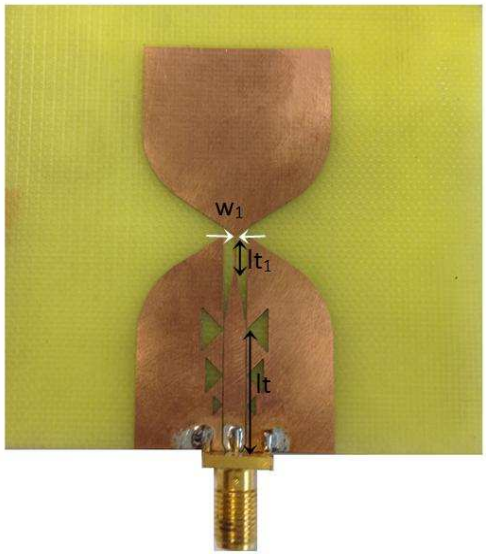



**Figure 5** : Le prototype de l'antenne réalisée

Après avoir présenté l'antenne à simple polarisation intégrée avec un filtre DGS ayant une large bande de rejection, la structure à double polarisation a été conçue. En effet, la diversité de polarisation réduit l'effet d'évanouissement causé par les trajets multiples dans les systèmes de communication sans fil. L'antenne est composée de deux éléments rayonnants Bowtie identiques (comme celui de la Figure 5) à simple polarisation où un des éléments est tourné de 90°. Un élément rayonnant est imprimé sur une face du substrat et l'autre sur la face opposée, sans aucune liaison entre ces deux structures. Chaque élément rayonnant est alimenté par une ligne CPW de 50 Ω. Les résultats de simulation montrent que l'antenne est adaptée dans une bande étroite autour de 5 GHz et l'isolation entre les ports d'alimentation est de plus de 15 dB. Cela est dû à l'intersection entre les deux plans des éléments rayonnants. Afin d'améliorer l'isolation tout en obtenant une bonne adaptation sur une large bande de

fréquences, des études paramétriques ont été effectuées. Nous avons étudié l'effet de plusieurs paramètres sur le coefficient de réflexion et l'isolation à l'aide de CST Microwave Studio®.

Après optimisation, la taille totale de l'antenne est $0.53x0.53\lambda_0^2$, où $\lambda_0$ est la longueur d'onde en espace libre à 2,4 GHz. La photographie de l'antenne-filtre à double polarisation réalisé est illustrée à la Figure 6. Le coefficient de réflexion et l'isolation mesurés sont en bon accord avec ceux simulés. Une bande passante de 77% est obtenue avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, ce qui couvre la bande de fréquence souhaitée entre 2,4 GHz et 5,4 GHz. L'isolation mesurée et simulée entre les deux ports est inférieure à -18 dB sur toute la bande de fréquences de 2,4 GHz à 5,4 GHz. De plus, les harmoniques supérieurs sont efficacement supprimés.

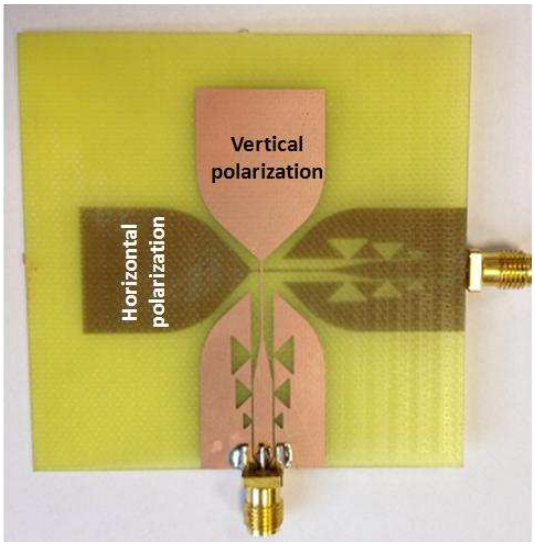



**Figure 6 : La photographie de l'antenne-filtre à double polarisation**

Les gains réalisés (simulés et mesurés) en polarisation principale et croisée dans les plans H et E ont été comparés. Il y a une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure sauf à 5 GHz dans le plan E. Ceci est vraisemblablement dû à la présence du mât supportant l'antenne ainsi qu'à de probables courants de fuite présents sur les câbles d'alimentation. L'antenne présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel qui ressemble à celui d'un dipôle, dans les deux plans E et H, dans sa bande de fonctionnement.

Une différence de 10 dB est observée entre le gain réalisé en polarisation principale et croisée.

Afin d'ajouter une autre fonction, l'antenne-filtre à double polarisation avec une bande étroite de réjection est présentée. Comme mentionné dans le chapitre 1, dans la bande passante du système UWB, il y a des bandes étroites telles que WiMAX fonctionnant dans la bande 3,3-3,7 GHz. Pour éviter les interférences entre les systèmes WiMAX et UWB, un filtre coupe-bande est nécessaire. Cependant, l'utilisation d'un filtre augmente la complexité et le coût du système. Par conséquent, une antenne ayant la caractéristique de rejeter une bande de fréquence étroite peut être une solution alternative. Dans ce cas, le filtre est intégré dans l'élément rayonnant. Dans cette étude, la fonction coupe-bande a été réalisée en introduisant une fente sur l'élément rayonnant. Trois formes de fentes différentes: SRR (Split Ring Resonator), la fente en forme de U et la fente en forme de V ont été étudiées. Les fentes ont été dimensionnées pour rejeter la bande WiMAX autour de 3,5 GHz.

Le Tableau 2 résume les amplitudes des coefficients de réflexion et de transmission à 3,5 GHz. Il est clairement noté que l'antenne avec la fente en forme de V présente la meilleure caractéristique de réjection. Le gain de l'antenne avec la fente en forme de V diminue à -2,5 dB à 3,5 GHz.

**Tableau 2 : Modules des coefficients de réflexion et de transmission à 3,5 GHz**

| Structure | $\|S_{11}\|$ (dB) | $\|S_{21}\|$ (dB) |
|---|---|---|
| Avec une fente en forme de V | -3 | -11.5 |
| Avec une fente en forme de U | -4 | -12.5 |
| Avec une fente SRR | -6 | -17 |
| Sans fente | -16.5 | -26 |

Dans ce chapitre, des antennes à simple et à double polarisation large bande et intégrant un filtre à large bande de réjection ont été conçues. Les deux antennes ont des dimensions compactes par rapport aux HSA (Harmonic Suppressed Antenna) large bande présentées dans la littérature. Le filtre conçu est basé sur une structure DGS non uniforme afin d'obtenir une bande de réjection plus large et une taille compacte. Les dimensions de la

structure à simple polarisation sont $0.44x0.48\lambda_0^2$, où $\lambda_0$ est la longueur d'onde en espace libre à 2 GHz. La taille de l'antenne intriquée à double polarisation est $0.53x0.53\lambda_0^2$, où $\lambda_0$ est la longueur d'onde en espace libre à 2,4 GHz. Ainsi, ces antennes versatiles intriquées ayant comme caractéristique de rejeter les harmoniques dans une bande large peuvent, par exemple, supprimer les deuxième, troisième et quatrième harmoniques de 5 GHz. De plus, nous montrons qu'une fonction permettant de rejeter une bande étroite peut être intégrée dans l'antenne.

**Chapitre 4. Antenne versatile intriquée au-dessus d'un conducteur magnétique artificiel :**

Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'il est possible d'obtenir une antenne large bande où un filtre et un réseau d'alimentation sont parties intégrantes de l'antenne. Dans ce chapitre, l'antenne omni-directionnelle doit devenir directive, afin d'être intégrée dans un système, tout en restant de faible épaisseur. De plus, l'antenne doit couvrir une largeur de bande autour de l'octave. Dans ce chapitre, l'antenne versatile intriquée à simple polarisation, placée au-dessus d'une nouvelle structure basée sur un conducteur magnétique artificiel (AMC : Artificial Magnetic Conductor) non uniforme, est présentée. En effet, l'une des principales applications des structures AMC, connue aussi comme surface à haute impédance (HIS : High Impedance Surface), est de concevoir des antennes à faible épaisseur et de hautes performances (large bande passante, amélioration de gain, ...). Dans ce cas, ces structures artificielles servent de plan de masse pour l'antenne. En effet, les plans de masse sont nécessaires dans de nombreux systèmes de communication pour protéger les appareils électroniques, situés sous l'antenne et aussi pour augmenter le gain de l'antenne. Une structure d'antenne à faible épaisseur se réfère généralement à une structure dont la hauteur totale est inférieure à un dixième de la longueur d'onde.

Les surfaces à haute impédance sont de nouveaux réflecteurs basés sur les métamatériaux. Elles ont été introduites par D. Sievenpiper en 1999, afin d'améliorer les performances des antennes directives en termes d'épaisseur.

Elles sont généralement réalisées à partir d'un réseau de pavés métalliques déposés sur un substrat diélectrique et connectés à un plan de masse par des trous métallisés.

Ces surfaces ont deux propriétés électromagnétiques intéressantes :

- D"une part, elles présentent une réflexion en phase ou un comportement AMC. Un PEC (Perfect Electric Conductor) introduit un déphasage de 180° entre le champ électrique incident et réfléchi, tandis qu"un PMC (Perfect Magnetic Conductor), qui n'existe pas dans la nature, présente un coefficient de réflexion ayant une phase nulle. La phase du coefficient de réflexion d"une HIS varie de -180° à 180° en fonction de la fréquence. Dans la bande de fréquence sur laquelle la phase varie entre -90° à +90°, des interférences constructives se produisent. La réflexion en phase permet l'utilisation de la surface AMC comme un réflecteur pour la conception d'antenne de faible épaisseur.
- D"autre part, elles présentent la propriété de suppression d'onde de surface ou d"avoir une bande interdite électromagnétique (EBG). Ces structures empêchent la propagation des ondes électromagnétiques dans une bande spécifiée de fréquences. En d'autres termes, il existe une bande interdite pour les ondes de surface, d'où le nom Electromagnetic Band Gap. Les structures EBG peuvent être utilisées pour améliorer l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Puisque ces structures suppriment des ondes de surface, elles peuvent être utilisées également dans le but de réduire le couplage mutuel entre deux antennes microruban.

Le coefficient de réflexion est un paramètre essentiel pour décrire la propriété de réflexion d'un matériau. Il est défini comme le rapport entre le champ électrique réfléchi et le champ électrique incident sur la surface réfléchissante. La phase du coefficient de réflexion de la structure HIS peut être calculée en illuminant la surface avec une onde plane en incidence normale et en évaluant de la différence de phase entre le champ électrique réfléchi et le champ électrique incident sur la surface réfléchissante. Une méthode pour tracer le diagramme de phase consiste à considérer une cellule unitaire de la surface HIS avec des conditions aux limites périodiques sur les quatre côtés pour modéliser une surface infinie.

Le logiciel CST MWS® peut être utilisé pour modéliser cette configuration pour la caractérisation en phase de la surface. Un port en guide d'ondes, avec des conditions aux limites magnétiques et électriques parfaites sur les parois latérales opposées de la cellule unitaire, est alors utilisé pour simuler une onde plane incidente.

Depuis l'apparition des structures AMC, de nombreux chercheurs les ont utilisées pour concevoir des nouveaux dispositifs électromagnétiques ou pour améliorer les performances de des antennes existantes. Plusieurs structures ont été proposées pour des applications à large bande et à bande étroite. Des études montrent qu'il est difficile de concevoir un AMC à large bande aux basses fréquences.

Afin de développer des structures AMC qui présentent une large bande passante et un comportement stable avec le changement de l'angle d'incidence, des structures AMC non uniformes ont été introduites.

L'idée vient de l'équation suivante:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \theta} = F(p, w, \lambda) = \frac{p \cos\theta}{\lambda} \ln\left(\frac{1}{\sin\frac{\pi w}{2p}}\right) + G(p, w, \lambda, \theta) \quad (1)$$

Où $\eta_0$ et $\lambda$ sont l'impédance et la longueur d'onde en espace libre. G est un terme de correction pour les grands angles d'incidence. L'équation donne l'impédance d'une surface formée des rubans parallèles illuminée par une onde plane TE. La largeur du ruban métallique est w, et la période est p. L'angle d'incidence est $\theta$.

A partir de l'équation (1) et afin d'améliorer la bande passante d'une structure AMC, nous proposons de faire varier la longueur d'onde $\lambda$. Lorsque la largeur w et la période p sont fixées, le tracé de F (p, w, $\lambda$) montre que X peut être maintenu stable par une augmentation appropriée de la fréquence de résonance (diminution de $\lambda$) contre l'augmentation de $\theta$, c'est à dire en augmentant progressivement $f_0$ depuis des éléments centraux vers les latéraux.

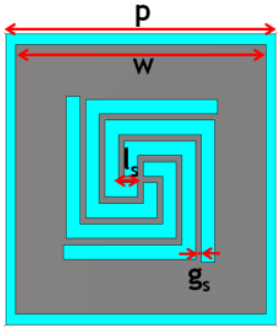
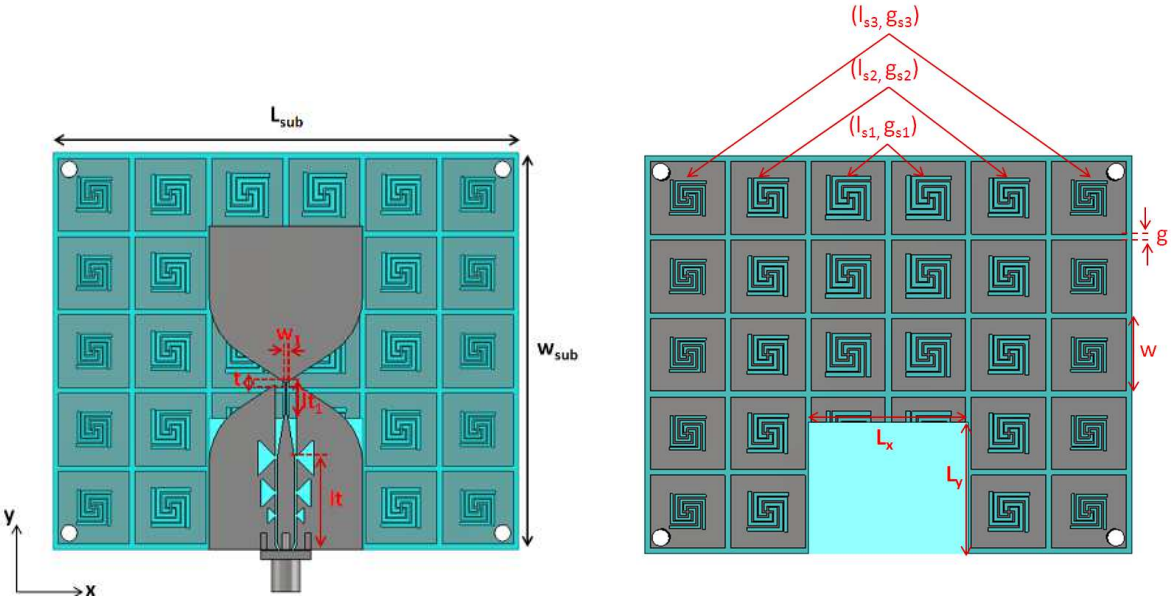



**Figure 7 : La cellule unitaire proposée**

La cellule unitaire de l'AMC, qui permet d'accomplir cette caractéristique, est formée par un carré où une forme en spirale est gravée (Figure 7). En effet, lorsque la taille de la fente en spirale, gravée sur le patch carré, change, la fréquence de résonance varie également.

La fréquence de résonance $f_0$ augmente lorsque $l_s$ diminue. En outre, $f_0$ augmente également lorsque $g_s$ augmente. Par conséquent, en utilisant cette cellule unité, nous pouvons faire varier $f_0$ lorsque la période p et la largeur w sont maintenues fixes.

L'antenne-filtre présentée dans le chapitre 3 est placée au-dessus de la structure AMC proposée formée par un réseau de 6x5 cellules unitaires (Figure 8). La surface AMC est composée de six colonnes: les deux colonnes au centre sont conçues pour fonctionner à la fréquence basse de la bande, puis la fréquence de résonance augmente progressivement le long de l'axe x et elle ne change pas le long de l'axe y. Une forme rectangulaire est gravée dans la structure AMC en dessous du filtre alimenté en CPW, afin de maintenir les performances de la transition et du filtre .




(a) (b)

**Figure 8** : (a) Vue de face de l'antenne en dessous de l'AMC et (b) la **couche inférieure (structure AMC)**

Une couche d'air est insérée entre l'antenne et la structure AMC pour améliorer le coefficient de réflexion et le gain (Figure 9).

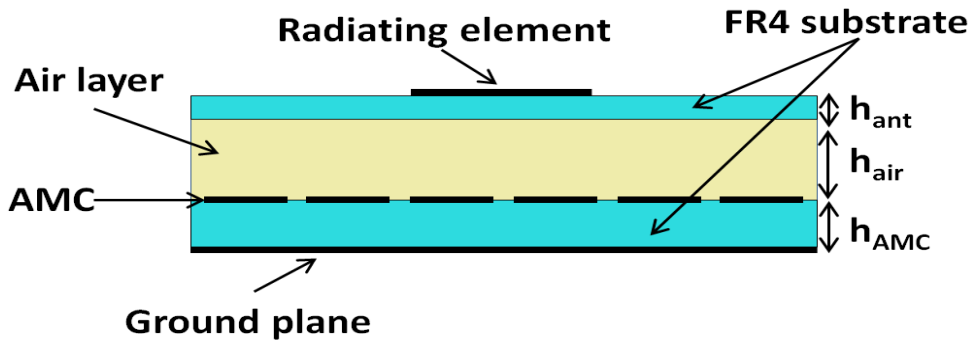



**Figure 9 : vue de côté de la structure complète**

Après optimisation, un prototype expérimental de l'antenne versatile intriquée au-dessus de l'AMC proposé a été réalisé et testé afin de valider les résultats de simulation. Il y a une bonne concordance entre les coefficients de réflexion $|S_{11}|$ simulé et mesuré. La structure proposée (antenne au-dessus AMC) est adaptée entre 2,5 GHz et 5,4 GHz (73,5%) avec $|S_{11}|$ inférieur à -10 dB sur toute la bande de fonctionnement. La structure conçue couvre de nombreux standards tels que: UWB (bande basse en Europe, 3,1-4,8 GHz), IEEE 802.16 (WiMAX) (2,5-2,6 GHz, 3,4-3,6 GHz) et LTE (2,5-2,7 GHz). La structure complète a une taille totale de 85x71 $mm^2$ soit 0.7x0.6 $\lambda_0^2$ avec une épaisseur $h_t$ =8.4 mm ≈ $\lambda_0$/14.3 ($\lambda_0$ étant la longueur d'onde en espace libre à 2,5 GHz). Les gains réalisés simulés et mesurés dans les plans E et H sont en bon accord. Le niveau du gain en polarisation croisée est 10 dB en dessous du niveau du gain en polarisation principale dans le plan H. Dans le plan E, le niveau de polarisation croisée simulé est inférieur à -20dB.

L'antenne au-dessus de l'AMC a un diagramme de rayonnement directif. Il y a une légère dissymétrie dans le plan E à 3,5 GHz en raison de la dissymétrie de la structure dans ce plan. Le gain réalisé de l'ensemble de la structure varie de 5 dB à 9,5 dB dans la bande passante, ce qui donne à une amélioration moyenne du gain d'environ de 5 dB.

Dans ce chapitre, une antenne large bande intégrée avec un filtre à large bande de réjection au-dessus d'une nouvelle structure AMC non uniforme large bande a été conçue. Les dimensions globales de la structure complète (antenne au-dessus de l'AMC) sont 0.7x0.6 $\lambda_0^2$, où $\lambda_0$ est la longueur d'onde en espace libre à 2,5 GHz. La structure complète présente une configuration de faible épaisseur avec une épaisseur totale de $\lambda_0$/14,3. La structure proposée (antenne au-dessus AMC) est adaptée entre 2,5 GHz et 5,4 GHz (73,5%). En outre,

par rapport à l'antenne sans AMC, le gain réalisé augmente de manière significative. En comparaison avec le motif AMC carré classique, la structure proposée présente une réduction de taille d'environ 34% et de meilleures caractéristiques de rayonnement.

**Conclusion et perspectives :**

Les antennes à large bande et multifonctionnelles sont une solution prometteuse pour les systèmes de communication sans fil. En effet, la taille, le coût, la bande passante et l'efficacité sont des exigences essentielles pour ces systèmes. Le concept de co-conception, où un circuit Radiofréquence (RF) est intégré à l'élément rayonnant, est une façon de miniaturiser un frontal RF. Cette technique peut améliorer les performances du système et simplifie les connexions entre les différents composants. Par conséquent, la co-conception entre une antenne, un circuit d'adaptation et un filtre, dans une large bande passante, a été réalisée dans cette thèse. Cette antenne est appelée antenne versatile intriquée.

Le premier chapitre introduit le thème de conception de l'antenne avec des fonctions intégrées. Les études ont été classées en deux grandes catégories: les antennes intégrées avec les dispositifs passifs et actifs. La première partie de ce chapitre présente plusieurs nouveaux composants passifs, tels que l'antenne large bande avec un filtre coupe-bande, l'antenne filtrante et l'antenne intégrée à un circuit d'adaptation. Ensuite, les antennes avec amplificateur, et parmi elles les antennes actives intégrées (AIA), sont également présentées. Ces antennes introduisent des composants non linéaires directement dans l'élément rayonnant. Elles peuvent alors présenter des niveaux élevés de rayonnement des harmoniques. La suppression d'harmoniques est connue comme une méthode efficace pour améliorer l'efficacité de l'amplificateur du côté de l'émetteur. Dans les systèmes conventionnels, des composants supplémentaires tels que les filtres sont utilisés pour supprimer le rayonnement harmonique. Cette approche augmente la taille et le coût des frontaux RF et ajoute des pertes.

Compte tenu de ces arguments, nous avons choisi de concentrer nos efforts sur l'intégration d'un filtre à bande de réjection large pour rejeter les harmoniques de dispositifs actifs, avec une antenne large bande. La combinaison de ces fonctions, au sein d'une large bande de fréquence, vise à concevoir l'antenne versatile intriquée. On incorpore d'abord le

filtre dans la partie micro-ruban du transformateur symétriseur qui alimente une antenne à double polarisation. Un filtre EBG est conçu pour rejeter les harmoniques et les réponses indésirables. Les performances de la structure complète en termes de bande passante, d'isolation et de rayonnement sont satisfaisantes. Cette solution présente des dimensions plus petites que l'antenne et le filtre mis en cascade. Cependant, la taille de la structure complète est plus grande que la moitié de la longueur d'onde. Visant la réduction de la taille de la structure complète (antenne, filtre et circuit d'adaptation), une antenne HSA large bande a été présentée dans le chapitre trois. La réjection des harmoniques a été réalisée en utilisant une structure DGS. Afin d'augmenter la bande passante de réjection et de réduire la taille, un filtre utilisant trois cellules unitaire DGS non uniformes, en forme de Bowtie, en cascade a été conçu. Les cellules DGS sont incorporées dans la partie inférieure de l'antenne au niveau de la ligne d'alimentation en guide d'onde coplanaire. La structure complète est compacte. La taille totale de l'antenne est $0.53x0.53\lambda_0^2$, où $\lambda_0$ est la longueur d'onde en espace libre à la fréquence basse.

Dans le chapitre quatre, un nouveau conducteur magnétique artificiel large bande (AMC) a été proposé. La structure AMC a été placée au-dessous de l'antenne versatile intriquée à simple polarisation présentée dans le chapitre trois. L'antenne au-dessus de l'AMC assure de bonnes performances. La structure complète présente une configuration à faible épaisseur. De plus, elle a un diagramme de rayonnement directif. Le gain réalisé de l'ensemble de la structure varie de 5 dB à 9,5 dB dans la bande de fonctionnement, ce qui donne une amélioration moyenne du gain d'environ 5 dB. En outre, l'antenne au-dessus de l'AMC proposée présente une réduction de taille d'environ 34% par rapport à l'antenne au-dessus de l'AMC carré conventionnel.

Comme mentionné précédemment, notre objectif était de concevoir une antenne à double polarisation intriquée qui peut couvrir la bande passante la plus large possible, afin de supporter un nombre maximum de standards. La fréquence la plus basse a été fixé conformément aux normes les plus connus ou ceux ayant la plus large bande (UWB, Wi-Fi). La fréquence supérieure n'a pas été guidée par une norme spécifique, mais elle a été définie afin d'obtenir la bande passante la plus large. En outre, les solutions que nous avons développées pour réduire les harmoniques peuvent être facilement utilisées pour ajuster cette

fréquence. C'est ce qui explique la variation de la fréquence supérieure pour chaque structure proposée. Pour chacune, nous avons indiqué les standards concernés.

Il existe plusieurs perspectives au travail réalisé dans cette thèse. Nous avons étudié la faisabilité d'intégrer des dispositifs passifs (antenne, filtre et circuit d'adaptation) en une seule unité compacte. L'étude peut être étendue par l'ajout de reconfiguration du filtre conçu. En effet, la mise en œuvre d'un filtre reconfigurable est nécessaire dans les systèmes sans fil. Une autre perspective pourrait être de tester l'antenne versatile intriquée conçue avec un amplificateur fonctionnant dans la même bande. Enfin, une perspective importante sera la réalisation d'un frontal RF complet (antenne, filtre et amplificateur) en utilisant la technique de co-conception.

# ABSTRACT

This thesis aims to develop wideband antennas interrelated with a filter, which we have defined as versatile intricate antennas. The antenna is versatile, from the factor that provides wide bandwidth (more than an octave) and dual polarization performance. On the other hand, the filter for harmonic rejection and the matching network are integrated parts of the radiating element and give it the intricate character.

The first study is concentrated on designing a dual polarized antenna integrated to a wide stop band filter to reject harmonics and unwanted response. The size of the whole structure is $0.9x0.9\ \lambda_0^2$, $\lambda_0$ being the free space wavelength at the lowest frequency. However, the dimensions of the complete structure are smaller than combining both of them together (the antenna and the filter).

In order to obtain a compact size for the whole system and to cover more standards, we present a single and dual polarized wideband Harmonic Suppressed Antenna (HSA). This work explore the different techniques used to design a HAS. The proposed antenna is simple in structure but versatile in applications. In this approach, radiating element, filter for harmonic rejection and matching network, which are traditionally separated circuits, are incorporated into a single compact unit. The total size of the antenna is $0.53x0.53\lambda_0^2$. Furthermore, impenetrable ground planes are needed in many telecommunication systems to shield electronic devices, located beneath the antenna, from radiation. Therefore, another purpose of this dissertation is to develop low profile intricate antenna using a new wideband Artificial Magnetic Conductor (AMC) structure as a ground plane.

# LIST OF CONTENTS

ACKNOLEGMENT ..... 5

RESUME ..... 7

ABSTRACT ..... 33

LIST OF CONTENTS ..... 35

LIST OF ABBREVIATIONS ..... 39

INTRODUCTION ..... 41

Chapter 1. The Co-Design Antenna/RF Components Concept ..... 45

1.1 Introduction ..... 45

1.2 Antenna/filter co-design ..... 46

1.2.1 Wideband antenna with notch-band filter ..... 46

1.2.2 Filtering antenna ..... 51

1.2.3 Co-designed antenna/filter using multi-layer technology ..... 53

1.2.4 Filter based on metamaterials ..... 55

1.3 Co-design antenna/matching circuit ..... 57

1.4 Co-design antenna/active devices ..... 58

1.4.1 Co-design antenna-low noise amplifier ..... 59

1.4.2 Co-design antenna-power amplifier ..... 60

1.4.3 Push-Pull amplifier ..... 61

1.4.4 Co-design antenna/oscillator ..... 64

1.4.5 Co-design antenna/circulator ..... 65

1.4.6 Harmonic suppressed antenna ..... 65

1.5 Conclusion ..... 67

Chapter 2. Versatile antenna with balun and filter ..... 69

2.1 Introduction ..... 69

2.2 Wideband antenna ..... 69
2.3 Dual polarized antenna ..... 71
2.4 Dual polarized antenna with balun and filter ..... 73
2.4.1 Antenna design ..... 73
2.4.2 Dual-polarized antenna with the balun ..... 77
2.4.3 Introduction on EBG structures ..... 81
2.4.4 The complete structure ..... 88
2.5 Conclusion ..... 92
Chapter 3. Versatile intricate antenna ..... 95
3.1 Introduction ..... 95
3.2 Harmonic Suppressed antenna (HSA) ..... 96
3.3 Single polarized bowtie antenna ..... 98
3.3.1 Antenna design and performance ..... 98
3.3.2 Filter design ..... 101
3.3.3 Co-design antenna-filter ..... 108
3.3.4 Simulated and measured results of the antenna-filter ..... 109
3.3.5 Conclusion ..... 114
3.4 Dual polarized bowtie antenna ..... 115
3.4.1 Co-design antenna-filter ..... 115
3.4.2 Isolation and bandwidth enhancement ..... 116
3.4.3 Co-design results ..... 118
3.4.4 Comparison with the same antenna without DGS ..... 121
3.4.5 Conclusion ..... 123
3.5 Dual polarized antenna-filter with notch-band characteristic ..... 124
3.6 Conclusion ..... 128
Chapter 4. Versatile intricate antenna above Artificial Magnetic Conductor ..... 129

4.1 Introduction ..... 129
4.2 Artificial Magnetic Conductors (AMC) for low profile antennas ..... 130
4.2.1 Introduction ..... 130
4.2.2 Reflection phase method ..... 133
4.2.3 Overview of the most important AMC works ..... 135
4.2.4 Non-uniform artificial magnetic conductor ..... 140
4.3 The co-designed antenna-filter above a non-uniform AMC ..... 143
4.3.1 AMC unit cell choice ..... 143
4.3.2 Versatile intricate antenna above non-uniform AMC ..... 146
4.4 Conclusion ..... 158
CONCLUSION AND PERSPECTIVES ..... 159
LIST OF PUBLICATIONS ..... 163
LIST OF FIGURES ..... 165
LIST OF TABLES ..... 171
REFERENCES ..... 173

# LIST OF ABBREVIATIONS

| | |
|---|---|
| AIA | Active Integrated Antenna |
| AMC | Artificial Magnetic Conductor |
| BJT | Bipolar Junction Transistor |
| CPS | Coplanar Strip |
| CPW | Coplanar Waveguide |
| DGS | Defected Ground Structure |
| EBG | Electromagnetic Band Gap |
| FCC | Federal Communications Commission |
| FET | Field Effect Transistor |
| FIA | Frequency Independent Antenna |
| HIS | High Impedance Surface |
| HSA | Harmonic Suppressed Antenna |
| LNA | Low Noise Amplifier |
| LTCC | Low Temperature Co-fired Ceramics |
| PA | Power Amplifier |
| PAE | Power Added Efficiency |
| PBG | Photonic Band-Gap |
| PEC | Perfect Electric Conductor |
| PMC | Perfect Magnetic Conductor |
| RF | Radio Frequency |
| RSC | Radio Spectrum Committee |
| UWB | Ultra-Wideband |
| WPAN | Wireless Personal Area Network |

# INTRODUCTION

The growing demand for development and deployment of new wireless services has influenced the hardware design procedure including antennas and Radio Frequency (RF) front end, particularly in portable devices. Hence, novel solutions that are multifunctional, wideband, low profile, low cost and easy to integrate into compact devices are required. Indeed, today, it is a trend to bundle multiple components into a single module to achieve high compactness devices. In typical system implementation, electronic circuits and antenna subsystems are often proposed by different providers. Traditionally, electronic circuits and antenna systems are designed by different groups of designers using different types of design tools often with very little interaction. This approach leads to separately packaged circuit and antenna subsystems, connected by appropriate cables or waveguides. Therefore, combining circuit and antenna functions in single modules represents a significant step in further miniaturization of RF modules for a variety of applications. Moreover, this method may improve the performances of the whole system and simplifies the connections between different components. Designing such a multifunctional component usually involves co-designing and co-optimizing several microwave functions. In this approach, antennas are incorporated with active and passive microwave devices to design various multifunctional modules.

Furthermore, nowadays, the demand for wireless wideband communications is rapidly increasing due to the need to support more users and to provide more information with higher data rates. Wideband antennas are then essential for providing wireless wideband communications. Another desirable feature is that of dual-polarization to transmit or receive any kind of polarization (linear or circular).

The main objective of this thesis is to develop wideband antennas with a filter and a matching circuit integrated in their structures, which we have defined as a versatile intricate antenna. The antenna is versatile, because it provides wide bandwidth and dual polarization performance. On the other hand, the filter and the matching network are integrated parts of the radiating element and give it the intricate character. In this approach, radiating element, filter for harmonic rejection and matching network, which are traditionally separated circuits, are incorporated into a single unit. The integrated design should achieve several

characteristics such as compact size, wide bandwidth and wideband harmonic suppression characteristics in order to reject spurious radiation. A wide bandwidth that can cover more than an octave with good radiation pattern and high efficiency is necessary in order to cover different standards as UWB (Lower Band in Europe, 3.1-4.8 GHz), IEEE 802.11 b/g/n (Wi-Fi) (2.4-2.5 GHz), IEEE 802.11 a (5.17- 5.875 GHz), IEEE 802.16 (WiMAX) (2.5-2.6 GHz, 3.4-3.6 GHz, 5.15-5.925 GHz), LTE (2.5-2.7 GHz). In addition, and in order to increase the versatile behavior, we are also interested to develop dual-polarized intricate antenna. Dual-polarized antennas can transmit or receive any kind of polarization and therefore have the ability to reduce the effect of multipath fading, maximize the received signal and enhance the channel throughput by increasing the transmission capacity. In this study, we aim to design a dual polarized intricate antenna that can cover the widest possible bandwidth, to support a maximum number of standards. The lowest frequency is fixed according to the most known standards or the ones having the widest band (Wi-Fi, UWB). The upper frequency is not guided by a specific standard but it is defined in order to obtain the widest bandwidth. Furthermore, using the designed solutions to reduce harmonics, this frequency can be adapted easily. This explains why the upper frequency varies for each proposed structure. For each one, we indicate the supported standards.

Furthermore, impenetrable ground planes are needed in many telecommunication systems to shield electronic devices, located beneath the antenna, from radiation. Therefore, another purpose of this dissertation is to develop low profile directive intricate antenna using a new wideband Artificial Magnetic Conductor (AMC) structure as a reflector.

This thesis is composed of four chapters. The first one is dedicated to the state of the art about multifunctional antennas and co-designed antennas. First, we give a brief introduction about the integration of the antenna and other components of the RF front end. An overview about the most important works is then presented. We divide studies into two main categories: integrated antenna with active (AIA: Active Integrated Antenna) and passive components. Using the co-design technique, the front end module benefits from size reduction, low DC power consumption and low fabrication cost. According to the state of arts, it is found that few works have been carried out over a wide bandwidth. Since AIA suffers from high harmonic levels, we will focus our work on the integration of wideband antenna with wide stop band filter to reject harmonics of active devices. In the remainder of

this study, harmonics caused by non-linear active devices as well as radiations at unwanted frequencies (other than the operating frequency of the antenna), due to higher modes of the antenna, are regarded as radiation at harmonics. The filter will be designed in order to reduce these harmonics and to release the constraints that are imposed after the antenna.

In chapter tow, a wideband dual polarized bowtie antenna, fed by a wideband balun (BALanced-to-UNbalanced) transition, is presented. The antenna is formed by two identical bowtie antennas printed on both sides of the substrate where one is rotated by 90° and operates between 3.1 GHz and 6.3 GHz. This bandwidth has been chosen in order to cover the following standards: UWB (Lower Band in Europe, 3.1-4.8 GHz), IEEE 802.11 a (5.17-5.875 GHz) and IEEE 802.16 (WiMAX) (3.4-3.6 GHz, 5.15-5.925 GHz). Then, an Electromagnetic Band Gap (EBG) filter is integrated in the microstrip part of the balun. The filter has a wide stop band characteristic, in order to reject unwanted responses and spurious radiation. The complete structure (antenna-filter) is designed in order to cover many standards. The dimensions of the complete structure are optimized in order to be smaller than cascading both of them together (the antenna and the filter).

In order to reduce the size of the whole system (antenna and filter) and to cover more standards at lower frequencies, chapter three presents a single and dual polarized Harmonic Suppressed Antenna (HSA). HSA is an antenna that presents a good impedance matching within the operating bandwidth and a maximized input reflection coefficient at harmonic frequencies. This chapter explores the different techniques used to design a HSA. Our effort is focused on the design of a bowtie coplanar waveguide fed antenna integrated with a wide stop band filter based on Defected Ground Structure (DGS), to cover many standards such as UWB (Lower Band in Europe, 3.1-4.8 GHz), IEEE 802.11 b/g/n (Wi-Fi) (2.4-2.5 GHz), IEEE 802.16 (WiMAX) (2.5-2.6 GHz, 3.4-3.6 GHz) and LTE (2.5-2.7 GHz).

In chapter four, a new method to design AMC structure is proposed. The designed AMC structure exhibits a wide operating bandwidth. This structure is be used as a reflector for the single-polarized HSA presented in chapter three. The objective of the complete structure is to achieve a low profile wideband directive configuration and is optimized to cover many standards such as: UWB (Lower Band in Europe, 3.1-4.8 GHz), IEEE 802.16 (WiMAX) (2.5-2.6 GHz, 3.4-3.6 GHz) and LTE (2.5-2.7 GHz).

Finally, a general conclusion of this work is drawn and future research developments are proposed.

# Chapter 1. The Co-Design Antenna/ RF Components Concept

## 1.1 Introduction

Miniaturization and low cost are the two most fundamental industrial demands for Radio-Frequency (RF) receiver and transmitter front ends. But, advanced communication systems require a compact front-end without sacrificing system performances. One of the design approaches is to integrate different components into a single element, such that fewer components are to be used.

Usually, each unit in the front-end is designed and optimized independently. Furthermore, when multiple systems operating at neighboring frequencies exist in close physical proximity, there is an increasing of the interference problem between communication systems. To overcome it, a filter is often placed between the amplifier and the antenna to reduce unwanted radiation and to improve the impedance matching of the antenna within its operating bandwidth. Traditionally, these components are designed independently with 50 Ω (or 75 Ω) input and output impedance and connected together. This conventional method works well at low frequencies and when system design requirements are not too rigorous. However, at high frequencies (above 20 MHz [1]), interconnects may possibly radiate and interfere with other components. Hence, this technique degrades the system performance even if individual components meet specifications [2]. In addition, this approach increases the size and the cost of RF front ends and yields an additional insertion loss.

Size, bandwidth and efficiency are crucial characteristics for wireless communication systems. To achieve a convenient trade-off between these features, we need high integration systems with improved performances. One way to miniaturize a RF front end is to embed its passive circuitries and interconnects into a package, which is called system-in package (SIP) [3]. Another way is to integrate required multiple functional circuitries into one device without interconnections, referred as co-design. This method may improve the performances of the system and simplifies the connections between different components. Since the size of the antenna often has great influence on the whole size of a wireless system; its reduction is one of the important challenges. To reduce the size while maintaining good performances, one method consists of designing a radiating structure that can perform certain functions of the front end such as: filtering, impedance matching. In this dissertation, we are interested on

wideband antennas that can cover many standards, interrelated to a filter and a matching circuit, which we have defined as a versatile intricate antenna.

In the following sections of this chapter, we present the different approaches used to co-design antenna with other components of the front end.

## 1.2 Antenna/filter co-design

A filter is a two port network used to control the signal in a microwave system by providing transmission at frequencies within the pass-band of the filter and attenuation in the stop-band of the filter. In most communication systems, one RF filter is usually placed after the antenna [4]. This filter improves the matching impedance of the antenna within its pass band and enhances the rejection outside this band. This technique may reduce the noise and the interference with other communication systems and also improve the global efficiency of the front end. In traditional design, the antenna and the filter are designed individually, and then connected together. The direct connection usually causes an impedance mismatch, which may deteriorate the filter"s performance and increase the insertion loss of the circuitry. To avoid it, extra matching network should be implemented in between these two components. Integration of antenna and pass band filter in one module is one of the ways to achieve miniaturization and improve performance of microwave front ends.

Many approaches on the co-design of the antenna and the filters have been presented in the literature. In this section, we present the different techniques used to integrate the antenna and the filter. We classify the studies according to the applications and the used technology.

### 1.2.1 Wideband antenna with notch-band filter

Ultra-Wideband (UWB) is widely recognized as a modern generation short-range wireless communications technology that will provide simultaneous high data rate and low power consumption. UWB technology enables creating high speed Wireless Personal Area Network (WPAN) that can connect devices throughout the home or the office. The FCC (Federal Communications Commission) allowed the use of a frequency band from 3.1 GHz to 10.6 GHz for UWB radio applications in the United States under certain conditions especially regarding the transmitted power [5]. In Europe, the Radio Spectrum Committee (RSC) of the European Commission authorized the 3.1-4.8 GHz band and the 8.5-9 GHz band for UWB applications [6]. The future wireless systems using this technology involve many challenges,

especially, related to the design of the UWB antenna. These antennas are required to achieve good impedance matching over the UWB frequency range, stable radiation patterns, low signal distortion, size miniaturization and low fabrication cost. The low transmission power and the large bandwidth used enable an UWB system to co-exist with other narrowband systems such as IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz and 5.725-5.825 GHz in USA), HIPERLAN/2 (5.15-5.35GHz and 5.47-5.725 GHz in Europe), WiMAX (3.4-3.6GHz, 5.15-5.925 GHz). Nevertheless, these narrowband systems may cause electromagnetic interference, which could degrade the performances of the UWB system. In order to avoid the interference problem with nearby communication systems, an extra stop-band filter should be employed. However, this technique increases the size and the cost of UWB systems. Therefore, an UWB antenna with notch-band characteristics can be an alternative method. It was demonstrated in [7] that by etching a specific pattern in a planar antenna (Figure 1.1), a narrow and deep notch band can be achieved, within a wide operating band, while maintaining good impedance matching over the rest of the UWB band. It was also verified that the changes in the design did not negatively affect its radiation properties. After an examination of the antenna input impedance, authors prove that by removing portions of metal from the antenna the impedance gets nearly equal to zero at the notch frequency. This is analog to the operation of an open-ended quarter wave transmission line.

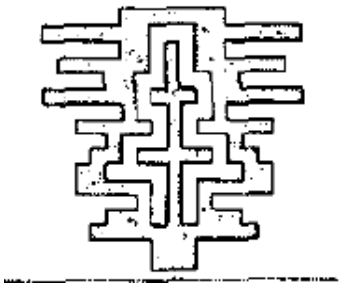
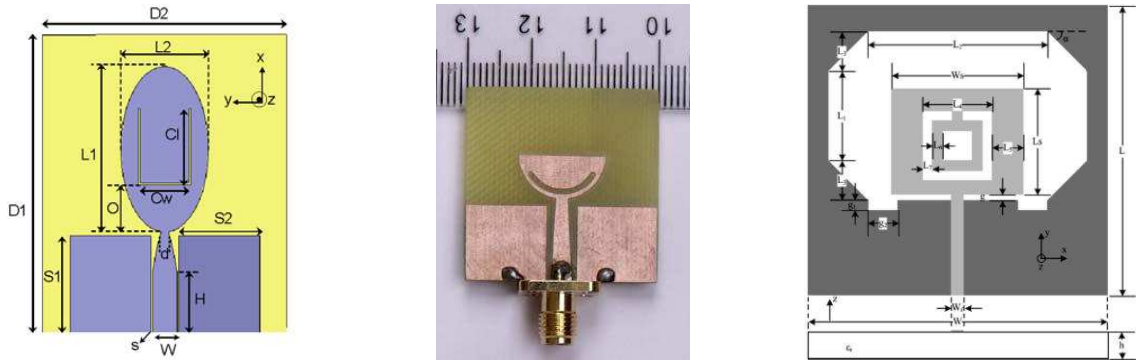


**Figure 1.1: The first notch-band antenna [7]**

Subsequent studies have shown that a wide range of etched patterns can be used to reject a narrowband, and the dimensions of the etched shape can be used to control the frequency and the bandwidth of the notch-band. Different shapes of slots have been inserted into the radiating element. These slots can be classified into two categories: short-circuit slot and open-circuit slot. The first one transforms the nearly zero impedance (short circuit) at the top of the slot to nearly infinite impedance (open circuit) at the antenna feeding point. This infinite impedance at the feeding point leads to the desired impedance mismatching near the

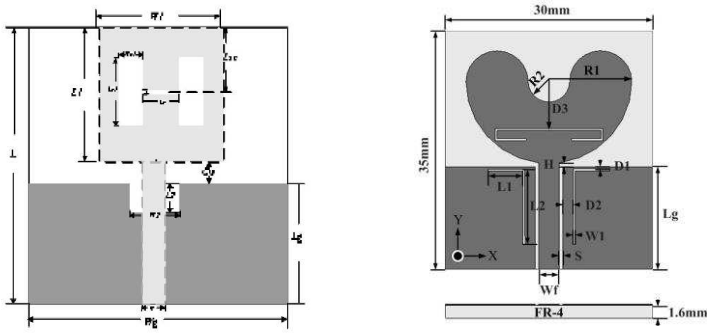
notch frequency. Various slots geometries provide this operation, such as: U-shaped slot [8] [9], arc-shaped slot [10], V-shaped slot [11], C-shaped slot [12], etc., they are generally half-wavelength resonator structures (Figure 1.2). These slots are often used because of its compact and replicate geometry.




(a) (b) (c)

**Figure 1.2: Short-circuit slots: (a) U-shaped slot [8], (b) arc-shaped slot [10], (c) C-shaped slot [12]**

The open circuit slot transforms the open circuit at the top of the slot to the nearly zero impedance at the antenna feeding point, such as inverted U-shaped slot [13], pie-shaped slot [14], H-shaped slot [15], inverted C-shaped slot [16], etc (Figure 1.3).

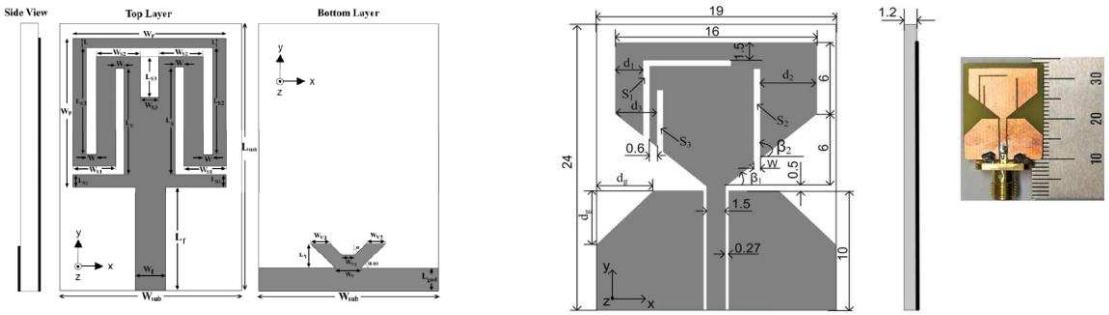



(a) (b)

**Figure 1.3: Open-circuit slots: (a) H-shaped slot [15], (b) C-shaped slot [16]**

Studies also show that multiple notch-bands can be achieved by etching multiple patterns in the antenna. In [17] a dual notch-band characteristic is obtained, by cutting two L-shaped slots and an E-shaped slot on the radiating patch and also by inserting a V-shaped strip on the ground plane (Figure 1.4 (a)). As well, in [18], three notch-bands have been

obtained by etching three open-ended quarter-wavelength slots in the radiating patch (Figure 1.4 (b)).




(a) (b)

**Figure 1.4: UWB antenna with (a) dual-notch band [17] and (b) triple-notch band [18]**

Another way to obtain the notch-band feature is to put parasitic patches along the radiating element, which can be considered as a filter to reject the unrequired band. As it has been shown in [19], a notch frequency can be achieved by attaching two parasitic patches at the bottom layer of the antenna. Moreover, a circular slot antenna with arc-shaped parasitic strips has been proposed in [20], in order to reach a notch-band characteristic. It has been also demonstrated that by embedding a pair of simple ground stubs along the feed line, a notch frequency can be achieved [21]. Furthermore, two solutions have been presented in [22] to realize one or more filtering functions. The first one is to modify the input of the wide slot antenna by adding stubs or spurlines, and the second one is to modify the radiating part by inserting stripes or spurlines. The author proves that the addition of a quarter-wavelength stub in the feeding line of the antenna can create a rejection bandwidth which is larger than the band of the WLAN. A better result has been obtained by inserting L-shape spurline in the feeding line of the antenna. However, these two solutions may be used to reject a larger bandwidth. Furthermore, results show that the use of a spurline or a strip resonator in the radiating element is more suitable for narrowband rejection and can be used to reject the WLAN band. In [23], authors present a wideband antenna where a spiral resonator is integrated in order to perform a band rejection filter. Results show that the simulated efficiency at the rejected band (5.8GHz) is decreased from 98% to 48% when the spiral resonator is inserted.

On the other hand, the antenna with notch-band filter can also be used to replace multi-band antenna. Indeed, many applications desire to operate in two or more discrete bands. A

typical multi-band antenna combines a variety of different narrowband resonant structures in the same device as shown in Figure 1.5. Although narrowband resonant structures may individually have good performances at their operational frequencies, when combined together the performance of narrowband resonant components will degrade. These antennas suffer from mutual coupling between narrowband resonant components which can lead to spurious and undesired modes of operation [24] [25].

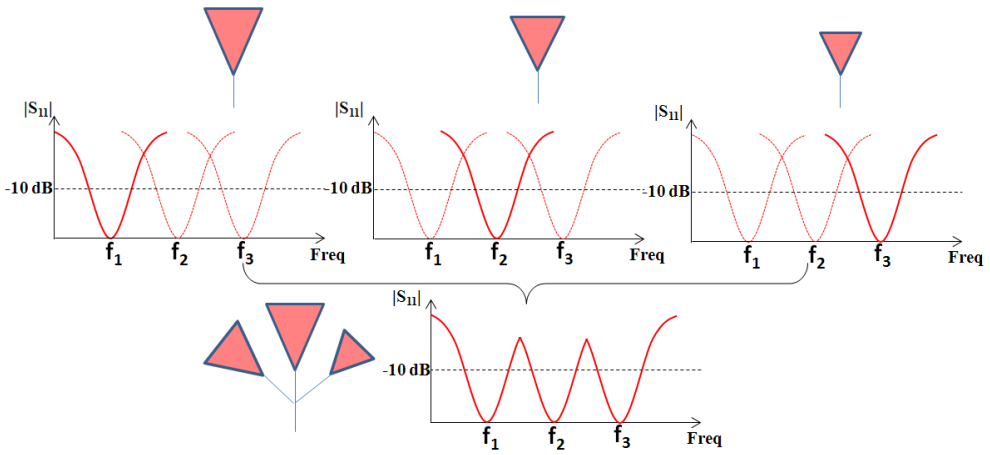



**Figure 1.5: Operation concept of multi-band antenna**

Another technique used to design a multi-band antenna is to create a wideband antenna with notch-band filters [26]. The concept behind such a system is illustrated in Figure 1.6. Schantz and al. [27] demonstrate that it is possible to design a multi-band antenna by inserting a half wave resonant structure in an UWB antenna. Authors also show that a rejection of 20-30 dB is achieved, with fractional bandwidths of 25% around the notches frequencies, by the insertion of triangular or elliptical slots into the antenna.

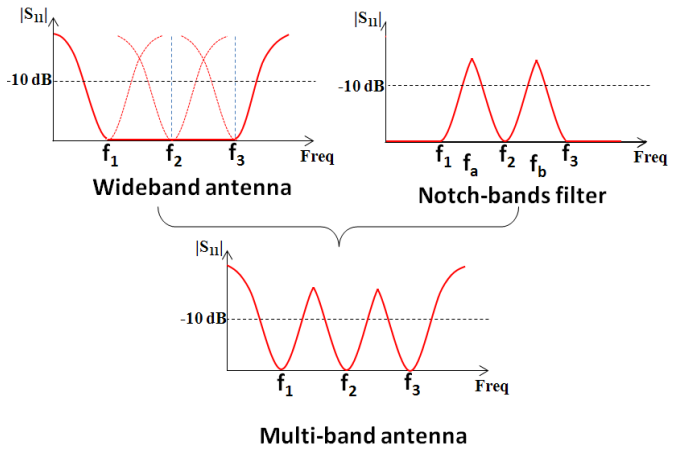



**Figure 1.6 : Multi-band antenna using notch-band filter**

The resonators, being etched in radiating structures, are directly influenced by the near environment of the antenna. In some studies [26] [28], it has been mentioned that the UWB antenna, with notch-band characteristic, exhibit asymmetric radiation pattern at the resonant frequency of the inserted slot. This is due to the slot radiation. Because of that, the attenuation provided by the notch varies as a function of the azimuth angle [28]. A genetic algorithm has been used to optimize simultaneously the impedance matching and the radiation characteristics of a notch-band UWB antenna [28]. In a study of a notch-band antenna for wearable applications, it was shown that placing the antenna on the back of a human hand has a negative effect on the filtering characteristics [29]. The characterization of the filter, independently of the antenna, has been realized in [30] to quantify the slot's radiation effect on the filtering.

As it can be seen, many studies have been done regarding the design of wideband antennas with notch band characteristics. This method is used to avoid the addition of band rejection filters in the UWB system module. Although, some used technique like the insertion of resonators into the radiating element, may affect the radiation pattern of the antenna at the notch frequency. This effect may be reduced when the slot is inserted into the ground plane of a coplanar waveguide fed antenna [31]. In our study, as mentioned before, we are interested on versatile antenna that can integrate many functions. In this dissertation this concept will be studied in chapter 3, in order to add more functions to the radiating element.

### 1.2.2 Filtering antenna

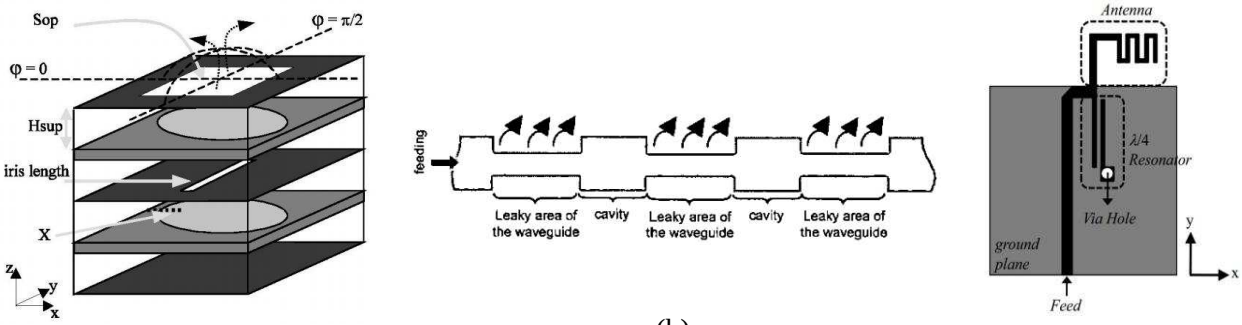
As mentioned before, in many wireless communication systems, a pass band filter is usually placed after the antenna. Since the size reduction and low profile structure are a challenge in the circuit design, it is desired to accomplish filtering and radiating functions simultaneously in a single unit. The integration approach, consisting in substituting the last resonators and the load impedance of the pass band filter by an antenna, is generally called the filtering antenna.

A two-pole Chebychev filter using two superposed cavities coupled by a metallic iris is presented in [32]. The upper cavity is constituted of a resonant element without excitation and an opened surface (Figure 1.7(a)). This open cavity plays the role of a radiating element. The radiant filter, shown in Figure 1.7 (a), has a good impedance matching ($|S_{11}|$<-18 dB) with a bandwidth of 2.5% at the center frequency of 20 GHz. Authors in [33] present a filter

formed by six coupled cavities where the last section is the antenna. This resonant filter is matched with a magnitude of the reflection coefficient less than -20dB around 12 GHz with an operating bandwidth of 2%. This structure presents a high band-edge selectivity of 500 dB/GHz and a gain of 20 dB.

The microstrip filters, supporting the quasi-TEM mode, have a low quality factor. In [34], authors present the possibility to use a planar transmission structure that allows obtaining higher quality factor and supporting a higher-order mode ($TE_{10}$ mode). Under these considerations, they use a leaky waveguide as a radiating structure and create coupled cavities into this waveguide to define a filtering function (Figure 1.7 (b)).

To enhance the filter selectivity, [35] presents a printed meander-line antenna and an integrated quarter-wavelength resonator. In this case, the antenna performs not only as a radiator but also as the last resonator of the pass band filter (Figure 1.7 (c)). The quarter-wavelength resonator provides a shunt resonator with high capacitance and introduces two extra transmission zeros for selectivity enhancement.




(a) (b) (c)

**Figure 1.7 : Filtering antenna: (a) opened two-pole filter [32] (b) Leaky wave filter [34] (c) quarter-wavelength filter [35]**

Therefore, these filtering antennas are resonant structures. Despite their interesting characteristics in term of selectivity, they are bulky and difficult to integrate. These types of structures are not suitable for our study which concerns wideband and compact structures.

### 1.2.3 Co-designed antenna/filter using multi-layer technology

During the last few years, great efforts have been made concerning the optimal integration of antennas and related passive circuits. The difficulty lies in the possibility of preserving the performances of the complete system (operating bandwidth, losses, radiation efficiency) as the dimensions are significantly reduced. The performances of the antenna and the filter are strongly dependant on the electrical characteristics of the substrate. In order to obtain acceptable radiation efficiency, it is important to reduce the quality factor of the antenna. Therefore, planar antennas are usually printed on a thick substrate with low permittivity. On the other hand, passive circuits, such as filters, use lossless substrates with high permittivity (to reduce their dimensions) [36]. As a result, the synthesis of a complete RF system is a compromise between opposite needs.

In [36], authors propose the use of a composite substrate (ceramic/foam structure), in order to optimize simultaneously electrical and dimensional characteristics of the antenna and the filter. This solution presents a square microstrip CPW-fed patch antenna connected to a 3rd order Chebychev bandpass filter. The radiation efficiency is ensured thanks to the characteristics of the thick foam substrate ($\varepsilon_r$=1.07) while the multilayer technology process is used for implementing miniature filter behind the radiating element on the alumina substrate ($\varepsilon_r$=9.6) (Figure 1.8). The antenna is regarded as the last pole of the bandpass filter. The bandwidth of the integrated antenna-filter (BW=10.8%) is improved in comparison to the simple antenna (BW=7.5%).

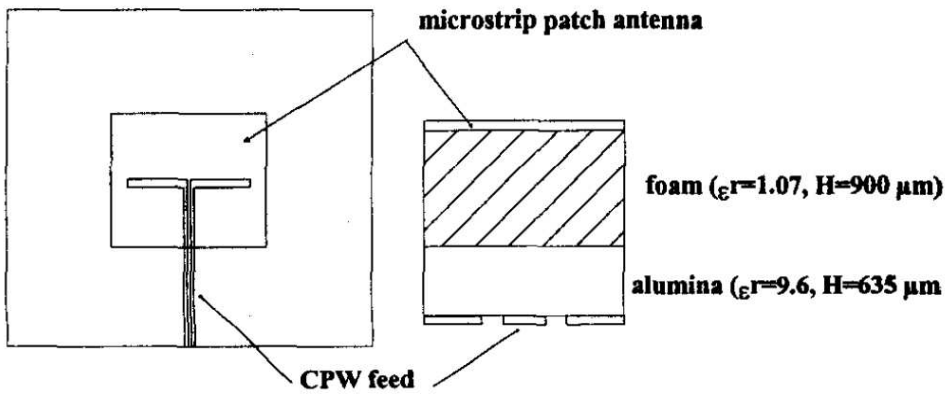



**Figure 1.8 : antenna/filter on a composite substrate [36]**

Another study presents a co-designed antenna-filter [37]. The microstrip patch antenna is layered on the top of a hairpin filter, and both components share the same ground

plane. The antenna and the filter are connected by a via hole as shown in Figure 1.9. The impedance at the interface is optimized to improve the performance of the antenna-filter. This antenna-filter operates in the frequency band 4.06-4.26 GHz, and the bandwidth is 4.7%. Authors also compare the co-designed antenna-filter with the traditional configuration (cascaded antenna and filter). They prove that the co-design can be used to improve the bandwidth and the gain of the antenna and reduce the size of the device.

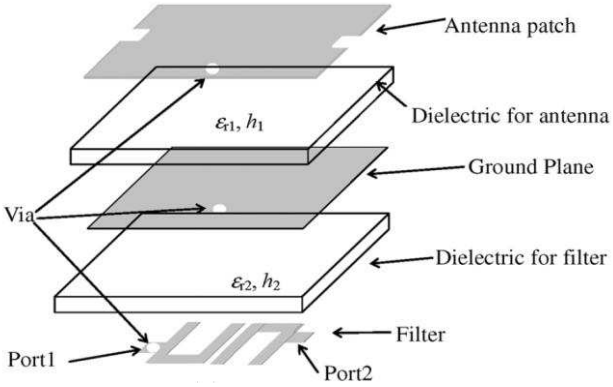



**Figure 1.9 : Two-layer antenna-filter [37]**

Multi-layer technology using Low Temperature Co-fired Ceramics (LTCC) is an attractive solution for the production of highly integrated and complex modules and antennas. Actually, LTCC allows high precision three dimensional (3-D) structuring and vertical integration of the circuits. This 3-D integration approach is a very attractive option which increases electrical performances and achieves simultaneously cost and size reduction [38].

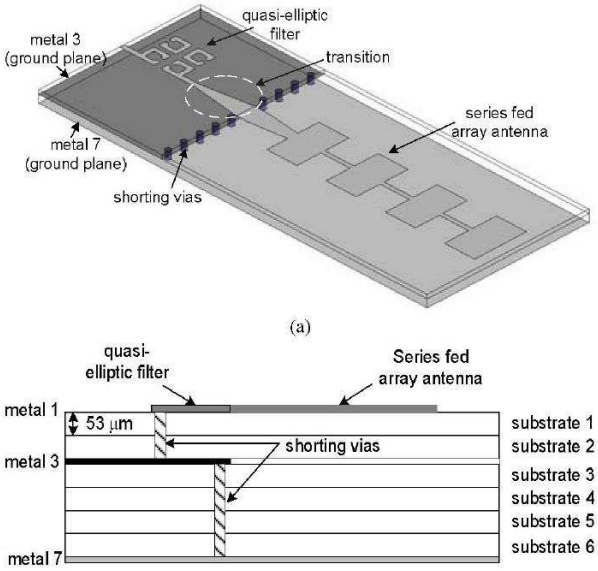



**Figure 1.10 : Integrated antenna-filter on LTCC substrate [39]**

A complete passive 3D integration for compact and low cost V-band front-end module has been presented in [39]. A compact 4-pole cross coupled quasi-elliptic filter has been designed on LTCC substrate to satisfy the desired specifications (compactness and high selectivity). In this study, a series fed 1x4 linear array antenna of four microstrip patches covering 59-64 GHz has been also presented. Using the developed components (filter and array antenna), authors present the integrated compact V-band front-end (Figure 1.10). The array antenna and the filter are located on the top metallization layer and are connected together with a tapered microstrip transition. The complete passive front-end integration exhibits a compact size and a maximum high gain of 12.6 dBi within a 10dB Return Loss bandwidth of 4.8 GHz around 62.3 GHz.

LTCC technology is a good candidate for the design of a complete front-end at millimetric frequencies. Thereby, a fully integrated three-dimensional cavity filters/duplexers and antenna has been presented in [40]. The concept is applied to the design, fabrication and testing of V-band transceiver (receiver (RX): 59-61.5 GHz, transmitter (TX): 61.5-64 GHz) using multilayer LTCC technology.

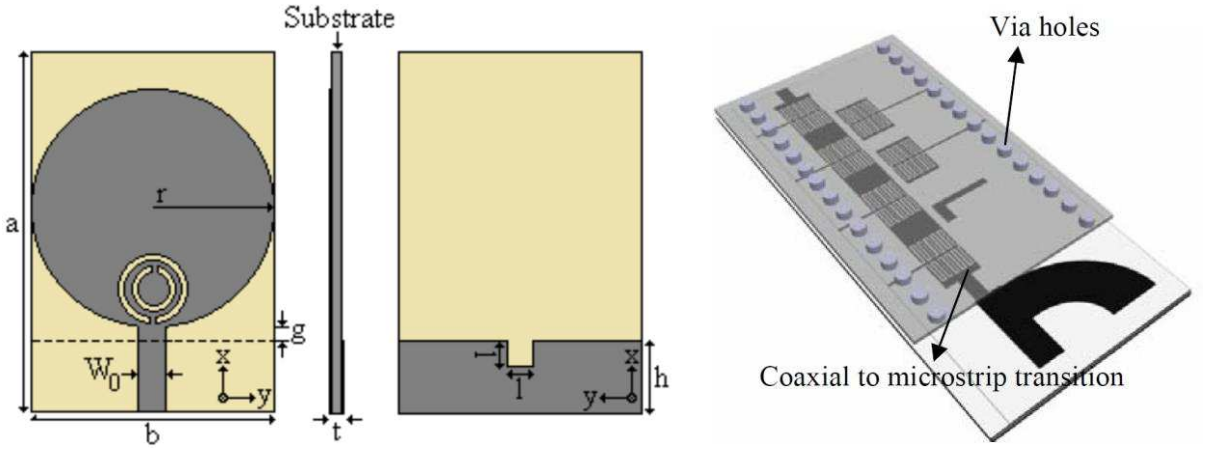
LTCC materials typically have a high dielectric constant. On one hand, they reduce the antenna size, but on the other hand they also reduce its bandwidth. The design of wideband antenna using LTCC materials is more challenging. A common approach for improving the bandwidth performance is to couple several resonators together. Thus, it has been mentioned, in [41], that a stacked-patch antenna on LTCC multilayer can achieve a bandwidth of twice of that for a single-patch antenna with the same substrate.

### 1.2.4 Filter based on metamaterials

Metamaterials have attracted a great amount of attention in recent years mostly due to their extraordinary electromagnetic properties. Metamaterials are artificial materials that have been introduced by Vesalago in the year 1967. In contrast to conventional material, left handed metamaterial is designed to exhibit negative permeability and negative permittivity in the microwave frequency range of interest [42]. These materials have been used for optical and microwave applications such as antennas, filters and couplers etc… It has been proved that metamaterials are a good candidate for the enhancement of antenna performance [43]. Furthermore, metamaterial properties are also used for miniaturization of the antenna [44]. In

this section, we will report some studies that have been done to achieve a filtering function using these materials.

An Ultra-Wideband (UWB) antenna with metamaterial structure based on Split Ring Resonator (SRR) has been proposed in [45]. The antenna is a circular monopole patch antenna where the SRR is inserted in the radiating part (Figure 1.11(a)). The SRR structure works as a band stop filter between 5 GHz and 6 GHz. The dimensions of the SRR are typically one-tenth of the guided wavelength at the resonant frequency. To optimize the SRR slot position, three different configurations were tested: at the center of the patch, on the top of the microstrip feed line and on the right of the patch. The best result was obtained when the SRR is placed on the top of the microstrip feed line. In [46], a compact UWB monopole antenna integrated with a filtering structure based on metamaterial structure has been presented. The filter is implemented using a balanced Composite Right Left Handed (CRLH) transmission line which is a class of metamaterial structure (Figure 1.11(b)). The filtering structure is used to reject the WLAN band from 5 GHz to 5.8 GHz.




(a) (b)

**Figure 1.11: UWB Monopole antenna (a) with SRR and [45] (b) with CRLH structures [46]**

Electromagnetic Band-Gap (EBG) materials are also a class of metamaterial structures which have the ability to control and manipulate the propagation of electromagnetic waves. There are two important attributes of the EBG structures: the first one is to prevent the propagation of the electromagnetic fields within a band-gap. This property makes them useful for many applications such as waveguides, spatial filters and antennas. The second important property of EBG structure is that they display localized frequency windows within the band-

gap, when the periodicity is broken due to the presence of defects. This property is very useful for enhancing the directivity of an antenna when an EBG structure is used as its cover [47]. Indeed, the EBG cover acts as an aperture antenna and its effective aperture size becomes much larger than the original antenna. Lee et al. [47] have used the EBG superstrate as a spatial angular filter to reject undesired radiation by sharpening the radiation pattern. To enhance the directivity, they introduce two defects, one in the ground plane of the antenna and the other in the EBG structure.

The integration of an EBG filter and an antenna has been proposed in [48]. The aim of this study is to integrate the slot antenna with an EBG filter embedded inside metamaterial substrate, in order to obtain high efficient radiation and narrowband pre-selection filtering. The results show that the band-gap structure suppresses surface modes which improves the efficiency, while the low loss dielectric provides a high quality filtering performance. In [49] a compact dual-band slot antenna with an EBG filtering structures has been presented. The EBG units have been inserted into the coplanar waveguide feed line of the antenna. Thus, a dual-band performance ranging from 2.5 to 5.3 GHz and from 13.5 to 16.3 GHz has been achieved.

As mentioned in this section, metamaterial structures have been used as a filter. Owing to their small size, they can be easily integrated with the antenna. In this dissertation, an EBG filter and a DGS filter, which is a kind of EBG structures, are designed to be integrated to a wideband antenna in chapter 2 and 3. Furthermore, another type of metamaterials structure which is the Artificial Magnetic Conductor (AMC) will be studied in chapter 4.

## 1.3 Co-design antenna/matching circuit

In UWB systems, as mentioned before, antennas should exhibit good impedance matching characteristics over the whole UWB frequency range. These antennas should also be compact, low cost and easily fabricated. The main challenge in UWB antenna design is achieving a wide impedance bandwidth while still maintaining high radiation efficiency. Moreover, some of these antennas are balanced structures. Therefore, they need a feeding system to obtain balanced fields in the input point of the antenna. The design of an integrated matching network for such antennas is a real challenge. An implementation method of UWB antenna is to use a wideband balun (BALanced-to-Unbalanced) transformation. In [50], a

wideband integrated dual-polarized bowtie antenna integrated with a microstrip to coplanar strip (CPS) balun transition has been presented. The wideband balun is used to accomplish the transition from the unbalanced microstrip transmission line to the balanced CPS transmission line and also to transform the input impedance of the antenna to 50Ω. The complete structure exhibits a wide bandwidth of about 76% with a magnitude of the reflection coefficient less than -10 dB. In addition, the radiation patterns show good symmetrical patterns in E and H planes. Using the same type of balun (microstrip-to-CPS), a millimeter-wave wideband tapered slot antenna has been studied in [51]. The designed antenna with the integrated balun exhibits a wide bandwidth from 23 GHz to 80 GHz. The antenna gain ranges from 7 dB to 12 dB. A coplanar waveguide (CPW) to CPS balun transition with a logarithmic uniplanar spiral antenna has been proposed in [52]. The antenna covers a 9 to 1 bandwidth with a magnitude of the reflection coefficient less than -10 dB from 0.4 GHz to 3.8 GHz.

As it can be seen, the balun transformation is an important component in wideband systems because it insures the wide bandwidth. In chapter 2, we will present a bowtie antenna integrated with a microstrip-to-CPS balun transition and connected to a wide stop band EBG filter.

## 1.4 Co-design antenna/active devices

The integration approach, where the active circuits and the radiating element are implemented on the same substrate, is called Active Integrated Antenna (AIA). From an antenna designer"s point of view, an AIA is an antenna that can accomplish other functions such as mixing and amplification. However, from a microwave engineer"s point of view, an AIA is an antenna that can provide certain circuit functions such as resonating, filtering, and duplexing, in addition to its original role as a radiating element [53].

The idea of using active antennas can be traced back to 1928 [54]. A small antenna with electron tube was used in radio broadcast receivers around 1 MHz. In 1960 and 1970, due to the invention of high-frequency transistors, active antennas received much attention and led to many improvements.

The integration of active devices in passive radiating element present several advantages such as increasing the effective length of short antenna (thus decreasing the size

of the antenna), increasing bandwidth, decreasing the mutual coupling between array elements and improving the noise factor [55].

Several attempts have been made to integrate antennas and active devices in order to reduce the number of front end"s components. In this section, we present different approaches used to implement antennas and active devices on the same substrate. We classify studies according to the active device function.

### 1.4.1 Co-design antenna-low noise amplifier

The Low Noise Amplifier (LNA) is the first block of a wireless receiver after the antenna. Its main function is to provide enough gain to overcome the noise of subsequent stages. In other words, this LNA gives sufficient signal amplification with low noise factor to improve the signal to noise ratio (SNR).

In traditional approach, the antenna and the LNA are optimized to present an input impedance of 50 Ω, in order to insure a perfect matching. This technique enables to maximize the power transfer. In wideband LNA, a matching network is required in order to achieve maximum power transfer over the desired frequency range. Usually this matching is reached by passive circuits connected between the antenna and the LNA. However, in order to relax some constraints, while improving performances for the same power consumption, the co-design approach where the antenna is close to the amplifier is an alternative and effective solution. In this case, the challenge of co-design consists in finding the best tradeoff between the maximum power gain of the LNA and the possibility to design an antenna with input impedance different from 50 Ω.

On the LNA side, the co-design benefits from removing the major part of the costly integrated passive elements serving as a matching circuit. The co-designed LNA profits from a size, cost, and noise figure reduction. On the antenna side, the constant and real input impedance on the whole bandwidth is no longer a constraint. The co-design can contribute on the miniaturization of the antenna. In fact, the antenna can operate at a frequency less than of the resonant one when its input impedance is complex [56].

A co-optimization between LNA and antenna for UWB applications has been presented in [57]. Authors demonstrate that to achieve an optimal impedance matching, inductive antenna input impedance is required. The antenna is a wideband triangular monopole where

the ground plane is a square metal area placed close to the monopole. The wideband inductive impedance behavior has been obtained by shorting the triangular monopole and modifying its feed strip. A comparison with a 50 Ω version with same power consumption has been also discussed. According to authors, the co-designed version shows a noise factor improvement by more than 1.5 dB and a power gain enhancement of more than 7 dB. The co-designed structure has a smaller size of about 8%. Furthermore, the same authors show that by using the same strategy with another design [56], the co-design version exhibits several improvements: +3 dB extra gain and 30% reduction of the antenna area (Figure 1.12).

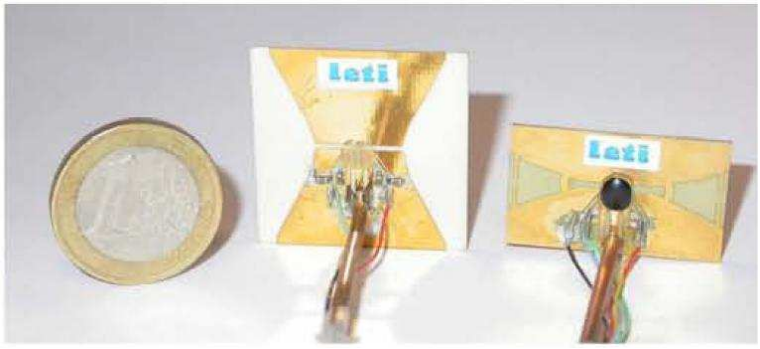



**Figure 1.12**: The 50 Ω version and the co-**designed antenna-LNA [56]**

Many other studies have been also presented in the literature for narrowband applications. In [58], a LNA is embedded into a patch antenna for GPS application. A cavity is removed from the substrate to place the LNA module. The built-in LNA enhances the antenna reception capability without adding external circuits.

### 1.4.2 Co-design antenna-power amplifier

The RF Power Amplifier (PA) is the last building block of the transmitter. The PA has to amplify the RF signal before it is transmitted to the antenna. Among all the building blocks of a transmitter, the power amplifier contributes the most in terms of power consumption. The efficiency of the PA becomes one of the crucial parameters to be optimized for power saving. Therefore, the Power Added Efficiency (PAE) must be maximized, while still using low voltage supply and keeping the design as compact as possible.

The PAE can be improved by optimizing the load impedance at the fundamental and by optimally tune the harmonics. Traditionally the PA is designed with an input and output impedance of 50 Ω. Then the tuning of the harmonics is usually done by adding a short-

circuited stub, the length of the stub is near one quarter wavelength at the fundamental frequency, at the output. At lower frequencies, this stub may be too long. In [59], a PA with high-efficiency was obtained by short circuiting the impedance of the output circuit at even harmonics. In AIA design, the harmonics can be tuned using the radiating element. This method does not require any additional circuitry, and can give more compact design. A PA integrated with patch antenna at 2.48 GHz has been presented in [60]. The antenna is used for harmonics termination. An increase of 7% in the PAE and 0.5 dB in the output power was obtained by tuning the second harmonic only. In [61], two techniques have been presented for designing high efficiency amplifiers with low harmonic radiation. The first one uses the active antenna approach to tune both harmonics. The second one uses the active antenna to tune one harmonic and the Photonic Band-Gap (PBG) structure to tune another one. The PA is integrated with microstrip antenna. The PAE is better than 60 % and both amplifiers radiate low harmonic powers in all directions. One disadvantage of the periodic PBG structure method is that it can be used to tune only even or odd harmonics. Also, in the AIA approach, it is difficult to find antenna structures that have proper termination at both second and third harmonics [2]. A combined approach between two techniques has been presented in [2]. The overall system bandwidth is typically limited by the bandwidth of the antenna. However, higher efficiency levels are attainable when both harmonics are tuned.

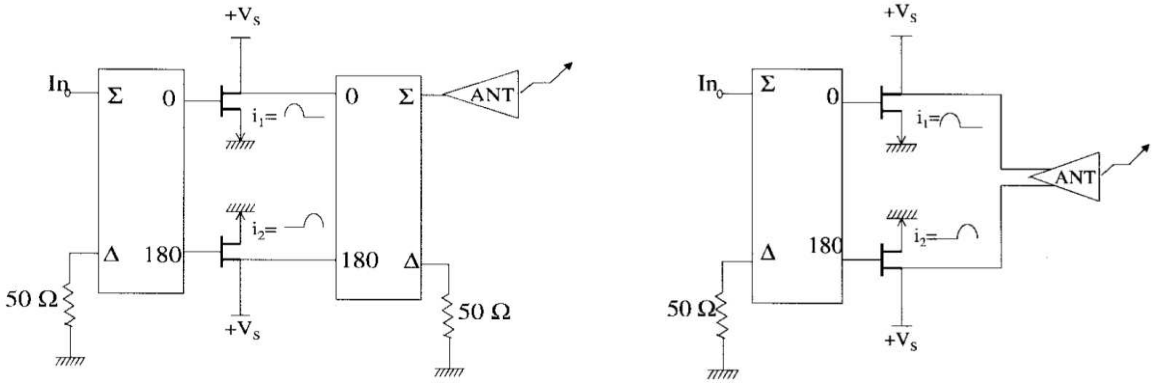
According to studies on the integrated antenna-PA, the antenna is used to tune harmonics without any additional components. Most of studies are carried out for narrowband applications. In this dissertation, we are interested on wideband antenna that has the ability to reject higher harmonics.

### 1.4.3 Push-Pull amplifier

The push-pull amplifier offers twice the output power of a single-ended one. It has shown excellent properties at low frequencies where it is easily implemented by using Bipolar Junction Transistor (BJT) devices. However, at microwave and millimeter-wave frequencies, FET (Field Effect Transistor) devices are typically used with hybrid or balun to combine the power of the devices.

The push-pull amplifier has a number of advantages including the potential for broadband performances. Despite these advantages, the losses in the output stage hybrid limit the efficiency of the amplifier at microwave and millimeter-wave frequencies.

A new architecture of the push-pull amplifier based on the integrated antenna approach has been proposed in [62]. In fact, placing the active devices directly at the antenna minimizes the size of the circuit and may reduce the losses caused by the 180° hybrid. In this architecture, the antenna acts as a combiner which induces a 180° phase shift for the fundamental signal and a 0° phase shift for the higher harmonics.




(a) (b)

**Figure 1.13 : (a) conventional and (b) integrated-antenna push-pull front end [63]**

The conventional architecture of the push-pull amplifier is shown in Figure 1.13(a). The transistors are biased in class B. The input power is split in two and the two FETs are fed in antiphase through a 180° hybrid. The resulting current form at the output of the two transistors consists of two antiphase half-sinusoids. The Fourier analysis of the device drain current waveform is given in equations (1.1) and (1.2).

$$i_1 = I_{DC} \left[ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\cos\omega_0 t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} \frac{1}{n^2 - 1} \cos n\omega_0 t \right] \quad (1.1)$$

$$i_2 = I_{DC} \left[ \frac{1}{\pi} - \frac{1}{2}\cos\omega_0 t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=2,4,\ldots}^{\infty} \frac{1}{n^2 - 1} \cos n\omega_0 t \right] \quad (1.2)$$

As shown in (1.1) and (1.2), the output currents of each device are composed of a DC term, a fundamental term, and a series of even harmonics. The fundamental components are 180° out-of-phase and harmonics are in phase. The two FET devices are combined using a broadband 180° hybrid or a balun. The fundamental components are added at the Σ port and harmonics are dissipated through the load at the Δ port.

Figure 1.13(b) shows the architecture of the active integrated antenna push-pull amplifier. The input stage is identical to that of the conventional microwave frequency push-pull. However, a dual-fed planar antenna has replaced the output hybrid.

A dual-feed patch antenna is used as the tuned load of a class-B push-pull amplifier [62]. The antenna is fed by two microstrip feed lines placed at each radiating edge of the patch (Figure 1.14). The length of the antenna is approximately λ/2 at 2.5 GHz.

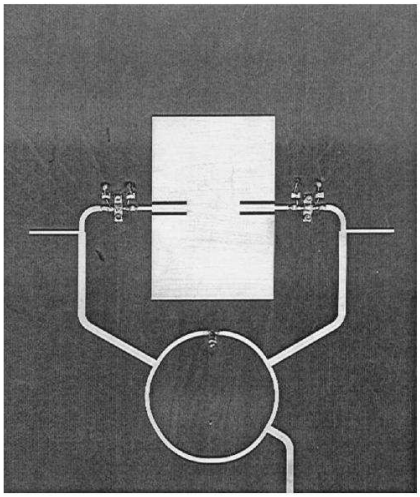


**Figure 1.14: Integrated antenna push-pull amplifier with dual-feed patch antenna [62]**

Because the microstrip feeds are oriented in opposite directions (Figure 1.14), a 180° phase reversal is created at the antenna structure. Thus, when the antenna is combined with the push-pull amplifier, the fundamental excitation of the antenna becomes in phase and the higher harmonics become antiphase. The antenna must accomplish three conditions to be used as an efficient power combiner. First, the antenna must radiate efficiently with acceptable patterns. Second, the input impedance of the antenna should be suitable for harmonic tuning. Finally, negligible power should flow between the two feed ports when push-pull excitation is applied [63]. Two structures that satisfy these conditions are the microstrip patch and the slot antennas. In [64], a C-band push-pull power amplifier integrated with a modified uniplanar quasi-Yagi antenna has been presented. The antenna with corrugated ground plane is used for both out-of-phase power combining and second harmonic tuning.