



**HAL**  
open science

# Contribution à la conception et à la réalisation d'antennes reconfigurables large bande à diversité pour les systèmes de communication radio cognitive de la quatrième génération

Hamza Nachouane

► **To cite this version:**

Hamza Nachouane. Contribution à la conception et à la réalisation d'antennes reconfigurables large bande à diversité pour les systèmes de communication radio cognitive de la quatrième génération. Electronique. Institut National des Postes et Télécommunications, 2017. Français. NNT: . tel-01712923

**HAL Id: tel-01712923**

**<https://hal.science/tel-01712923>**

Submitted on 19 Feb 2018

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

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

# THESE

pour obtenir le grade de

**Docteur**

**de l'Institut National des Postes et Télécommunications**

Discipline : **Télécoms et Technologies de l'Information**

Spécialité : **Électronique et Télécommunications**

*présentée par*

**Hamza NACHOUANE**

---

**Contribution à la conception et à la réalisation  
d'antennes reconfigurables large bande à diversité  
pour les systèmes de communication radio cognitive  
de la quatrième génération**

---

Soutenue le **20 Mai 2017**

Devant le jury composé de :

<b>M. Rachid EL KOUCH</b>	Professeur de l'enseignement supérieur à l'INPT	Examineur
<b>M. Mohamed HABIBI</b>	Professeur de l'enseignement supérieur à la Faculté des sciences de Kenitra	Rapporteur
<b>M. Hassan OUAHMANE</b>	Professeur de l'enseignement supérieur à l'ENSA d'EL JADIDA	Rapporteur
<b>M. Adnane LATIF</b>	Professeur Habilité à l'ENSA de Marrakech	Rapporteur
<b>M. Abdellah NAJID</b>	Professeur de l'enseignement supérieur à l'INPT	Directeur de Thèse
<b>Mme. Fatima RIOUCH</b>	Professeur Habilité à l'INPT	Co-encadrante
<b>M. Abdelwahed TRIBAK</b>	Professeur Habilité à l'INPT	Co-encadrant
<b>M. Hassan TALIB</b>	Ingénieur d'Etat, Chef de la Division Contrôle Technique, ANRT	Invité



*À mes parents,  
À mes sœurs  
À tous ceux que j'aime*

"Le génie : 1% d'inspiration et 99% de transpiration."  
**Thomas Edison (1847-1931)**

"Celui qui trouve sans chercher est celui qui a longtemps cherché sans trouver."  
**Gaston Bachelard (1884-1962)**



## **Remerciements**

*Le travail décrit dans ce mémoire a été effectué à l'Institut National des Postes et Télécommunications (INPT), au sein du laboratoire de recherche en Systèmes de Télécommunications, Réseaux et Services (STRS). Cette thèse a été réalisée grâce à l'engagement et l'accompagnement de plusieurs personnes tout au long de ce parcours ; c'est pourquoi je souhaite profiter de cette occasion pour leur exprimer toute ma reconnaissance.*

*Je voudrais tout d'abord vivement remercier les membres du jury, pour avoir accepté d'en faire partie, et pour leur lecture attentive et critique de l'ensemble de ce manuscrit.*

*Je tiens à remercier M. **Rachid EL KOUCH**, Professeur de l'enseignement supérieur à l'INPT, d'avoir accepté de présider le jury et d'examiner ce travail.*

*J'exprime également ma profonde reconnaissance à M. **Mohamed HABIBI**, Professeur de l'enseignement supérieur à la Faculté des sciences de Kenitra, M. **Hassan OUAHMANE**, Professeur de l'enseignement supérieur à l'ENSA d'EL JADIDA, et M. **Adnane LATIF**, Professeur habilité à l'ENSA de Marrakech, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux en acceptant d'en être les rapporteurs. Je tiens à souligner la qualité de leurs observations et remarques pertinentes lors de la soutenance qui vont certainement améliorer la qualité de cette thèse. J'ai aussi énormément appris grâce à leurs remarques précieuses et leurs questions.*

*J'aimerais témoigner de ma reconnaissance envers M. **Hassan TALIB**, Ingénieur d'Etat, Chef de la Division Contrôle Technique à l'ANRT, pour sa participation au jury ainsi que pour ses questions et remarques pertinentes lors du débat.*

*J'adresse mes remerciements chaleureux à M. **Abdellah NAJID** pour avoir assuré la direction et l'encadrement de cette thèse, pour la confiance qu'il m'a témoignée et ses encouragements tout au long de mes quatre ans de thèse. Sa grande expertise scientifique et son professionnalisme ont apporté énormément à la qualité de cette thèse. Je lui exprime ma sincère reconnaissance pour ses qualités scientifiques et humaines, pour ses critiques constructives et pour les connaissances qu'il m'a transmises durant cette expérience exceptionnelle.*

*Je tiens à remercier également mon encadrant M. **Abdelwahed TRIBAK** pour son soutien moral, ses conseils scientifiques et techniques, ses remarques très pertinentes, sa disponibilité pour effectuer les mesures, ainsi que pour les échanges qui ont enrichi mes connaissances en électromagnétisme et microonde.*

*Je tiens à adresser mes plus sincères remerciements à mon encadrante Mme **Fatima RIOUCH** qui m'a beaucoup apporté tant au niveau scientifique que personnel, et qui a permis l'accomplissement de ce travail. Un grand merci à vous pour votre gentillesse, votre disponibilité et votre soutien. Vous êtes pour moi un modèle à suivre pour ce qui est de la façon d'aborder les choses autant dans le monde de la recherche que sur le plan académique.*

*Je tiens aussi à remercier toutes les personnes qui ont participé à la réalisation des prototypes. Un grand merci au professeur **Abdelmalik BOUYAHYAOU** et au doctorant **Hafid TIZYI**. Merci également au technicien **Yassine DARIF**, grâce à lui et à ses soudures, les prototypes ont pu être correctement alimentés.*

*Mes vifs remerciements s'adressent également au corps administratif de l'INPT et à son Centre d'Etudes Doctorales (CEDoc) et en particulier à Messieurs **Bedreddine BENAMEUR**, Directeur de l'INPT, et **Ahmed TAMTAOUI**, Directeur adjoint de la recherche, pour leur disponibilité, leur gentillesse, et surtout pour leur aide précieuse en ce qui concerne le logement, la restauration, et toutes les dispositions qu'ils mettent en œuvre pour promouvoir la production scientifique au sein du laboratoire.*

*J'exprime ma profonde reconnaissance à tous les doctorants et à tous les enseignants chercheurs pour les fructueux échanges scientifiques et leur amitié, et pour leur disponibilité.*

*Je ne pourrais terminer ces remerciements sans exprimer ma profonde reconnaissance et gratitude à ma mère **Sabah LAIDOUNI** et à mon père **Houssaine NACHOUANE**, qui m'ont soutenu et épaulé durant toute ma vie, et particulièrement durant ces quatre années de thèse. Je les remercie pour m'avoir toujours poussé à la réussite dans toutes les situations dans ma vie. Je leur dédie ce manuscrit.*

# Résumé

Les travaux de cette thèse reposent sur l'étude, la conception, l'optimisation, et la réalisation des structures RF large-bandes et reconfigurables pour les applications de la Radio Cognitive (RC). La RC est un système intelligent ayant la capacité de détecter et reconnaître son environnement de fonctionnement, ce qui lui permet d'ajuster ses paramètres de fonctionnement d'une façon dynamique et autonome. C'est une véritable solution au problème de l'encombrement et de la rareté du spectre RF et la demande croissante de bande passante.

Les principales caractéristiques de la RC sont la détection des trous inutilisables (*white spaces*) du spectre et l'utilisation de ces trous pour mettre en œuvre le partage opportuniste du spectre. La fonction de détection a pour but de balayer (sonder) périodiquement le spectre de fréquences ciblé pour vérifier sa disponibilité et détecter les fréquences libres, ceci afin de les attribuer une liaison radio par la suite. Pour effectuer ces tâches, nous avons investigué trois configurations antennaires possibles.

D'autre part, l'utilisation des techniques de diversité permet d'améliorer considérablement la capacité du canal et de réduire les phénomènes d'interférences et d'évanouissement de signaux dans les environnements urbains denses et intrabâtiments. Pour cela, dans chaque configuration étudiée, nous avons introduit une ou plusieurs techniques de diversité.

En effet, afin de valider les concepts développés, toutes les configurations présentées ont été simulées, réalisées et expérimentalement caractérisées :

- Un système d'antennes MIMO ULB fonctionnant de 2 à 3.3 GHz, et capable de commuter entre quatre faisceaux dans des directions différentes et entre deux sens de polarisation circulaire (RHCP et LHCP).
- Un système antennaire comprenant deux antennes, dont l'une est ULB pour la détection spectrale fonctionnant de 2 à 5.5 GHz, et l'autre à bande étroite opérant à 2.8 GHz pour la communication.
- Un autre système constitué de deux antennes. La première est une antenne ULB opérant de 1.2 à 6 GHz dédiée à la détection spectrale, tandis que l'autre est une antenne multibande pour effectuer la tâche de communication aux fréquences : 1.7, 1.9, 3.7 et 4.3 GHz.
- Un filtre reconfigurable en bande et agile en fréquence centrale, capable de se reconfigurer de filtre passe bande à filtre coupe bande et de commuter sa fréquence centrale entre 2.4 et 5 GHz.
- Une antenne filtrante électroniquement reconfigurable et agile, capable de fonctionner à la fois sur une large bande de 1.255 à 6.2 GHz et sur une bande étroite de 850 MHz, et de régler la fréquence centrale de sa bande étroite de 2.55 à 3.2 GHz de façon continue.

L'originalité de cette thèse réside dans le fait que plusieurs paramètres sont exploités pour aboutir à un système plus mature et intelligent :

Ultra Large bande ; MIMO ; Diversité de polarisation ; Diversité angulaire ; Diversité de rayonnement ; Reconfigurabilité fréquentielle ; Reconfigurabilité en bande passante ; Formation de faisceaux.

Lors de la conclusion de ce manuscrit, nous évoquons les suites à donner à ce travail et les perspectives.

**Mots clés :** *Hyperfréquences, micro-ondes, systèmes de télécommunications, radio cognitive, antennes reconfigurables, filtres à accord continu ou discret en fréquence centrale et en bande passante, diodes PIN et varactors, réseau de polarisation, matrice de Butler, diversité de polarisation, diversité angulaire, diversité de rayonnement.*





# ***Abstract***

This thesis focuses on the study, optimization, design, and realization of new reconfigurable and wideband Radio Frequency (RF) structures for Cognitive Radio (CR) applications. The CR is an intelligent system with the ability to continuously supervise the RF spectrum in order to detect the spectrum holes, so-called white spaces, and then, dynamically tune its characteristics to operate within these unused frequency bands, thus significantly improving the spectrum usage.

The RF front-end of such systems must ensure their fundamental functions, which are the sensing and communication tasks. From the hardware point of view, the structures used in such a system must be reconfigurable to meet its requirements. The reconfigurability can be defined as the dynamic modification of one or several fundamental properties of the used components (i.e. antenna, filter, duplexer, and other devices). Here, we identify three possible antenna configurations to perform these tasks, each of which presented in a chapter.

CR consists of allowing the secondary users (unlicensed) to exploit the licensed spectrum originally allocated to the primary users (licensed). The licensed and unlicensed users can coexist well as long as the interference generated between them is below a certain acceptable threshold. The interference is a major limiting factor in the performance of users, especially in dense urban or indoor environments, it can be classified as co-channel, adjacent channel, or multipath interferences. The last one can be mitigated by the use of polarization diversity while the two other types of interference can be reduced by using the beamforming network (BFN) technique. For this purpose, each proposed configuration incorporates one or more diversity techniques.

In order to validate the proposed concepts, we simulated, fabricated and experimentally tested all design models below:

- A novel beamforming antenna array operating from 2.2 to 3 GHz that combines pattern and polarization diversity for indoor cognitive radio systems.
- An antenna system composed of two antennas, one for sensing and the other for communication. The sensing task is obtained from 2 to 5.5 GHz, while the communication task is achieved at 2.8 GHz.
- An antenna system that incorporates two antennas. The first is a broadband antenna operating from 1.2 to 6 GHz for spectrum sensing, and the second is a multiband antenna for communication at 1.7, 1.9, 3.7 and 4.3 GHz.
- A novel reconfigurable and switchable filter using two open-circuited stubs, that can be reconfigured from a bandpass to a bandstop response and switched from 2.4 to 5 GHz, using only two PIN diodes.
- An electronically reconfigurable and tunable filtenna that can operate in wideband and narrowband modes. The narrowband mode can be tuned from 2.55 to 3.2GHz, while the wideband mode is obtained over the 1.35–6.2GHz band.

Several aspects are exploited in this thesis in order to achieve an efficient and intelligent system, namely:

Ultra-Wide Band; MIMO; Polarization Diversity; Pattern Diversity; Angular Diversity; Frequency Reconfigurability; Bandwidth Reconfigurability; Beamforming network.

Future challenges and prospects are discussed in the conclusion of this dissertation.

***Key words:*** *Microwaves, telecommunication systems, cognitive radio, reconfigurable antennas, tunable filters with continuous and discrete tuning, PIN and varactor diodes, biasing networks, Butler matrix, polarization diversity, pattern diversity, angular diversity.*



## ملخص

الأعمال المقدمة في هذه الأطروحة تركز على دراسة، وتصميم، وتحسين وتصنيع الأجهزة اللاسلكية ذو نطاق واسع و القدرة على إعادة التشكيل للأنظمة الراديو الإدراكية للجيل الرابع. نظام الراديو الإدراكي هو نظام ذكي قادر على الكشف والتعرف على بيئة عمله، مما يتيح له ضبط معايير التشغيل الخاصة به بشكل ديناميكي و مستقل. تعتبر هذه التقنية حل حقيقي لمشكلة الإزدحام وندرة طيف الترددات الراديوية والطلب المتزايد على سرعة نقل البيانات.

الخصائص الأساسية لنظام الراديو الإدراكي هي الكشف عن الترددات الغير مستعملة (المسمات كذلك المساحات البيضاء)، و استخدام هذه المساحات للإتصال فيما يسمى بتقاسم الطيف الإنتهازي. تهدف وظيفة كشف المساحات البيضاء إلى تمشيط، بشكل دوري، الطيف الترددي المستهدف، للتحقق من توفره وكشف الترددات الغير مستخدمة، وهذا من أجل تعيين وصلة راديو بعد ذلك. من خلال البحث المقدم بين أيديكم، تم إقتراح ثلاث تكوينات هوائية لأداء هذه المهام السابقة الذكر، حيث أن كل واحد منهم تم تقديمه في فصل.

نظام الراديو الإدراكي يمكن من السماح للمستخدمين الثانويين (الغير المرخص لهم) من استغلال الطيف المرخص المخصص أساسا للمستخدمين الأساسيين (المرخص لهم). يمكن للمستخدمين المرخص و الغير المرخص لهم من التعايش معا طالما التشويش المولد بينهما يتواجد تحت عتبة معينة مقبولة من طرف النظام. التشويش هو عامل محدد رئيسي في أداء المستخدمين، خصوصا في البيئات العمرانية الكثيفة أو في الأماكن المغلقة، ويمكن أن يصنف كتشويش في نفس القناة، تشويش في قناة مجاورة، أو تشويش ناتج عن تعدد المسارات. النوع الأخير يمكن تخفيضه باستخدام التنوع الإستقطابي حين أن النوعين الآخرين يمكن أن يخفضا باستخدام التنوع الإشعاعي عن طريق تقنية تكوين الشعاع. لهذا الغرض، كل تكوين هوائي مقترح في هذه الأطروحة يتضمن تقنية تنوع واحدة أو أكثر.

من أجل التحقق من صحة المفاهيم المقترحة في هذه الأطروحة، قد تمت محاكاة، تصنيع، وإختبار تجريبيا جميع الهياكل الهوائية الواردة أدناه:

- صيف الهوائيات ذو نطاق واسع يعمل من 2 إلى 3.3 غيغاهرتز، وقادر على الإنتقال بين أربعة حزم شعاعية في إتجاهات مختلفة، وبين اتجاهين من الإستقطاب الدائري (يمينا ويسارا).

- نظام هوائي يضم اثنين من الهوائيات، واحد منها ذو نطاق واسع للكشف الطيفي يعمل من 2 – 5.5 غيغاهرتز، و آخر ذو نطاق ضيق يعمل على التردد 2.8 غيغاهرتز للاتصال.

- نضام آخر متكون من هوائيين. الهوائي الأول ذو نطاق واسع يعمل من 1.2 إلى 6 غيغاهرتز للكشف الطيفي، في حين أن الآخر هو هوائي متعدد النطاقات الترددية لتأدية مهمة الإتصال على الترددات: 1.7، 1.9، 3.7، و 4.3 غيغاهرتز.

- مرشح الترددات اللاسلكية قابل لإعادة التشكيل من ممرر للموجة إلى موقف لها ولضبط تردده الرئيسي من 2.4 إلى 5 غيغاهرتز بشكل مرن، باستخدام صمامين ثنائيا القطب فقط.

- هوائي مرشح قابل لإعادة التشكيل والإنضباط إلكترونيا، حيث يمكن له أن يعمل في نطاق واسع من 1.5 إلى 6.2 غيغاهرتز وفي نطاق ضيق على 2.5 غيغاهرتز. هذا النظام قادر كذلك على ضبط التردد المكزي لنطاقه الضيق من 2.55 إلى 3.2 غيغاهرتز بشكل مستمر.

العديد من الجوانب قد تم استخدامها في هذه الرسالة من أجل البلوغ لنظام فعال وذكي، نذكر منها:

النطاق الفائق الإتساع؛ صيف الهوائيات؛ التنوع الإستقطابي؛ التنوع الإشعاعي؛ التنوع الزاوي؛ إعادة التشكيل الترددي؛ إعادة تشكيل عرض النطاق الترددي؛ شبكة تكوين الشعاع.

التحديات والأفاق المستقبلية تمت مناقشتها في ختام هذه الرسالة.

**الكلمات المفتاحية:** المايكرويف؛ أنظمة الإتصالات السلكية واللاسلكية؛ راديو المعرفي؛ هوائيات إعادة التشكيل؛ مرشحات الإنضباطية مع ضبط مستمر و منفصل؛ صمام ثنائي القطب؛ شبكة التحيز؛ مصفوفة بتلر؛ التنوع الإستقطابي؛ التنوع الإشعاعي؛ التنوع الزاوي.



# Table des matières

<i>Résumé</i> .....	5
<i>Abstract</i> .....	7
<i>ملخص</i> .....	9
<i>Table des matières</i> .....	i
<i>Liste des figures</i> .....	v
<i>Liste des tableaux</i> .....	ix
<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre I Etat de l'art des systèmes antennaires pour des applications de radio cognitive</b> .....	7
<b>I. Introduction</b> .....	9
<b>II. Généralités sur les antennes et leurs techniques d'alimentation</b> .....	10
2.1. Introduction .....	10
2.2. Différents types d'antennes.....	11
2.2.1. Les antennes filaires .....	11
2.2.2. Les antennes à ouverture .....	12
2.2.3. Les antennes imprimées ou patches .....	13
2.2.4. Les réseaux d'antennes .....	14
2.2.5. Les antennes intelligentes .....	16
2.3. Techniques d'alimentation.....	18
2.3.1. Alimentation par ligne microruban .....	19
2.3.2. Alimentation par ligne coplanaire avec et sans plan de masse .....	21
2.3.3. Alimentation par câble coaxial.....	23
2.3.4. Alimentation par proximité .....	24
2.3.5. Alimentation d'un réseau d'antennes.....	25
<b>III. Différents types de diversité d'antennes</b> .....	31
3.1. Définition .....	31
3.2. Diversité spatiale.....	32
3.3. Diversité de polarisation .....	32
3.4. Diversité fréquentielle .....	33
3.5. Diversité de rayonnement .....	33
3.6. Diversité angulaire.....	34
3.7. Différentes combinaisons de diversité.....	34
<b>IV. Concept de la radio cognitive</b> .....	36
<b>V. Conception d'antennes large bande : définition et technologies</b> .....	41
<b>VI. Conception d'antennes reconfigurables : défis et technologies</b> .....	44
6.1. Définition et défis associés aux antennes reconfigurables.....	44
6.2. Techniques de reconfiguration .....	47
6.2.1. Diode PIN .....	47

6.2.2.	Diode varicap .....	48
6.2.3.	MEMS .....	49
6.2.4.	Commutateur optique .....	49
6.2.5.	Matériaux agiles .....	49
6.2.6.	Modification mécanique .....	50
6.3.	Circuits de polarisation .....	51
6.3.1.	Techniques de polarisation .....	51
6.3.2.	Composants du circuit de polarisation .....	52
6.4.	Différents types de reconfiguration .....	54
6.4.1.	Reconfiguration en fréquence .....	55
6.4.2.	Reconfiguration de diagrammes de rayonnement .....	55
6.4.3.	Reconfiguration de polarisation .....	55
VII.	Conclusion .....	56
VIII.	Bibliographie .....	58
Chapitre II Conception de réseau d'antennes avec diversité mixte pour la radio cognitive .....		63
I.	Introduction .....	65
1.1.	Contexte général .....	65
1.2.	Objectif .....	66
II.	Matrice de Butler .....	67
2.1.	Description .....	67
2.2.	Configuration de la matrice .....	69
2.3.	Choix du substrat .....	71
2.4.	Conception du coupleur hybride .....	72
2.4.1.	Définition et cahier des charges .....	72
2.4.2.	Choix de l'architecture du coupleur .....	74
2.4.3.	Étude théorique .....	75
2.4.4.	Conception et simulation du coupleur .....	78
2.5.	Conception du diviseur de Wilkinson .....	80
2.5.1.	Définition et choix de l'architecture .....	80
2.5.2.	Étude théorique .....	81
2.5.3.	Conception et simulation .....	84
2.6.	Conception du croisement .....	85
2.6.1.	Définition .....	85
2.6.2.	Étude théorique .....	86
2.6.3.	Conception et simulation du croisement .....	88
2.7.	Conception du déphaseur .....	89
2.7.1.	Définition .....	89
2.7.2.	Étude théorique .....	89
2.7.3.	Conception et simulation du déphaseur .....	90
2.8.	Conception de la matrice de Butler symétrique .....	91
2.9.	Conception de la matrice de Butler asymétrique .....	93
III.	Éléments rayonnants .....	96

3.1.	Choix de l'élément rayonnant .....	96
3.2.	Principe de polarisation circulaire .....	97
3.3.	Spécifications géométriques .....	99
3.4.	Résultats de simulation .....	100
<b>IV.</b>	<b>Réalisation et validation expérimentale du système antennaire proposé .....</b>	<b>101</b>
4.1.	Coefficient de réflexion .....	102
4.2.	Rapport axial.....	103
4.3.	Diversité de polarisation circulaire .....	104
4.4.	Diversité angulaire.....	106
4.5.	Efficacité de rayonnement et gain réalisé maximum .....	108
4.6.	Coefficient de corrélation d'enveloppe .....	110
4.7.	Gain de diversité .....	111
<b>V.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>111</b>
<b>VI.</b>	<b>Bibliographie.....</b>	<b>114</b>
<b>Chapitre III Conception et réalisation des structures passives pour la radio cognitive.....</b>		<b>117</b>
.....		
<b>I.</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>119</b>
<b>II.</b>	<b>Conception d'un système antennaire à deux ports large-bande/ bande étroite....</b>	<b>119</b>
2.1.	Objectif de l'étude .....	119
2.2.	Conception du système antennaire .....	120
2.2.1.	Antenne de détection .....	120
2.2.2.	Antenne de communication .....	122
2.2.3.	Combinaison des deux antennes .....	123
2.3.	Performances du système proposé .....	125
2.3.1.	Performances de l'antenne de détection.....	125
2.3.2.	Performances de l'antenne de communication.....	129
2.3.3.	Performances de la combinaison .....	132
<b>III.</b>	<b>Conception d'un système antennaire à deux ports large-bande/multi-bande.....</b>	<b>139</b>
3.1.	Objectif de l'étude .....	139
3.2.	Conception du système antennaire .....	140
3.2.1.	Antenne de détection.....	140
3.2.2.	Antenne de communication .....	141
3.2.3.	Combinaison des deux antennes .....	147
3.3.	Performances du système proposé .....	147
3.3.1.	Performances de l'antenne de communication.....	148
3.3.2.	Performances de la combinaison .....	150
<b>IV.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>157</b>
<b>V.</b>	<b>Bibliographie .....</b>	<b>159</b>
<b>Chapitre IV Conception et réalisation des structures actives pour la radio cognitive ..</b>		<b>161</b>
<b>I.</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>163</b>
<b>II.</b>	<b>Conception d'un filtre reconfigurable et agile en fréquence centrale.....</b>	<b>164</b>



2.1. Objectif de l'étude .....	164
2.2. Filtres passe bande en microondes .....	165
2.3. Méthodologie d'analyse et de conception .....	169
2.3.1. Configuration du filtre .....	169
2.3.2. Circuit de polarisation .....	171
2.3.3. Étude théorique .....	175
2.4. Réalisation du prototype et résultats expérimentaux.....	179
2.4.1. Mesure des paramètres $S$ .....	180
2.4.2. Distribution des courants surfaciques .....	182
2.4.3. Mesure du retard de groupe.....	184
2.5. Récapitulatif des performances .....	185
<b>III. Conception d'une antenne filtrante reconfigurable en bande passante et agile en</b> <b>    fréquence .....</b>	<b>186</b>
3.1. Objectif de l'étude .....	186
3.2. Choix de l'architecture du filtre.....	187
3.3. Choix de l'architecture antennaire .....	190
3.4. Analyse et conception de l'antenne filtrante .....	192
3.4.1. Reconfigurabilité en bande passante .....	192
3.4.2. Agilité en fréquence centrale.....	196
3.4.3. Influence des diodes varactor sur le comportement de l'antenne .....	198
3.4.4. Efficacité et diagrammes de rayonnement.....	199
3.5. Récapitulatif des performances .....	202
<b>IV. Conclusion .....</b>	<b>203</b>
<b>V. Bibliographie .....</b>	<b>205</b>
<b>Conclusion générale et perspectives .....</b>	<b>207</b>
<b>ANNEXES.....</b>	<b>213</b>
<b>Annexe A. Charte d'allocation spectrale de la FCC .....</b>	<b>215</b>
<b>Annexe B. Equations de passage des paramètres ABCD, Y, et Z aux paramètres S. ...</b>	<b>216</b>
<b>Annexe C. Polarisation .....</b>	<b>217</b>
<b>Annexe D. Fiche technique de la diode PIN BAR88-02V .....</b>	<b>221</b>
<b>Annexe E. Fiche technique de la diode varactor BB145.....</b>	<b>225</b>
<i>Publications personnelles.....</i>	<i>229</i>

# Liste des figures

Figure 1: Le diagramme représentant les problématiques et leurs solutions, les cases surlignées sont traitées dans cette thèse.....	4
Figure I. 1 : Schéma bloc du système de transmission RF.....	10
Figure I. 2: Configurations d'antennes filaires ; (a) Dipôle, (b) en boucle circulaire (carré), et (c) en hélice [I.6].	12
Figure I. 3: Configurations d'antennes à ouverture.....	12
Figure I. 4: Configurations d'antennes à réflecteur [I.6].....	13
Figure I. 5: Configuration d'antenne microruban.....	14
Figure I. 6: Différentes formes d'antennes microruban.....	14
Figure I. 7: Différentes configurations de réseau d'antennes [I.6].....	15
Figure I. 8: Réseau d'antennes à balayage de faisceaux.....	15
Figure I. 9: Structure du système d'antennes adaptatives en émission (a) et en réception (b).....	17
Figure I. 10: Les champs électriques et magnétiques d'une ligne microruban.....	19
Figure I. 11 :Les différentes configurations du coude : (a) à angle droit ; (b) circulaire ; (c) biseauté.....	21
Figure I. 12: Vue en coupe d'une ligne coplanaire.....	21
Figure I. 13: Représentation des modes de propagation d'une ligne coplanaire.....	21
Figure I. 14: Vue en coupe d'une ligne coplanaire avec plan de masse.....	22
Figure I. 15: (a) Configuration du câble coaxial et (b) l'alimentation d'antenne par le câble.....	23
Figure I. 16: Alimentation par proximité : (a) par couplage à ouverture ; (b) par couplage électromagnétique.....	25
Figure I. 17: Le principe de fonctionnement de la lentille de Rotman.....	26
Figure I. 18: Le principe de fonctionnement (a) et un exemple d'utilisation de la lentille de Bootlace [I.36].....	27
Figure I. 19: La matrice de Nolen.....	28
Figure I. 20: La matrice de Blass.....	29
Figure I. 21: La topologie standard de la matrice de Butler.....	29
Figure I. 22: Les faisceaux créés par la version symétrique (traits pleins) et la version asymétrique (traits pleins et pointillés).....	30
Figure I. 23: La diversité spatiale.....	32
Figure I. 24: La diversité de polarisation.....	33
Figure I. 25: La diversité de fréquence.....	33
Figure I. 26: La diversité de rayonnement.....	34
Figure I. 27: La diversité angulaire.....	34
Figure I. 28: La mesure de l'utilisation du spectre 0 – 6 GHz [I.67].....	36
Figure I. 29: Les solutions proposées pour combattre la rareté du spectre ; (a) La répartition actuelle du spectre ; (b) La réallocation du spectre ; (c) La radio cognitive.....	37
Figure I. 30: Les différentes approches de la RC : (a) underlay ; (b) overlay.....	38
Figure I. 31: Architecture de la radio cognitive avec détection et communication en parallèle.....	39
Figure I. 32: Architecture de la radio cognitive avec détection et communication combinée.....	39
Figure I. 33: Les masques spectraux définis par la FCC et l'ECC.....	42
Figure I. 34: (a) Les antennes biconiques de Lodge (1898) et (b) l'amélioration d'adaptation biconique de Carter (1939).....	42
Figure I. 35: (a) Antenne Vivaldi ; (b) Antenne mono-conique et biconique ; (c) Antenne log périodique ; (d) Antenne spirale et spirale conique.....	43
Figure I. 36: Les différentes configurations d'antennes imprimées.....	43
Figure I. 37: Le schéma du principe de fonctionnement de l'antenne ULB.....	44
Figure I. 38: Les démarches de conception d'antennes reconfigurables : la démarche haut-bas (flèche rouge) et la démarche bas-haut (flèches bleu et vert).....	46
Figure I. 39: Le circuit équivalent d'une diode dans les états ON et OFF.....	48
Figure I. 40: Le symbole et le circuit équivalent d'une diode varicap.....	48
Figure I. 41: Commutateur MEMS RF.....	49
Figure I. 42: (a) Cristal liquide (PVA : PolyVinylAlcohol) et (b) métamatériau.....	50
Figure I. 43: Modification mécanique d'antenne.....	50
Figure I. 44: L'insertion du composant actif au-dessous de la structure (a) et dans la fente (b).....	51
Figure I. 45: Les différentes techniques de polarisation en utilisant une inductance (a), ligne de transmission mince (b), ligne quart-d'onde (c), ligne quart-d'onde court-circuité par un élément distribué (d), ligne quart-d'onde court-circuité par un stub radial (e), ou une version améliorée (f).....	53

Figure II. 1: Les différentes configurations de la matrice de Butler : (a) microruban, (b) CPW, (c) double couche, et (d) GIS. ....	70
Figure II. 2: Rendement et bande passante d'antenne en fonction de la permittivité et l'épaisseur du substrat [II.11]. ....	72
Figure II. 3: Le coupleur hybride 3dB/90° (a) et 3dB/180° (b). ....	73
Figure II. 4: Les différentes configurations de coupleur large bande : (a) coupleur de Lang, (b) Coupleur de Tandem, (c) coupleur à fente, et (d) coupleur à multi-sections. ....	74
Figure II. 5: (a) Le mode pair et (b) le mode impair de la structure du coupleur proposée. ....	76
Figure II. 6: Conception du coupleur proposé (a) sous Schematic et (b) sous Momentum. ....	79
Figure II. 7: Configuration du coupleur optimisé. ....	79
Figure II. 8: Résultats de simulation des paramètres $S$ (a) et le déphasage (b). ....	80
Figure II. 9 : Diviseurs de puissance à trois ports : (a) jonction T, (b) diviseur résistif, et (c) diviseur de Wilkinson. ....	80
Figure II. 10: (a) Circuit équivalent du diviseur, (b) le mode pair et (c) le mode impair. ....	82
Figure II. 11: Analyse du diviseur pour trouver les paramètres $S$ : (a) avec et (b) sans résistance d'isolement. ....	83
Figure II. 12: Circuit proposé du diviseur de Wilkinson sous plateforme Schematic (a) et Momentum (b). ....	84
Figure II. 13: Simulation des coefficients de réflexion (a) et des coefficients de transmission (b). ....	84
Figure II. 14: Croisement en utilisant des ponts à air (a) et à double faces (b). ....	86
Figure II. 15: Schéma du croisement proposé. ....	86
Figure II. 16: Le circuit du croisement sous la plateforme Schematic (a) et sous Momentum (b). ....	88
Figure II. 17 : La simulation des paramètres $S$ du croisement proposé. ....	88
Figure II. 18: Une ligne de transmission en retard de phase. ....	89
Figure II. 19: Le déphaseur proposé : (a) circuit sur Schematic, (b) layout sur Momentum, et (c) simulation de la phase. ....	90
Figure II. 20: Layout de la matrice de Butler 4x4 proposée. ....	91
Figure II. 21: Simulation des paramètres $S$ de la matrice Butler 4x4 proposée : (a) les coefficients de réflexion, (b) les pertes d'insertion. ....	92
Figure II. 22: Simulation des paramètres $S$ de la matrice Butler 4x4 proposée : (a) l'isolation entre les ports d'entrée, et (b) la différence de phase entre les ports adjacents de sortie. ....	93
Figure II. 23: Configuration de la matrice de Butler 3x4 proposée. ....	94
Figure II. 24: Simulation des paramètres $S$ de la matrice Butler 3x4 proposée : (a) les coefficients de réflexion, (b) les pertes d'insertion, (c) l'isolation entre les ports d'entrée, et (d) la différence de phase entre les ports adjacents de sortie. ....	95
Figure II. 25: Les différentes antennes patch présentant une polarisation circulaire. ....	96
Figure II. 26: Les techniques d'alimentation multiple : (a) rotation séquentielle et (b) alimentation double. ....	98
Figure II. 27: La configuration de l'élément rayonnant proposé : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous. ....	100
Figure II. 28: Résultats de simulation : (a) coefficient de réflexion du port 1, (b) coefficient de réflexion du port 2, (c) rapport axial de l'antenne avec et sans fentes. ....	100
Figure II. 29: Photographie du réseau d'antennes fabriqué : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous. ....	102
Figure II. 30 : Coefficients de réflexion mesurés et simulés du prototype: (a) pour le port 1, (b) pour le port 2. ....	103
Figure II. 31: Rapport axial en fonction de la fréquence pour : (a) port 1, (b) port 2, (c) port 3, (d) port 4. ....	104
Figure II. 32: Rapport entre les composantes du champ électrique à droite et à gauche en fonction de la fréquence pour chaque port d'entrée. ....	105
Figure II. 33: Distributions des courants surfaciques des éléments du réseau à 2.4 GHz : (a) quand le port 1 est alimenté, (b) quand le port 2 est alimenté. ....	105
Figure II. 34: Diagrammes de rayonnement simulés à 2.4 GHz du réseau d'antennes (plan E). ....	106
Figure II. 35: Diagrammes de rayonnement mesurés du système antenne fabriqué à 2.4 GHz. ....	107
Figure II. 36 : Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence pour les ports 1 et 2. ....	109
Figure II. 37: Gains simulé et mesuré en fonction de la fréquence quand le port 1 est alimenté. ....	109
Figure II. 38: Coefficient de corrélation d'enveloppe simulé et mesuré du système antenne fabriqué. ....	110
Figure II. 39: Gain de diversité simulé du système antenne en fonction de la fréquence. ....	111
Figure III. 1: Configuration de l'antenne de détection. ....	122
Figure III. 2: Configuration de l'antenne de communication. ....	122
Figure III. 3: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne de communication. ....	123
Figure III. 4: Géométrie de la combinaison présentée dans [III.5]. ....	124
Figure III. 5: Configuration du système antenne proposé. ....	124
Figure III. 6: (a) Photographie du système antenne fabriqué et (b) le banc de mesure. ....	125

Figure III. 7: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne de détection. ....	126
Figure III. 8: Distribution des courants de surface de l'antenne de détection aux : (a) 1.5 GHz ; (b) 6 GHz. ....	126
Figure III. 9: Diagrammes de rayonnement 2D simulés aux fréquences : (a) 1.5 GHz et (b) 6 GHz. ....	127
Figure III. 10 : Gain réalisé simulé de l'antenne de détection. ....	128
Figure III. 11: Délai de groupe en fonction de la fréquence de l'antenne de détection. ....	129
Figure III. 12 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne de communication. ....	130
Figure III. 13: Distribution du courant de surface à 2.55 GHz de l'antenne de communication. ....	130
Figure III. 14: Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne de communication à 2.55 GHz : (a) 3D, (b) plan $\varphi=0^\circ$ , (c) plan $\varphi=90^\circ$ . ....	131
Figure III. 15: Gain réalisé simulé de l'antenne de communication. ....	132
Figure III. 16: Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne de détection. ....	133
Figure III. 17: Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne de communication. ....	133
Figure III. 18: (a) Configuration de l'antenne de communication chargée par deux inductances ; (b) coefficients de réflexion de l'antenne pour chaque valeur d'inductance. ....	134
Figure III. 19 : Coefficient de transmission simulé et mesuré du système antenne fabriqué. ....	135
Figure III. 20: Distributions des courants de surfaces à 2.8 GHz pour : (a) l'antenne de détection ; (b) l'antenne de communication. ....	136
Figure III. 21: Diagrammes de rayonnement en 2D de l'antenne de détection pour plusieurs fréquences au plan : (a) $\varphi=0^\circ$ . (b) $\varphi=90^\circ$ . ....	137
Figure III. 22: Diagrammes de rayonnement en 2D de l'antenne de communication à 2.8 GHz. ....	137
Figure III. 23: Gain réalisé des deux antennes constituant le système antenne proposé. ....	138
Figure III. 24: Coefficient de corrélation d'enveloppe mesuré entre les deux antennes. ....	139
Figure III. 25: Configuration de l'antenne de détection. ....	140
Figure III. 26: (a) Exemples de l'utilisation de l'antenne PIFA et (b) sa configuration ; (c) Exemple de l'utilisation de l'antenne IFA. ....	141
Figure III. 27: Transition conceptuelle afin d'obtenir la topologie finale : (a) antenne monopôle, (b) antenne ILA, (b) antenne IFA, (c) circuit équivalent d'une IFA, et (f) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour chaque antenne. ....	142
Figure III. 28: Configuration de l'antenne de communication IFA proposée. ....	143
Figure III. 29: Coefficients de réflexion de l'antenne IFA pour différentes valeurs de la distance $d$ (en mm). ..	144
Figure III. 30: Coefficients de réflexion de l'antenne IFA pour différentes valeurs de la longueur $L$ (en mm). ..	144
Figure III. 31: Coefficients de réflexion de l'antenne IFA pour différentes valeurs de la hauteur du stub $h$ (en mm). ....	145
Figure III. 32: Coefficients de réflexion de l'antenne IFA pour différentes valeurs de la largeur de la ligne d'alimentation $w$ (en mm). ....	146
Figure III. 33: Configuration de l'antenne IFA en technologie coplanaire. ....	146
Figure III. 34: Configuration de la combinaison des deux antennes. ....	147
Figure III. 35: (a) Prototype fabriqué du système antenne proposé et (b) son banc de mesure. ....	147
Figure III. 36: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne de communication IFA. ....	148
Figure III. 37: Distribution des courants surfaciques de l'antenne IFA proposée à : (a) 1.5 GHz et (b) 4.4 GHz. ....	149
Figure III. 38: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne IFA à : (a) 1.5 GHz et (b) 4.4 GHz. ....	149
Figure III. 39: Gain réalisé de l'antenne IFA proposée en fonction de la fréquence. ....	150
Figure III. 40: Coefficients de réflexion mesuré et simulé de l'antenne de communication IFA. ....	151
Figure III. 41: Coefficients de réflexion mesuré et simulé de l'antenne de détection. ....	151
Figure III. 42: Coefficients de transmission mesuré et simulé du système antenne fabriqué. ....	152
Figure III. 43: Distribution de courants surfaciques du système antenne proposée à 1.77 GHz quand: l'antenne de détection est excitée ; (b) l'antenne de communication est excitée. ....	153
Figure III. 44: Diagrammes de rayonnement de l'antenne de communication IFA à : (a) 1.7 GHz, (b) 4.3 GHz, et (c) 5.5 GHz. ....	154
Figure III. 45: Diagrammes de rayonnement de l'antenne de détection à : (a) 1.2 GHz et (b) 6 GHz. ....	155
Figure III. 46: Gains réalisés des deux antennes en fonction de la fréquence. ....	155
Figure III. 47: Coefficient de corrélation d'enveloppe mesuré entre les deux antennes constituant le système antenne fabriqué. ....	156
Figure IV. 1: Description schématique d'une antenne passive (a), une antenne quasi-intégrée (b), et une antenne intégrée (c). ....	163
Figure IV. 2: Description schématique d'un système antenne avec un filtre reconfigurable. ....	164
Figure IV. 3: Exemple de gabarit d'un filtre passe bande. ....	165
Figure IV. 4: Schéma équivalent d'un filtre d'ordre $n$ . ....	166

Figure IV. 5: Schémas équivalents de résonateurs de type série et parallèle. ....	167
Figure IV. 6: Structure avec un seul stub (a) et avec deux stubs (b), et leur coefficient de réflexion (c). ....	169
Figure IV. 7: (a) Configuration initiale d'un filtre passe bande et (b) configuration proposée. ....	170
Figure IV. 8: Topologie du filtre proposé. ....	170
Figure IV. 9: Modèle de la diode PIN BAR88-02V sous ADS. ....	171
Figure IV. 10: Circuit de polarisation DC de la diode PIN sous ADS. ....	172
Figure IV. 11: Pertes d'insertion en fonction de la fréquence de la diode PIN pour les deux états de polarisation. ....	172
Figure IV. 12: Circuit équivalent simplifié de la diode PIN : (a) polarisation directe ; (b) polarisation inverse. ....	173
Figure IV. 13: (a) Filtre proposé avec le circuit de commutation sous ADS et (b) son masque. ....	174
Figure IV. 14: Topologie finale du filtre reconfigurable et agile proposé. ....	174
Figure IV. 15: Circuit équivalent en éléments localisés du filtre proposé : (a) l'état ON et (b) l'état OFF. ....	175
Figure IV. 16: Coefficients de réflexion simulés du circuit équivalent sous ADS à l'état ON (ligne continue) et à l'état OFF (ligne pointillée). ....	176
Figure IV. 17: Modélisation en ligne de transmission du filtre proposé. ....	177
Figure IV. 18: Photographie du filtre reconfigurable réalisé. ....	179
Figure IV. 19: Pertes de réflexion du filtre proposé à l'état ON (a) et à l'état OFF (b). ....	180
Figure IV. 20: Pertes d'insertion du filtre proposé à l'état ON (a) et à l'état OFF (b). ....	181
Figure IV. 21: Distribution des courants surfaciques du filtre à l'état OFF des diodes aux fréquences : (a) 2.4 GHz et (b) 5 GHz. ....	183
Figure IV. 22 : Distribution des courants surfaciques du filtre à l'état ON des diodes aux fréquences : (a) 2.4 GHz et (b) 5 GHz. ....	183
Figure IV. 23: Retard de groupe calculé du filtre réalisé à l'état ON (ligne continue) et à l'état OFF (ligne pointillée). ....	184
Figure IV. 24: Différentes formes de fente : (a) annulaire, (b) triangulaire, (c) rectangulaire, et (d) rectangulaire mince. ....	188
Figure IV. 25: (a) Admittance d'entrée et (b) les pertes d'insertion simulées des différentes fentes. ....	188
Figure IV. 26: Configuration du filtre coupe bande (a) et celle du filtre passe bande (b). ....	189
Figure IV. 27: Paramètres $S$ de la configuration de la fente annulaire simple (a) et celle de la fente annulaire pontée (b). ....	189
Figure IV. 28: Configuration de l'antenne ULB de base. ....	190
Figure IV. 29: (a) Photographie de l'antenne de base réalisée et (b) les résultats de mesure et de simulation. ..	191
Figure IV. 30: Distribution des courants surfaciques de l'antenne ULB à 4 GHz. ....	191
Figure IV. 31: (a) Photographie de la structure réalisée et (b) le coefficient de réflexion mesuré pour chaque état en utilisant des commutateurs idéaux. ....	192
Figure IV. 32: Distribution des courants surfaciques dans l'antenne filtrante aux fréquences : (a) 1 GHz, (b) 2.4 GHz, et (c) 4 GHz. ....	193
Figure IV. 33: Schéma de la technique de polarisation proposée. ....	194
Figure IV. 34: (a) Photographie de l'antenne filtrante réalisée et (b) les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion pour chaque état de polarisation. ....	194
Figure IV. 35: Schéma de la technique de polarisation proposée avec les diodes varactor. ....	196
Figure IV. 36: Circuit équivalent de la diode varactor, avec $C_j = 2.5 - 7.2$ pF. ....	196
Figure IV. 37: (a) Photographie de la structure finale réalisée et les résultats de simulation (b) et de mesure (c) du coefficient de réflexion en mode bande étroite pour différentes tensions de polarisation des varactors. ....	197
Figure IV. 38: Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne filtrante en mode ULB pour deux tensions de polarisation des varactors. ....	198
Figure IV. 39: Gain de l'antenne filtrante proposée en mode bande étroite pour différentes tensions de polarisation des varactors. ....	199
Figure IV. 40: Efficacité de rayonnement mesurée de l'antenne filtrante en mode ULB (ligne pointillée) et en mode bande étroite (ligne solide). ....	200
Figure IV. 41: Diagrammes de rayonnement de l'antenne filtrante proposée. ....	201
Figure C. 1: (a) Propagation d'onde électromagnétique en fonction du temps et (b) sa polarisation elliptique à $Z=0$ . ....	217
Figure C. 2: Polarisation en fonction de l'amplitude et du déphasage de deux composantes $E_x$ et $E_y$ . ....	219

# Liste des tableaux

Tableau I. 1: Comparaison des performances de différents matériaux agiles. ....	50
Tableau II. 1: Tableau comparatif des caractéristiques des différentes configurations. ....	70
Tableau II. 2: Dimensions du coupleur optimisé (en mm). ....	79
Tableau II. 3: La bande passante simulée et mesurée pour chaque port d'entrée. ....	103
Tableau II. 4: Performances des faisceaux issues du système antennaire proposé à 2.4 GHz. ....	108
Tableau III. 1: Dimensions de l'antenne de détection (en mm). ....	122
Tableau III. 2: Dimensions de l'antenne de communication (en mm). ....	123
Tableau III. 3: Dimensions de l'antenne de détection proposée (en mm). ....	140
Tableau III. 4: Dimensions de l'antenne de communication IFA (en mm). ....	146
Tableau IV. 1: Synthèse des différentes catégories de filtres [IV.6]. ....	168
Tableau IV. 2: Dimensions du filtre proposé (en mm). ....	175
Tableau IV. 3: Réponses du filtre en fonction de la polarisation des diodes. ....	176
Tableau IV. 4: Performances du filtre réalisé pour les deux états des diodes. ....	182
Tableau IV. 5: Comparaison de notre filtre avec d'autres filtres reconfigurables rapportés dans la littérature. .	185
Tableau IV. 6: Dimensions de l'antenne ULB proposée. ....	190
Tableau IV. 7: Comparaison du gain de l'antenne filtrante dans les deux modes. ....	195
Tableau IV. 8: Comparaison des performances de l'antenne filtrante proposée avec celles des travaux connexes. .....	202
Tableau C. 1: Pertes de polarisation pour diverses combinaisons d'antennes. ....	220



## ***Introduction générale***

Ces dernières années ont vu l'apparition de nouveaux standards et services de la quatrième génération (4G) qui sont de plus en plus gourmands en bande passante et en débit, tels que LTE (Long Term Evolution) et WiMAX (Worldwide Interoperability for microwave Access). Ce besoin accru en bande passante est confronté à l'augmentation du nombre d'utilisateurs, et surtout au fait que la plupart des bandes de fréquences autorisées est déjà allouée par les organismes de régulation de chaque pays (par exemple la FCC aux Etats-Unis, l'ANRT au Maroc, ARCEP en France ... etc.). Tout ceci conduit à la rareté des ressources spectrales disponibles, ce qui oblige à économiser ces ressources afin de ne pas limiter l'évolution du secteur de la communication sans-fil.

Cependant, des mesures récentes effectuées par la FCC (*Federal Communications Communication*) montrent bien que des portions très importantes du spectre demeurent inutilisées ou sous-utilisées pendant 90 % du temps, en raison de la dispersion géographique des usagers par exemple. Cela a motivé les chercheurs à développer de nouvelles solutions pour surmonter le problème de la rareté du spectre, en utilisant efficacement et de manière opportuniste les ressources spectrales inutilisées. L'une des solutions proposées les plus prometteuses est la technologie Radio Cognitive (RC). Cette technologie permet aux utilisateurs secondaires (sans licence) d'exploiter les ressources spectrales initialement attribuées aux utilisateurs primaires (avec licence). Ces utilisateurs peuvent bien coexister tant que l'interférence qui se produit entre eux reste inférieure à un certain seuil fixé par une qualité de service (QoS) définie par le système primaire.

Un système cognitif est capable de découvrir et d'analyser son environnement, et convenir, en dialoguant avec un autre système cognitif, de la manière adéquate de communiquer pour maintenir un débit suffisant à l'utilisateur secondaire tout en limitant les interférences avec les autres utilisateurs proches (qu'ils soient cognitifs ou non). L'interférence est un facteur majeur qui limite les performances des communications sans fil, notamment dans les réseaux mobiles de 4G puisqu'ils fonctionnent dans des environnements intra-bâtiments et urbains. En effet, ces environnements sont le plus souvent de type multi-trajets à cause des phénomènes de réflexions, de diffraction ou de dispersion provoqués par les obstacles naturels ou artificiels rencontrés par le signal sur le trajet parcouru entre l'émetteur et le récepteur. Cela entraîne, par conséquent, un phénomène d'évanouissements des signaux reçus et dégrader ainsi la QoS. Cependant, les



effets d'évanouissement multi-trajets et les interférences multiples peuvent être considérablement réduits soit par des techniques numériques, soit par des techniques d'antennes. Dans cette thèse, nous nous intéresserons plus particulièrement à la partie matérielle « Hardware ». C'est pourquoi nous avons opté pour les techniques d'antennes, et plus particulièrement les techniques de diversité d'antennes.

D'autre part, pour garantir à l'utilisateur secondaire un débit optimum pour un temps de latence minimum, le système cognitif doit balayer de façon continue son environnement spectral. Ce besoin a fortement motivé l'utilisation de la technologie ultra-large bande (ULB), qui permet aux systèmes cognitifs de balayer un spectre fréquentiel beaucoup plus large.

Alors que les technologies ULB et RC et les techniques de diversité répondent de façon différente aux problèmes que subissent les systèmes 4G, nous proposons de combiner leurs avantages afin d'aboutir à un système plus performant et robuste. Notre contribution consiste alors à combiner ces approches, la technologie RC pour une meilleure gestion des ressources spectrales, les techniques de diversité pour réduire les interférences et les effets négatifs des évanouissements du signal, et la technologie ULB pour pouvoir balayer une large bande de fréquences.

L'implémentation de ces solutions a conduit au besoin d'antennes plus intelligentes et reconfigurables afin de répondre à leurs exigences. Les antennes reconfigurables ont récemment connu un intérêt énorme grâce à leur capacité à être adaptées à n'importe quel environnement, avec en plus un encombrement réduit. L'adaptation d'antennes reconfigurables à leur environnement radio est réalisée en modifiant l'un ou plusieurs de ses paramètres, tels que la fréquence de résonance, la bande passante, le diagramme de rayonnement, ou la polarisation.

C'est dans ce contexte que s'inscrit cette thèse qui porte sur l'étude, le développement, et la réalisation des structures large-bandes et reconfigurables pour les applications de RC. D'autre part, afin d'aboutir à un système plus mature et performant, plusieurs techniques de diversité seront également abordées.

Ce manuscrit comporte quatre chapitres. Le premier chapitre présente, en guise d'introduction, les différents types d'antennes utilisées dans les systèmes de télécommunications, ainsi que leurs techniques d'alimentation. Ensuite, nous abordons les différentes techniques de diversité d'antennes. La partie suivante s'attache à présenter le concept de radio cognitive. Puis, l'accent s'est porté sur les méthodologies de conception des antennes ULB. Après avoir présenté toutes les technologies et les techniques qui seront utilisées

dans cette thèse, nous nous intéressons par la suite aux antennes reconfigurables et à leurs défis technologiques. L'attention est ensuite portée sur les composants utilisés pour obtenir la reconfigurabilité ainsi que leurs circuits de polarisation. Enfin, plusieurs types de reconfigurabilité sont présentés.

Le deuxième chapitre est consacré au développement d'un système antenne permettant de mettre en œuvre les techniques de diversité et la technologie ULB pour les systèmes cognitifs fonctionnant dans des environnements intra-bâtiments. Le concept proposé ici consiste à combiner la diversité angulaire et de polarisation dans un réseau d'antennes large-bande. Pour cela, la première partie de ce chapitre est consacrée à l'étude et à la conception des réseaux d'alimentation de faisceaux (*Beamforming Network* en anglais) tels que les matrices de Butler symétrique et asymétrique. La technologie ULB a été mise en œuvre en utilisant des coupleurs et croisements à double sections au lieu des structures classiques. Enfin, la dernière partie de ce chapitre est consacrée à la réalisation expérimentale du système antenne et à la caractérisation de ses performances afin de valider le concept proposé. Les mesures montrent que le système d'antennes proposé, en changeant son port d'alimentation, peut commuter entre quatre faisceaux dans quatre directions différentes et entre deux sens de polarisation circulaire.

Bien que l'objectif final de cette thèse soit de développer des structures actives pour la RC, il est primordial de passer par la structure passive pour plusieurs raisons. Tout d'abord, pour montrer la nécessité de l'option de reconfigurabilité, mais aussi pour explorer la possibilité d'atteindre les objectifs désirés sans avoir recours aux structures actives qui peuvent être probablement coûteuses. Pour cela, le troisième chapitre porte sur la conception des systèmes d'antennes passifs pour la partie frontale RF des systèmes cognitifs. Chaque système d'antennes contient deux antennes, dont l'une est large bande pour la détection spectrale et l'autre à bande étroite pour la transmission. Des prototypes seront réalisés et expérimentalement caractérisés afin de valider les concepts proposés.

Le quatrième et dernier chapitre de ce mémoire est consacré à l'étude, la conception, et la réalisation des structures reconfigurables. La reconfigurabilité peut être obtenue par l'intégration des éléments actifs soit dans la partie rayonnante de l'antenne ou dans sa ligne d'alimentation. La première partie de ce chapitre est consacrée à la première approche qui consiste à employer les éléments actifs dans la ligne d'alimentation, et plus précisément dans un filtre qui sera par la suite utilisé dans la ligne d'alimentation d'une antenne. Enfin, dans la deuxième partie, nous présentons la deuxième approche qui consiste à insérer les composants actifs dans l'antenne. Plusieurs prototypes seront fabriqués et leurs performances seront

mesurées et comparées avec les résultats des simulations pour valider les approches développées.

Finalement, une conclusion générale et quelques perspectives pour la continuité de ces travaux permettent de faire un bilan des travaux réalisés et les voies de recherches possibles dans l'avenir sont données dans la dernière partie.

Cette thèse a fait l'objet de 6 publications dans des revues spécialisées et de 5 publications dans des conférences internationales avec actes et comité de lecture.

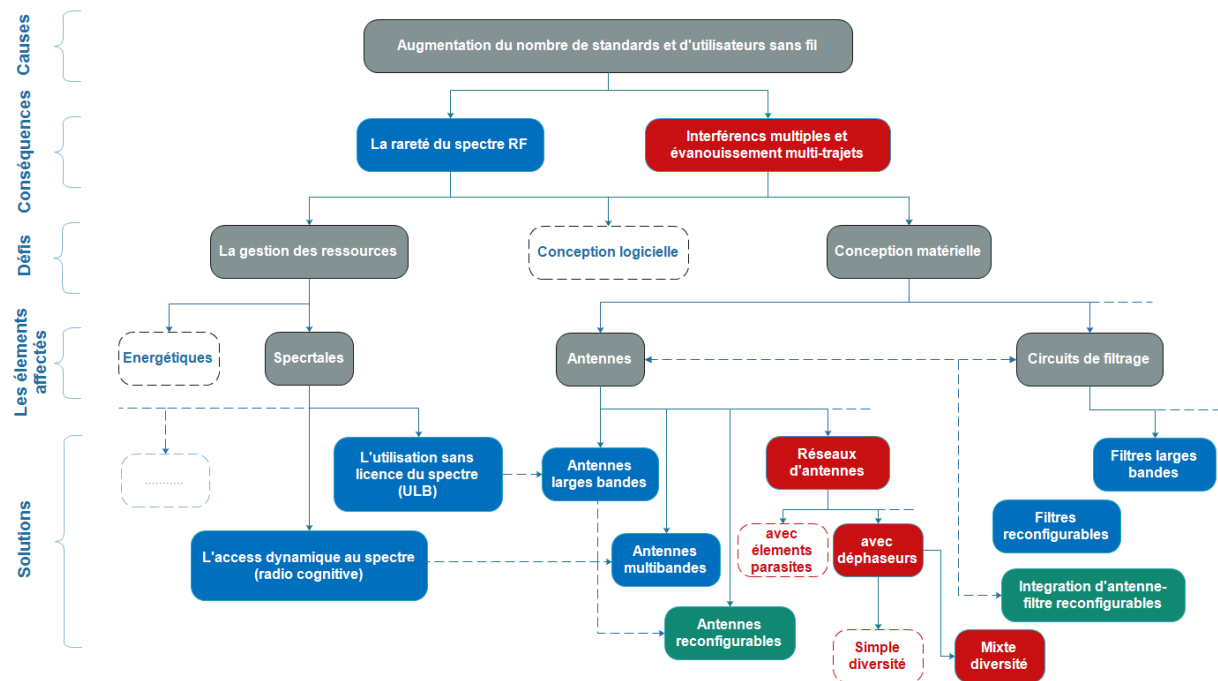


Figure 1: Le diagramme représentant les problématiques et leurs solutions, les cases surlignées sont traitées dans cette thèse.

La Figure 1 illustre brièvement les problématiques et les solutions abordées dans cette thèse. Les cases bleues représentent les solutions concernant la rareté du spectre, les cases rouges pour les interférences et l'évanouissement multi-trajets, et les cases vertes correspondent aux solutions proposées pour les deux problèmes.

### **Méthodologie de travail**

Vu la richesse et la pluridisciplinarité de cette thèse, elle a été traitée comme un projet. Cela nous ramène à la nécessité de disposer d'une méthodologie de gestion de projet. Pour améliorer la productivité et pour suivre l'évolution de cette thèse, nous avons décidé d'utiliser la méthode de gestion de projet Scrum. Elle a été choisie pour sa simplicité, sa flexibilité, son autogestion, et le fait qu'elle peut traiter des problèmes changeants et complexes. À la base, la méthode

Scrum est empruntée au rugby, qui signifie mêler. Dans un match de rugby, les membres d'une équipe doivent unir leurs efforts pour atteindre un but commun, soit celui d'avancer avec le ballon le plus possible. C'est le même principe en Scrum, les membres de notre équipe de recherche mettent leur focus sur un même objectif afin de livrer un projet final. Le projet est divisé en petites tâches pour faire une rétrospective après l'accomplissement de chaque tâche. Les mêlées se concrétisent donc par des réunions hebdomadaires ou bimensuelles (pour une durée de 2 heures maximum) dont l'objectif est de veiller à l'accomplissement de chaque tâche. En résumé, le principe de cette méthode est l'acquisition de connaissance par expérience ce qui favorise la prise de décision et permet d'être prêt à réorienter le projet au fil de son avancement.



# Chapitre I

## Etat de l'art des systèmes antennaires pour des applications de radio cognitive

### Sommaire

---

<b>Chapitre I Etat de l'art des systèmes antennaires pour des applications de radio cognitive.....</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>I. Introduction.....</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>II. Généralités sur les antennes et leurs techniques d'alimentation</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.1. Introduction .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2. Différents types d'antennes .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2.1. Les antennes filaires .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2.2. Les antennes à ouverture .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2.3. Les antennes imprimées ou patchs .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2.4. Les réseaux d'antennes.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2.5. Les antennes intelligentes.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3. Techniques d'alimentation .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.1. Alimentation par ligne microruban .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.2. Alimentation par ligne coplanaire avec et sans plan de masse	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.3. Alimentation par câble coaxial.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.4. Alimentation par proximité .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.5. Alimentation d'un réseau d'antennes .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>III. Différents types de diversité d'antennes .....</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.1. Définition.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.2. Diversité spatiale .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.3. Diversité de polarisation.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.4. Diversité fréquentielle .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.5. Diversité de rayonnement.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.6. Diversité angulaire.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.7. Différentes combinaisons de diversité.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>IV. Concept de la radio cognitive.....</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>V. Conception d'antennes large bande : définition et technologies</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>VI. Conception d'antennes reconfigurables : défis et technologies ..</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>

6.1.	Définition et défis associés aux antennes reconfigurables .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.2.	Techniques de reconfiguration .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.2.1.	Diode PIN.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.2.2.	Diode varicap .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.2.3.	MEMS .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.2.4.	Commutateur optique.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.2.5.	Matériaux agiles .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.2.6.	Modification mécanique.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.3.	Circuits de polarisation.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.3.1.	Techniques de polarisation.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.3.2.	Composants du circuit de polarisation .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.4.	Différents types de reconfiguration .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.4.1.	Reconfiguration en fréquence .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.4.2.	Reconfiguration de diagrammes de rayonnement.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
6.4.3.	Reconfiguration de polarisation .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>VII.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>VIII.</b>	<b>Bibliographie .....</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>

---

# I. Introduction

La quatrième génération (4G) des réseaux mobiles a fait son apparition récemment pour répondre aux besoins exigeants d'utilisateurs en termes de débit et de disponibilité, ce qui est illustré par l'équation  $4G=CA^5$  (*Communication Anytime Anywhere with Anybody on Any device through Any network*). Les deux principales technologies qui satisfont les critères de la 4G sont LTE (*Long Term Evolution*) et IEEE 802.16h (*WiMAX à radio cognitive*), c'est pour cette raison que les travaux abordés dans ce mémoire touchent ces systèmes. Cependant, les systèmes de communication sans fil de la 4G souffrent de certains inconvénients, tels que la rareté du spectre, les interférences et les phénomènes d'évanouissement multi-trajets, en raison de l'environnement d'exploitation intra-bâtiment (indoor) de ces systèmes. Ces inconvénients risquent de dégrader considérablement leurs principaux avantages, en matière de capacité, de couverture et de qualité du signal.

Dans ce chapitre, nous détaillerons les solutions envisagées pour augmenter la capacité, réduire les interférences et les phénomènes d'évanouissements multi-trajets, ainsi que les solutions permettant une bonne gestion des ressources radio pour résoudre le problème de la rareté du spectre. L'approche visée pour remédier aux problèmes de capacité et d'interférences multi-trajets consiste à combiner, dans une seule structure, l'apport de l'ultra large bande (ULB) et des techniques de diversité d'antennes. De plus, afin de minimiser considérablement les interférences et les effets des évanouissements et d'augmenter le débit de transmission, la combinaison des différents types de diversité, en une seule antenne, est nécessaire. D'autre part, le fait d'utiliser les antennes ULB permet aussi de détecter séparément les trajets multiples du canal de propagation, ce qui rend le système plus robuste face aux évanouissements du canal. Par la suite, nous introduirons la radio cognitive comme une solution pour la rareté du spectre.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons présenter les différents types d'antennes ainsi que leurs techniques d'alimentation. Ensuite, nous étudierons les techniques de diversité et la méthodologie de conception des antennes ULB. Par la suite, notre attention sera focalisée sur les antennes utilisées dans les solutions envisagées, connues sous le nom d'antennes reconfigurables, en présentant leurs exigences et leurs défis pour les mettre en œuvre. Nous mettrons finalement l'accent sur les différentes reconfigurations possibles ainsi que les techniques utilisées pour les obtenir.



## II. Généralités sur les antennes et leurs techniques d'alimentation

### 2.1. Introduction

D'une façon très générale, l'antenne peut être considérée comme un dispositif qui assure la transmission d'énergie entre une source d'émission et un milieu de propagation ou entre ce dernier et un récepteur, ou, en d'autres termes, une structure permettant de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique (EM) et vice-versa [I.1]. En émission, l'antenne émettrice transforme le courant électrique en onde EM capable de se propager dans l'espace libre ou dans un milieu de propagation quelconque, ce qui est prouvé par les travaux d'Ampère en 1820. À l'inverse, au niveau de l'antenne de réception, la variation du champ magnétique produit un courant électrique susceptible d'être traité par la suite, ce qui est démontré par les travaux de *Henry* et *Faraday* en 1831. Pour plus de détails sur ces travaux, le lecteur pourra se référer à [I.2]. Afin de simplifier davantage la communication sans fil, nous décomposons la chaîne de transmission RF en deux blocs, un bloc d'émission et un bloc de réception. Ces deux blocs sont séparés par un canal de propagation (cf. Figure I.1).

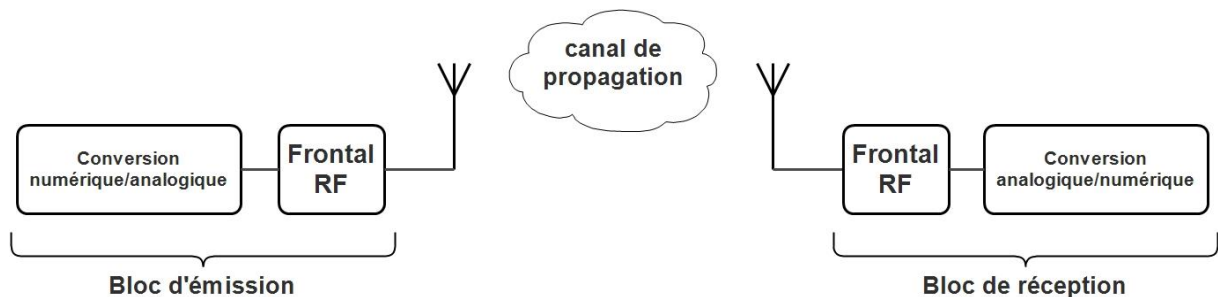


Figure I. 1 : Schéma bloc du système de transmission RF.

Il existe plusieurs critères pour classifier les antennes tels que leur fonctionnement, leur technologie de conception et leur forme. Il est possible de catégoriser les antennes suivant leur géométrie en six familles : les antennes filaires (les fils rectilignes, en boucle, et en hélix), les antennes à ouverture (cornet pyramidal, conique, ou sous forme de guide d'ondes rectangulaire), les antennes microruban (patch), les antennes réseaux (Yagi-Uda, réseau de fentes), les antennes à réflecteurs (paraboles, Cassegrain), les antennes à lentille (Antenne à lentille sphérique multicouche ou en forme de dôme canonique). En outre, les antennes peuvent aussi se différencier suivant leurs paramètres fondamentaux. Dans la partie suivante, nous

allons présenter ces paramètres qui peuvent être scindés en deux groupes, les caractéristiques électriques et les caractéristiques de rayonnement.

## **2.2. Différents types d'antennes**

Comme mentionné auparavant, en fonction des caractéristiques électriques ou de rayonnement, les antennes peuvent être réparties en différentes catégories. Ainsi, nous pouvons classifier les antennes selon la géométrie [I.3]-[I.5] :

- Selon la forme géométrique :
  - Antennes filaires : dipôle, spirale, en boucle, en hélice...
  - Antennes à ouverture : cornet, antenne à réflecteur, ou sous forme de guide d'ondes rectangulaire...
  - Antennes imprimées : carré, rectangulaire, circulaire, triangulaire...
- Selon le gain :
  - Gain élevé : cornet, réflecteurs paraboliques.
  - Gain moyen : planaire.
  - Gain faible : antenne à fentes, dipôle.
- Selon la forme de faisceau :
  - Omnidirectionnelle : dipôle.
  - Faisceau étroit : antenne réseau.
  - Faisceau large : planaire.
- Selon la largeur de bande passante :
  - Bande large : spirale, ouverture.
  - Bande étroite : patch.

### **2.2.1. Les antennes filaires**

Les antennes filaires sont les plus anciennes des antennes et elles sont en général plus familières pour le profane parce qu'elles sont perçues pratiquement partout (sur les automobiles, les bâtiments, les navires, les avions, les anciens téléphones portables, etc.). Il existe diverses formes d'antennes filaires telles qu'un fil droit (monopôle), en boucle, et en hélice, qui sont présentées dans la Figure I.2. Les antennes en boucle peuvent prendre la forme

circulaire, rectangulaire, elliptique, carrée, ou toute autre configuration. Ce type d'antenne était utilisé dans la première génération de téléphonie mobile, mais avec le développement du secteur téléphonique, il a été remplacé par d'autres configurations embarquées et plus compactes qui peuvent fonctionner dans plusieurs bandes de fréquences. Cependant, les antennes filaires sont utilisées aujourd'hui notamment au niveau des cartes réseau WiFi ou bien des routeurs puisque la contrainte d'encombrement est moins faible.

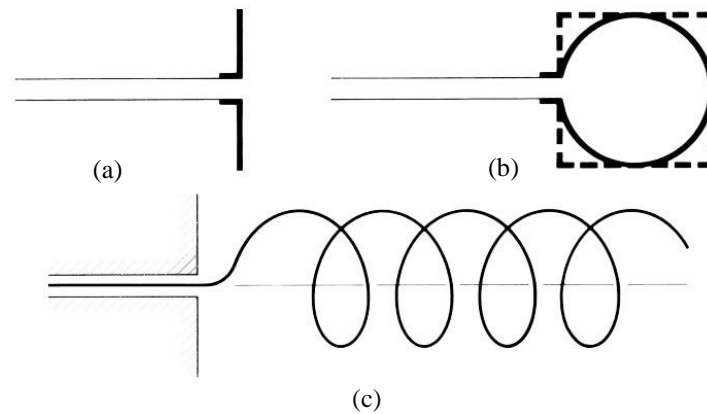


Figure I. 2: Configurations d'antennes filaires ; (a) Dipôle, (b) en boucle circulaire (carré), et (c) en hélice [I.6].

## 2.2.2. Les antennes à ouverture

### 2.2.2.1. Antennes cornets

Les antennes à ouverture sont simplement des guides d'ondes avec des ouvertures différentes que ce soit sur les parois ou à l'extrémité du guide. Elles sont couramment utilisées pour des fréquences plus élevées comme les ondes millimétriques et microondes, et elles ont des gains modérés à élevés. Les inconvénients de ce type d'antennes sont le coût et le poids. C'est pour cette raison que les antennes à ouverture sont souvent utilisées dans les véhicules spatiaux. Il existe plusieurs formes d'antennes à ouverture (Figure I.3). Dans notre thèse, nous avons utilisé ce type d'antennes notamment lors de mesures du gain de l'antenne proposée.

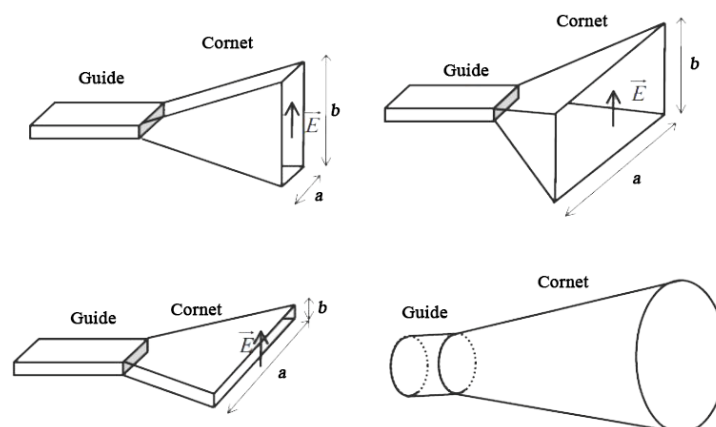


Figure I. 3: Configurations d'antennes à ouverture.

### 2.2.2.2. Les antennes à réflecteur

Pour les communications radio à longue distance (liaison hertzienne et liaison par satellite), les radars à haute résolution, et la radioastronomie, les antennes utilisées doivent être directives et à haut gain. Les antennes à réflecteur sont des candidats idéaux puisqu'elles peuvent facilement atteindre des gains supérieurs à 30 dB pour les hautes fréquences. Le premier système RF à réflecteur a été fait par *Hertz* en 1888 (un réflecteur cylindrique alimenté par un dipôle). Cependant, l'art de conception avec précision de ce type d'antennes a été développé principalement durant la période de la Seconde Guerre mondiale, lorsque de nombreuses applications radar se sont évoluées. Différentes configurations géométriques de ce type d'antennes sont illustrées dans la Figure I.4.

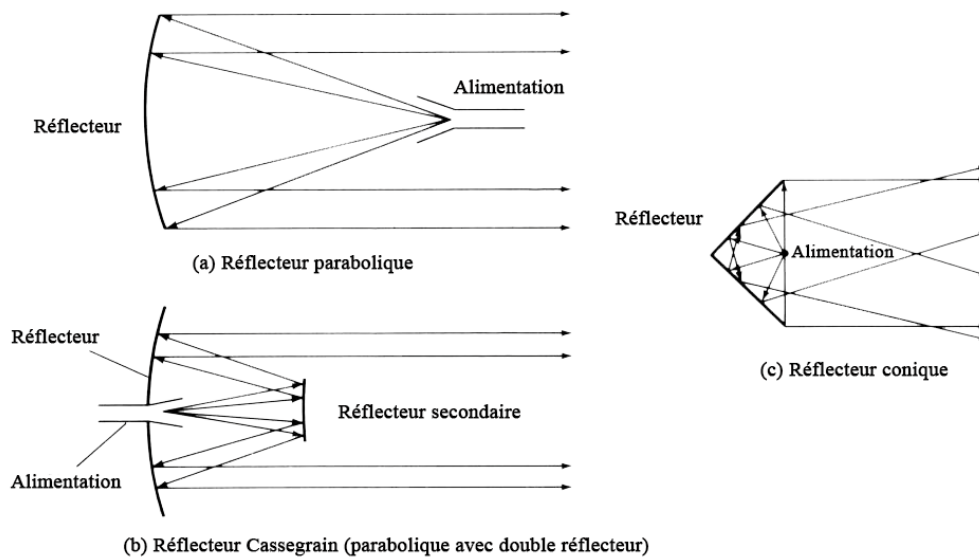


Figure I. 4: Configurations d'antennes à réflecteur [I.6].

### 2.2.3. Les antennes imprimées ou patches

Elles sont communément connues sous le nom d'antennes micro-ruban. Ce nouveau concept a vu le jour au début des années 50, mais leur véritable développement ne s'est fait que dans les années 70 [I.3]-[I.8]. Ce type d'antennes est utilisé dans des applications nécessitant un haut niveau d'intégration comme les avions, les véhicules spatiaux, et le satellite, où la taille, la performance, le poids, et l'installation sont importants, parce que les antennes imprimées sont l'un des meilleurs concurrents pour rencontrer ces exigences [I.6]. Aujourd'hui, elles sont utilisées pour des applications gouvernementales (militaire) et commerciales.

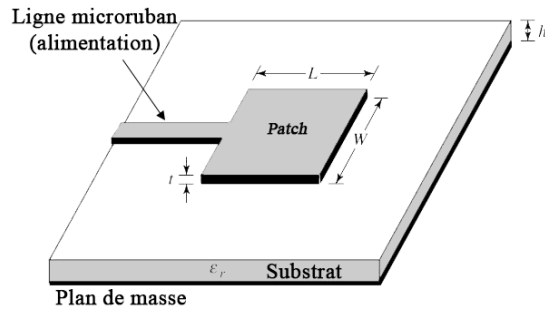


Figure I. 5: Configuration d'antenne microruban.

L'antenne se compose d'un patch métallique gravé sur un substrat mis à la masse (cf. Figure I.5). L'antenne microruban possède l'avantage de pouvoir s'intégrer dans n'importe quelles surfaces (planes et non-planes), simple et moins coûteuse à fabriquer, robuste mécaniquement, compatible avec les circuits intégrés microondes (MMIC, *Monolithic Microwave Integrated Circuit* en anglais et MHMIC, *Miniature Hybrid Microwave Integrated Circuit* en anglais), et il est très polyvalent en termes de fréquence de résonance, polarisation, diagramme de rayonnement, et d'impédance. Leurs principaux inconvénients résident dans leur faible efficacité et faible niveau de puissance, ainsi qu'elles possèdent de façon intrinsèque une largeur de bande relativement faible.

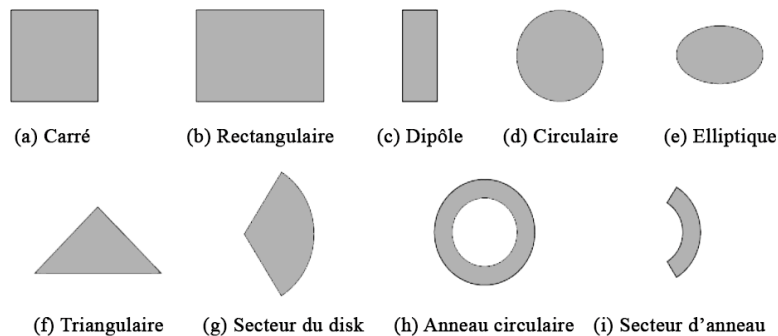


Figure I. 6: Différentes formes d'antennes microruban.

Le patch métallique peut prendre plusieurs formes, dépendant de l'application et la demande, telles qu'illustrées sur la Figure I.6. Les antennes microruban peuvent être réalisées soit par la méthode photolithographique (photogravure) ou mécanique. Dans nos travaux, les deux méthodes sont utilisées et la fabrication a été faite au sein de notre laboratoire.

## 2.2.4. Les réseaux d'antennes

De nombreuses applications nécessitent des caractéristiques de rayonnement et de gain qui ne peuvent pas être réalisés par un seul élément. Cependant, il peut être possible que l'ensemble des éléments rayonnants dans un arrangement électrique ou géométrique (un réseau) entraîne les caractéristiques désirées. L'arrangement du réseau peut être réalisé de telle manière que le

rayonnement provenant des éléments s'additionne pour obtenir un maximum de rayonnement dans une direction ou plusieurs directions particulières, ou bien pour obtenir des minimums dans les autres directions, comme souhaité. Différents exemples de réseau d'antennes sont illustrés dans la Figure I.7.

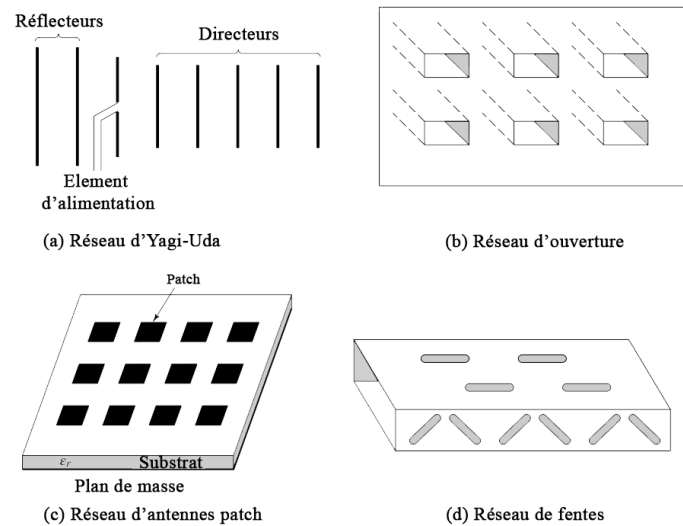


Figure I. 7: Différentes configurations de réseau d'antennes [I.6].

Les systèmes multi-antennaires apportent une amélioration significative du gain et de la directivité, mais aussi de la capacité du canal qui augmente linéairement avec le nombre d'antennes du réseau, dépassant la limite théorique de *Shannon* [I.9]. Les réseaux d'antennes sont considérés comme des solutions prometteuses capables de résoudre les problèmes de limitation de capacité du canal radiofréquence, des interférences multi-trajets et d'évanouissement du signal.

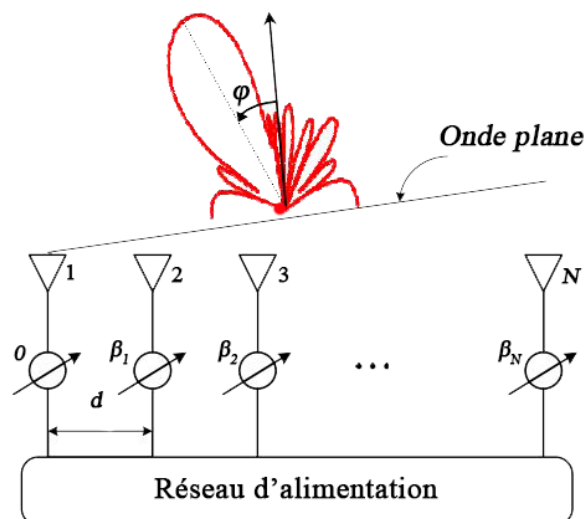


Figure I. 8: Réseau d'antennes à balayage de faisceaux.

Le fait de modifier les phases permet de changer la direction du lobe principal (Figure I.8) tandis que le fait de modifier les amplitudes permet de baisser le niveau des lobes secondaires.

Le diagramme du réseau est le produit du diagramme de l'élément et du facteur de réseau. Le facteur de réseau ( $FR$ ) est une fonction de la géométrie du réseau d'antennes, de la distance entre les éléments, de l'excitation de l'élément en amplitude et en phase, du nombre d'éléments et de la fréquence, et il quantifie l'effet de la combinaison des éléments rayonnants dans un réseau sans tenir compte du diagramme de rayonnement de l'élément spécifique.  $FR$  d'un réseau d'antennes à  $N$  éléments est donné et simplifié par les équations suivantes :

$$FR = a_1 + a_2 e^{+2j(kd \cos\varphi + \beta_2)} + \dots + a_N e^{+j(N-1)(kd \cos\varphi + \beta_N)} \quad (\text{I.1})$$

$$FR = \sum_{n=1}^N a_n e^{+j(n-1)(kd \cos\varphi + \beta_n)} \quad (\text{I.2})$$

avec  $\varphi$  est l'angle du faisceau,  $d$  est la distance entre les éléments,  $N$  est le nombre d'éléments rayonnants,  $\beta_n$  est la différence de phase entre les éléments, et  $a_n$  est l'amplitude d'excitation de chaque élément.  $FR$  dépend des positions, des amplitudes, et des phases des éléments (cf. Figure I.8).

### 2.2.5. Les antennes intelligentes

Les antennes intelligentes sont des dispositifs capables de réagir d'une façon automatique, et en temps réel au fur et mesure de changement du canal de propagation ou de l'environnement de fonctionnement, en ajustant une ou plusieurs caractéristiques électriques ou de rayonnement de l'antenne. En réalité, les antennes par elles-mêmes ne sont pas intelligentes, mais c'est la capacité de traitement du signal numérique, ainsi que les antennes actives associées, qui rendent le système intelligent. Le terme d'antenne intelligente intègre toutes les situations dans lesquelles un système ajuste les caractéristiques électriques ou les propriétés de rayonnement d'une seule antenne ou d'un réseau d'antennes de manière dynamique selon les besoins. Ceci implique que ce système peut fonctionner dans n'importe quel environnement et il a la capacité d'extraire le signal utile en présence d'interférences et de bruit. Généralement, il existe deux catégories d'antennes intelligentes : les systèmes d'antennes adaptatives, et les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux. Les deux systèmes ont pour objectif principal d'augmenter le gain dans la direction de l'utilisateur (utile) tout en annulant la puissance dans la direction de l'interférence.

Un système d'antennes adaptatives peut être défini comme un système capable d'ajuster son diagramme de rayonnement, sa polarisation, sa fréquence de fonctionnement, sa bande d'opération et d'autres paramètres grâce à des éléments actifs employés tels que les amplificateurs ou les atténuateurs RF pilotables pour contrôler les amplitudes, et les déphaseurs

variables pour faire varier les phases. Ce type d'antenne est constitué d'un réseau d'antennes et d'un processeur dans une boucle de décision, qui permettent, selon des algorithmes de contrôle prédéfinis, d'attribuer des poids aux éléments du réseau afin d'optimiser le signal de sortie.

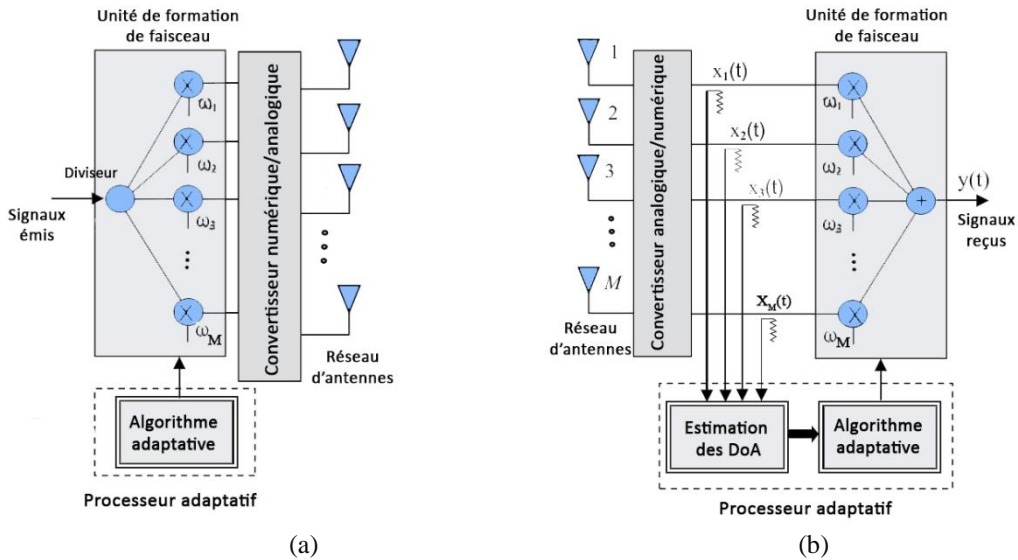


Figure I. 9: Structure du système d'antennes adaptatives en émission (a) et en réception (b).

Une structure d'un système d'antennes adaptatives est illustrée par la Figure I.9. Elle est constituée de  $M$  antennes élémentaires pondérées par un coefficient complexe  $\omega_M$ . Par une estimation de la direction d'arrivée du signal utile en utilisant les algorithmes de détection des directions d'arrivée (DoA, *Direction of Arrival* en anglais), le processeur calcule les pondérations et oriente le faisceau vers la direction du signal utile tout en créant des zéros dans les directions d'interférences pour réduire les niveaux des signaux brouilleurs émis par d'autres systèmes.

Le signal de sortie du système s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_M] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = w^H(t) \cdot x(t) \quad (I.3)$$

où  $H$  est l'opérateur hermitien (conjugué de la transposée complexe) du vecteur de pondération et  $x_i$  est le signal reçu par la  $i^{\text{ème}}$  antenne.

Toutefois, l'inconvénient majeur de ces systèmes est la difficulté de réalisation due à la complexité de l'architecture et de l'algorithme utilisé, ce qui le rend onéreux.

Les systèmes de formation de faisceaux (BFN, *Beamforming Network* en anglais) génèrent les faisceaux dans des directions fixes, mais en utilisant un commutateur, le faisceau généré peut balayer tout le secteur désiré. Le principe de formation de faisceaux est le changement de



la différence de phase entre les éléments d'un réseau. Ce gradient de phase entre les éléments est créé par des dispositifs connectés directement à ces éléments, ils sont communément appelés répartiteurs de faisceaux. Nous pouvons distinguer deux catégories de répartiteurs de faisceaux : numériques et analogiques.

Les répartiteurs numériques sont généralement à base d'un calculateur numérique qui est relié à des convertisseurs analogiques/numériques ou d'un contrôleur de phase qui est constitué de déphaseurs et de diviseurs de puissances. Par contre, les répartiteurs de faisceaux de type analogique se divisent en deux catégories : les répartiteurs quasi-optiques (lentille de *Rotman*, lentille de *Luneberg*...) et les répartiteurs de type circuit (matrice de *Butler*, matrice de *Blass*, matrice de *Nolen*...). Dans la partie suivante, nous allons détailler ce type de répartiteur de faisceau et l'introduire comme une technique d'alimentation d'antennes.

Les antennes intelligentes offrent des avantages importants pour la conception des systèmes sans fil, qui peuvent être résumés comme suit :

- *Augmentation du gain d'antenne* : ce qui contribue à augmenter la couverture des systèmes de télécommunications modernes, prolonger la vie de la batterie, et conduit à des designs plus petits et légers.
- *Rejection d'interférence* : les zéros créés par le diagramme d'antenne peuvent être générés vers des sources d'interférences, par un balayage électronique de diagramme de rayonnement, ce qui réduit les interférences vues par la station de base. De telles réductions d'interférence améliorent le rapport porteuse sur interférences (CIR, *Carrier-to-Interference Ratio* en anglais) ce qui par la suite conduit à une capacité accrue.
- *Diversité* : ce qui permet de minimiser considérablement la décoloration et d'autres effets indésirables de la propagation par trajets multiples. Les différents types de diversité ainsi que leurs avantages seront traités par la suite dans ce chapitre.
- Possibilité de communiquer entre plusieurs usagers en même temps ou de suivre une cible en temps réel.

### **2.3. Techniques d'alimentation**

Comme nous l'avons vu dans la partie précédente, il existe de nombreux types d'antennes qui sont classifiées suivant leur géométrie, caractéristique électrique ou de rayonnement, ce qui conduit également à diversifier leurs techniques d'alimentation. L'alimentation des antennes

est un paramètre critique lors de la conception pour garantir un bon fonctionnement de l'antenne au niveau de l'adaptation et du rayonnement. Plusieurs méthodes sont utilisées pour exciter une antenne ou un réseau d'antennes, généralement elles sont classées en deux grandes catégories : alimentation par contact et sans contact (par proximité). La première méthode consiste à assurer l'excitation des antennes par une liaison physique, généralement par un câble coaxial ou par une ligne microruban pour les antennes patchs ou par un guide d'ondes pour les antennes à ouverture. Par contre, la méthode par proximité consiste à transférer la puissance RF entre la source et l'antenne par l'effet de couplage EM. Par la suite, nous présentons les méthodes les plus communément utilisées pour les antennes imprimées (microruban).

### 2.3.1. Alimentation par ligne microruban

La méthode d'alimentation par la ligne microruban (*Microstrip* en anglais) est la plus utilisée principalement grâce à sa facilité de conception et d'optimisation, vu la facilité de modéliser la ligne. Ce genre d'alimentation a l'avantage d'être gravé sur le même substrat que l'antenne, ce qui simplifie la procédure de conception et diminue considérablement le coût de fabrication. De plus, la ligne microruban est très simple à adapter en contrôlant soit sa position de contact avec l'antenne ou sa largeur. Cependant, l'inconvénient principal de ce type d'alimentation est le rayonnement parasite produit par la ligne. Pourtant, ce rayonnement peut être compensé par différentes méthodes d'optimisation qui consistent soit à insérer des fentes ou bien à modifier les largeurs de la ligne. La Figure I.10 montre le schéma typique d'alimentation par la ligne microruban.

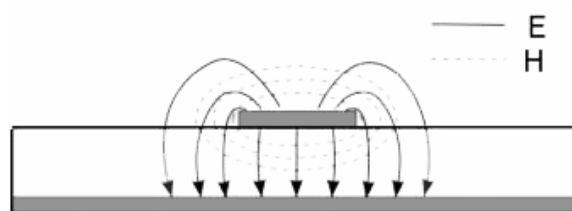


Figure I. 10: Les champs électriques et magnétiques d'une ligne microruban.

La ligne microruban à l'aide du substrat permet la propagation d'une onde en mode quasi TEM (Transverse Electro-Magnetic) [I.10], ce qui signifie que les champs électrique et magnétique se propagent dans deux plans perpendiculaires l'un à l'autre (cf. Figure I.10). Le substrat dans lequel la ligne microruban est gravée sert à la fois de support mécanique et de propagation à l'aide de ses caractéristiques électriques qui sont : la permittivité diélectrique  $\epsilon_r$ , le facteur de dissipation (la tangente de perte  $\tan\delta$ ), le coefficient de dilatation thermique (en ppm/°C), la conductivité thermique (W/m.°K), et son épaisseur  $h$ .

L'adaptation est une caractéristique importante entre l'antenne et la ligne d'alimentation. Pour obtenir un bon niveau d'adaptation, il faut adapter l'impédance de la ligne d'alimentation à celle de l'entrée de l'antenne. L'impédance caractéristique d'une ligne microruban, qui est dépendante de sa largeur et la hauteur du substrat, est donnée par l'équation suivante :

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & \text{pour } \frac{W}{h} < 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right)} & \text{pour } \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

avec

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{I.5})$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (\text{I.6})$$

où  $h$  est l'épaisseur du substrat,  $W$  est la largeur de la ligne de transmission,  $\epsilon_{eff}$  est la permittivité effective,  $f_r$  est la fréquence de résonance,  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du substrat, et  $\mu_0$  est la perméabilité du vide.

Les lignes de transmission dans les réseaux d'alimentation ont plusieurs formes et coudes afin de guider les signaux de/vers l'antenne. Un coude de  $90^\circ$  (Figure I.11(a)) produit une grande réflexion du signal au niveau de la fin de la ligne. Lorsque le signal parcourt le coude, quelques signaux rebondissent autour du coin et continuent leur trajet mais une grande partie est réfléchi vers le sens contraire du déplacement du signal. Par contre, si le coude est un arc de rayon égale au moins trois fois la largeur de la ligne (Figure I.11(b)), alors les réflexions deviennent minimales [I.11]. Cependant, le coude en arc prend plus d'espace que le coude de  $90^\circ$ . Une forte courbure de  $90^\circ$  se comporte comme une capacité en parallèle entre le plan de masse et la ligne. Afin de diminuer les réflexions indésirables et de réduire l'espace occupé par le coude, le coude est biseauté (voir Figure I.11(c)) pour réduire la zone de métallisation et avoir une meilleure adaptation par l'élimination de l'excès de capacité. *Douville* et *James* ont déterminé expérimentalement le biseau optimal pour une large gamme de géométries de microruban [I.12]. La Figure I.11(c) illustre un exemple d'une pièce métallique triangulaire retirée du coin avec la longueur du côté donnée par :

$$d = 2W \left( 0.52 + 0.65e^{-\frac{1.35W}{h}} \right), W \geq 0.25h, \epsilon_r \leq 25 \quad (\text{I.7})$$

Puisque la plupart des lignes ont une impédance de  $50\Omega$ , cette formule devient :

$$d = 2W(0.46 + 0.025\epsilon_r), Z_c \approx 50\Omega, \epsilon_r \leq 16 \quad (\text{I.8})$$

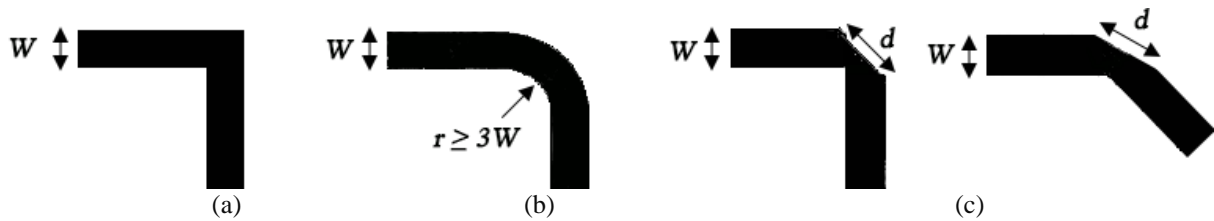


Figure I. 11 :Les différentes configurations du coude : (a) à angle droit ; (b) circulaire ; (c) biseauté.

### 2.3.2. Alimentation par ligne coplanaire avec et sans plan de masse

La technologie coplanaire (CPW, *CoPlanar Waveguide* en anglais), comme son nom l'indique, présente le plan de masse au même niveau que la ligne de transmission (cf. Figure I.12). La disposition des conducteurs fait apparaître deux modes de propagation, un mode quasi TEM (dit mode impair) et un mode quasi TE (dit mode pair ou de fente) (cf. Figure I.13) mais le dernier mode est généralement éliminé en reliant les deux plans de masse par des rubans métalliques (des fils de liaison) [I.13].

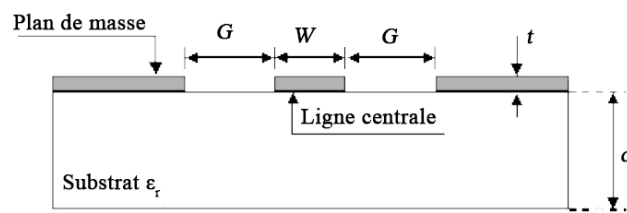


Figure I. 12: Vue en coupe d'une ligne coplanaire.

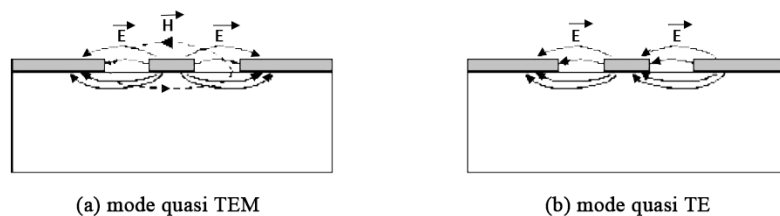


Figure I. 13: Représentation des modes de propagation d'une ligne coplanaire.

Dans le cas idéal, l'épaisseur du substrat est infinie ; en pratique, elle est juste assez épaisse pour que les champs EM s'évanouissent avant qu'ils sortent du substrat. Cependant, dans le cas où le substrat est très fin (comme AsGa ou Silicium), un plan de masse est ajouté sur le côté du substrat opposé aux lignes coplanaires, nous parlerons alors de GCPW (*Grounded CPW* en anglais) (cf. Figure I.14) [I.13].

L'ajout d'un autre plan de masse provoque l'apparition d'un nouveau mode de propagation entre les deux plaques. La résonance de ce mode parasite aurait induit des pertes importantes, si elle n'était pas prise en considération lors de la conception. De nombreuses solutions ont été proposées afin d'éliminer ce mode parasite comme l'insertion des fentes dans le plan de masse.

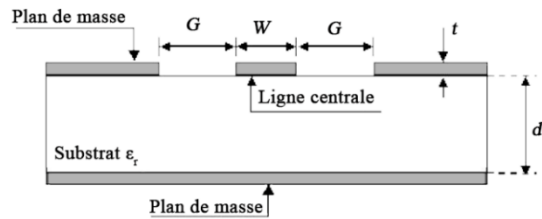


Figure I. 14: Vue en coupe d'une ligne coplanaire avec plan de masse.

La technologie coplanaire offre de nombreux avantages tels que :

- Elle est facile à fabriquer et à intégrer dans les circuits. Les composants passifs et actifs peuvent être facilement montés sur la ligne en raison du fait que le conducteur et le plan de masse se trouvent sur la même face du substrat. Contrairement au microruban, aucun via n'est nécessaire [I.14]-[I.16].
- Elle peut fonctionner jusqu'à des fréquences extrêmement élevées ( $>100$  GHz ) [I.13].
- Une bonne isolation peut être atteinte en utilisant un CPW, parce qu'il y'a toujours des espaces vides (non métallisé) entre les conducteurs. De nombreux exemples de commutateurs RF à haute isolation ont utilisé un GCPW pour obtenir 60 dB ou plus d'isolation [I.14].
- L'impédance caractéristique de la ligne centrale est déterminée par sa largeur et l'épaisseur des fentes, comme nous pouvons le voir dans la partie suivante, alors la réduction de taille est possible sans limite, la seule sanction étant les pertes élevées [I.17].

Cependant, les inconvénients de cette technologie résident dans la forte augmentation de l'atténuation due à des pertes thermiques. En outre, l'impédance caractéristique devient très sensible au rapport entre la largeur de la fente et la largeur de la ligne, et toute petite déviation provoque des changements importants dans l'impédance. Une solution à ce problème consiste soit à élever ou enterrer le conducteur central [I.18]-[I.20]. De plus, en termes de taille de circuit, le CPW est désavantagé par rapport au circuit microruban ; parce que sa constante diélectrique effective est plus faible (la moitié des champs sont dans l'air). Les circuits CPW peuvent présenter plus de pertes que les circuits microrubans dans le cas où une structure compacte est nécessaire.

Les formules théoriques qui permettent le dimensionnement d'un CPW sont assez complexes. Il existe quatre paramètres géométriques : l'écart  $G$ , la largeur  $W$  et l'épaisseur  $t$  du conducteur, et la hauteur du substrat  $d$ . Il est impossible d'obtenir une expression analytique précise de l'impédance caractéristique, c'est pour cela que quelques approximations doivent être faites. Si l'épaisseur du conducteur est négligée, la permittivité effective est donnée approximativement par [I.21] :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left\{ \tanh \left[ 0.775 \ln \left( \frac{d}{G} \right) + 1.75 \right] + \frac{kG}{d} [0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\varepsilon_r)(0.25 + k)] \right\} \quad (\text{I.9})$$

où 
$$k = \frac{W}{W + 2G} \quad (\text{I.10})$$

L'impédance caractéristique est donnée par :

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (\text{I.11})$$

avec 
$$K' = \sqrt{1 - K^2} ; K'(k) = K(k') \quad (\text{I.12})$$

et 
$$\frac{K'(k)}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \frac{1 + \sqrt{K'}}{1 - \sqrt{K'}} \right) & \text{si } 0 < K < 0.707 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \frac{1 + \sqrt{K}}{1 - \sqrt{K}} \right) & \text{si } 0.707 < K < 1 \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

où  $K(k)$  est l'intégrale elliptique complète de première espèce de Legendre.

### 2.3.3. Alimentation par câble coaxial

Ce type d'alimentation est le plus utilisé dans les applications radioélectriques et domestiques (réception TV, radio FM, radio amateur...). Le câble coaxial est composé de deux conducteurs coaxiaux, généralement en cuivre, séparés par un diélectrique ou isolant (Téflon, mousse, air...). Le conducteur extérieur (ou tresse métallique) servant à la protection de l'isolant et du conducteur central est lui-même protégé par une gaine en plastique de petite épaisseur. La Figure I. 15(a) illustre la vue en perspective et en coupe du câble coaxial. L'alimentation des antennes microrubans se fait en connectant le conducteur central à la partie rayonnante, tandis que le conducteur extérieur est connecté au plan de masse, comme illustré sur la Figure I.15(b).

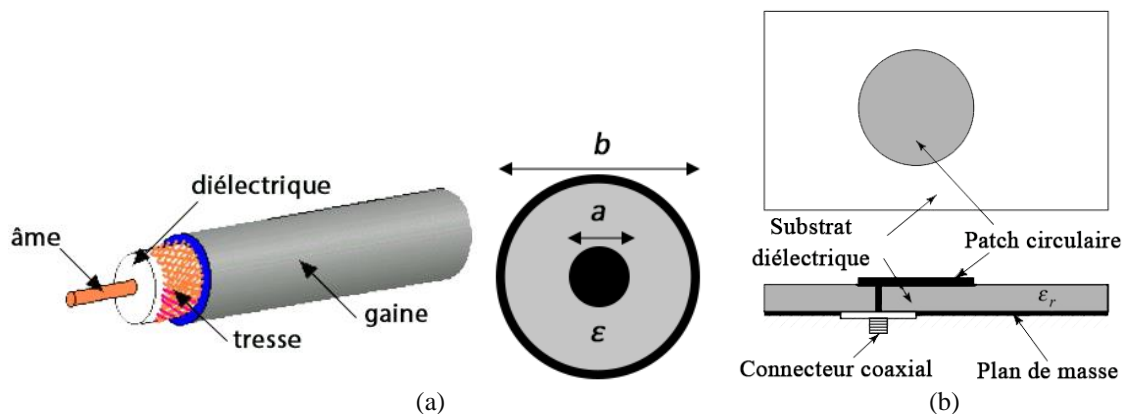


Figure I. 15: (a) Configuration du câble coaxial et (b) l'alimentation d'antenne par le câble.

L'impédance caractéristique est donnée par l'équation (I.14) [I.22]:

$$Z = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad (\text{I.14})$$

avec,

$$R = \sqrt{\frac{f\mu}{\pi\sigma_2}} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) ; \quad L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (\text{I.15})$$

$$G = 2\pi \frac{\sigma_1}{\ln b/a} ; \quad C = 2\pi \frac{\varepsilon}{\ln b/a}$$

où  $a$  et  $b$  sont respectivement les diamètres des conducteurs internes et externes du câble.  $\sigma_1$  et  $\sigma_2$  sont respectivement les conductivités du milieu entre les conducteurs et du conducteur central.  $\mu$  et  $\varepsilon$  sont la perméabilité et la permittivité du diélectrique séparant les deux conducteurs.

Si les pertes de la ligne peuvent être considérées faibles<sup>1</sup>, la relation de l'impédance devient :

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{\mu/\varepsilon}}{2\pi} \ln \frac{b}{a} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \frac{b}{a} \quad (\text{I.16})$$

### 2.3.4. Alimentation par proximité

L'alimentation par ligne microruban ou par câble coaxial présente des asymétries intrinsèques qui génèrent des modes d'ordre supérieur qui produisent des rayonnements à polarisation croisée assez élevés (*Cross-polarization radiation* en anglais). Pour surmonter certains de ces problèmes, l'alimentation sans contact a été proposée. L'alimentation par proximité se scinde en deux grandes catégories : l'alimentation par couplage EM (de proximité) et alimentation par couplage à ouverture.

L'alimentation par couplage à ouverture, ou par fente, illustrée sur la Figure I.16(a), est la plus difficile à fabriquer de toutes les autres méthodes et elle présente une bande passante relativement étroite. Cependant, cette technique est facile à modéliser et a des rayonnements parasites modérés. Le couplage à travers la fente peut être modélisé en utilisant la théorie de Bethe [I.23]. Cette structure est constituée de deux substrats superposés et séparés par un plan de masse. Sur le côté inférieur du substrat inférieur, une ligne microruban qui sert à l'alimentation est gravée, dont l'énergie est couplée au patch à travers une ouverture gravée

---

<sup>1</sup> Par exemple, pour un câble de 1.27 cm, la perte est d'environ 0.1 dB par mètre pour la fréquence 1800 MHz [I.22]. En outre, les pertes deviennent plus élevées lorsque la fréquence augmente, ainsi que les pertes par effet de peau diminuent avec l'augmentation du diamètre du câble  $b$ .

dans le plan de masse séparant les deux substrats. Cet arrangement permet une optimisation indépendante du mécanisme d'alimentation et de l'élément rayonnant. Généralement, le substrat inférieur utilise un matériau à haute constante diélectrique, tandis que le substrat supérieur utilise un matériel épais avec une faible constante diélectrique.

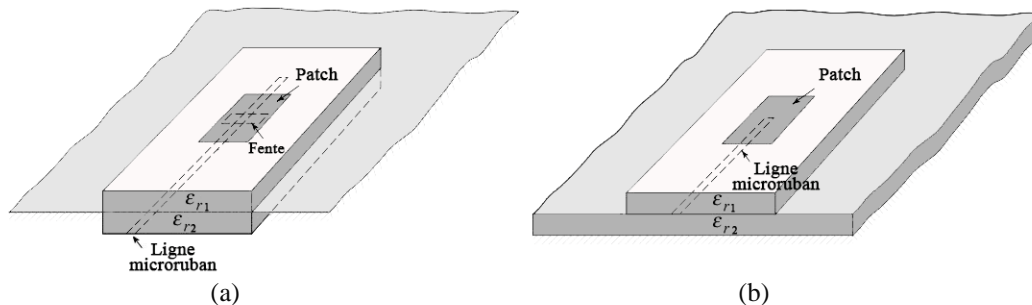


Figure I. 16: Alimentation par proximité : (a) par couplage à ouverture ; (b) par couplage électromagnétique.

L'adaptation d'impédance de ce type d'alimentation se fait en contrôlant la largeur de la ligne microruban et la longueur de la fente. Parmi les différentes méthodes décrites ici, l'alimentation par couplage, illustré sur la Figure I.16(b), a la plus grande bande passante (aussi élevée que 13 %), elle est assez facile à modéliser et a un rayonnement parasite faible. Cependant, sa fabrication est un peu difficile. La longueur de la ligne d'alimentation et le rapport entre la largeur et la ligne du patch peuvent être utilisés pour contrôler l'adaptation d'impédance [I.24].

### 2.3.5. Alimentation d'un réseau d'antennes

Toutes les méthodes d'alimentation discutées précédemment se concentrent sur l'excitation d'une seule antenne, tandis que la plupart des systèmes de télécommunication n'utilisent que les réseaux d'antennes pour augmenter le débit, la portée, et le gain afin d'améliorer la qualité de transmission entre les usagers [I.6]. La technologie des antennes multiples (*Multiple-Output-Multiple-Input* MIMO en anglais) a récemment reçu une grande attention à cause de ses aptitudes d'augmenter la capacité du canal sans avoir besoin à augmenter la bande passante [I.25],[I.26], d'améliorer la fiabilité de transmission en utilisant le codage spatio-temporel [I.27],[I.28], ou de réduire les interférences via la technique de formation de faisceaux (*Beamforming* en anglais) [I.29]. Deux catégories de systèmes de formation de faisceaux existent : numérique et analogique. Le système analogique présente un grand défi puisque tous les éléments constituant le réseau doivent recevoir la même amplitude et une différence de phase fixe du signal, ainsi qu'ils doivent être adaptés à leur ligne d'alimentation. L'espace occupé par le système entier ainsi que la distance séparant les éléments doivent être pris en



considération afin de trouver un bon compromis entre l'encombrement et la taille du système et les performances souhaitées.

Il existe plusieurs systèmes analogiques d'alimentation de réseau d'antennes, qui peuvent se diviser en deux grandes catégories : circuit (ou matrice) et quasi-optique. Les types quasi-optiques se constituent d'un arrangement hybride soit d'un réflecteur ou d'une lentille avec un réseau d'alimentation tandis que les types circuits utilisent les circuits microrubans ou guides d'ondes. Dans ce qui suit, nous allons voir rapidement chaque type d'alimentation ainsi que ses circuits basiques afin de les comparer et de sortir avec un choix pour l'utiliser dans nos travaux présentés dans ce mémoire.

### 2.3.5.1. Techniques de type quasi-optique

Il existe de nombreux systèmes de type quasi-optique, nous pouvons citer : les réflecteurs hybrides [I.30], *R-KR* [I.31], la lentille de *Lunberg* [I.32], la lentille de *Ruze* [I.33], etc. Néanmoins, les systèmes quasi-optiques les plus connus sont la lentille de *Rotman* [I.34] et celle de *Bootlace* [I.35], que nous allons présenter par la suite.

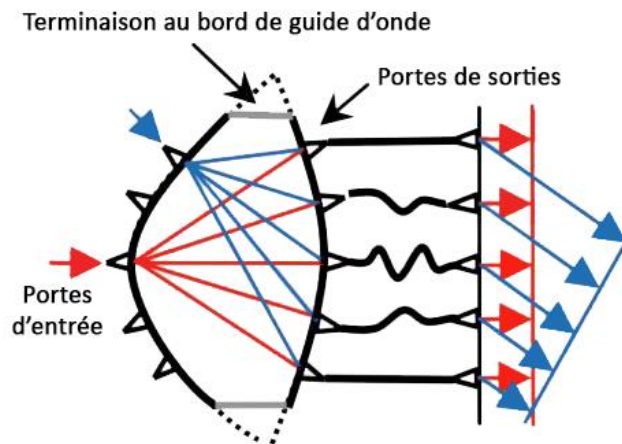


Figure I. 17: Le principe de fonctionnement de la lentille de Rotman.

#### 2.3.5.1.1. Lentille de Rotman

La lentille de *Rotman* est la plus connue dans cette catégorie, sa procédure de synthèse est basée sur des principes de l'optique géométrique. Elle peut être réalisée en technologie guide d'ondes ou microruban. Le principe de fonctionnement de la lentille est expliqué sur la Figure I.17. Elle possède une cavité à l'intérieur de laquelle les ondes EM sont guidées pour aller d'un des ports d'entrée vers des ports de sortie. Lorsqu'un des ports d'entrée est excité, une distribution d'amplitude approximativement uniforme se produit au niveau des ports de sortie avec une différence de phase constante [I.30].

La lentille de *Rotman* est essentiellement proposée pour des applications militaires comme les radars et le suivi de cibles mobiles, ainsi que dans le domaine civil pour les systèmes de communication indoor. En utilisant la technologie guide d'ondes, la lentille de *Rotman* peut atteindre des fréquences de l'ordre du térahertz. Ce type d'alimentation autorise une certaine liberté de conception avec plusieurs paramètres d'ajustement, et il dispose surtout d'un système stable en fréquence qui le rend très favorable pour les applications militaires. Cependant, ses inconvénients majeurs résident dans le couplage mutuel entre ses ports d'entrée qu'il est difficile de maîtriser et l'inexistence des faisceaux orthogonaux.

### 2.3.5.1.2. Lentille de Bootlace

La lentille de *Bootlace* est inventée par *Gent* [I.35] en 1956, elle est composée des ports d'entrée associés avec une lentille. La Figure I.18 montre le principe de fonctionnement et un exemple de la lentille de *Bootlace*. Son principe de fonctionnement consiste à assigner l'énergie par le déphasage des lignes de transmission ajustant ainsi ses paramètres de balayage et par la suite elle est re-rayonnée à l'avant de la face des lentilles.

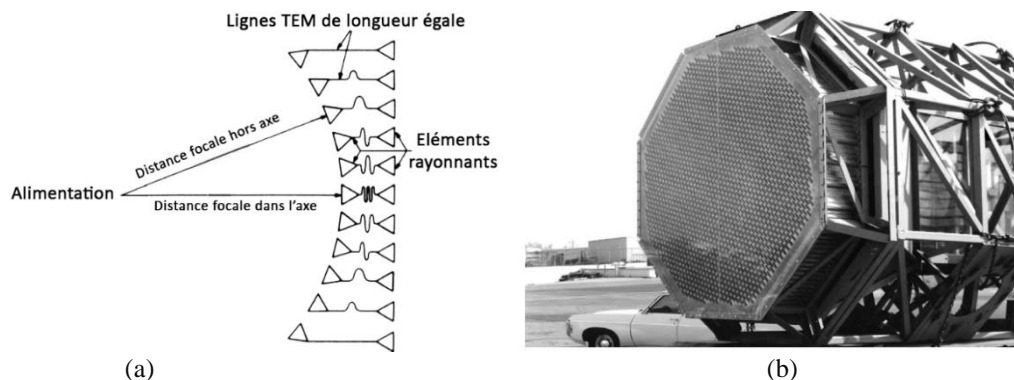


Figure I. 18: Le principe de fonctionnement (a) et un exemple d'utilisation de la lentille de Bootlace [I.36].

La lentille de *Bootlace* est un choix attractif pour la couverture de grand angle à cause de sa conception simple et sa taille compacte. Les sources multiples montées sur l'arc focal de la lentille offrent une moyenne pratique soit pour la détection de cibles multiples séparées dans l'espace ou pour la génération de faisceaux multiples.

### 2.3.5.2. Techniques de type circuit

En dépit des méthodes d'alimentation quasi-optique, plusieurs autres techniques d'alimentation de type circuit ont été développées. Nous allons, dans ce qui suit, présenter les plus connues d'entre elles c'est-à-dire : la matrice de *Nolen*, la matrice de *Blass* et nous finirons avec la matrice de *Butler*.

### 2.3.5.2.1. Matrice de Nolen

Cette matrice peut être considérée comme la combinaison de la matrice de *Blass* avec celle de Butler qui seront traitées dans les sections suivantes. Elle est rarement traitée dans la littérature du fait qu'elle a la réputation d'être difficile à dimensionner. Elle porte le nom de *Nolen* car elle aurait été présentée pour la première fois dans les travaux de thèse de Nolen en 1965 [I.37]. Le diagramme d'une matrice de Nolen est présenté sur la Figure I. 19.

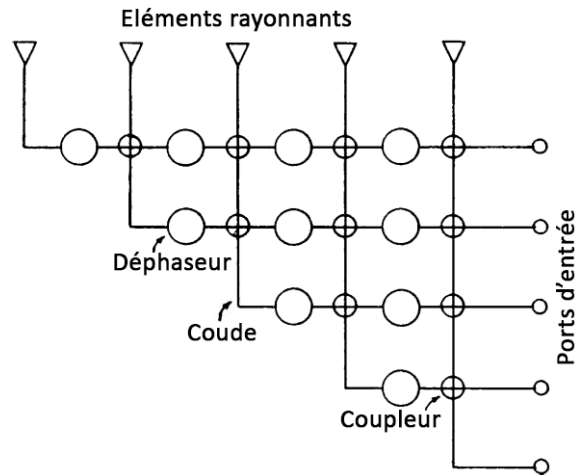


Figure I. 19: La matrice de Nolen.

Une matrice de *Nolen* consiste en  $N$  ports d'entrée, appelés également ports de faisceaux, et  $M$  ports de sortie, également appelés ports d'antennes, reliés à  $M$  éléments rayonnants d'un réseau. Elle est constituée d'un ensemble de voies RF reliées aux ports d'entrée croisant un ensemble de voies RF reliées aux ports de sorties. Chaque croisement entre les voies verticales et horizontales comporte un coupleur directionnel et un déphaseur et à la fin de chaque voie un coude est disposé (cf. Figure I.19).

### 2.3.5.2.2. Matrice de Blass

La matrice de *Blass* [I.38] est similaire à celle de *Nolen*, sauf qu'au niveau des coudeurs, des charges adaptées sont déployées pour éviter les réflexions du signal. Les déphaseurs sont remplacés par le changement de la longueur des lignes, ce qui engendre par la suite le changement de phase nécessaire à assurer le gradient de phase entre les ports de sortie. Les voies RF reliées aux ports d'entrée sont inclinées l'une par rapport à l'autre d'un angle qui varie progressivement. Ce changement d'angle progressif entre les voies RF permet d'avoir un déphasage progressif entre les ports de sortie. Toutefois, cette inclinaison entre les voies RF est remplacée par des déphaseurs entre les coupleurs et les voies RF, comme la matrice de *Nolen*. La Figure I.20 montre la topologie de la matrice de *Blass*. L'avantage principal de la matrice

de *Blass* est sa capacité à créer plusieurs faisceaux couvrant ainsi une large zone géométrique. Cependant, deux inconvénients majeurs peuvent limiter les performances de cette matrice.

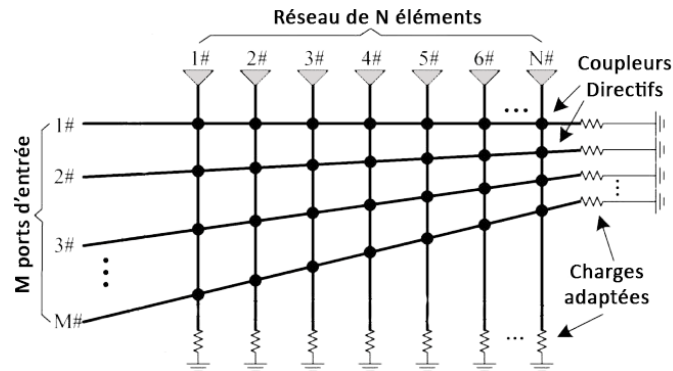


Figure I. 20: La matrice de Blass.

La présence des charges d'adaptation à la fin des voies RF augmente les pertes de la matrice de *Blass* par rapport aux autres techniques d'alimentation. En outre, la présence des trajets multiples dans la matrice crée des faisceaux de second ordre. Cette technique d'alimentation est très utilisée dans les applications sonar et radar mais elle est complexe et coûteuse à cause du nombre de composants (coupleur et résistance) qu'il faut prévoir à chaque matrice.

### 2.3.5.2.3. Matrice de Butler

La matrice de *Butler* (Figure I.21) est de loin la technique d'alimentation des réseaux d'antennes la plus utilisée et la plus connue. Le concept de la matrice de *Butler* a été proposé pour la première fois par *Butler* dans l'article publié en 1961 [I.39]. Cependant, il est à noter qu'un mois avant la publication de cet article, *Shelton* avait présenté la même solution de matrices orthogonales [I.40], d'où parfois on rencontre l'appellation de *Shelton-Butler* pour désigner ce type de matrices.

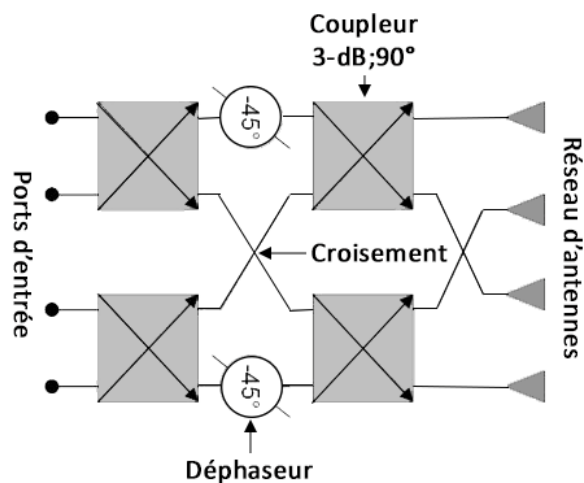


Figure I. 21: La topologie standard de la matrice de Butler.

Ces matrices ont la capacité de générer des faisceaux orthogonaux, elles sont constituées de  $N$  ports d'entrée et  $N$  ports de sortie. Dans la littérature, la matrice de *Butler* peut être symétrique [I.41] ou asymétrique [I.42]. Dans la version asymétrique, le faisceau principal et  $M/2-1$  faisceaux sont formés sur un côté de l'axe de visée (correspondant à la normale au réseau d'antennes, *Broadside* en anglais) de la matrice, tandis que  $M/2$  faisceaux sont formés sur l'autre côté. Cette technique permet de créer un faisceau supplémentaire dans l'axe principal en plus des mêmes faisceaux créés par la version symétrique, comme le montre la Figure I.22.

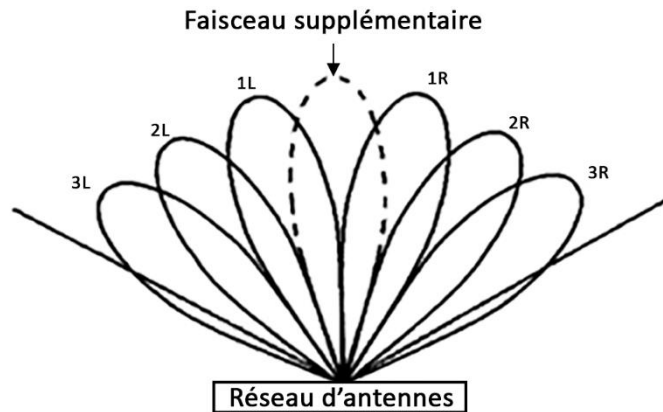


Figure I. 22: Les faisceaux créés par la version symétrique (traits pleins) et la version asymétrique (traits pleins et pointillés).

Une matrice standard est constituée de plusieurs étages de coupleurs hybrides ( $3\text{-dB}$ ,  $90^\circ$ ) dont le nombre de ports d'entrée et de sortie  $N$  doit être une puissance entière de 2 ( $N=2^n$  où  $n$  est le nombre d'étages de coupleurs). Chaque coupleur consiste à diviser le signal d'entrée en deux avec un déphasage de  $90^\circ$  afin d'obtenir une distribution de signal uniforme en amplitude. Le nombre de coupleurs pour chaque matrice de  $N \times N$  est donné par l'équation (I.17). En plus,  $P$  déphaseurs de  $45^\circ$  sont utilisés pour assurer un gradient de phase fixe entre les ports de sortie (le nombre de déphaseurs  $P$  est donné par l'équation (I.18)). Dans une configuration de *Butler*, il existe plusieurs croisements de voies RF, ces croisements peuvent être plus nombreux pour une grande matrice (par exemple 16 croisements sont nécessaires pour une matrice de  $8 \times 8$ ). Le nombre de croisements est calculé par l'équation (I.19). Il existe plusieurs méthodes pour réaliser un croisement en technologie microruban, l'une d'entre elles est l'utilisation du pont (*bridge*) [I.43]. Cependant, l'utilisation de cette méthode produit des couplages indésirables et une perte de symétrie de la matrice lorsqu'on monte en fréquence. Une alternative prometteuse proposée dans [I.44] consiste à utiliser deux coupleurs  $3\text{dB}$  en cascade pour réaliser un coupleur  $0\text{dB}$ . Néanmoins, en utilisant la technologie des guides intégrés au substrat (GIS ou SIW, *Substrate Integrated Waveguide* en anglais), les croisements peuvent être éliminés [I.45].

$$H = \frac{N}{2} \times \log_2(N) \quad (\text{I.17})$$

$$P = \frac{N}{2} \times \log_2((N) - 1) \quad (\text{I.18})$$

$$C = \sum_{k=1}^{\log_2(N)} \left[ \frac{N}{2} (2^{k-1} - 1) \right] \quad (\text{I.19})$$

Par rapport à ses homologues, la matrice de *Butler* est considérée comme le candidat idéal pour alimenter un réseau d'antennes en raison de sa simplicité de conception et sa capacité de générer des faisceaux orthogonaux. La matrice de *Butler* est le plus simple, le plus facile, et le moins cher système d'alimentation de tous les systèmes mentionnés précédemment. Cependant, la bande passante limitée est le principal inconvénient de cette matrice. Nous proposons dans cette thèse une technique afin d'améliorer la bande passante de la matrice de *Butler* tout en gardant ses propriétés fondamentales.

Les différentes propriétés d'antennes ainsi que leurs techniques d'alimentation, présentées dans cette section, nous montrent qu'il existe une diversité de caractéristiques d'antennes que nous pouvons utiliser pour surmonter certaines limites auxquelles sont confrontés les systèmes de communications sans-fil. Dans la section suivante, nous présenterons les différents types de diversité d'antennes ainsi que les différentes techniques qui leurs sont associées.

### III. Différents types de diversité d'antennes

#### 3.1. Définition

Dans cette partie nous allons présenter les différentes diversités d'antennes, que nous avons proposée comme une solution dans cette thèse pour les systèmes de nouvelle génération, pour améliorer la qualité du signal de réception et remédier aux problèmes d'atténuation du signal due à l'affaiblissement du signal (*slow fading*) et les effets d'évanouissement multi-trajets (*fast fading*). Généralement, la diversité consiste à transmettre plusieurs répliques du même message sur des voies de propagation indépendantes ayant des puissances comparables à l'aide d'une ou plusieurs antennes. La diversité peut être classée en deux grandes catégories, explicite et implicite. Le premier type consiste à transmettre plusieurs répliques de la même information, tandis que la deuxième catégorie consiste à ne transmettre qu'une seule version du message. Il faudra à cet effet compter sur des concepts tels que le multi-parcours pour obtenir plusieurs versions du signal envoyé. Il existe plusieurs techniques de diversité d'antennes, dans ce qui suit nous allons présenter les principales techniques ainsi que leurs combinaisons possibles. Il est important de souligner que ces techniques de diversité peuvent être utilisées à l'émission ou/et à la réception.

### 3.2. Diversité spatiale

La diversité spatiale, aussi connue sous le nom de diversité matricielle, est la technique de diversité la plus ancienne et la plus connue en raison de sa simplicité pour faire de la diversité [I.46]. Elle consiste à utiliser plusieurs antennes ayant des caractéristiques de rayonnement identiques, mais physiquement séparées dans l'espace. La séparation physique doit être suffisante pour avoir la décorrélation de canal, de telle sorte que les signaux reçus sur chaque antenne ne soient pas soumis aux mêmes effets d'évanouissement. La distance nécessaire entre les éléments du réseau dépend de plusieurs facteurs, soit de l'environnement, de l'antenne elle-même, la fréquence de l'utilisation, ses dimensions, etc. L'inconvénient principal de cette technique est l'encombrement, puisque théoriquement la distance entre les antennes doit être au moins égale à  $\lambda/2$ , ce qui permet aux signaux d'être indépendants.

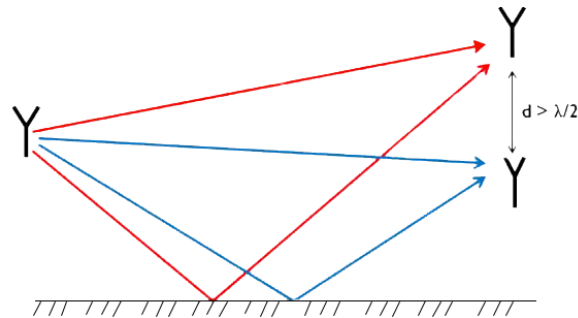


Figure I. 23: La diversité spatiale.

La Figure I. 23 présente comment la diversité d'espace introduit la décorrélation entre les signaux. Toutefois, lorsque l'espacement entre les éléments du réseau est trop petit, d'autres techniques de diversité pourraient être utilisées, tels que la diversité de polarisation.

### 3.3. Diversité de polarisation

La technique de polarisation consiste à transmettre un signal avec une certaine polarisation, le plus souvent linéaire et verticale, et le récupérer au niveau de la réception par une ou plusieurs antennes dont les polarisations sont différentes et idéalement orthogonales (Figure I. 24). Dans [I.47]-[I.49], les auteurs ont montré que les performances de la diversité de polarisation ont été jugées comparables à celles de la diversité spatiale. La diversité de polarisation est proposée lorsque la contrainte d'espace est importante, ce qui permet de réduire l'encombrement du système grâce à l'utilisation des antennes co-localisées. En effet, il n'est plus nécessaire d'espacer les antennes car les signaux reçus sont naturellement décorrélés.

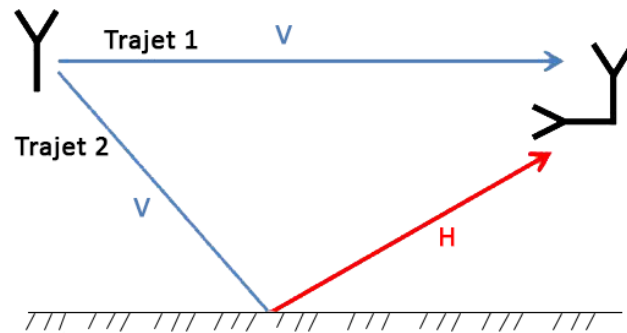


Figure I. 24: La diversité de polarisation.

### 3.4. Diversité fréquentielle

La technique de diversité fréquentielle, de catégorie explicite, consiste à envoyer le même signal sur différentes fréquences porteuses afin d'avoir plusieurs versions à la réception [I.50] (voir Figure I.25), ce qui permet de combattre efficacement les évanouissements du signal dus aux propagations multi-trajets. Toutefois, il est à noter que la différence entre les fréquences choisies doit être supérieure à la largeur de la bande de cohérence du canal [I.51]. L'inconvénient majeur de cette technique est la réduction de l'efficacité spectrale.

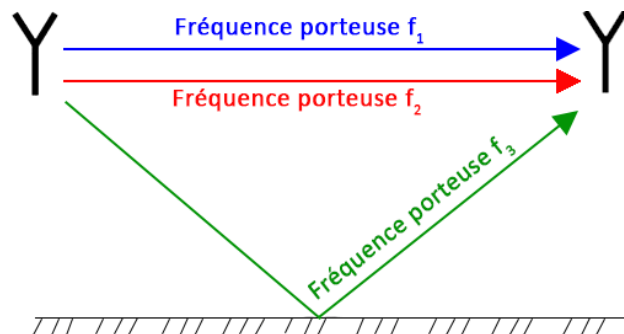


Figure I. 25: La diversité de fréquence.

### 3.5. Diversité de rayonnement

La diversité de diagramme de rayonnement est grandement liée à la diversité spatiale. Cette dernière nécessite de l'espace, ce qui n'est pas toujours disponible. Afin d'introduire une décorrélation significative des signaux à un système qui possède un espace insuffisant, la diversité de diagramme est mise en œuvre [I.52]. Elle consiste à utiliser une ou plusieurs antennes ayant des caractéristiques de rayonnement différentes pour un angle d'arrivée donné (cf. Figure I.26). La différence de diagramme de rayonnement permet d'obtenir des signaux différents sur chaque antenne, les signaux reçus seront alors indépendants, donc décorrélés. Dans [I.53], les auteurs ont comparé la diversité de rayonnement à celle de l'espace et ils ont montré que les deux techniques de diversité offrent des performances équivalentes.



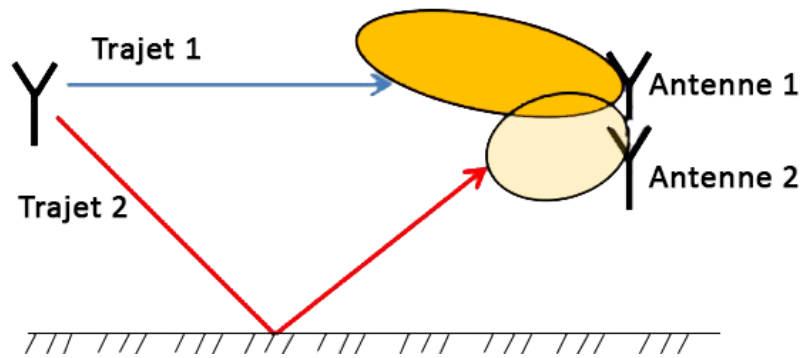


Figure I. 26: La diversité de rayonnement.

### 3.6. Diversité angulaire

La diversité angulaire consiste à faire une rotation du diagramme de rayonnement de deux ou plusieurs antennes similaires du réseau pour que les différents signaux provenant de différentes directions puissent être captés (cf. Figure I.27). Dans le cas des terminaux mobiles, la diversité angulaire peut être réalisée en utilisant deux antennes omnidirectionnelles agissant comme des éléments parasites à angles différents l'une par rapport à l'autre. Il est à noter que la diversité angulaire permet d'offrir des gains significatifs dans des environnements multi-trajets denses et urbains, mais cette technique de diversité est peu utilisée dans des milieux ruraux qui sont caractérisés par une propagation en ligne de vue directe.

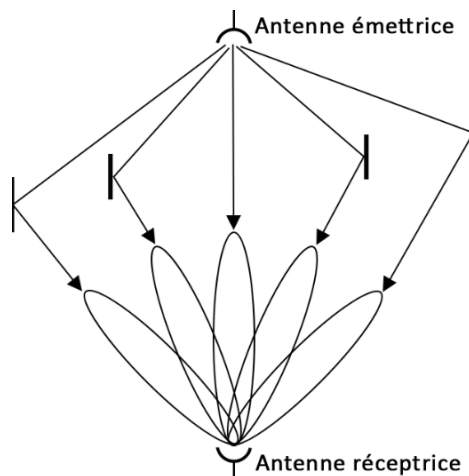


Figure I. 27: La diversité angulaire.

### 3.7. Différentes combinaisons de diversité

Comme nous avons vu dans les parties précédentes, chaque type de diversité a ses avantages et ses inconvénients. Cependant, la combinaison de plusieurs types de diversité dans un seul système antenne permet d'aboutir à un système plus performant et robuste face aux différents phénomènes d'évanouissements. De nombreuses combinaisons ont été proposées

dans la littérature. La combinaison de la diversité de polarisation et de diagramme de rayonnement est la plus présentée dans la littérature [I.54]-[I.57]. Cette combinaison est fréquemment utilisée pour augmenter la capacité des canaux d'un système sans fil de sorte que plus d'utilisateurs peuvent partager le même spectre en même temps. Elle permet en outre d'augmenter l'efficacité de la détection du spectre dans les réseaux à radio cognitive que nous allons présenter par la suite.

Toutefois, la diversité de rayonnement est rarement appliquée seule, elle est généralement combinée avec celle d'espace [I.58]. La diversité d'espace ainsi que celle angulaire sont combinées dans le but d'augmenter le gain [I.59]. Cette combinaison est généralement utilisée pour les applications intra-bâtiment pour accroître la capacité en débit. Par contre, il est susceptible d'avoir un gain plus élevé quand une combinaison de diversité d'espace et de polarisation est employée. Cette combinaison est initialement introduite par *Zhao et al.* [I.60]. Dans [I.61], les auteurs ont montré que la combinaison de ces deux diversités a produit un gain supplémentaire de l'ordre de 0.8 à 1 *dB*.

Cependant, l'association de la diversité de fréquence avec d'autres types de diversité a reçu beaucoup d'intérêt en raison de sa capacité d'augmenter le gain de diversité. Dans [I.62], les auteurs ont présenté des mesures dans lesquelles ils ont prouvé que la combinaison de diversité d'espace et de fréquence peut fournir un gain de diversité moyen supérieur ou égal à 15 *dB*. En outre, la diversité hybride d'espace et de fréquence est la configuration la plus efficace disponible pour améliorer considérablement la liaison RF dans un environnement multi-trajets. D'autre part, la combinaison de diversité de fréquence et celle de polarisation est également considérée comme la combinaison la plus citée dans la littérature [I.63]-[I.65]. L'exploitation de la diversité de fréquence et de polarisation simultanément contribue à une amélioration significative des performances du système sans fil, en contrôlant effectivement l'interférence intercellulaire et gérant efficacement le spectre RF [I.66].

Comme nous pouvons le constater, l'utilisation d'une seule diversité ou une combinaison de diversités peut effectivement combattre l'atténuation du signal, les phénomènes d'évanouissement (lent et rapide), la dépolarisation des ondes, et les interférences co-canal et intercellulaire. En outre, dans le cas d'antennes intelligentes, l'utilisation des techniques de diversité permet la réutilisation de la même fréquence pour des directions différentes, ce qui conduit à accroître le nombre d'utilisateurs et, par conséquent, permettre une gestion plus efficace des ressources spectrales qui sont de plus en plus rares. Une autre solution, encore très prometteuse, que nous allons présenter par la suite, consiste à utiliser la radio cognitive pour

une gestion dynamique du spectre. Par ailleurs, en exploitant les avantages de la diversité et la radio cognitive, nous pouvons concevoir un système antenne performant et innovant qui permet à la fois d'améliorer considérablement la qualité du signal et gérer efficacement le spectre RF, ce qui est l'objet principal de cette thèse.

## IV. Concept de la radio cognitive

Les dernières années ont vu une croissance exponentielle des applications de plus en plus gourmandes en ressources en termes de bande passante et de débit, telles que la vidéo conférence, le streaming vidéo, et les appels audio/vidéo haute qualité, ce qui entraîne une forte demande des ressources spectrales, en plus du nombre croissant d'utilisateurs qui a aggravé la situation. En outre, la majorité des bandes de fréquences est déjà allouée par les organismes de régulation. La charte d'allocation des fréquences, présentée dans l'Annexe A, montre que la plupart des bandes de fréquences sont déjà attribuées aux diverses applications. Néanmoins, des mesures récentes prises au centre-ville de Berkeley montrent qu'une partie très importante de la bande de fréquences reste inutilisée ou sous-utilisée dans 90% du temps, et plus particulièrement dans la bande des 3 – 6 GHz [I.67]. La Figure I.28 montre la densité spectrale de puissance d'un signal reçu collecté pour une durée de 50  $\mu$ s et échantillonné à 20 Géch/s. Toutefois, ces mesures sont soutenues par des études récentes faites par la FCC [I.68] qui ont montré que l'utilisation du spectre alloué variait beaucoup selon les zones géographiques et les moments de la journée, avec une utilisation allant de 15% à 85% dans les bandes au-dessous de 3 GHz.

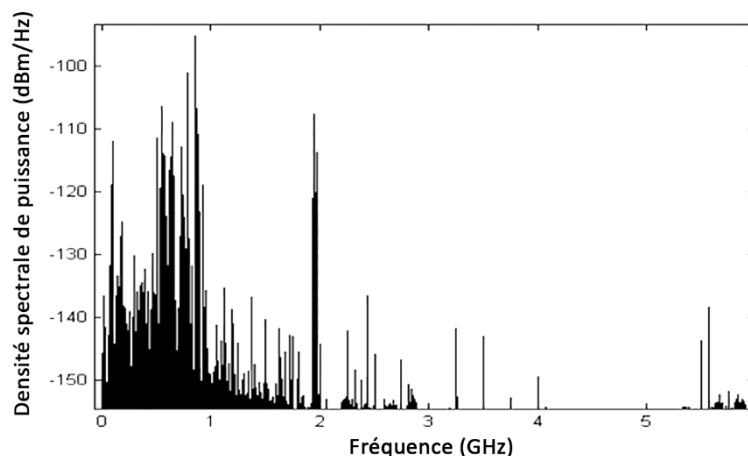


Figure I. 28: La mesure de l'utilisation du spectre 0 – 6 GHz [I.67].

Cette inefficacité dans l'utilisation des ressources spectrales crée des trous dans le spectre, également appelés espaces blancs (voir Figure I.29(a)). Des solutions innovantes et originales

pour pallier la rareté du spectre et gérer efficacement les ressources spectrales ont été proposées par des chercheurs, en utilisant efficacement et de manière opportuniste ces espaces blancs. Parmi les solutions proposées dans la littérature, nous pouvons citer la réallocation du spectre, la réutilisation des fréquences, et la radio cognitive.

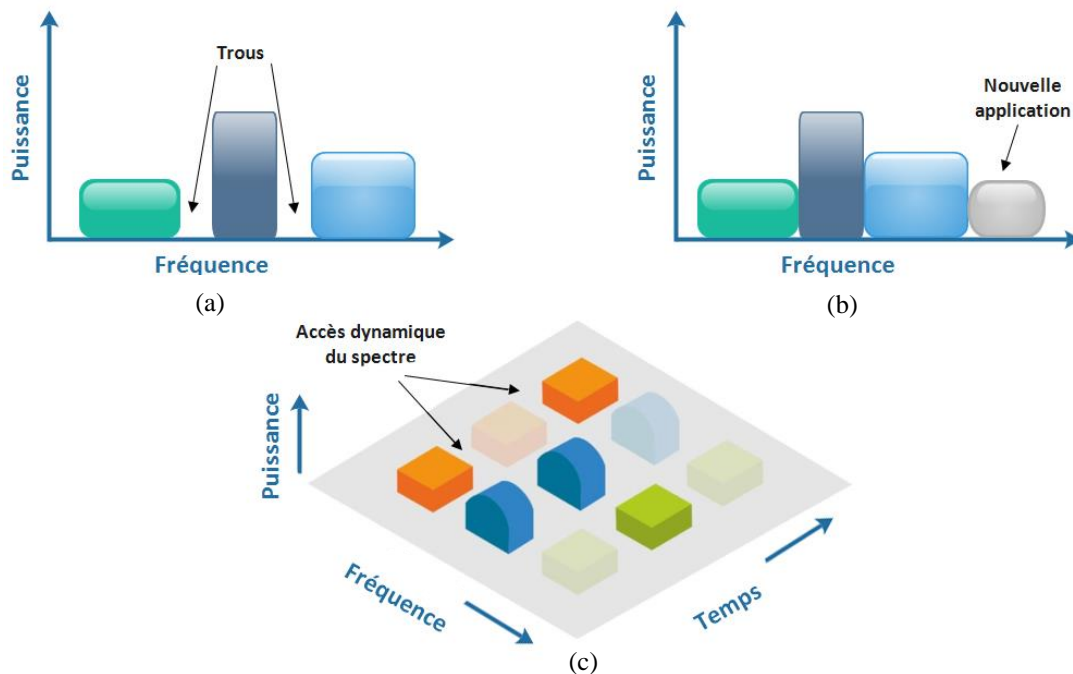


Figure I. 29: Les solutions proposées pour combattre la rareté du spectre ; (a) La répartition actuelle du spectre ; (b) La réallocation du spectre ; (c) La radio cognitive.

La réallocation du spectre a été mise en œuvre au Maroc ces dernières années par le passage de la télévision analogique à la télévision numérique terrestre (TNT). La réallocation du spectre est un processus important qui est proposé dans le but de fournir des idées et de mettre en œuvre des technologies qui permettront une utilisation meilleure et plus efficace des ressources spectrales, comme il est indiqué dans la Figure I.29(b). Généralement, les bandes de fréquences les plus touchées par cette technique sont TVWS (*TV White Spaces* en anglais, allant de 470 MHz à 862 MHz), vu leur utilisation médiocre par la télévision analogique et l'extinction de cette dernière au profit de la TNT [I.69]. Pour les fréquences les plus élevées, une possible réallocation du spectre comprend les bandes allant de 3600 à 4200 MHz et de 4400 à 4990 MHz [I.70], qui sont plus appropriées pour fournir un très haut débit de données pour les petites couvertures. D'autre part, la réutilisation de fréquence, ou la planification des fréquences, est une solution pratique pour surmonter la rareté du spectre, en permettant d'augmenter le nombre d'utilisateurs. Elle consiste à utiliser la même bande de fréquence plusieurs fois de telle manière à augmenter la capacité totale du système sans avoir besoin d'augmenter la bande passante

allouée. La réutilisation des fréquences dans la même cellule peut être obtenue par l'utilisation de la diversité de polarisation, comme nous avons vu dans la section précédente.

D'autre part, afin de pouvoir utiliser les espaces blancs, la FCC a publié un rapport intitulé « *Notice of Proposed Rule Making* » [I.71], qui propose l'utilisation de la Radio Cognitive (RC) pour mettre en œuvre le partage négocié ou opportuniste du spectre. Le concept de la RC a été initialement introduit en 1999 par *Mitola* [I.72]. La RC est un système intelligent, basé sur le concept de la radio logicielle (SDR, *Software Defined Radio* en anglais), qui permet par plusieurs facteurs externes et internes de l'environnement de propagation, tels que l'état du réseau, le spectre RF, et le comportement de l'utilisateur, de fournir la capacité d'ajuster ses paramètres et s'adapter pour optimiser ses opérations [I.73]. Autrement dit, la RC est un système conscient de son environnement de fonctionnement, capable de s'y adapter intelligemment en changeant ses propriétés de transmission. Dans nos travaux, nous nous intéresserons essentiellement à cette solution pour pallier le problème de la rareté du spectre.

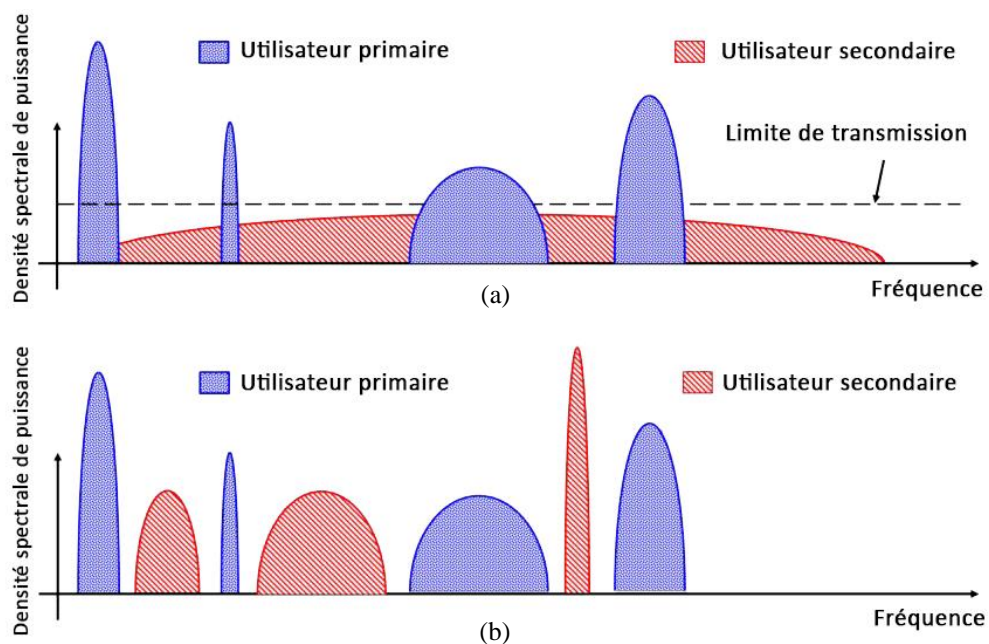


Figure I. 30: Les différentes approches de la RC : (a) underlay ; (b) overlay.

Plus généralement, le fonctionnement de la RC consiste à détecter les espaces blancs en effectuant un balayage du spectre RF (*Spectrum Sensing* en anglais). Après la détection des ressources disponibles, telles que les bandes de fréquences et la présence d'utilisateurs avec licence (appelés aussi utilisateurs primaires « *Primary Users* » PU en anglais), le système modifie dynamiquement et en temps réel ses caractéristiques afin d'établir un lien radio avec l'utilisateur sans licence (appelés utilisateur secondaire « *Secondary users* » SU en anglais), cela est effectué sans provoquer des interférences avec PU et les canaux adjacents. Cette

approche est appelée « *interweave* » [I.74]. Il est à noter que, dans la littérature, cette approche est parfois appelée « *overlay* ». Par contre, une autre approche permet la coexistence entre PU et SU, à condition que la transmission secondaire soit effectuée en dessous d'une valeur seuil d'interférence tolérée par le PU. Cette approche est appelée « *underlay* ». Les deux approches sont illustrées dans la Figure I.30 [I.75].

Du point de vue matériel, le frontal RF d'un tel système doit permettre à la fois de scruter son environnement sur une zone géographique et une bande de fréquences très larges de façon isotrope, dans le but de détecter les fréquences libres dans les différentes directions de l'espace, mais aussi d'établir une liaison radio directe pour communiquer sur ces bandes de fréquences non-utilisées.

Il existe deux principales approches pour la détection du spectre et la communication :

- La détection du spectre est effectuée dans un processus en parallèle à celui de la communication (Figure I.31).
- Les processus de la détection du spectre et de la communication sont effectués par un seul support de transmission (Figure I.32).

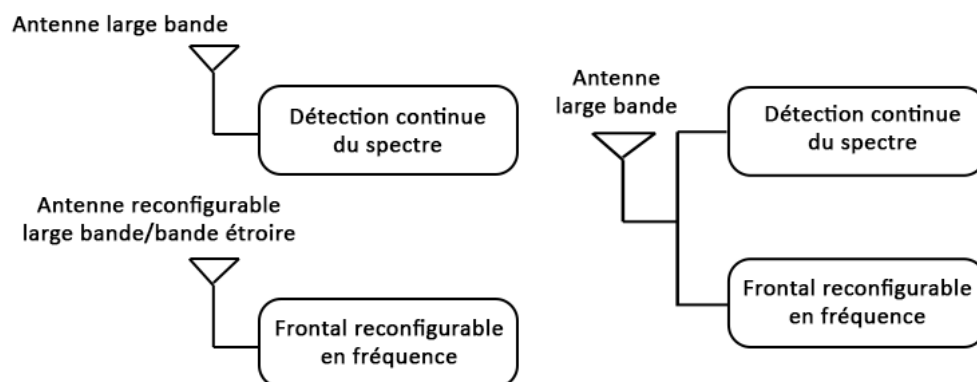


Figure I. 31: Architecture de la radio cognitive avec détection et communication en parallèle.

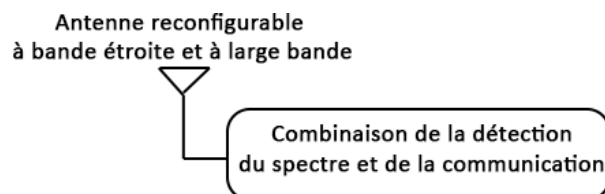


Figure I. 32: Architecture de la radio cognitive avec détection et communication combinée.

Un système à deux antennes est proposé dans la première approche. Il est constitué d'une antenne à large bande et omnidirectionnel, capable de détecter le spectre RF sur une large plage de fréquences et dans toutes les directions. La deuxième antenne est directionnelle et agile ou reconfigurable en fréquence qui peut être accordée facilement sur les bandes sélectionnées.

Cependant, une seule antenne ULB peut être utilisée pour assurer la détection du spectre et la communication en utilisant des techniques de diversité, que nous allons étudier dans cette thèse.

La deuxième approche consiste à utiliser un seul support de transmission pour assurer les deux tâches. La détection et la communication sont effectuées lorsque la qualité de la liaison de communication est inférieure à certains seuils définis par le système. Lorsque la qualité de la liaison tombe en dessous d'un premier seuil, la détection du spectre sera déclenchée. Néanmoins, quand la qualité de la liaison se dégrade en dessous d'un deuxième seuil, le système est reconfiguré pour assurer la tâche de communication. Cette configuration est élaborée dans le but de répondre aux exigences de qualité de liaison.

Compte tenu des exigences du système décrites ci-dessus, il est clair que le système antennaire de la RC est un système avec multiples fonctionnalités et à multi contraintes fréquentielles. Ce système doit avoir la capacité de passer du mode détecteur au mode communication. Le système antennaire doit alors comprendre une antenne avec une réponse large bande et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel pour la détection du spectre conjointement avec une fonctionnalité de bande étroite reconfigurable. La fonctionnalité de bande étroite peut être obtenue soit par un filtrage dans l'étage RF ou par l'utilisation d'une autre antenne supplémentaire à bande étroite. La première technique peut être utilisée pour réduire la complexité et l'espace occupé par le frontal RF. Pour répondre à ces exigences, les travaux de recherches menés dans cette thèse traitent les deux approches. Au cours de cette thèse, nous avons développé de nouvelles structures d'antennes intelligentes dédiées aux applications de la RC, à savoir : réseau d'antennes, antenne multibandes, antennes ULB, et antennes reconfigurables à bande étroite et à large bande. En outre, ces structures développées ont été combinées avec un ou plusieurs types de diversité dans le but d'offrir plus de flexibilité et d'extensibilité en termes de fréquence que tous les systèmes antennaires traditionnels.

La suite de ce chapitre se concentre précisément sur la partie technique de la conception des antennes proposées, à savoir leurs défis et leurs méthodologies de conception. Nous commençons par la méthodologie de conception des antennes large bande vu leur grande importance dans nos travaux puisque chacune des approches détaillées ci-dessus contient au moins une antenne ULB. Par la suite, nous nous attacherons à présenter les défis demeurant dans la conception des antennes reconfigurables, dites aussi actives à cause de l'ajout d'un ou plusieurs composants actifs, ainsi les enjeux associés à l'intégration de ces composants dans les composants microondes et leurs circuits de polarisation. Nous mettrons finalement l'accent sur les différentes reconfigurations possibles.

## V. Conception d'antennes large bande : définition et technologies

La technologie ULB a reçu beaucoup d'intérêt, en particulier en 2002 depuis que la FCC a permis l'autorisation d'utiliser la bande de fréquence sans licence de 3.1 à 10.6 GHz pour les applications de communication commerciale [I.76]. Étant donné que la technologie ULB est basée sur l'accès au spectre « *underlay* », il peut donc être très bénéfique pour les systèmes de la RC basés sur cette approche de partage du spectre, mentionnée précédemment. En outre, puisque la puissance du signal ULB est en dessous du niveau de bruit, il est alors très difficile à détecter et, par conséquent, il offre une communication hautement sécurisée. La RC a également été suggérée dans la bande ULB (de 3 à 11 GHz) [I.77], et dans la bande millimétrique [I.78]. De telles larges gammes de fréquences vont poser d'énormes problèmes pour la conception d'antennes.

Pour les applications ULB, la conception d'antennes est un défi important posé aux concepteurs de systèmes. Pour atteindre des débits de données élevés dans la transmission sans fil, les systèmes ULB occupent généralement des bandes passantes extrêmement larges, typiquement de quelques gigahertz. À l'intérieur de la bande de fréquences de fonctionnement, les antennes ULB devraient avoir une réponse stable en termes d'adaptation d'impédance, gain, diagramme de rayonnement, la phase, et la polarisation. En outre, les exigences des antennes comprennent aussi la petite taille, la conception conformationnelle, le faible coût, et l'intégration facile dans d'autres circuits RF. Par ailleurs, les exigences des larges bandes passantes sont associées à d'autres contraintes telles que la petite taille et le faible coût, puisque la plupart des antennes ULB seront intégrées dans les appareils portables.

En revanche, pour éviter la possible interférence hors bande ou intra-bande entre les systèmes ULB et les autres systèmes existants, les régulateurs de fréquence, tels que la FCC ou l'ECC (*European Communications Committee* en anglais), doivent fixer les limites d'émission pour les applications sans fils. À titre d'exemple, selon la FCC, la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) des signaux émis doit être inférieure à  $-41.3 \text{ dBm/MHz}$  pour toute la bande autorisée par la FCC (voir Figure I.33).

La notion d'antennes et signaux ULB a été initialement introduite par Oliver Lodge en 1898 [I.79], avec les dipôles sphériques, les dipôles de plaques carrées, les dipôles nœud papillon (*bow-tie* en anglais), et les dipôles biconiques. La Figure I.34(a) illustre les antennes



biconiques de Lodge. Après cela, un certain nombre de types d'antennes ULB ont été développés dans les années suivantes [I.80]-[I.82]. Par exemple, en 1939, Carter a amélioré la conception originale de Lodge en incorporant une alimentation conique [I.80] (voir Figure I.34(b)), l'une des étapes clés vers la conception d'antennes à large bande.

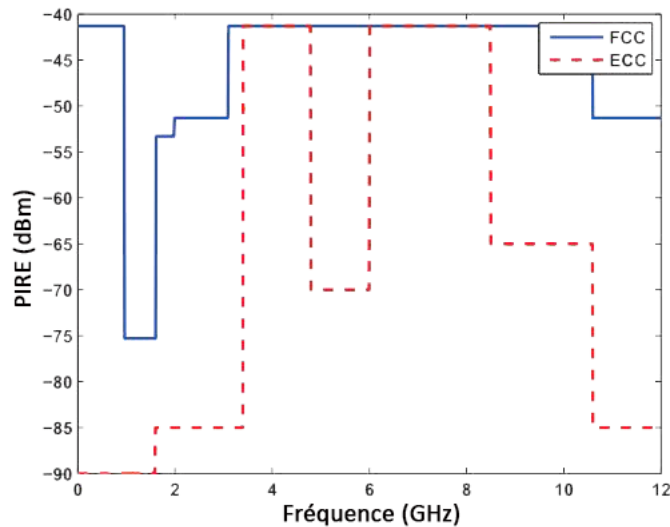


Figure I. 33: Les masques spectraux définis par la FCC et l'ECC.

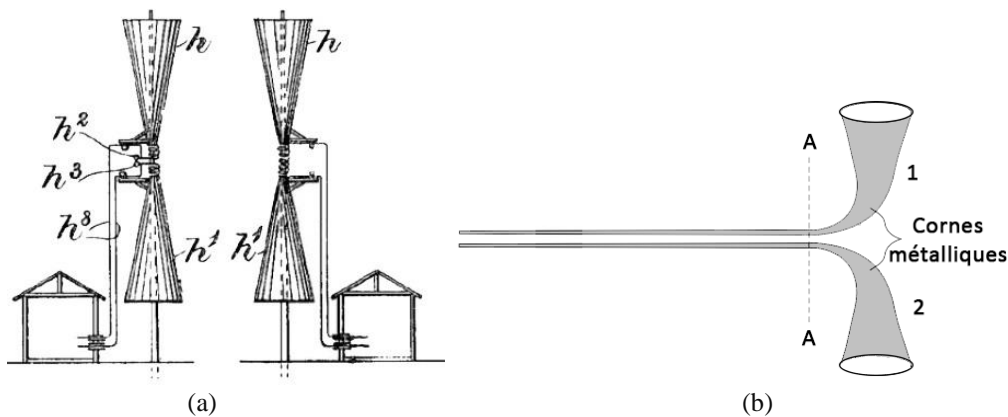


Figure I. 34: (a) Les antennes biconiques de Lodge (1898) et (b) l'amélioration d'adaptation biconique de Carter (1939).

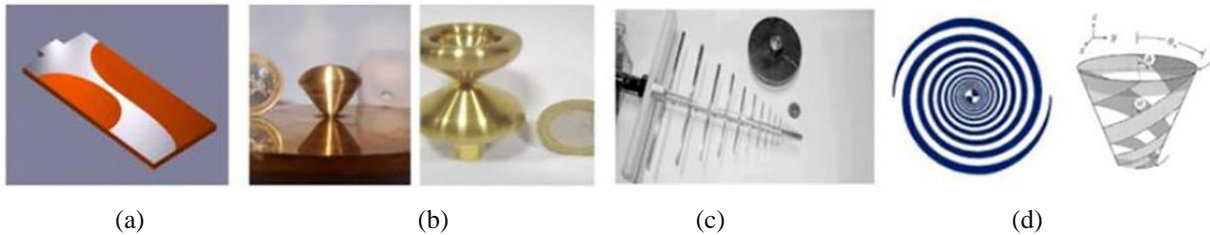
Les antennes ULB conventionnelles ont été largement utilisées pour les applications de la télédiffusion et de la radiodiffusion terrestre. Néanmoins, elles ne sont pas appropriées pour certaines applications à haute fréquence dans les systèmes de communication modernes, en raison de leur structure solide et non-intégrable. Dans ce qui suit, nous allons présenter quelques nouveaux types d'antennes ULB pour des applications à haute fréquence.

Généralement, pour concevoir une antenne ULB, les antennistes doivent prendre en compte plusieurs paramètres tels que :

- La fréquence de fonctionnement et la bande passante allouée ;
- La forme de diagramme de rayonnement (omnidirectionnelle, directionnelle...)

- La polarisation des ondes rayonnées ;
- Le gain ou la directivité ;
- L'efficacité de rayonnement ;
- La puissance d'émission ou la sensibilité de la réception.

D'autres paramètres secondaires peuvent s'ajouter à cette liste, comme les caractéristiques temporelles à savoir le retard de phase, la réponse impulsionnelle, le facteur de fidélité, etc.



Actuellement, il existe de nombreuses méthodes de conceptions d'antennes qui peuvent atteindre une large bande passante pour être utilisées dans les systèmes ULB à haute fréquence telles que l'antenne de type exponentiel (*Vivaldi*), l'antenne biconique, l'antenne log périodique, et l'antenne spirale, (cf. Figure I.35). Toutes ces antennes ont la capacité de fonctionner dans la bande de 3.1-10.6 GHz, mais elles ne sont pas recommandées pour les applications de communication intra-bâtiment ou pour les appareils portables/mobiles. C'est pour cette raison que les antennes planaires ou imprimées ont été proposées pour surmonter ces lacunes. Les antennes monopoles planaires peuvent prendre plusieurs formes telles que circulaires, rectangulaires, triangulaires, trapézoïdales, elliptiques, etc. (voir Figure I.36). Toutes ces configurations utilisent le plan de masse partiel au lieu de sa version totale. Le lecteur peut se référer à [I.83] pour avoir plus d'information sur les différentes formes et catégories d'antennes ULB.

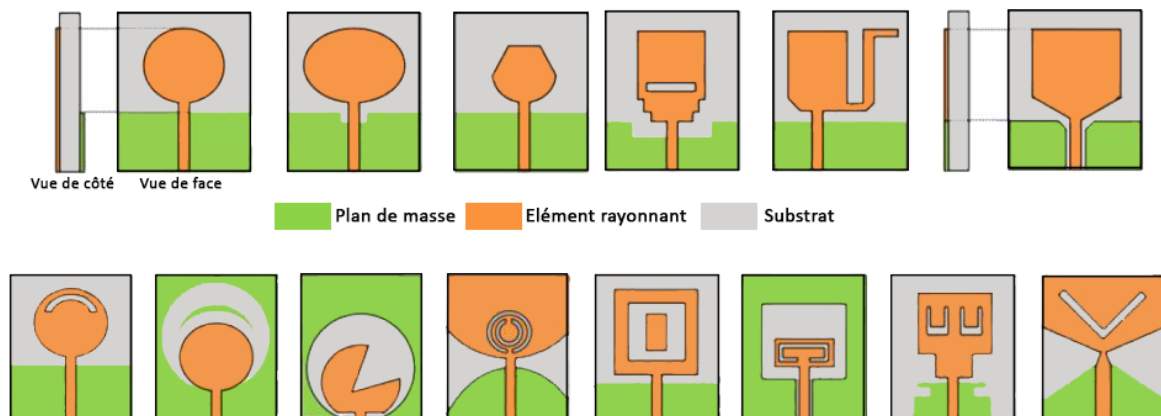


Figure I. 36: Les différentes configurations d'antennes imprimées.

Malgré les diverses formes d'antennes étudiées dans la littérature, la plupart de ces antennes sont basées sur un seul principe qui est le chevauchement de multiples modes de résonance étroitement espacés ( $f_1, f_2, f_3, \dots, f_N$ ) (cf. Figure I.37). Une large bande passante peut être obtenue par cette technique, et ceci est l'idée principale derrière la bande passante ULB des antennes monopoles imprimées. Des investigations montrent que la première résonance est déterminée par la taille totale de l'élément rayonnant. Ensuite, les modes d'ordre supérieur  $f_2, f_3, \dots, f_N$  seront des harmoniques du premier mode résonant, dit aussi mode fondamental, de l'antenne. Autrement dit, à l'extrémité inférieure de la bande de fréquence, l'antenne fonctionne dans un mode d'oscillation, dit aussi mode d'onde stationnaire. Cependant, à l'extrémité supérieure de la bande, la fente formée par le bord inférieur de l'élément rayonnant et le bord supérieur du plan de masse supporte le mode d'onde progressive. Cependant, dans le milieu de la bande, l'antenne fonctionne dans un mode hybride de deux modes stationnaire et progressif. Ce principe est illustré dans la figure suivante.

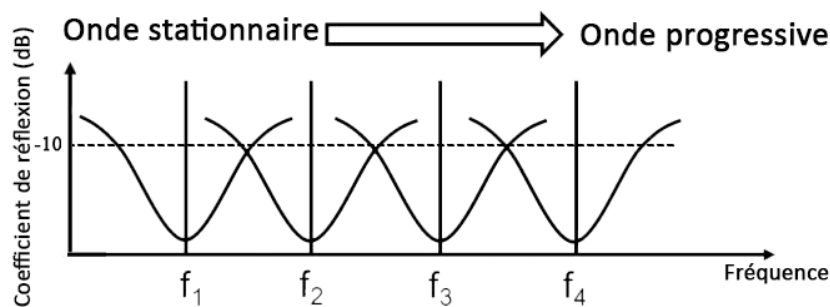


Figure I. 37: Le schéma du principe de fonctionnement de l'antenne ULB.

Les antennes ULB sont souvent classées en trois catégories : omnidirectionnelles, directionnelles, et indépendantes de la fréquence. Après avoir étudié et comparé les différentes approches et catégories de la RC et d'antennes ULB, respectivement, nous avons opté pour la catégorie d'antennes imprimées ULB omnidirectionnelles. Le choix est fait, dans un premier temps, pour le faible coût et la simplicité du design et également pour leur capacité d'assurer à la fois le balayage spatial et fréquentiel pour les systèmes cognitifs.

## VI. Conception d'antennes reconfigurables : défis et technologies

### 6.1. Définition et défis associés aux antennes reconfigurables

L'idée d'antennes reconfigurables (dites aussi antennes agiles, actives ou intelligentes), n'est pas nouvelle. Les premières études expérimentales remontent à la fin des années 60.

Le concept d'antenne reconfigurable est étroitement lié à la notion d'antenne active. Une fois que l'antenne a réalisé une fonction active du signal RF avant l'émission ou après la réception, elle peut être considérée comme une antenne active. L'ambiguïté de cette définition implique que la plupart des antennes peuvent être appelées actives, si les dispositifs actifs impliqués dans la chaîne de transmission sont relativement proches de l'élément rayonnant, par exemple sur le même substrat ou à une distance inférieure à la limite du champ proche. Cependant, une antenne reconfigurable peut être distinguée d'une antenne active par le fait que les caractéristiques électriques et du rayonnement propres à l'antenne peuvent être modifiées par la partie active, et que cette dernière ne réalise pas un simple pré ou post-traitement tel que l'amplification ou le mélange [I.84].

La reconfigurabilité peut être définie comme étant la modification dynamique d'une ou plusieurs propriétés fondamentales d'antenne comme la fréquence de fonctionnement, la bande passante, la polarisation, et le diagramme de rayonnement. Ce type d'antenne est très attractif pour les applications de la RC en raison de sa capacité à fournir une adaptation dynamique aux variations de l'environnement et les contraintes liées aux systèmes de communication modernes. En outre, comme vu précédemment, un seul système cognitif a besoin de plusieurs types d'antennes. Toutefois, l'utilisation d'une seule antenne reconfigurable peut remplacer l'utilisation d'un certain nombre d'antennes classiques. En utilisant les antennes reconfigurables, la taille, le coût et la complexité du système peuvent être considérablement réduits tout en améliorant les performances globales du système.

Cependant, la conception d'une telle antenne nous pose de nombreux défis. Ces défis ne résident pas seulement dans l'obtention des fonctionnalités souhaitées par l'antenne, mais également dans l'intégration des composants actifs dans les circuits microondes. Dans ce qui suit, nous allons définir les problématiques principales liées à ce type d'antenne et par la suite nous allons détailler les différentes techniques permettant de réaliser la reconfigurabilité ainsi que les circuits de polarisation permettant de commander d'une manière optimale les composants actifs sans affecter le fonctionnement de l'antenne.

Lors de la conception des antennes reconfigurables, les antennistes doivent répondre à ces questions :

- 1) Quelle propriété reconfigurable (par exemple, la fréquence, la polarisation, ou le diagramme de rayonnement) doit être modifiée ?
- 2) Comment l'antenne est reconfigurée pour obtenir la propriété requise ?

3) Quelle technique de reconfiguration minimise les effets négatifs sur les caractéristiques de rayonnement/impédance d'antenne ?

La question du point de départ de la conception est aussi un défi important. Il existe deux démarches pour concevoir une antenne reconfigurable. La première démarche, dite ascendante « bas-haut », consiste à choisir en premier lieu le type de composants reconfigurables utilisés (*Micro Electro Mechanical Systems* (MEMS), diodes, transistors, etc...), s'ils possèdent des propriétés intéressantes pour l'application en question ou bien en se basant sur leur structure géométrique. Le point de départ pour cette démarche peut être aussi la géométrie d'antenne, en se basant sur les dimensions, la fréquence, ou les performances souhaitées. En revanche, la deuxième démarche, dite descendante « haut-bas », qui est la plus délicate, consiste à partir d'une fonctionnalité précise que l'on souhaite atteindre en choisissant à la fois la géométrie d'antenne et les composants employés (voir Figure I.38). Au cours de cette thèse, nous avons opté pour la deuxième démarche.

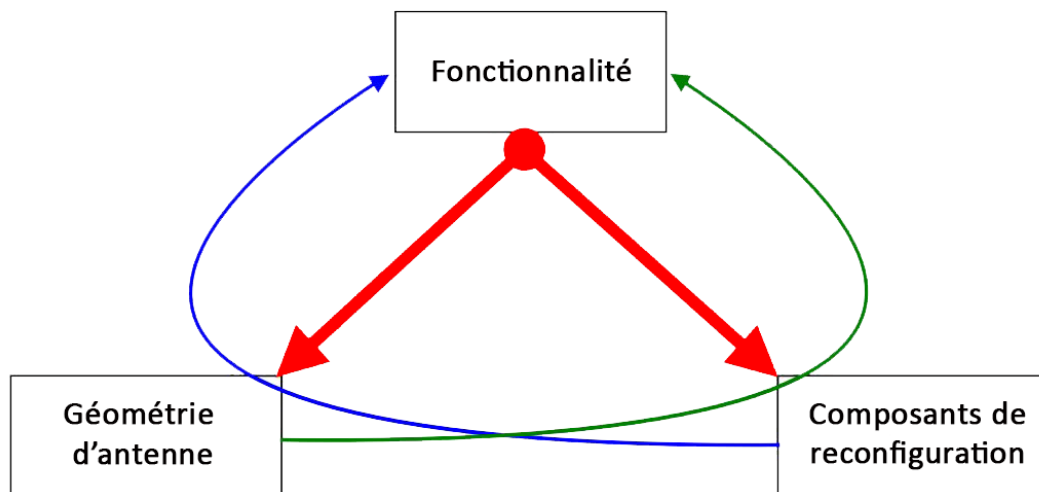


Figure I. 38: Les démarches de conception d'antennes reconfigurables : la démarche haut-bas (flèche rouge) et la démarche bas-haut (flèches bleu et vert).

Malgré les nombreux avantages des antennes reconfigurables, il y'a certainement un prix pour l'ajout de la reconfigurabilité au comportement de l'antenne. Ce prix peut être lié à différents paramètres tels que résumés ci-dessous :

- 1- La conception des circuits de polarisation pour la commande des éléments actifs qui ajoutent un peu de la complexité au système antennaire.
- 2- L'augmentation de la consommation d'énergie électrique du système en raison de l'incorporation des éléments actifs et leurs circuits de polarisation qui augmente ainsi le coût global du système.
- 3- La génération des harmoniques et les produits d'intermodulation.

- 4- Le besoin d'un réglage rapide des caractéristiques de rayonnement de l'antenne pour assurer un fonctionnement correct du système.

Enfin, l'insertion des éléments actifs qui sont alimentés par le courant continu (DC, *direct current* en anglais) dans un circuit microonde qui est alimenté par le courant RF, pose un grand défi, notamment pour le découplage DC/RF, la protection des sources d'alimentation et le fait d'assurer que le DC n'affecte pas les caractéristiques de rayonnement de l'antenne. C'est pourquoi le circuit de polarisation, qui est parfois très difficile à mettre en œuvre, doit être bien conçu et inséré dans l'antenne pour ne pas affecter son fonctionnement. Dans la suite de cette section, après avoir donné un aperçu sur les techniques permettant d'obtenir la reconfigurabilité, nous allons présenter les différents réseaux de polarisation utilisés dans ce type d'antenne.

## **6.2. Techniques de reconfiguration**

Grâce aux progrès considérables en microélectronique et photoconducteur, l'utilisation de commutateurs actionnés électriquement ou optiquement a offert de nouveaux moyens pour atteindre la reconfigurabilité. Les éléments localisés actifs les plus utilisés dans la reconfigurabilité d'antennes sont les diodes PIN (Positif – Intrinsèque – Négatif) et les diodes varicap. Par contre, récemment, nous notons aussi l'utilisation de MEMS et les commutateurs optiques, qui, de par leur petite taille et performance, peuvent être utilisés pour avoir plus d'efficacité. L'intégration de ces éléments peut être non seulement au niveau d'élément rayonnant, mais aussi au niveau du réseau d'alimentation, nous parlons alors de filtre reconfigurable. La reconfigurabilité s'obtient en modifiant la longueur électrique effective d'antenne, en réalisant des courts-circuits ou des circuits ouverts commutables, en activant ou désactivant des éléments parasites, ou bien en changeant la taille ou la forme d'une fente.

D'autres techniques s'appuyant sur la modification mécanique de la structure d'antenne ou l'utilisation des matériaux à propriétés spécifiques tels que les métamatériaux, les cristaux liquides, et les matériaux ferromagnétiques.

### **6.2.1. Diode PIN**

La diode PIN est utilisée comme un interrupteur rapide pour les signaux de hautes fréquences. Lorsqu'elle est polarisée en direct, la diode présente une impédance relativement faible, et par conséquent, elle se comporte comme un circuit fermé (l'état ON). En revanche, lorsqu'elle est polarisée en inverse, elle offre une très grande impédance en parallèle avec une

très faible conductance, elle se comporte donc comme un circuit ouvert (l'état OFF), comme le montre la Figure I.39. Les diodes PIN ont l'avantage de présenter une grande facilité d'intégration et un très faible coût. Elles sont fiables et nécessitent une faible tension de polarisation. Elles sont souvent employées pour obtenir la reconfigurabilité de polarisation, de diagramme de rayonnement, ou de fréquence.

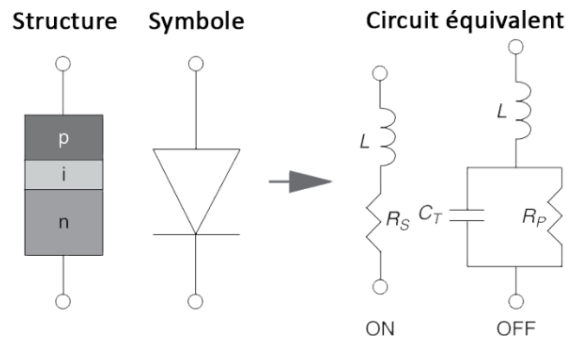


Figure I. 39: Le circuit équivalent d'une diode dans les états ON et OFF.

Cependant, leurs principaux inconvénients résident dans la consommation de puissance dans l'état ON, les pertes d'insertions dans les circuits microondes, et la puissance RF que la diode ne supporte pas. En outre, ce type de diode n'atteint pas des opérations à très hautes fréquences, généralement il est limité autour de 6 GHz.

### 6.2.2. Diode varicap

La diode varicap (de l'anglais *variable capacitor*), nommée aussi varactor, est une diode qui se comporte comme un condensateur dont nous pouvons contrôler sa capacité en appliquant une tension inverse à ses bornes (Figure I.40). Contrairement aux diodes PIN qui offrent une variation discrète des caractéristiques de l'antenne, la diode varicap offre une variation continue en fonction de la tension de polarisation.

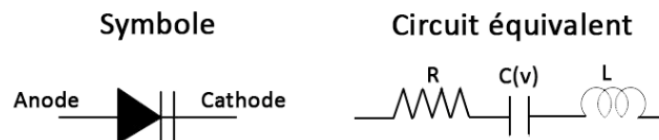


Figure I. 40: Le symbole et le circuit équivalent d'une diode varicap.

Les diodes varicap présentent plusieurs avantages, nous pouvons citer par exemple la grande agilité continue, la facilité d'intégration, et une faible consommation de puissance DC. Cependant, les pertes d'insertion sont parfois importantes et la complexité du réseau de polarisation augmente avec le nombre des diodes varicap utilisées. Il est à noter que ces diodes sont souvent utilisées pour obtenir la reconfigurabilité de fréquence. Dans la littérature, la

combinaison de diodes PIN et varicap est souvent utilisée pour obtenir un recouvrement fréquentiel important.

### 6.2.3. MEMS

L'utilisation des commutateurs de type MEMS est une solution récemment étudiée dans la littérature. Un MEMS est un composant microsysteme qui permet par une déformation mécanique de microstructures, plus souvent de micro-membranes, d'obtenir un court-circuit ou un circuit ouvert (voir Figure I.41). Ce type de commutateur se distingue des autres composants par sa faible consommation de puissance DC, faible perte d'insertion, une bonne isolation entre ses deux états de polarisation, et un temps de réponse extrêmement rapide.

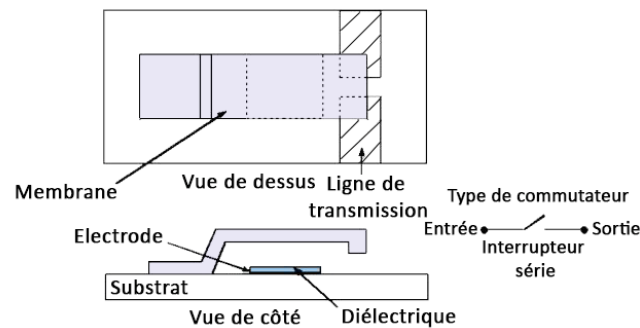


Figure I. 41: Commutateur MEMS RF.

Cependant, ses inconvénients majeurs résident dans la non-garantie de sa fiabilité, la tension importante nécessaire pour son activation et également son coût de fabrication élevé.

### 6.2.4. Commutateur optique

Le commutateur optique photoconducteur est utilisé pour éviter le recours aux circuits de polarisation utilisés par d'autres techniques qui peuvent ajouter de la complexité et perturber le rayonnement de l'antenne. En outre, il présente un faible temps de réponse, meilleure que les autres techniques citées ci-dessus, mais son coût de fabrication reste très important.

### 6.2.5. Matériaux agiles

Une autre technique plus innovante pour atteindre la reconfigurabilité consiste à utiliser des matériaux agiles dont les propriétés EM (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être accordées. Récemment, plusieurs études ont été menées pour utiliser les matériaux agiles pour réaliser la reconfigurabilité, notamment les métamatériaux, les cristaux liquides, les ferromagnétiques, et les ferroélectriques. La Figure I.42 expose les différents matériaux agiles.



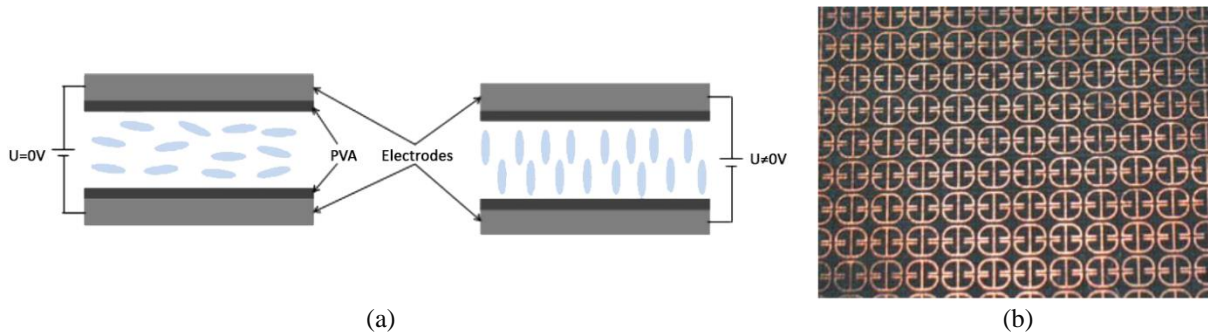


Figure I. 42: (a) Cristal liquide (PVA : PolyVinylAlcohol) et (b) métamatériau.

Les avantages de ces matériaux restent le faible encombrement et la faible consommation d'énergie nécessaire à la commande. Cependant, les inconvénients de cette technique sont nombreux, nous pouvons citer la complexité de fabrication, les réseaux d'alimentation sont complexes, et le temps de réponse est élevé. Une comparaison des performances de différents matériaux agiles est présentée dans le Tableau I.1.

	Facteur d'agilité	Temps de réponse (s)	Pertes diélectriques ou magnétiques	Intégration de la commande	Intégration du matériau	Potentiel d'alimentation du matériau
<b>Ferromagnétiques</b>	Jusqu'à 10	$10^{-10}$	$10^{-4} - 10^{-3}$	Difficile	Aisée	Moyen
<b>Cristaux</b>	1,1 - 1,5	$T_{on}=qq.ms$ $T_{off}=qq. s$	$\geq 10^{-2}$	Aisée	Moyenne	Élevé
<b>Ferroélectriques</b>	1,5 - 4	$10^{-10}$	$10^{-3} - 10^{-2}$	Aisée	Aisée	Moyen

Tableau I. 1: Comparaison des performances de différents matériaux agiles.

### 6.2.6. Modification mécanique

Finalement, une technique peu utilisée dans les antennes reconfigurables consiste à modifier mécaniquement la structure d'antenne. La déformation de la structure permet de modifier le diagramme de rayonnement, la polarisation ou la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Un exemple d'antenne reconfigurable mécaniquement est illustré dans la Figure I.43.

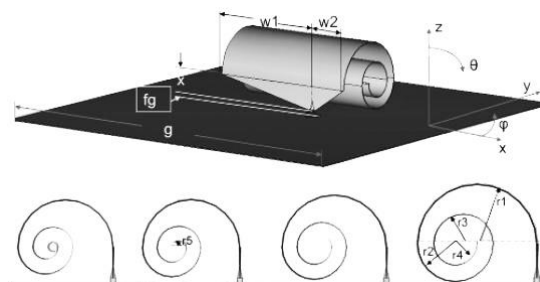


Figure I. 43: Modification mécanique d'antenne.

Dans cette section, nous avons présenté presque toutes les techniques utilisées pour obtenir les différents types de reconfigurabilité. Le choix technologique est basé sur le besoin de l'application visée en termes d'encombrement, du coût, des performances souhaitées, etc. Cependant, pour notre cas, en raison des contraintes budgétaires et de mesures, nous nous sommes basés sur la technique des diodes PIN et varicap pour réaliser les différents types de reconfigurabilité que nous allons présenter dans la fin de ce chapitre.

### 6.3. Circuits de polarisation

Comme nous avons mentionné auparavant, chaque technique de reconfigurabilité a besoin d'alimentation. Le problème majeur qui se pose ici est que les composants impliqués ont besoin d'un courant continu pour être polarisés. Par conséquent, il faut acheminer le courant DC jusqu'aux composants sans affecter le comportement fréquentiel et spatial de l'antenne. D'autre part, ces composants doivent également être découplés des signaux RF pour assurer à la fois leur bon fonctionnement de commutation et leur protection. Dans la suite nous allons présenter les composants utilisés dans les circuits de polarisation pour éviter ces problèmes.

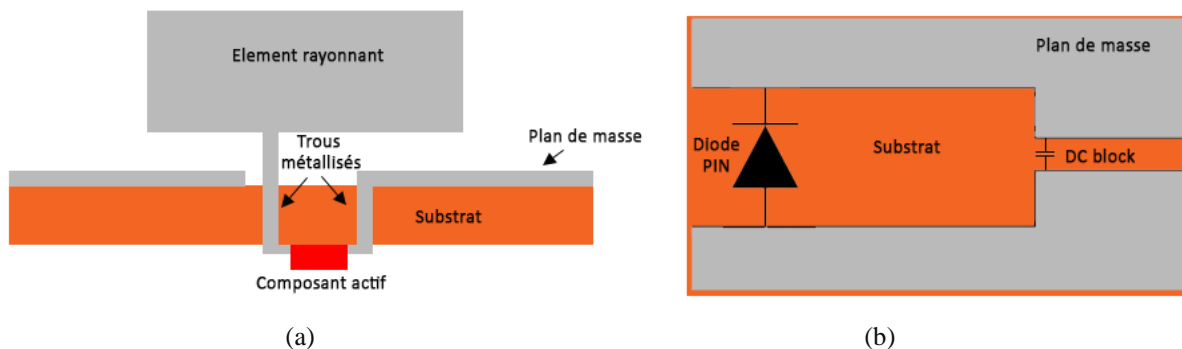


Figure I. 44: L'insertion du composant actif au-dessous de la structure (a) et dans la fente (b).

#### 6.3.1. Techniques de polarisation

Généralement, il existe deux manières pour insérer les éléments localisés dans une structure d'antenne. La première consiste à situer le composant derrière la structure (Figure I.44(a)). Cette méthode n'est utilisée que lorsque la technique d'alimentation CPW est utilisée. Cependant, les trous et les fils utilisés pour l'alimentation peuvent compliquer la procédure de conception ainsi que le courant qui parcourt ces fils peut rayonner et le champ proche peut se coupler dans les lignes des circuits de montage des composants. La deuxième méthode consiste à introduire les composants dans l'élément rayonnant, en utilisant des fentes (Figure I.44(b)). Cette méthode est la technique employée au cours de cette thèse. Ces fentes coupent les signaux

RF, c'est pour cette raison qu'il est nécessaire d'utiliser des capacités de découplage, dites DC-blocks, pour bloquer les signaux DC tout en permettant le passage des signaux RF.

### **6.3.2. Composants du circuit de polarisation**

Généralement, il existe trois éléments essentiels pour construire correctement un circuit de polarisation : les lignes de polarisation, les capacités, et les inductances. Cependant, les inductances peuvent être remplacées par d'autres techniques que nous allons détailler par la suite.

#### **6.3.2.1. Lignes de polarisation**

De manière générale, les lignes de polarisation peuvent être soit imprimées sur le substrat ou bien détachées du substrat en utilisant des fils conducteurs. La métallisation de ces lignes est censée uniquement pour permettre l'acheminement du courant aux composants en question. Cependant, cette métallisation devient, dans le domaine RF des lignes de propagation, parasites dans lesquelles des rayonnements peuvent se produire, perturbant ainsi le comportement spatial de l'antenne.

Lors de la réalisation de ces lignes, il faut limiter le plus possible leur impact. Par exemple, il faut limiter leur nombre le plus possible. En outre, une autre manière pour limiter le couplage RF consiste à diminuer la largeur des lignes imprimées autant que technologiquement possible, dans le but d'augmenter leur impédance. Néanmoins, cette technique a une limite : une ligne de largeur trop petite risque de fondre, que ce soit lors de la soudure ou du passage du courant trop élevé. Dans cette thèse, nous avons utilisé des lignes de largeur de 200  $\mu\text{m}$  (pour une épaisseur de métallisation de 35  $\mu\text{m}$ ). De plus, pour bien découpler les signaux RF, il est souvent nécessaire d'utiliser des inductances. Elles peuvent être insérées aux extrémités ou bien au long d'une ligne.

#### **6.3.2.2. Capacités**

Le rôle principal des capacités est de permettre le passage des signaux RF tout en bloquant les signaux DC. Idéalement, leur valeur doit être la plus élevée possible, pour que les signaux passent sans perturbation. Ces capacités de découplages ne sont pas des composants parfaits, il faut mettre en considération leurs pertes d'insertion et leur adaptation aux lignes. Elles sont

généralement fabriquées à base de la céramique. Cependant, leur seul inconvénient est leur trop petite taille, qui pose des difficultés lors du positionnement et de la soudure.

### 6.3.2.3. Inductances

Le dernier et le plus important élément dans le circuit de polarisation est l'inductance. Son rôle principal dans un circuit de polarisation est exactement l'inverse de celui de la capacité. Les bobines RF, également nommées RF-chokes, doivent avoir une forte valeur avec un comportement stable sur une large bande de fréquence large, voir ultra large pour notre cas. Dans le cas le plus simple, lorsque la fréquence d'opération est suffisamment basse (moins de 1 GHz), alors les inductances commerciales peuvent être utilisées et simplement connectées comme le montre la Figure I.45(a).

En revanche, lorsque la fréquence augmente, il est impossible de prédire correctement le comportement des inductances et ils peuvent se comporter comme une capacité. Par conséquent, pour des fréquences très élevées, il existe de nombreuses techniques pour remplacer l'inductance et assurer l'isolement DC/RF.

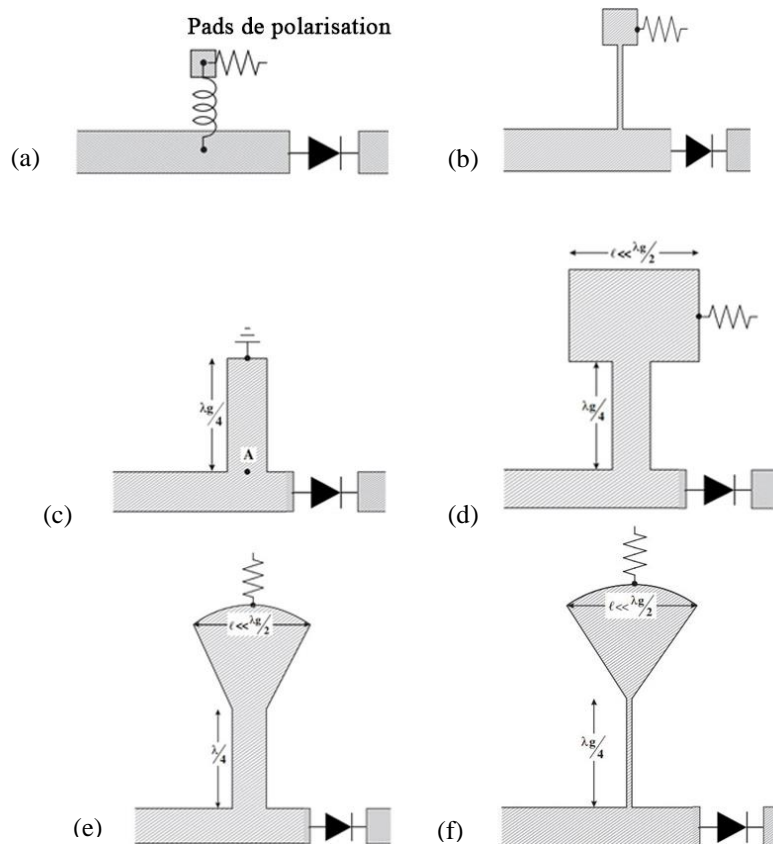


Figure I. 45: Les différentes techniques de polarisation en utilisant une inductance (a), ligne de transmission mince (b), ligne quart-d'onde (c), ligne quart-d'onde court-circuité par un élément distribué (d), ligne quart-d'onde court-circuité par un stub radial (e), ou une version améliorée (f).

Aux hautes fréquences, une longueur d'une ligne de basse impédance expose des performances inductives. En utilisant ce phénomène, nous pouvons utiliser une ligne mince comme une inductance (Figure I.45(b)). L'utilisation d'une ligne à haute impédance permettra de faire passer le courant DC tout en bloquant les signaux RF, vu la grande impédance introduite par cette ligne. Cependant, les limites de fabrication de la largeur de la ligne rendent cette technique difficile à mettre en œuvre, spécialement si la fréquence augmente à un niveau élevé.

D'après la théorie de la ligne de transmission, il est clair qu'une ligne quart-d'onde est essentiellement un inverseur d'impédance normalisée. Autrement dit, l'impédance vue à l'entrée de la ligne est l'inverse de celle de la sortie. En utilisant cette technique, si un court-circuit est introduit au bout de la ligne, nous pouvons avoir une impédance infinie au niveau du contact avec le circuit microonde, le point A (cf. Figure I.45(c)), ce qui signifie qu'il n'y aura pas de fuite des signaux RF dans le circuit de polarisation. Cependant, les courts-circuits sont réalisés en utilisant les vias passant au travers du substrat, ce qui ajoute plus de complexité et des pertes dans l'antenne.

Pour éviter les courts-circuits, une ligne à faible impédance est utilisée (Figure I.45(d)). D'autre part, si l'application visée est en très large bande, alors un stub radial peut être utilisé, ce qui crée un court-circuit virtuel au point de croisement des lignes (Figure I.45(e)). Le changement progressif de la largeur de terminaison donne de meilleures performances sur une plus grande plage de fréquences. Lorsqu'un élément distribué est utilisé pour réaliser un court-circuit, sa dimension doit être convenablement choisie afin d'éviter l'apparition des ondes stationnaires. La largeur du stub ne doit pas dépasser une demi-longueur d'onde ( $\frac{\lambda_g}{2}$ ), afin d'empêcher le stub de devenir un élément rayonnant. Enfin, une version améliorée de ces techniques illustrées précédemment consiste à utiliser une ligne quart-d'onde à haute impédance court-circuitée par un stub radial (cf. Figure I.45(f)). Ceci est la technique utilisée dans nos travaux, car elle combine les avantages des deux méthodes. En outre, la largeur de la ligne n'a pas besoin d'être très mince (environ 0.2 mm), ce qui est acceptable dans la capacité de la plupart des procédures de fabrication.

## **6.4. Différents types de reconfiguration**

Comme mentionné auparavant, il existe trois principaux types de reconfiguration : reconfiguration en fréquence, reconfiguration de diagrammes de rayonnement, et reconfiguration de la polarisation. De plus, il est possible de trouver une combinaison de ces trois reconfigurations dans un seul système antennaire.

### **6.4.1. Reconfiguration en fréquence**

La reconfiguration en fréquence recouvre la commutation de fréquence, l'accordabilité de fréquence, ou bien le changement de la bande passante. La commutation de fréquence consiste à permettre à l'antenne de commuter entre différentes fréquences distinctes et séparées d'une façon discrète. Cette technique permet d'atteindre des hautes fréquences. La commutation peut être obtenue par l'utilisation de diodes PIN, MEMS, transistor, ou le changement mécanique. Cependant, l'accordabilité de fréquence permet de faire varier la fréquence d'opération de façon continue sans effectuer des sauts de fréquence. L'accordabilité peut être réalisée par l'emploi des diodes varactor ou bien des matériaux agiles. Enfin, le changement de la bande passante est très nécessaire surtout pour les applications de la RC pour passer du mode détection au mode communication. Dans nos travaux, nous avons utilisé les trois fonctionnalités.

### **6.4.2. Reconfiguration de diagrammes de rayonnement**

En général, la reconfigurabilité du rayonnement s'effectue en modifiant la forme, la direction, ou le gain des diagrammes de rayonnement afin d'atteindre ou éviter certaines directions. Ce type de reconfiguration peut être utilisé pour éviter les sources de bruit ou le brouillage électronique, améliorer la sécurité, et économiser l'énergie en changeant la directivité vers les utilisateurs visés. Par conséquent, ce type de reconfiguration est un candidat prometteur pour renforcer le signal dans une direction souhaitée ou éviter les signaux qui viennent des directions non souhaitées. En outre, la reconfiguration du diagramme de rayonnement sera très utile pour les applications de RC afin d'effectuer le balayage spatial et d'assurer la communication dans une direction précise. Ce type de reconfiguration est basé sur l'utilisation d'un seul élément rayonnant ou d'un réseau d'antennes. Dans cette thèse, nous nous sommes basés sur un réseau d'antennes pour réaliser la reconfigurabilité du rayonnement en contrôlant la phase des signaux d'excitation.

### **6.4.3. Reconfiguration de polarisation**

La reconfiguration de polarisation consiste à modifier la polarisation de l'antenne, linéaire (verticale ou horizontale) ou circulaire (droite ou gauche), dynamiquement. L'objectif principal est la modification de l'orientation du champ électrique émis et cela sans changer ni la fréquence de fonctionnement ni la forme du diagramme de rayonnement. Ce type de reconfigurabilité a été utilisé pour atténuer les phénomènes d'évanouissements de signaux dus aux propagations

multi-trajets. Il peut également être utilisé pour réaliser la réutilisation de fréquences afin de résoudre le problème de la rareté du spectre RF. En outre, il est utilisé dans les systèmes cognitifs pour éviter les interférences entre PU et SU ainsi que pour améliorer la qualité du signal.

Cependant, la combinaison de plusieurs types de reconfiguration dans un seul système antennaire permet de construire un système innovant et plus performant en termes d'amélioration de qualité de signal, de réduction des interférences et les phénomènes d'évanouissements, et surtout de surmonter le problème de la rareté du spectre RF, ce qui est l'objet principal de cette thèse.

## VII. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous nous sommes efforcés de présenter dans un premier temps, les paramètres fondamentaux des antennes ainsi que leurs différents types et leurs techniques d'alimentation afin d'avoir une vue d'ensemble sur les paramètres clés d'antennes. Cela nous a permis d'identifier les principales caractéristiques des antennes en général ce qui nous a permis par la suite de choisir quel type d'antenne ainsi que la technique d'alimentation pour le cas d'un réseau d'antennes, qui répondent au mieux à notre étude.

Comme nous l'avons abordé au cours de cette partie, les antennes de type microruban ont été choisies dans nos travaux pour leur simple fabrication, faible coût, et essentiellement pour leur grande facilité d'intégration dans d'autres circuits RF. De même pour le cas d'un réseau d'antennes, nous avons choisi d'utiliser la matrice de *Butler*, d'après ses meilleures performances en termes de simplicité, sa capacité de générer des faisceaux orthogonaux, et spécialement parce qu'elle est bien moins coûteuse que tous les systèmes d'alimentation mentionnés précédemment, pour garantir une alimentation adéquate et équilibrée des éléments rayonnants afin d'obtenir les meilleures performances possibles.

De plus, à travers cette présentation, nous avons pu voir les différents problèmes que les systèmes antennaires de nouvelle génération subissent à savoir la rareté du spectre RF qui devient de plus en plus sévère et les phénomènes d'interférences et d'évanouissements de signaux qui réduisent considérablement les performances des systèmes de communication en termes de capacité, de couverture et de qualité du signal. Ceci nous a amené à proposer des solutions innovantes et originales pour surmonter ces lacunes. Par conséquent, nous avons

proposé de combiner les techniques de la diversité et la technologie de RC pour concevoir un système antenne plus performant et intelligent.

Nous nous sommes ensuite intéressés aux concepts de diversité et de reconfigurabilité d'antenne qui se présentent comme candidates potentielles pour les futurs systèmes de RC. Dans un premier temps, nous avons présenté les différentes techniques de diversité afin de choisir les techniques convenables à notre étude, que nous allons utiliser pour pallier les problèmes mentionnés ci-dessus. Enfin, la dernière partie de ce chapitre a été consacrée aux antennes reconfigurables en mettant l'accent sur les différentes techniques et types de reconfigurabilité, ainsi que les circuits de polarisation utilisés pour alimenter les composants actifs qui assurent la reconfiguration. Cela nous a permis de déterminer les techniques et les technologies que nous utiliserons dans les chapitres suivants afin d'aboutir à un système antenne à la fois flexible et intelligent.

Dans le chapitre suivant est présentée la première solution proposée permettant la réduction des interférences et les phénomènes d'évanouissements multi-trajets. Cette solution permet d'améliorer significativement les performances du lien radio. Elle consiste à utiliser un réseau d'antennes MIMO qui combine à la fois la diversité angulaire et la diversité de polarisation. Cette diversité mixte permet avec les avantages offerts par le système MIMO de concevoir un système antenne innovant et très prometteur pour les systèmes de télécommunications dans des milieux intérieurs (intra-bâtiment) et urbains tel que le LTE.



## VIII. Bibliographie

- [I.1] *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*. IEEE Std 145-1993. IEEE Press, 1993.
- [I.2] G. S. Smith, *An Introduction to Classical Electromagnetic Radiation*. Cambridge Univ. Press, 1997.
- [I.3] O. Picon, L. Cirio, C. Ripoll, G. Baudoin, J. F. Bercher, M. Villegas, *Les antennes Théorie, conception et applications*, Dunod, Paris, 2009
- [I.4] J. D. Kraus, *Antennas*, Mc Graw-Hill book company, New York, USA, 1950
- [I.5] D. M. Pozar, *Microwave and RF Wireless Systems*, John Wiley & Sons, USA, 2001.
- [I.6] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2005.
- [I.7] E. A. Wolff, *Antenna Analysis*, John Wiley & Sons, New York, U.S.A, 1966
- [I.8] J.R. James, P.S. Hall, C. Wood, *Microstrip Antenna Theory and Design*, Peter Peregrinus Ltd, pp. 103–109, New York, USA, 1981
- [I.9] C. E. Shannon, “A Mathematical Theory of Communication,” *Bell Systems Techniques Journal*, vol. 27, pp. 379–423, 623–656, 1948.
- [I.10] I. J. Bahl, P. Bhartia, *Microstrip Antenna*, Artech house, 1982.
- [I.11] T. H. Lee, *Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory, Measurement, and Circuits*, New York: Cambridge University Press, 2004.
- [I.12] R. L. P. Douville, D. S. James, “Experimental Study of Symmetric Microstrip Bends and their Compensation,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 26, no. 3, pp. 175-182, 1978.
- [I.13] R. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, John Wiley & Sons, 2001.
- [I.14] J. Browne, “Broadband Amps Sport Coplanar Waveguide,” *Microwaves RF*, vol. 26, no. 2, pp. 131–134, Feb. 1987.
- [I.15] J. Browne, “Coplanar Circuits Arm Limiting Amp with 100-dB Gain,” *Microwaves RF*, vol. 29, no. 4, pp. 213–220, April 1990.
- [I.16] J. Browne, “Coplanar MIC Amplifier Bridges 0.5 To 18.0 GHz,” *Microwaves RF*, vol. 26, no. 6, pp. 194–195, June 1987.
- [I.17] R. E. Stegens, D.N. Alliss, “Coplanar Microwave Integrated Circuit for Integrated Subsystems”, *Microwave Sys. News Comm. Tech.*, vol. 17, no. 11, pp. 84–96, Oct. 1987.
- [I.18] D. P. McGinnis, J. B. Beyer, “A Broad-Band Microwave Superconducting Thin-Film Transformer,” *IEEE Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 11, pp. 1521–1525, Nov. 1988.
- [I.19] H. Kamitsuna, “A Very Small, Low-Loss MMIC Rat-Race Hybrid Using Elevated Coplanar Waveguides,” *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 2, no. 8, pp. 337–339, Aug. 1992.
- [I.20] F. Schnieder, R. Doerner, W. Heinrich, “High-Impedance Coplanar Waveguides with Low Attenuation,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 6, no. 3, pp. 117–119, 1996.
- [I.21] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd edition, John Wiley & Sons, Inc., 1997.

- [I.22] Y. Huang, Kevin Boyle, *Antennas from Theory to Practice*, Wiley- Blackwell, 2008.
- [I.23] H. A. Bethe, “Theory of Diffractions by Small Holes,” *Phys. Rev.*, vol.66, pp.163–182, 1944.
- [I.24] D. M. Pozar, B. Kaufman, “Increasing the Bandwidth of a Microstrip Antenna by Proximity Coupling,” *Electronic Letters*, vol. 23, no. 8, pp. 368–369, April 1987.
- [I.25] G. J. Foschini, M. J. Gans, “On Limits of Wireless Communications in A Fading Environment When using Multiple Antennas,” *Wireless Pers. Commun.*, vol. 40, no. 6, pp. 311–335, 1998.
- [I.26] G. G. Raligh, J. M. Cioffi, “Spatial-Temporal Coding for Wireless Communications,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 3, pp. 357–366, 1998.
- [I.27] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, “Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs,” *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, 1999.
- [I.28] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank, “Space-Time Block Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction,” *IEEE transactions on information theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, 1998.
- [I.29] F. Rashid-Farrokhi, L. Tassiulas, K. Liu, “Joint Optimal Power Control and Beamforming in Wireless Networks using Antenna Arrays,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 10, pp. 1313–1323, 1998.
- [I.30] R. N. Assaly, L. J. Ricardi, “A Theatrical Study of A Multi-Element Scanning Feed System for A Parabolic Cylinder,” *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 14, no 5, pp. 601–605, 1966.
- [I.31] J. H. Provencher, “Survey of Circular and Symmetric Arrays,” in A. A. Oliner, G. H. Knittel, (Eds.): *Phased Array Antennas*, Artech House, 1972.
- [I.32] R.K. Luneburg, M. Herzberger, *Mathematical Theory of Optics*, Univ. of California Press, 1964.
- [I.33] J. Ruze, “Wide-Angle Metal-Plate Optics,” *Proc. of the IRE*, vol.38, no. 1. pp. 53–69, 1950.
- [I.34] W. Rotman, R. F. Turner, “Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 623–632, 1963.
- [I.35] H. Gent, “The Bootlace Aerial,” *Royal Radar Establishment J.*, no. 40, pp. 47–57, Oct. 1957.
- [I.36] R. Hansen, *Phased Array Antennas*, John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- [I.37] J. N. Nolen, “Synthesis of Multiple Beam Networks for Arbitrary Illuminations,” *Bendix Corporation, Radio Division, Baltimore, Maryland*, vol. 21, pp. 163–173, 1965.
- [I.38] J. Blass, “Multidirectional Antenna – A New Approach Top Stacked Beams,” *Proc. IRE International Convention record*, vol. 8, pp. 48–50. 1960.
- [I.39] J. Butler, R. Lowe, “Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas”, *Electronic Design*, vol. 9, no. 8, pp. 170–173, April 12, 1961.
- [I.40] J. P. Shelton, K. S. Kelleher, “Multiple Beams For Linear Arrays,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 3, pp. 154–161, March 1961.
- [I.41] H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “Broadband 4x4 Butler Matrix Using Wideband 90° Hybrid Couplers and Crossovers for Beamforming Networks,” *Proc. of the International Conference on Multimedia Computing and Systems*, pp. 1444–1448, 2014.

- [I.42] H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, "Wideband 3x4 Butler Matrix Using Wilkinson Divider for MIMO Applications," Proc. of the *Fifth International Conference on Next Generation Networks & Services*, pp. 101–105, 2014.
- [I.43] C. Dall'omo, *Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler*, Université de Limoges, Thèse doctorat, 13 Novembre 2003.
- [I.44] P. Angelucci, P. Audagnotto, P. Corda, P. Obino, F. Piarulli, B. Piovano, "High Performance Microstrip Networks for Multibeam and Reconfigurable Operation in Mobile-Radio Systems," Proc. *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'94)*, San Francisco, USA, vol. 3, pp. 1717–1721, November 1994.
- [I.45] S. Yamamoto, J. Hirokawa, M. Ando, "A Beam Switching Slot Array with A 4-Way Butler Matrix Installed in Single Layer Post-Wall Waveguides," *IEICE Transactions on Communications*, vol. 86, no. 5, pp. 1653–1659, May 2003.
- [I.46] W. C. T. Brown, *Antenna Diversity for Mobile Terminal*, PhD dissertation, Univ. of Surrey, 2002.
- [I.47] W. C. Y. Lee, Y. S. Yeh, "Polarization diversity for Mobile Radio," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 20, no. 5, pp. 912–923, 1972.
- [I.48] M. D. Turkmani, A. A. Arowojolu, P. A. Jefford, C. J. Kellet, "An Experimental Evaluation of The Performance of Two-Branch Space and Polarization Diversity Schemes at 1800 MHz," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, no. 2, pp. 318–326, Mar. 1995.
- [I.49] B. Dietrich, Jr., K. Dietze, J. R. Nealy, W. L. Stutzman, "Spatial, Polarization, and Pattern Diversity for Wireless Handheld Terminals," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 9, pp. 1271–1281, 2001.
- [I.50] M. Schwartz, W. R. Bennet, S. Stein, *Communication Systems and techniques*, John Wiley & Sons, 1995.
- [I.51] T. M. Duman, A. Ghrayeb, *Coding for MIMO Communication Systems*, Wiley-Blackwell, 2007.
- [I.52] R. G. Vaughan, J. B. Andersen, "Antenna Diversity in Mobile Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 36, no. 4, pp. 149–172, 1987.
- [I.53] P. Perini, C. Holloway, "Angle and Space Diversity Comparisons in Different Mobile Radio Environments," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 6, pp. 764–775, 1998.
- [I.54] H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, "Beamforming Antenna Array Combining Pattern and Polarization Diversity for Cognitive Radio Applications," *Wireless Personal Communications*, vol. 91, no. 2, pp 957–973, 2016.
- [I.55] S. Chen, P. Hallbjorner, A. Rydberg, "Pattern and Polarization Diversity Antenna with High Isolation for Portable Wireless Services," *IEEE antennas and wireless propagation letters*, vol. 8, pp. 209–211, 2009.
- [I.56] Z. N. Chen, T. S. P. See, "Diversity and its Applications in Ultra- Wideband Antennas," Proc. of the IEEE Int. Workshop on Antenna Tech., Santa Monica, CA, Mar. 2009.

- [I.57] H. Chattha, H. Yi, S. Boyce, Z. Xu, "Polarization and Pattern Diversity Based Dual Feed Planar Inverted F Antenna," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 3, pp. 1532–1539, 2012.
- [I.58] K. Sulonen, P. Vainikainen, "Evaluation of Handset Antenna Configurations", *Dept. of Electrical and Communications Engineering*, Helsinki Univ. of Technology, Finland, 1999.
- [I.59] P. Mattheijssen, M. H. Herben, G. Dolmans, L. Leyten, "Antenna-Pattern Diversity versus Space Diversity for Use at Handhelds," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 4, pp. 1035–1042, 2004.
- [I.60] Z. Zhao, S. Stapleton, J. Cavers, "Analysis of Polarization Diversity Scheme with Channel Coding," *Proc. of the IEEE Vehic. Technol. Conf.*, Amsterdam, vol. 3, pp. 1377–1381, 1999.
- [I.61] G. L. Siqueira, R. A. Pimentel, R. A. Gomes, R. T. Martins, C. B. Sampaio, E. J. A. Vasquez, "Combined Use of Space and Polarization Diversity on Mobile Cellular Networks," *Proc. of the Global Telecommunications Conference*, vol. 1 pp. 863–867, 1999.
- [I.62] S. R. Todd, M. S. El-Tanany, S. A. Mahmoud, "Space and Frequency Diversity Measurements of The 1.7 GHz Indoor Radio Channel using A Four-Branch Receiver," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, no. 3, pp. 312–320, 1992.
- [I.63] K. Chung, Y. Nam, T. Yun, J. Choi, "Reconfigurable Microstrip Patch Antenna with Switchable Polarization," *ETRI Journal*, vol. 28, no. 3, pp. 379–382, Jun. 2006.
- [I.64] N. Jin, F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "A Novel Patch Antenna with Switchable Slot (PASS): Dual-Frequency Operation with Reversed Circular Polarizations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 4, pp. 1031–1043, Mar. 2006.
- [I.65] S. Rezvani, Z. Atlasbaf, K. A. Forooraghi, "New Compact Reconfigurable Patch Antenna for Polarization and Frequency Diversity," *Electromagnetics*, vol. 32, no. 5, pp. 287–293, 2012.
- [I.66] P. Jacob, A. S. Madhukumar, "Handling Interference in Self-Organizing Femtocell Networks Through Frequency-Polarization Diversity," *Wireless Networks*, vol. 22, no. 2, pp. 383–401, February 2016.
- [I.67] J. Yang, *Spatial Channel Characterization for Cognitive Radios*, MS Thesis, UC Berkeley, 2004.
- [I.68] FCC, *Spectrum Policy Task Force Report*, ET Docket No. 02-155, Nov 02, 2002.
- [I.69] FCC, *Mobile Spectrum Holdings Report and Order*, FCC14-63, Washington, D.C. 20554, 2014.
- [I.70] Huawei, *White Paper on Spectrum*, Février, 2013. [Online]. Available: [http://www.huawei.com/ilink/en/download/HW\\_204545](http://www.huawei.com/ilink/en/download/HW_204545)
- [I.71] FCC, *E.T. Docket No. 03-322. Notice of Proposed Rule Making and Order*, December 2003.
- [I.72] J. Mitola, G.Q. Maguire, "Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal," *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, August 1999.
- [I.73] J. Mitola, *Cognitive Radio: An integrated agent architecture for software defined radio*, PhD. dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.

- [I.74] S. Srinivasa, S. Jafar, “Cognitive Radios for Dynamic Spectrum Access - The Throughput Potential of Cognitive Radio: A Theoretical Perspective” *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, no. 5, pp. 73–79, 2007.
- [I.75] Q. Zhao, B. M. Sadler, “A Survey of Dynamic Spectrum Access,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 3, pp. 79–89, May 2007.
- [I.76] FCC. First report and order: Revision of Part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems, vol. 22, Washington, DC, released April, 2002.
- [I.77] R. Jin, D. Grace, P. D. Mitchell, “Applying Cognitive Spectrum Sharing to UWB,” Proc. of the *IEEE Int. Symp. on Wireless Communications Systems*, Sept. 2010.
- [I.78] D. Cabric, M. S. W. Chen, D. A. Sobel, J. Yang, R. W. Brodersen, “Future Wireless Systems: UWB, 60 GHz, and Cognitive Radios,” Proc. of the *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 793–796, Sept. 18–21, San Jose 2005.
- [I.79] O. J. Lodge, *Electric Telegraphy*, U.S. Patent 609,154, August 16, 1898.
- [I.80] P. S. Carter, *Wideband, Short Wave Antenna and Transmission Line System*, U.S. Patent 2,181,870, December 5, 1939.
- [I.81] S. A. Schelkunoff, *Advanced Antenna Theory*, New York: John Wiley and Sons; 1952.
- [I.82] R. W. Masters, *Antenna*, U.S. Patent 2430353, November 4, 1947.
- [I.83] X. L. Liang, “Ultra-Wideband Antenna and Design” in M. Matin, (Ed.): *Ultra-Wideband - Current Status and Future Trends*, Chap. 7, InTech, pp. 127–152, October 2012.
- [I.84] T. Itoh, “Active Integrated Antenna for Wireless Applications,” Proc. of the *Microwave Conference Asia Pacific*, pp. 309–312, April 1997.

# Chapitre II

## Conception de réseau d'antennes avec diversité mixte pour la radio cognitive

### Sommaire

---

Chapitre II Conception de réseau d'antennes avec diversité mixte pour la radio cognitive .....	Error! Bookmark not defined.
<b>I. Introduction</b> .....	Error! Bookmark not defined.
1.1. Contexte général .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
1.2. Objectif .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>II. Matrice de Butler</b> .....	Error! Bookmark not defined.
2.1. Description.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2. Configuration de la matrice .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3. Choix du substrat .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.4. Conception du coupleur hybride.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.4.1. Définition et cahier des charges .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.4.2. Choix de l'architecture du coupleur .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.4.3. Étude théorique .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.4.4. Conception et simulation du coupleur.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.5. Conception du diviseur de Wilkinson .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.5.1. Définition et choix de l'architecture.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.5.2. Étude théorique .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.5.3. Conception et simulation.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.6. Conception du croisement .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.6.1. Définition .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.6.2. Étude théorique .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.6.3. Conception et simulation du croisement .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.7. Conception du déphaseur.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.7.1. Définition .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.7.2. Étude théorique .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.7.3. Conception et simulation du déphaseur.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.8. Conception de la matrice de Butler symétrique.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.9. Conception de la matrice de Butler asymétrique .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>III. Éléments rayonnants</b> .....	Error! Bookmark not defined.
3.1. Choix de l'élément rayonnant.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.2. Principe de polarisation circulaire .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.3. Spécifications géométriques .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.4. Résultats de simulation.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>

<b>IV. Réalisation et validation expérimentale du système antenneaire proposé .....</b>	<b>Error!</b>
Bookmark not defined.	
4.1. Coefficient de réflexion .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
4.2. Rapport axial.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
4.3. Diversité de polarisation circulaire.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
4.4. Diversité angulaire.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
4.5. Efficacité de rayonnement et gain réalisé maximum.	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
4.6. Coefficient de corrélation d'enveloppe .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
4.7. Gain de diversité.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>V. Conclusion .....</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>VI. Bibliographie .....</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>

---

# I. Introduction

## 1.1. Contexte général

La forte augmentation des utilisateurs dans les systèmes de télécommunications modernes ainsi que la grande demande des applications multimédias qui sont assez gourmandes en bande passante sont responsables de l'apparition de nombreux problèmes. Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre précédent, les principaux problèmes auxquels sont confrontés les systèmes de communications modernes sont la nécessité de plus de bande passante, les interférences entre usagers, et les interférences inter-symboles (ISI) causés par la propagation multi-trajets, qui sont le résultat des obstacles stationnaires et non stationnaires rencontrés par les signaux lors de leur propagation. C'est pourquoi, dans ce chapitre, nous allons exploiter les techniques de diversité qui permettent de réduire considérablement les interférences et les phénomènes d'évanouissements des signaux dans les environnements urbains et intra-bâtiment, caractérisés par de fortes atténuations dues aux propagations multi-trajets. Ce qui permet, par conséquent, d'accroître considérablement la capacité du système et d'améliorer également de manière significative la qualité de la liaison radio.

Par ailleurs, afin de répondre aux exigences de la technologie Radio Cognitive (RC), nous avons décidé de commencer notre travail de thèse par l'étude et l'implémentation de la première approche des systèmes antennaires présentée dans le chapitre précédent (cf. Figure I.31), et plus spécifiquement la première configuration, qui permet d'effectuer la détection spectrale et la transmission par une seule antenne large bande. Notre contribution sera alors de combiner cette configuration avec plusieurs techniques de diversité pour parvenir à un système innovant et très prometteur pour plusieurs systèmes de télécommunications modernes fonctionnant dans des environnements intérieurs et complexes, tels que LTE et les futurs systèmes cognitifs (Ex. WiMAX à radio cognitive IEEE 802.16h).

Enfin, pour augmenter le débit et fournir plus de degrés de liberté aux transmissions secondaires (vers les usagers secondaires) en équilibrant le compromis entre un débit maximal pour l'utilisateur secondaire et un niveau d'interférence minimal avec les usagers primaires, nous allons utiliser les antennes multiples (MIMO, *Multiple-Input-Multiple-Output* en anglais). La communication multi-antennaires dans le contexte de RC n'a pas été encore totalement étudiée. Ce concept comprend la partie matérielle « *Hardware* » (circuits, antennes...) et la partie logicielle « *software* » (pré-codage, techniques de coopération, protocoles de relayage conventionnels ...). Pourtant, dans la littérature, la partie matérielle est rarement évoquée en



comparaison avec celle de logicielle [II.1]-[II.4]. C'est pourquoi, dans ce manuscrit, nous nous intéressons essentiellement à la partie matérielle.

## 1.2. Objectif

L'objectif de ce chapitre sera donc de concevoir un système multi-antennaire fonctionnant dans une bande couvrant environ la gamme 2 à 3 GHz, bande de fréquences où se rencontrent la plupart des applications intra-bâtiment, et qui combine deux techniques et deux technologies afin de pallier ces inconvénients cités ci-dessus. La technique retenue dans le but de réduire les interférences est la diversité angulaire, vu ses avantages de réduire les niveaux des signaux brouilleurs, que nous avons évoqué précédemment. La structure proposée permet par un dépointage du faisceau dans quatre différentes directions d'éviter les sources de bruit. L'opération est effectuée grâce à la matrice de *Butler* qui permet de créer des lobes dans des directions spécifiques. En alternant le port d'alimentation de la matrice, cela permet de faire balayer le lobe principal dans les directions désirées.

Par contre, pour réduire les effets des évanouissements multi-trajets, nous avons opté pour l'utilisation de la diversité de polarisation. Plus précisément, la diversité de polarisation circulaire (entre RHCP *Right Hand Circular Polarization* et LHCP *Left Hand Circular Polarization*). Par rapport à la diversité d'espace, cette technique permet de réduire considérablement l'encombrement grâce à l'utilisation d'antennes co-localisées. La diversité de polarisation est effectuée en commutant le port d'excitation. Chaque port d'excitation fournit un sens de polarisation.

De plus, nous avons décidé d'adopter les technologies MIMO et ULB qui permettent théoriquement d'accroître la capacité des liens de communications sans fil. Le système multi-antennaire MIMO permet également de réduire les effets des évanouissements en exploitant la diversité angulaire et d'augmenter le débit des communications par le multiplexage spatial [II.5]. En outre, la technologie ULB permet d'élargir la bande passante et, par conséquent, d'accroître de façon significative le débit. Elle permet également d'avoir une grande résolution temporelle (de l'ordre de la nanoseconde). Le fait d'avoir des impulsions de courte durée en ULB permet de détecter séparément les multi-trajets évitant ainsi les interférences ISI. Par ailleurs, ces deux technologies peuvent être utilisées dans les réseaux à RC afin de réduire les interférences entre les usagers (secondaires et primaires) et de fournir un débit important aux utilisateurs secondaires.

La combinaison de toutes ces techniques et technologies dans un seul système antenne permet d'améliorer considérablement la capacité totale du système tout en rendant le système plus robuste face aux différents phénomènes d'interférences et d'évanouissements du canal.

Pour ce faire, dans un premier temps, nous allons étudier la matrice de *Butler* et les différents éléments constituant la matrice. Par la suite, nous allons présenter une version symétrique et asymétrique de la matrice. Une étude de l'élément du réseau d'antennes sera ensuite proposée pour déterminer ses caractéristiques en termes d'adaptation, de polarisation, de gain, et de rayonnement afin de permettre son intégration au réseau. Finalement, nous allons combiner la matrice de *Butler* et les antennes conçues afin d'obtenir le réseau d'antennes en question. Pour finir, un prototype de ce système antenne sera fabriqué et ses performances seront mesurées et comparées avec les résultats des simulations pour valider la solution proposée.

## II. Matrice de Butler

### 2.1. Description

D'après la description des différentes techniques permettant l'alimentation des réseaux d'antennes dans le précédent chapitre, nous avons décidé d'adopter dans nos travaux la matrice de *Butler* en tant que réseau d'alimentation. Ce choix a été basé sur les nombreux avantages offerts par cette matrice, qui sont essentiellement le faible coût et la simplicité de fabrication. Une définition générale de la matrice de *Butler* a été présentée dans le chapitre précédent. En somme, la matrice de *Butler* dispose de  $N$  ports d'entrée et de  $N$  ports de sortie. L'excitation des ports d'entrée résulte en  $N$  diagrammes de rayonnement orthogonaux de type  $\sin(u)/u$ . La distribution d'amplitude  $B_{nm}$  est reliée aux ports d'entrée par l'équation suivante :

$$B_{nm} = \frac{\exp j\{[n-(N+1)/2][m-(N+1)/2]2\pi/N\}}{\sqrt{N}} \quad (\text{II.1})$$

où  $B_{nm}$  est l'amplitude du champ du  $n$ ème port de sortie lorsque le port d'entrée  $m$  est excité et  $N$  est le nombre de ports de sortie ce qui est également le nombre de ports d'entrée.

D'après la formule de  $B_{nm}$  ci-dessus, la distribution de phase pour chaque faisceau est symétrique par rapport à l'axe du diagramme (*Boresight*). La matrice de *Butler* fournit une variation de phase progressive au niveau des ports de sortie avec une différence de phase entre les éléments rayonnants de :

$$\Delta\varphi = \pm \frac{2n-1}{N} \times 180^\circ \quad (\text{II.2})$$

Pour plus de détails, nous allons démontrer cette équation en considérant une matrice de quatre sorties. Supposons maintenant que les vecteurs d'excitation des ports d'entrée  $[a_1, a_2, a_3, a_4]$ ,  $[b_1, b_2, b_3, b_4]$ ,  $[c_1, c_2, c_3, c_4]$ , et  $[d_1, d_2, d_3, d_4]$  sont associés aux faisceaux  $A$ ,  $B$ ,  $C$ , et  $D$ , respectivement. Les faisceaux sont alors orthogonaux si

$$\sum_{i=1}^4 a_i b_i^* = \sum_{i=1}^4 a_i c_i^* = \sum_{i=1}^4 a_i d_i^* \dots = 0 \quad (\text{II.3})$$

D'après l'équation (II.1), la matrice de *Butler* produit une amplitude d'excitation uniforme pour chaque faisceau, de sorte que les vecteurs d'excitation peuvent être exprimés comme suit :

$$\begin{aligned} [a_1, a_2, a_3, a_4] &= [1, \exp(-j\psi_a), \exp(-j2\psi_a), \exp(-j3\psi_a)] \\ [b_1, b_2, b_3, b_4] &= [1, \exp(-j\psi_b), \exp(-j2\psi_b), \exp(-j3\psi_b)] \\ [c_1, c_2, c_3, c_4] &= [1, \exp(-j\psi_c), \exp(-j2\psi_c), \exp(-j3\psi_c)] \\ [d_1, d_2, d_3, d_4] &= [1, \exp(-j\psi_d), \exp(-j2\psi_d), \exp(-j3\psi_d)] \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

où  $\psi_a$  est la différence de phase entre les éléments d'antennes adjacents pour le faisceau  $A$ . de même pour  $\psi_b$ ,  $\psi_c$ , et  $\psi_d$ . Si l'équation (II.3) doit être satisfaite, alors nous devons avoir :

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^3 \exp[jn(\psi_b - \psi_a)] &= 0 \\ \sum_{n=0}^3 \exp[jn(\psi_c - \psi_a)] &= 0 \\ \sum_{n=0}^3 \exp[jn(\psi_d - \psi_a)] &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

Les sommations ci-dessus peuvent être exprimées dans des formes fermées. La première peut être écrite comme :

$$\frac{\exp[4j(\psi_b - \psi_a)] - 1}{\exp[j(\psi_b - \psi_a)] - 1} = 0 \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Ce qui implique :} \quad 4(\psi_b - \psi_a) = 2m\pi \quad (\text{II.7})$$

avec  $m$  ne doit pas être un multiple de 4, afin de rendre le dénominateur de l'équation (II.6) différent de zéro. Nous considérons  $m = 1$  pour l'instant, alors nous aurons :

$$\psi_b = \psi_a + \frac{1}{2}\pi \quad (\text{II.8})$$

De même, d'après la deuxième équation de (II.5), nous aurons :

$$\psi_c = \psi_a + \frac{1}{2}k\pi \quad (\text{II.9})$$

où  $k$  est un entier. Dans ce cas, nous ne devrions pas utiliser  $k = 1$ , afin d'avoir  $\psi_c$  différent de  $\psi_b$ . Nous considérons alors  $k = 2$  et nous aurons ensuite :

$$\psi_c = \psi_a + \pi \quad (\text{II.10})$$

D'une manière similaire, nous aurons :

$$\psi_d = \psi_a + \frac{3}{2}\pi \quad (\text{II.11})$$

Nous pouvons alors constater que  $\psi_a, \psi_b, \psi_c,$  et  $\psi_d$  sont en progression arithmétique et que la différence commune est  $\pi/2$  pour le cas des quatre faisceaux. Il est par conséquent facile de montrer que pour  $N$  faisceaux orthogonaux cette différence de phase doit être de  $2\pi/N$ . Par conséquent, les différences de phase pour une matrice de  $4 \times 4$  sont  $\pm 45^\circ$ , pour les ports de sortie 1 et 4, et  $\pm 135^\circ$  pour les ports de sortie 2 et 3.

En reliant les phases et les amplitudes des signaux de sortie discutés auparavant, une écriture élégante de la matrice  $[S]$  théorique reliant les sorties et les entrées de la matrice  $4 \times 4$  peut être donnée par :

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\pi} \\ e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 & e^{-j\frac{5\pi}{2}} & e^{-j\frac{3\pi}{2}} \\ e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{5\pi}{2}} & 1 & e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

D'après ce que nous venons d'expliquer, la matrice de *Butler* est capable de fournir au niveau de sa sortie des signaux de même amplitude avec une différence de phase de  $\pm 90^\circ$ . Dans ce qui suit, nous allons déterminer la configuration choisie pour notre étude.

## 2.2. Configuration de la matrice

De nombreuses configurations de la matrice ont été présentées dans la littérature en technologie microruban, sous forme planaire [II.6], double couche [II.7], en CPW [II.8], ou en GIS [II.9], comme le montre la Figure II.1. Chaque configuration a ses propres avantages et inconvénients. Les structures basées sur la technologie microruban comportent le métal et le diélectrique qui engendrent des pertes de rayonnement et d'interférences avec d'autres circuits microrubans. Nous montrons sur le Tableau II.1 une comparaison entre les différentes configurations. En outre, il est possible de réaliser cette matrice en technologie guide d'ondes pour éviter les pertes et les interférences. Cette technologie présente de faibles pertes globales et de bons facteurs de qualité. Cependant, sa fabrication est plus difficile et plus coûteuse, ainsi que son poids qui peut atteindre des dizaines de Kg. Par exemple, dans [II.10], les auteurs ont présenté une structure de 11 Kg, ce qui est excessif en comparaison avec les structures utilisées dans des applications domotiques.

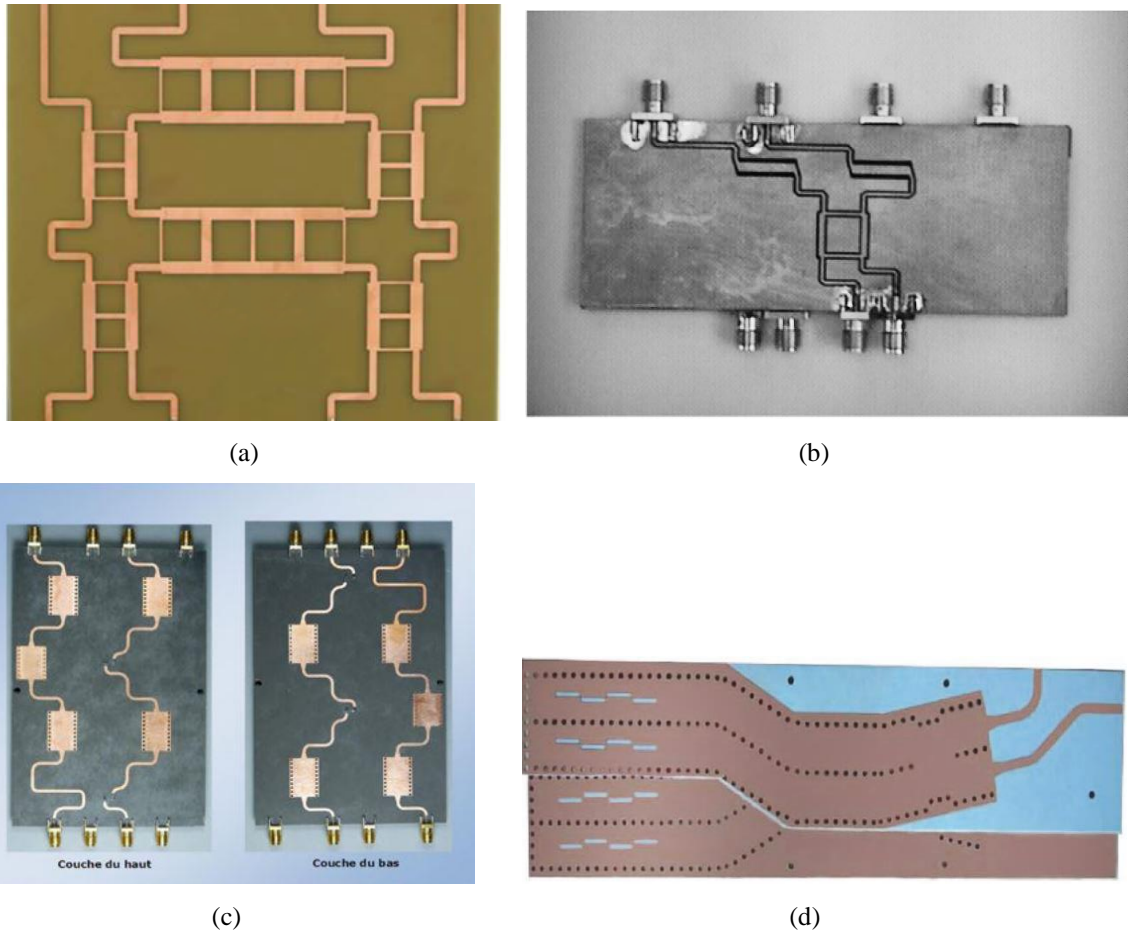


Figure II. 1: Les différentes configurations de la matrice de Butler : (a) microruban, (b) CPW, (c) double couche, et (d) GIS.

Configuration	Facteur de qualité	Perte de Rayonnement	Plage d'impédance	Dispersion
Microruban	250	Faible	20~120 $\Omega$	Faible
CPW	150	Moyen	20~250 $\Omega$	Faible
Ligne à fente	100	Moyen	60~200 $\Omega$	Forte
Ligne suspendue	500	Faible	40~150 $\Omega$	Rien

Tableau II. 1: Tableau comparatif des caractéristiques des différentes configurations.

D'après ce tableau, nous pouvons constater que la configuration à base de ligne suspendue présente des pertes assez faibles, ce qui offre un facteur de qualité élevé. Cependant, cette configuration n'est pas favorable pour les applications antennaires en raison de son plan de masse qui inclut totalement la structure. Quant à la configuration à base de fente, elle présente le plus faible facteur de qualité et la plus forte dispersion de toutes les autres configurations. D'ailleurs, il est difficile d'obtenir des impédances de moins de 60  $\Omega$  avec cette configuration.

Par contre, les deux premières techniques, CPW et microruban, présentent des avantages importants adaptés à notre application. La configuration CPW présente un grand avantage lorsque des éléments localisés (actifs ou passifs) doivent être montés en surface. De plus, cette configuration supporte une forme de mode quasi TEM de transmission. Cependant, cette configuration présente également des inconvénients, comme nous l'avons vu dans le précédent chapitre, à savoir les pertes introduites par les lignes CPW lorsqu'on cherche des structures plus compactes. En revanche, la configuration en technologie microruban présente un facteur de qualité très élevé et elle garde de bonnes performances jusqu'à des fréquences millimétriques. De plus, cette technologie a des structures géométriques très simples.

Malgré quelques limitations des lignes microrubans, il en résulte de cette comparaison que cette configuration est la meilleure adaptée à notre matrice de *Butler*. Il est à noter que toutes les antennes, qui seront associées à notre matrice, seront conçues avec la même technologie.

Comme nous l'avons vu dans le précédent chapitre, les matrices de *Butler* souffrent d'une limitation en bande passante due à celles des composants constituant la matrice, en particulier les coupleurs hybrides et les croisements. Pour remédier à ce problème, nous avons proposé une nouvelle configuration de matrice de *Butler* permettant d'améliorer de manière significative la bande passante. Comme les performances de la matrice dépendent essentiellement des caractéristiques des composants constituant la matrice, à savoir le coupleur hybride, le diviseur de *Wilkinson* (pour la version asymétrique), le croisement, et le déphaseur, ils sont étudiés et optimisés de façon indépendante, puis ils sont regroupés pour former l'architecture finale de la matrice. Dans les sous-sections suivantes de ce chapitre, la conception des composantes clés de cette matrice est présentée et décrite en détail.

### **2.3. Choix du substrat**

Les constantes diélectriques des substrats utilisés dans la technologie microruban sont typiquement dans la gamme de  $2.2 < \epsilon_r < 12$ . Plus la permittivité du substrat est faible, plus le champ rayonné est large et la radiation est bonne. En outre, plus la permittivité est faible, plus la bande passante est large, comme montré sur la Figure II.2.

Cependant, l'abaissement de la permittivité diminue l'impédance caractéristique de la ligne et par conséquent augmente la taille de la structure. Afin d'obtenir un bon compromis entre la taille et les performances, nous avons choisi d'utiliser, au cours de ces travaux de thèse, le substrat FR4 de permittivité  $\epsilon_r = 4.4$  et de pertes diélectriques  $\tan \delta = 0.018$ .

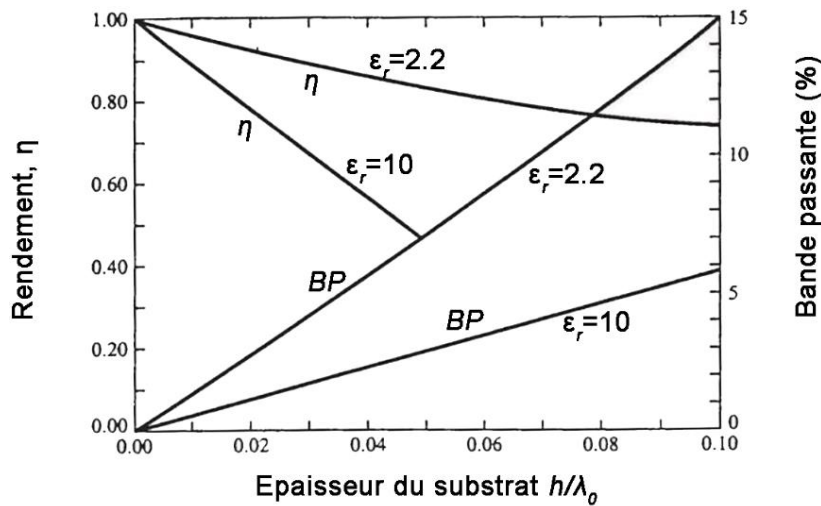


Figure II. 2: Rendement et bande passante d'antenne en fonction de la permittivité et l'épaisseur du substrat [II.11].

En outre, un compromis doit également être pris lors du choix de l'épaisseur du substrat. Plus l'épaisseur du substrat augmente, plus les ondes de surface sont engendrées à l'intérieur du substrat. Les ondes de surface donnent lieu à des rayonnements indésirables, ce qui diminue par la suite l'efficacité de structure et provoque un couplage parasite entre les différents circuits. L'épaisseur du substrat doit donc être choisie de telle sorte que les ondes de surface soient supprimées. Un substrat épais avec une faible constante diélectrique donne une meilleure efficacité, une bande passante plus large, et un bon rayonnement. Par contre, un substrat épais avec une permittivité plus élevée donne une structure plus compacte avec moins d'efficacité et une bande passante étroite. Pour cette raison, un compromis doit donc être pris entre les dimensions et les performances de la structure. Pour ce faire, au cours de ces travaux, nous avons décidé d'utiliser un substrat FR4 d'épaisseur 1.58 mm et de permittivité  $\epsilon_r = 4.4$  dans la conception des structures proposées.

## 2.4. Conception du coupleur hybride

### 2.4.1. Définition et cahier des charges

Le coupleur hybride, ou le coupleur directionnel, est l'élément le plus important dans la matrice de *Butler*, puisqu'il est le composant le plus utilisé dans la structure ainsi que les croisements sont obtenus par la mise en cascade de deux coupleurs hybrides comme nous allons voir par la suite. Le coupleur hybride est un composant microonde passif largement utilisé pour les rôles de division ou de combinaison de puissance, comme illustré sur la Figure II.3.

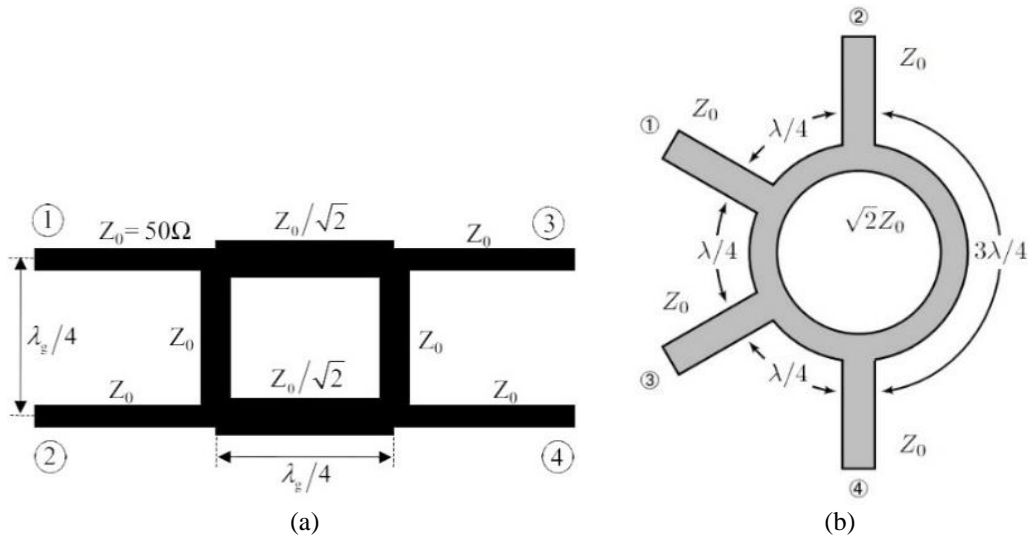


Figure II. 3: Le coupleur hybride 3dB/90° (a) et 3dB/180° (b).

Dans la division de puissance, le coupleur divise la puissance d'entrée en deux. Si la division de puissance est effectuée d'une manière égale, le coupleur est donc de type 3 dB. Par contre, au niveau des ports de sortie (ports 3 et 4), le coupleur peut présenter une différence de phase de 90° ou 180° à une fréquence de fonctionnement, comme montré dans la Figure II.3(a) et (b), respectivement.

Ce déphasage est dû aux différents chemins parcourus par les signaux afin d'arriver aux ports de sortie. Pour notre cas d'étude, la matrice de *Butler* a comme rôle de diviser la puissance d'entrée et de la répartir équitablement en amplitude sur les quatre ports de sortie avec un déphasage de 90°. En outre, les quatre ports d'entrée doivent être isolés le plus possible pour assurer le bon fonctionnement du système. C'est pourquoi, nous avons choisi d'utiliser le coupleur hybride 3dB/90° dans la conception de notre matrice.

En résumé, le cahier des charges du coupleur requis dans notre application est le suivant :

- Une meilleure isolation entre les ports d'entrée ( $< -20$  dB) ;
- Une division par deux de la puissance d'entrée ( $\approx -3$  dB) ;
- Un déphasage de 90° entre les ports de sortie ( $\approx \pm\pi/2$ ) ;
- La fréquence centrale de fonctionnement de 2.4 GHz.

En outre, le coupleur doit fonctionner dans une large gamme de fréquences pour répondre aux exigences du système proposé. Disposer d'une bande passante très large pour le coupleur hybride permettra alors au système antennaire proposé de couvrir une bande de fréquences plus importante et par la suite de satisfaire les spécifications de la technologie ULB.



## 2.4.2. Choix de l'architecture du coupleur

Les coupleurs conventionnels, comme présentés sur la Figure II.3, ont l'inconvénient d'avoir une bande passante relativement étroite, qui est limitée à 10-20%. Ceci s'explique par le fait que le coupleur est conçu en utilisant des tronçons de lignes quart d'onde et il est parfaitement adapté à une seule fréquence. Cependant, il existe plusieurs techniques différentes permettant d'augmenter significativement la largeur de la bande passante d'un coupleur. Et en fonction du type de la configuration employée pour le système antennaire toutes ces techniques ne sont pas applicables.

L'approche des lignes de transmission couplées peut être employée pour améliorer la bande passante. Les caractéristiques principales de cette approche (dans des conditions idéales) sont l'indépendance de la fréquence, la bonne adaptation et directivité. Cependant, le défi majeur est d'obtenir un couplage étroit dans la gamme de 3 – 6 dB. Ce couplage étroit peut être obtenu en utilisant soit le coupleur de *Lang* [II.12] ou bien le coupleur de *Tandem* [II.13], comme illustré sur les figures II.4 (a) et (b), respectivement.

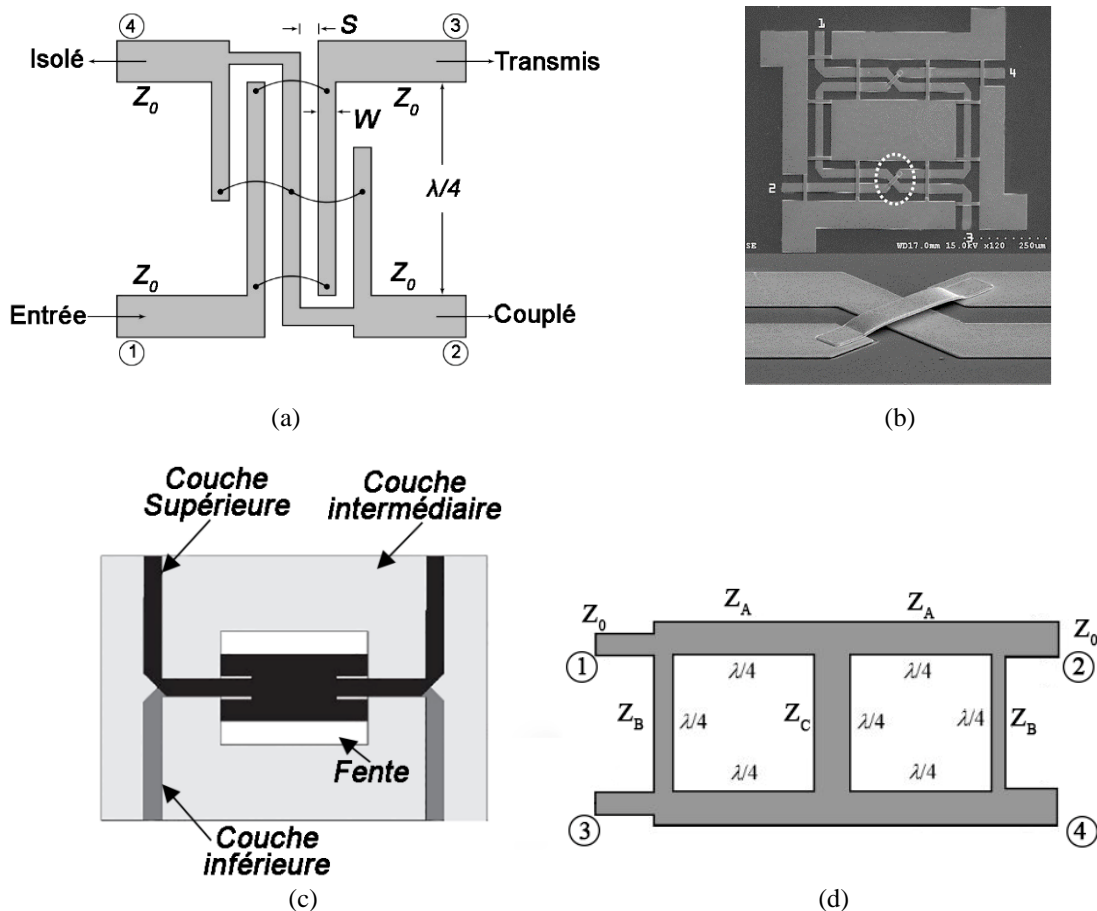


Figure II. 4: Les différentes configurations de coupleur large bande : (a) coupleur de Lang, (b) Coupleur de Tandem, (c) coupleur à fente, et (d) coupleur à multi-sections.

Toutefois, ces deux configurations nécessitent des ponts à air, ce qui est gênant du point de vue construction. De plus, le coupleur Lang contient des lignes très étroites, ce qui crée des problèmes de fabrication supplémentaires en raison de l'exigence de tolérances de gravures strictes. Par ailleurs, une autre technique pour réaliser le couplage étroit consiste à utiliser l'approche du couplage par fente ce qui implique les deux faces du substrat (cf. Figure II.4(c)). Cette technique a été proposée par *Tanaka* [II.14]. La structure proposée par ce dernier est formée par deux lignes microrubans séparées par une fente rectangulaire gravée dans le plan de masse commun. Cela entraîne des étapes de fabrication coûteuses et des sources de dégradation des performances en termes de largeur de bande passante. En outre, cette approche ne convient pas à la configuration planaire simple couche que nous avons choisie pour concevoir notre système.

Par conséquent, nous avons opté pour la configuration planaire simple couche et plus précisément les coupleurs en échelle (BLC, *Branch-Line Coupler* en anglais). Pour élargir la bande passante d'un BLC, il existe en fait deux techniques. La première consiste à employer des réseaux d'adaptation large-bande insérés dans ses quatre ports [II.15]. Cette technique permet d'obtenir une très large bande passante mais malheureusement la phase n'est pas large bande. Cependant, la deuxième technique qui consiste à utiliser les coupleurs multi-sections [II.16] est la plus efficace en termes d'élargissement de la bande passante du couplage et de la phase. Elle est obtenue en cascader deux ou plusieurs BLC. Son seul inconvénient est qu'elle aboutit à des structures relativement de grande taille. Malgré cette contrainte, ce type de coupleur a la capacité d'obtenir une bande relativement large, un déphasage large bande et un très bon coefficient de couplage, ce qui nous a permis de l'adopter pour l'utiliser dans notre matrice. Pour remédier au problème d'espace occupé par la structure, nous allons utiliser le coupleur hybride en échelle à deux sections, comme le montre la Figure II.4(d).

### 2.4.3. Étude théorique

L'étude théorique de ce coupleur est basée sur la méthode d'analyse de systèmes symétriques à quatre ports qui a été proposée par Reed [II.17]. Cette méthode consiste à décomposer le circuit (Figure II.4(d)) en modes pair (Figure II.5(a)) et impair (Figure II.5(b)).

La méthode la plus fréquemment utilisée pour calculer la matrice  $S$  de la mise en cascade des différentes jonctions est celle qui consiste à chaîner les matrices  $S$  élémentaires. Cette approche nécessite un nombre important d'opérations sur des matrices de grande taille et notamment des opérations d'inversion de matrices. Malheureusement, ceci nécessite un temps

de calcul long et une grande capacité de mémoire. C'est pourquoi nous avons opté pour une autre technique d'association de multipôles qui consiste à utiliser simplement les matrices impédances de chaque jonction. D'après les travaux présentés dans [II.18] et [II.19], cette technique permet de réduire non seulement le nombre d'opérations d'inversion de matrice mais également la place mémoire.

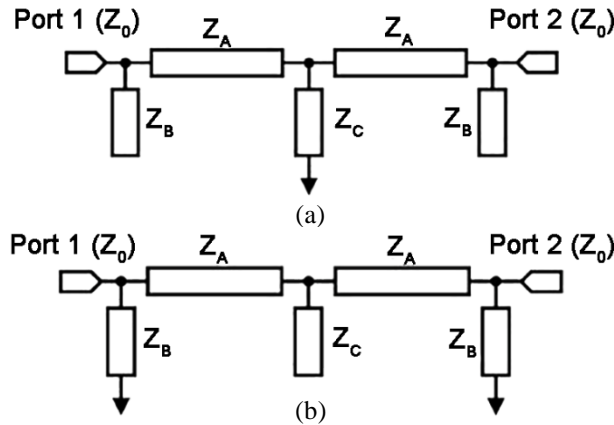


Figure II. 5: (a) Le mode pair et (b) le mode impair de la structure du coupleur proposée.

Pour simplifier l'analyse, nous ne considérons que les paramètres à la fréquence centrale. La matrice impédance totale de la structure du mode pair  $Z_{pt}$  est le produit de toutes les matrices impédance représentant les éléments en série et en parallèle, et s'écrit comme suit :

$$Z_{pt} = \begin{bmatrix} Z_1 & Z_2 \\ Z_3 & Z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j \frac{Z_B}{\tan \theta_1} & -j \frac{Z_B}{\tan \theta_1} \\ -j \frac{Z_B}{\tan \theta_1} & -j \frac{Z_B}{\tan \theta_1} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -j \frac{Z_A}{\tan \theta_2} & -j \frac{Z_A}{\sin \theta_2} \\ -j \frac{Z_A}{\sin \theta_2} & -j \frac{Z_A}{\tan \theta_2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} jZ_C \tan \theta_1 & jZ_C \tan \theta_1 \\ jZ_C \tan \theta_1 & jZ_C \tan \theta_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -j \frac{Z_A}{\tan \theta_2} & -j \frac{Z_A}{\sin \theta_2} \\ -j \frac{Z_A}{\sin \theta_2} & -j \frac{Z_A}{\tan \theta_2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -j \frac{Z_B}{\tan \theta_1} & -j \frac{Z_B}{\tan \theta_1} \\ -j \frac{Z_B}{\tan \theta_1} & -j \frac{Z_B}{\tan \theta_1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

avec  $\theta_1$  et  $\theta_2$  sont les longueurs électriques des trois lignes en parallèle et les deux lignes en série, qui sont égales à  $\lambda/8$  et  $\lambda/4$  à la fréquence centrale, respectivement.

Cependant, la matrice de répartition, ou la matrice  $S$ , du mode pair peut être obtenue à partir des paramètres  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  et  $Z_4$  en utilisant les équations de passage de la matrice impédance aux paramètres  $S$  (voir Annexe B), ce qui donne :

$$S_{11p} = S_{22p} = \frac{j \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} + \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]}{-2 \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} + j \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} - \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]} \quad (\text{II.14})$$

$$S_{21p} = S_{12p} = \frac{2}{-2 \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} + j \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} - \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]} \quad (\text{II.15})$$

De même, la matrice  $S$  du mode impair peut être donnée par :

$$S_{11i} = S_{22i} = \frac{-j \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} + \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]}{-2 - \frac{2Z_A^2}{Z_B Z_C} - j \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} - \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]} \quad (\text{II.16})$$

$$S_{21i} = S_{12i} = \frac{2}{-2 - \frac{2Z_A^2}{Z_B Z_C} - j \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} - \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]} \quad (\text{II.17})$$

Une fois que les deux matrices des modes pair et impair sont déterminées, les paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ , et  $S_{41}$  de l'ensemble du coupleur peuvent être obtenus par les formules suivantes données par [II.17] :

$$S_{11} = \frac{S_{11p} + S_{11i}}{2} = \frac{\left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} + \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right] \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} - \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]}{\left( 2 + \frac{2Z_A^2}{Z_B Z_C} \right)^2 + \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} - \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]^2} \quad (\text{II.18})$$

$$S_{21} = \frac{S_{21p} + S_{21i}}{2} = \frac{-4 \left( 1 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right)}{\left( 2 + \frac{2Z_A^2}{Z_B Z_C} \right)^2 + \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} - \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]^2} \quad (\text{II.19})$$

$$S_{31} = \frac{S_{21p} - S_{21i}}{2} = \frac{-2j \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} - \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]}{\left( 2 + \frac{2Z_A^2}{Z_B Z_C} \right)^2 + \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} - \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]^2} \quad (\text{II.20})$$

$$S_{41} = \frac{S_{11p} - S_{11i}}{2} = -j \frac{2 \left( 1 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} + \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]}{\left( 2 + \frac{2Z_A^2}{Z_B Z_C} \right)^2 + \left[ \frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} - \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) \right]^2} \quad (\text{II.21})$$

De plus, dans la condition où tous les ports sont parfaitement adaptés, ce qui signifie que  $S_{11} = 0$ , nous obtenons donc :

$$\frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C} - \frac{Z_0}{Z_B} \left( 2 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C} \right) = 0 \quad (\text{II.22})$$

La substitution de l'équation (II.22) dans les équations (II.18)-(II.21) entraîne :

$$S_{11} = 0 ; S_{12} = \frac{-1}{1 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C}} ; S_{13} = 0 ; S_{14} = -j \frac{\frac{Z_A^2}{Z_0 Z_C}}{1 + \frac{Z_A^2}{Z_B Z_C}} \quad (\text{II.23})$$

D'après la dernière équation (II.23), nous pouvons remarquer trois choses. La première observation est  $S_{31} = 0$ , ce qui implique que le port 3 est totalement isolé si le port d'alimentation est le port 1. La deuxième observation est la différence de phase entre le port 2 et le port 4 (voir la Figure II.4(d)), qui égale exactement à  $90^\circ$ , avec  $Z_A$ ,  $Z_B$ ,  $Z_C$ , et  $Z_0$  sont des nombres positifs et purement réels. Finalement, le rapport de la division de puissance  $k$ , qui est

défini comme étant le rapport entre la puissance du port 2 et celle du port 4, est une fonction de  $Z_A$  et  $Z_C$ . Ce rapport peut être exprimé par :

$$k = \left| \frac{S_{21}}{S_{41}} \right|^2 = \frac{Z_0^2 Z_C^2}{Z_A^2} \quad (\text{II.24})$$

En résolvant (II.24) et (II.22), nous pouvons obtenir les impédances caractéristiques du circuit en fonction de  $Z_0$  et  $k$ , donc nous aurons :

$$Z_B = (\sqrt{k} + \sqrt{k+1})Z_0 \quad (\text{II.25})$$

$$Z_C = \frac{\sqrt{k}Z_A^2}{Z_0} \quad (\text{II.26})$$

D'après la Figure II.4(d), les lignes de transmission en série sont connectées aux quatre ports. Nous pouvons donc réduire légèrement la discontinuité au niveau des quatre jonctions T si la valeur de  $Z_A$  est égale à celle de l'impédance du port d'entrée, c'est-à-dire :

$$Z_A = Z_0 \quad (\text{II.27})$$

Par conséquent, l'impédance  $Z_C$  peut être exprimée de la manière suivante :

$$Z_C = \sqrt{k}Z_0 \quad (\text{II.28})$$

En utilisant les équations (II.25), (II.27), et (II.28) dans (II.23), la matrice  $S$  du coupleur proposé à la fréquence centrale peut être représentée comme suit :

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\sqrt{\frac{k}{k+1}} & 0 & -j\sqrt{\frac{1}{k+1}} \\ -\sqrt{\frac{k}{k+1}} & 0 & -j\sqrt{\frac{1}{k+1}} & 0 \\ 0 & -j\sqrt{\frac{1}{k+1}} & 0 & -\sqrt{\frac{k}{k+1}} \\ -j\sqrt{\frac{1}{k+1}} & 0 & -\sqrt{\frac{k}{k+1}} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.29})$$

#### 2.4.4. Conception et simulation du coupleur

Nous allons maintenant vérifier la partie théorique par la conception et la simulation du coupleur proposé. Dans ce chapitre, toutes les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Agilent ADS (Advanced Design System) *Momentum* [II.20]. A titre d'information, le simulateur ADS d'Agilent permet à la fois de réaliser des simulations électromagnétiques, dites *Momentum*, et des simulations circuit, appelé *Schematic*. Pour notre cas, nous allons dans un premier temps concevoir et optimiser le coupleur sous plateforme

Schematic (Figure II.6(a)), puis nous allons utiliser la structure optimisée sous *Momentum* (Figure II.6(b)) pour la simulation électromagnétique.

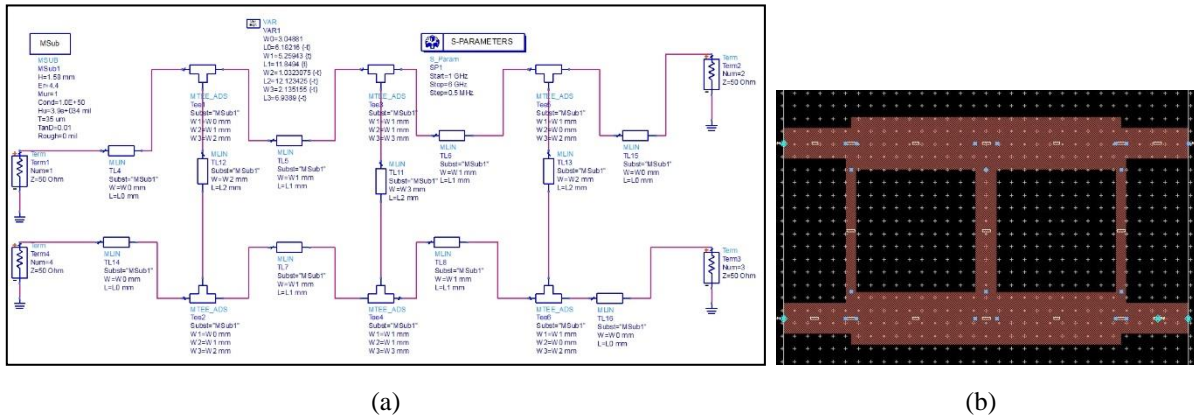
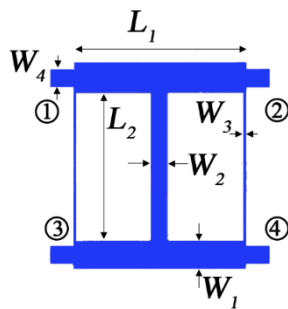


Figure II. 6: Conception du coupleur proposé (a) sous Schematic et (b) sous Momentum.

Pour notre cas d'étude, la division de puissance est uniforme, ce qui implique que  $k=1$ . Alors pour une impédance de la ligne d'entrée de  $50 \Omega$ , les valeurs des impédances caractéristiques des lignes constituant le coupleur sont les suivantes :

$$Z_A = 50 \Omega, Z_B = 120.71 \Omega, \text{ et } Z_C = 50 \Omega$$

Pour une fréquence de 2.4 GHz, les dimensions des tronçons de lignes constituant le coupleur sont calculées en utilisant les équations (I.4)-(I.6). En outre, pour vérifier ces calculs nous avons utilisé l'outil de calcul « Linecalc » du logiciel ADS. Les dimensions sont données dans le tableau II.2. La configuration du coupleur est illustrée sur la Figure II.7.



Paramètres	$L_1$	$L_2$	$W_1$	$W_2$	$W_3$	$W_4$
Valeurs (mm)	25	12	5	5	1.2	3

Figure II. 7: Configuration du coupleur optimisé. Tableau II. 2: Dimensions du coupleur optimisé (en mm).

Les simulations des paramètres  $S$  et la différence de phase entre les deux ports de sortie 2 et 4 sont présentées sur les figures II.8 (a) et II.8(b), respectivement. Comme nous pouvons le constater, le cahier des charges a été parfaitement respecté et les résultats présentent une bonne concordance avec ceux attendus. Le coupleur proposé présente une très large bande de passante de 2 GHz (pour  $S_{11} \leq -10 \text{ dB}$ ), ce qui représente 66.7% autour de la fréquence centrale. En plus, à la fréquence de fonctionnement 2.4 GHz, l'adaptation du coupleur est très bonne et le

coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur à  $-40dB$ . Concernant les pertes d'insertion, ou les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{41}$ , ils sont entre  $2.9 dB$  et  $3.2 dB$  à l'intérieur de la bande passante, ce qui signifie que le signal d'entrée est divisé de manière égale entre les ports de sortie sur toute la bande passante. En outre, un faible couplage entre les deux ports d'entrée avec le coefficient de transmission  $S_{31}$  inférieur à  $-40 dB$ , à la fréquence de fonctionnement, montre que nous avons une bonne isolation d'entrée. Finalement, la Figure II.8(b) montre bien que le déphasage de  $90^\circ$  est réalisé sur toute la bande passante.

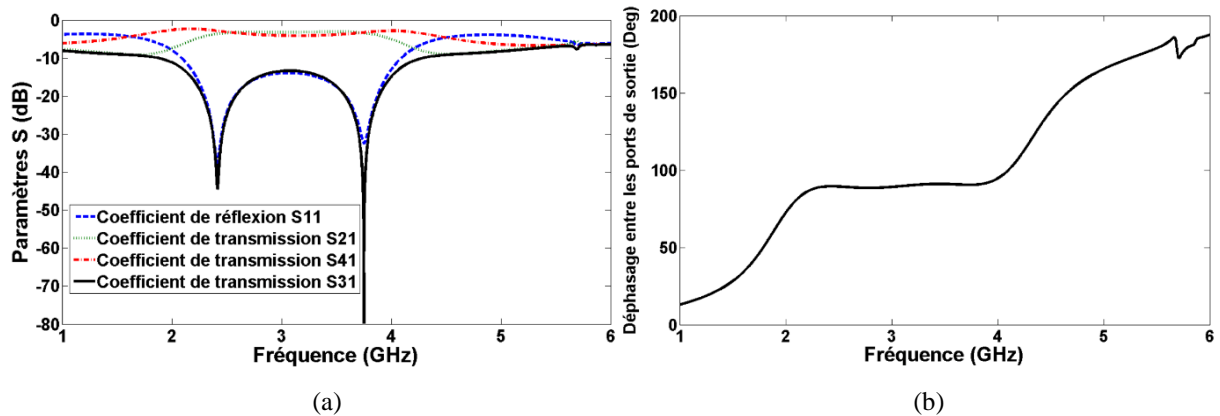


Figure II. 8: Résultats de simulation des paramètres  $S$  (a) et le déphasage (b).

## 2.5. Conception du diviseur de Wilkinson

### 2.5.1. Définition et choix de l'architecture

Le diviseur de *Wilkinson* [II.21] est utilisé au lieu du coupleur hybride pour réaliser la version asymétrique de la matrice de *Butler* que nous allons concevoir par la suite. Ceci implique que ce diviseur doit assurer les mêmes fonctionnalités que le coupleur hybride à savoir la division égale de puissance, l'adaptation de tous les ports, et l'isolation entre les ports. Généralement, il existe trois types de diviseurs de puissance à trois ports qui répondent à nos besoins en termes d'asymétrie : la jonction en T, le diviseur résistif et le diviseur de *Wilkinson*, comme illustré sur la Figure II.9(a), II.9(b), et II.9(c), respectivement.

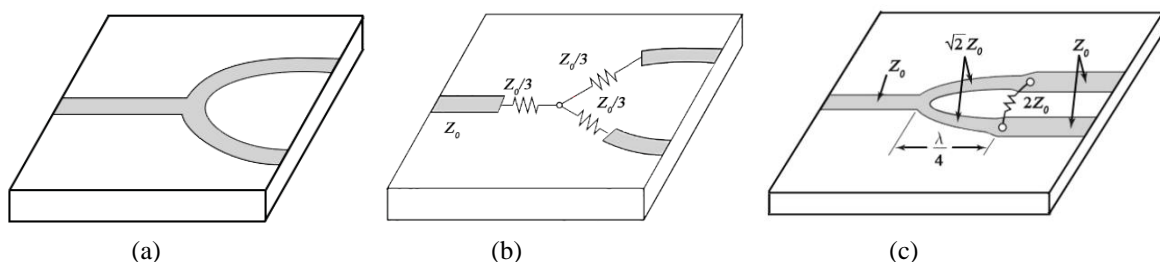


Figure II. 9 : Diviseurs de puissance à trois ports : (a) jonction T, (b) diviseur résistif, et (c) diviseur de Wilkinson.

Le diviseur de puissance en T est un réseau à trois ports sans pertes qui peut être utilisé pour combiner ou diviser la puissance d'entrée. De façon générale, la jonction T souffre du problème de ne pas être adapté à tous les ports à la fois et, de plus, ne présente pas d'isolation entre les ports de sortie. Pour surmonter ces problèmes, le diviseur résistif est proposé. Ce dernier peut être adapté à tous les ports en plaçant trois résistances dans les trois accès, comme le montre la Figure II.9(b). Cependant, le diviseur résistif souffre des pertes et l'isolation obtenue au niveau de la sortie n'est pas suffisamment bonne. Afin de remédier à ces inconvénients, les diviseurs de *Wilkinson* sont proposés. Le diviseur de *Wilkinson* est une amélioration de la jonction T pour qu'elle soit adaptée à tous les ports et présente une bonne isolation entre les ports de sortie.

Enfin, le cahier des charges du diviseur de *Wilkinson* que nous voulons concevoir est le suivant :

- La division de puissance uniforme entre les ports de sorties ( $\approx -3 \text{ dB}$ ).
- Une bonne adaptation des trois ports ( $< -10 \text{ dB}$ ).
- Une bonne isolation entre les deux ports de sortie ( $< -20 \text{ dB}$ ).
- Une bande passante assez large ( $> 20\%$ )<sup>2</sup>.

### 2.5.2. Étude théorique

De même pour simplifier l'étude théorique du diviseur, nous utiliserons la méthode d'analyse des modes pair et impair du circuit [II.17] qui utilise la symétrie et la superposition du circuit. Dans un premier temps, nous allons dessiner le circuit équivalent du diviseur avec toutes les impédances normalisées à l'impédance caractéristique  $Z_0$ , comme illustré sur la Figure II.10 (a). D'après cette figure, nous pouvons constater qu'il n'y a pas de courant entre les deux résistances  $r/2$  ou dans le court-circuit entre les deux entrées au port 1. Par conséquent, ce circuit peut être coupé et séparé en deux systèmes, pair et impair, comme montré par les figures II.10(b) et (c), respectivement. Chaque circuit peut être ensuite analysé séparément.

Puisque la ligne de transmission ressemble à un transformateur quart d'onde (cf. Figure II.10(b)), donc l'impédance normalisée au niveau du port 2 peut s'exprimer comme suit :

$$Z_{in,e} = \frac{Z^2}{2} \quad (\text{II.30})$$

---

<sup>2</sup> En 2002, la FCC a défini un signal ULB comme ayant une largeur de bande passante de plus de 500 MHz et/ou une bande passante fractionnelle à  $-10 \text{ dB}$  supérieure à 20%.



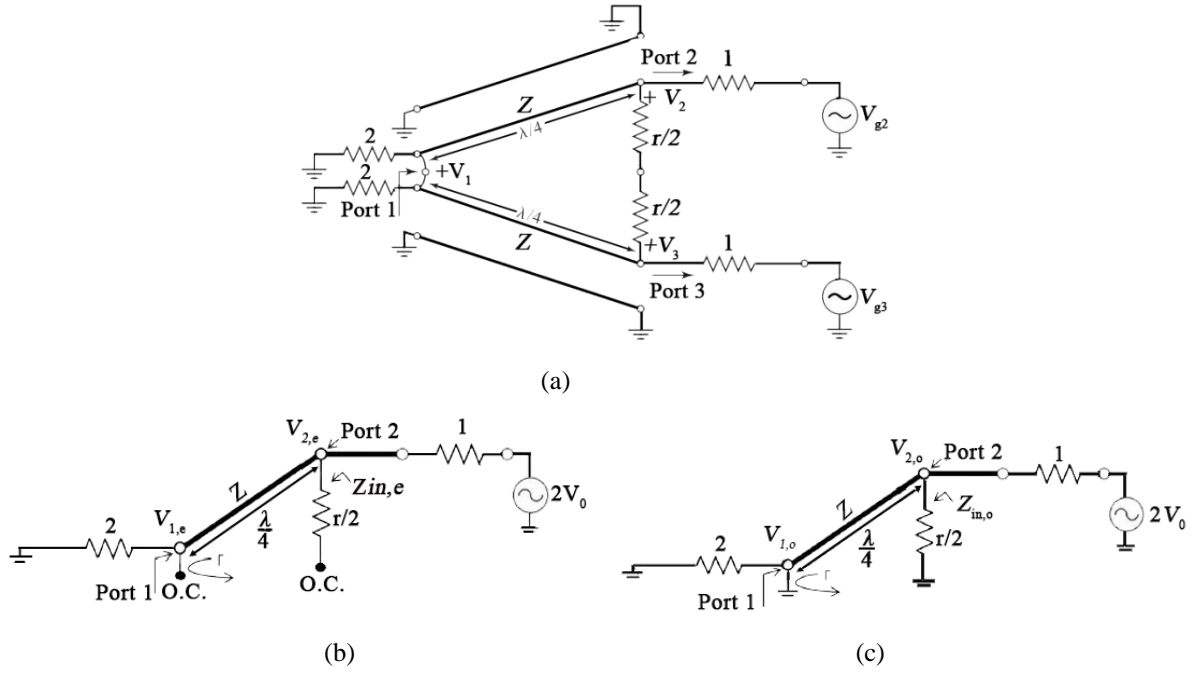


Figure II. 10: (a) Circuit équivalent du diviseur, (b) le mode pair et (c) le mode impair.

Donc si  $z = \sqrt{2}$ , le port 2 sera adapté pour l'excitation du mode pair ( $z_{in,e} = 1$ ). Par conséquent, les tensions au niveau des ports 1 et 2 peuvent s'écrire comme suit :

$$V_{2,e} = jV^+(1 - \Gamma) = V_0 \quad (II.31)$$

$$V_{1,e} = V^+(1 + \Gamma) = jV_0 \frac{\Gamma+1}{\Gamma-1} \quad (II.32)$$

Le coefficient de réflexion  $\Gamma$  est celui observé au niveau du port 1 (cf. Figure II.10(b)), et s'écrit comme suit :

$$\Gamma = \frac{2-\sqrt{2}}{2+\sqrt{2}} \quad (II.33)$$

Par conséquent : 
$$V_{1,e} = -jV_0\sqrt{2} \quad (II.34)$$

De même pour le mode impair, l'impédance normalisée au niveau du port 2 (cf. Figure II.10(c)) peut s'écrire de la façon suivante :

$$z_{in,o} = \frac{\sqrt{2}^2}{2} = 1 \quad (II.35)$$

Ainsi pour les tensions aux ports 1 et 2 (cf. Figure II.10 (c)), nous pouvons obtenir :

$$V_{2,o} = V_0 \quad (II.36)$$

$$V_{1,o} = 0 \text{ (Plan de masse virtuel)} \quad (II.37)$$

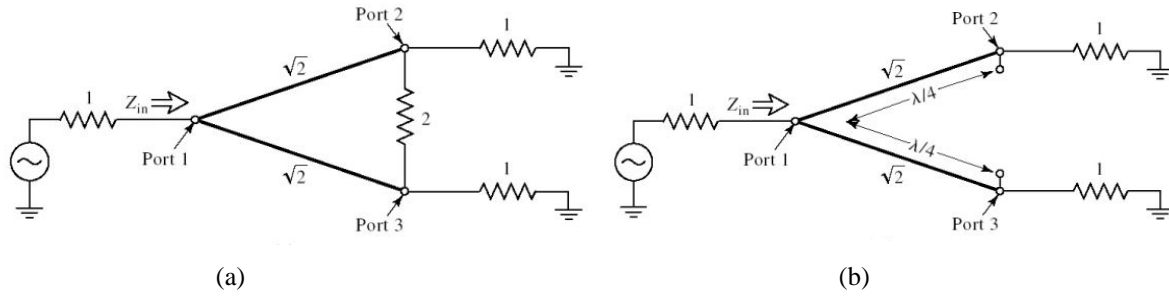


Figure II. 11: Analyse du diviseur pour trouver les paramètres  $S$  : (a) avec et (b) sans résistance d'isolement.

Finalement, nous pouvons trouver l'impédance au niveau du port 1 lorsque les deux ports 2 et 3 sont terminés par des charges adaptées. Le circuit obtenu est représenté sur la Figure II.11(a), où l'on voit qu'il est similaire au mode pair puisque  $V_2 = V_3$  (cf. Figure II.10(a)). Par conséquent, aucun courant ne traverse la résistance d'isolement de la valeur normalisée 2, donc elle peut être retirée, ce qui nous conduit au circuit de la Figure II.11(b). Nous avons maintenant la connexion parallèle de deux transformateurs quart-d'onde terminés par des charges normalisées. L'impédance normalisée d'entrée est alors :

$$z_{in} = \frac{\sqrt{2}^2}{2} = 1 \quad (\text{II.38})$$

En résumé, nous pouvons établir les paramètres  $S$  du diviseur de *Wilkinson*, comme suit :

- $z_{in} = 1$  au niveau du port 1, donc

$$S_{11} = 0 \quad (\text{II.39})$$

- Les ports 2 et 3 sont adaptés pour les deux modes pair et impair, donc

$$S_{22} = S_{33} = 0 \quad (\text{II.40})$$

- La symétrie due à la réciprocité du dispositif, donc

$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_{e,1} + V_{o,1}}{V_{e,2} + V_{o,2}} = -j \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.41})$$

- La symétrie des ports 2 et 3, donc

$$S_{13} = S_{31} = -j \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.42})$$

- En raison du court-circuit ou circuit-ouvert des modes pair et impair, nous aurons donc

$$S_{23} = S_{32} = 0 \quad (\text{II.43})$$

Par conséquent, la matrice  $S$  du *Wilkinson* peut être écrite comme suit :

$$S = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

### 2.5.3. Conception et simulation

Pour vérifier la matrice  $S$  trouvée par l'étude théorique, nous allons concevoir et simuler le diviseur de *Wilkinson* sous le logiciel ADS. La Figure II.12(a) et (b) montrent la configuration proposée sous plateforme *Schematic* et *Momentum*, respectivement. Nous rappelons que le substrat utilisé est de type FR4 d'épaisseur 1.58 mm. Les dimensions de cette configuration sont  $33.5 \times 20.5 \text{ mm}^2$ .

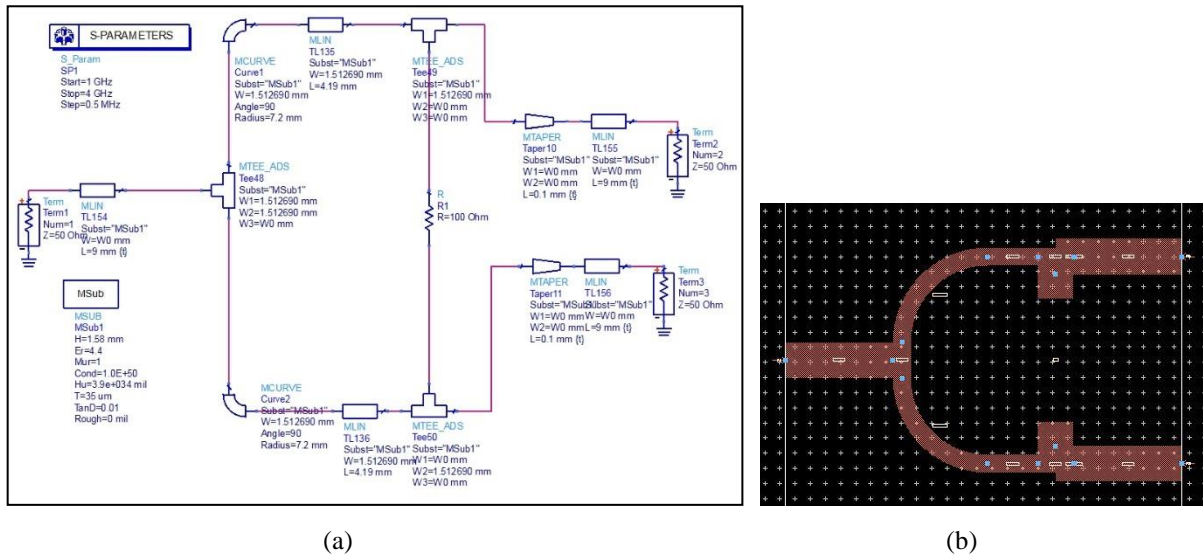


Figure II. 12: Circuit proposé du diviseur de Wilkinson sous plateforme Schematic (a) et Momentum (b).

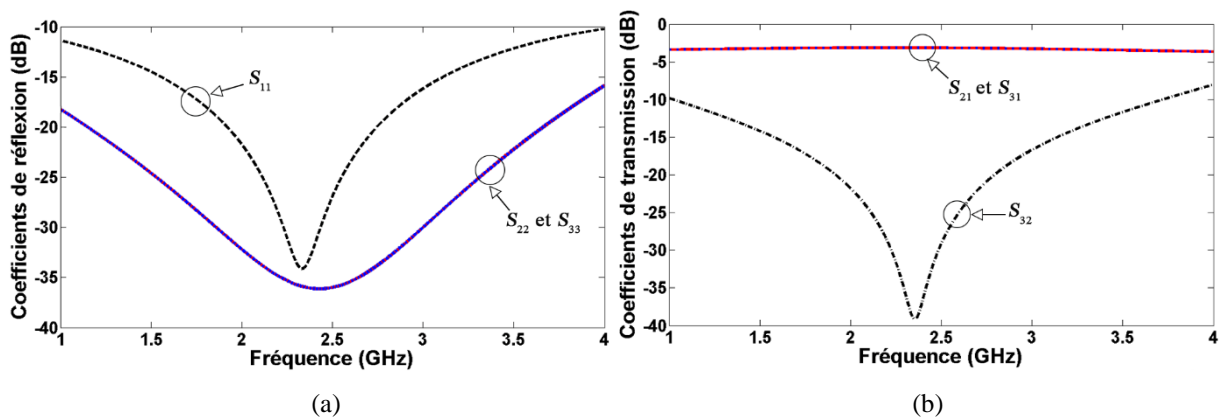


Figure II. 13: Simulation des coefficients de réflexion (a) et des coefficients de transmission (b).

Avec la configuration présentée sur la Figure II.12(a), les résultats de simulation sont illustrés sur la Figure II.13. La fréquence de fonctionnement du diviseur est similaire à celle du coupleur conçu, qui est égale à 2.4 GHz, avec une bonne adaptation autour de cette fréquence. Une bonne adaptation des trois ports est assurée, avec des coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ , et  $S_{33}$ ) inférieurs à  $-30 \text{ dB}$  (voir Figure II.13(a)). D'après cette figure, nous pouvons constater que le diviseur proposé possède une très large bande passante comprise entre 1 et 4 GHz, qui

est de 120% autour de la fréquence centrale 2.5 GHz. De plus, à la fréquence de fonctionnement 2.4 GHz, le diviseur de *Wilkinson* présente une bonne isolation entre les ports de sortie avec un coefficient de transmission  $S_{32}$  inférieur à  $-35\text{ dB}$  (Figure II.13 (b)). Par contre, les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  sont autour de  $-3\text{ dB}$  sur toute la bande passante. Ceci montre que le signal d'entrée est divisé de manière égale entre les deux ports de sortie.

D'après ce que nous avons observé à partir des simulations des paramètres  $S$ , la matrice  $[S]$  trouvée par l'étude théorique est bien vérifiée, et le cahier des charges que l'on s'est fixé est bien respecté.

## 2.6. Conception du croisement

### 2.6.1. Définition

Les croisements dans la matrice de *Butler* sont des éléments critiques pour assurer le bon fonctionnement du système. Le croisement est placé à l'endroit où les lignes se croisent pour empêcher l'interférence et la combinaison des signaux. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour réaliser un croisement, l'une d'entre elles est l'utilisation des ponts à air. Le pont est souvent réalisé par une feuille en or sur une couche d'isolant diélectrique mince [II.22], comme illustré sur la Figure II.14(a). Cette technique entraîne des étapes de fabrication coûteuses et des dégradations de performances en termes de largeur de bande passante et des couplages indésirables entre les lignes de croisement. Il existe un autre type de croisement qui consiste à employer une structure bicouche, appelé aussi coupleur à double face. Dans cette technique, le croisement s'effectue grâce au passage d'une face à une autre du signal, au moyen de via ou de fentes [II.23], comme illustré sur la Figure II.14(b). Cependant, pour répondre à nos critères de conception à faible coût, nous avons opté pour une autre méthode entièrement planaire qui consiste à utiliser un croisement à base de coupleur hybride  $3\text{dB}/90^\circ$ . Cette méthode consiste à mettre en cascade deux coupleurs hybrides de  $3\text{dB}$  pour réaliser un coupleur  $0\text{dB}$ . Le seul inconvénient de cette méthode est bien l'espace occupé par le dispositif. Or, ses nombreux avantages en termes de largeur de bande passante, son faible coût et la simplicité de fabrication nous ont poussés à utiliser cette technique de croisement dans notre matrice.

Le cahier des charges du croisement est le suivant :

- La fréquence de fonctionnement : 2.4 GHz ;
- Une bande passante très large ( $> 20\%$ ) ;
- Une bonne isolation entre les ports d'entrée et entre les ports de sortie ( $< -20\text{ dB}$ ) ;

- Une bonne adaptation des quatre ports ( $< -10 \text{ dB}$ ).

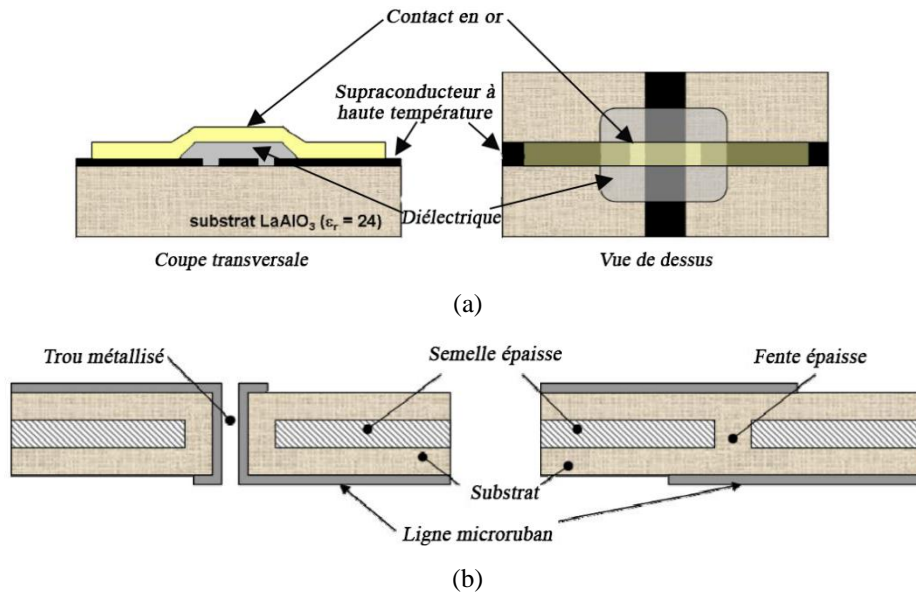


Figure II. 14: Croisement en utilisant des ponts à air (a) et à double faces (b).

## 2.6.2. Étude théorique

Le schéma du croisement que nous voulons concevoir est présenté sur la Figure II.15. Malheureusement, la matrice  $S$  n'est pas chaînable. Pour résoudre ce problème, nous allons utiliser la matrice  $T$ , aussi appelée la matrice  $ABCD$  que nous avons vu précédemment, qui peut être chaînée entre plusieurs quadripôles en cascade.

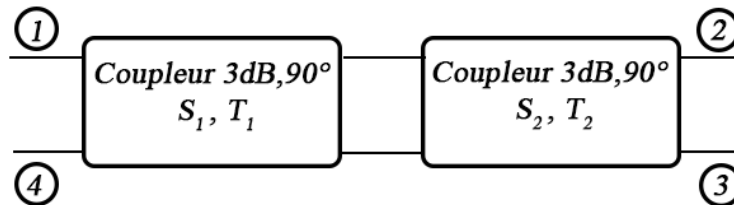


Figure II. 15: Schéma du croisement proposé.

Comme nous l'avons fait pour le coupleur hybride, en utilisant la méthode d'analyse des modes pair et impair [II.17], nous pouvons donc trouver les signaux de sortie  $B_2$  et  $B_3$ . Par souci de concision, nous allons utiliser les matrices  $T$  des modes pair et impair du coupleur hybride trouvées dans [II.24]. D'après ce dernier, les matrices  $T_p$  du mode pair et  $T_i$  du mode impair sont :

$$T_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix}; T_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

Par conséquent, les matrices des modes pair et impair résultant de la mise en cascade de deux coupleurs sont :

$$T_{t,p} = \begin{bmatrix} A_p & B_p \\ C_p & D_p \end{bmatrix} = T_p \times T_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -j \\ -j & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

$$T_{t,i} = \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix} = T_i \times T_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

Ensuite, en utilisant les équations de passage de la matrice  $ABCD$  aux paramètres  $S$  (voir Annexe B), les coefficients de réflexion et de transmission peuvent être calculés. Donc pour le mode pair, nous obtenons :

$$\Gamma_p = S_{11p} = \frac{A_p + B_p - C_p - D_p}{A_p + B_p + C_p + D_p} = \frac{-j+j}{-j-j} = 0 \quad (\text{II.48})$$

$$T_p = S_{21p} = \frac{2}{A_p + B_p + C_p + D_p} = \frac{2}{-2j} = j \quad (\text{II.49})$$

De même pour le mode impair, nous obtenons :

$$\Gamma_i = S_{11i} = \frac{A_i + B_i - C_i - D_i}{A_i + B_i + C_i + D_i} = \frac{j-j}{-j-j} = 0 \quad (\text{II.50})$$

$$T_i = S_{21i} = \frac{2}{A_i + B_i + C_i + D_i} = \frac{2}{2j} = -j \quad (\text{II.51})$$

Les paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ , et  $S_{41}$  de l'ensemble du croisement peuvent être obtenus par les formules suivantes données par [II.17] :

$$S_{11} = \frac{S_{11p} + S_{11i}}{2} = 0 \quad (\text{II.52})$$

$$S_{21} = \frac{S_{21p} + S_{21i}}{2} = 0 \quad (\text{II.53})$$

$$S_{31} = \frac{S_{21p} - S_{21i}}{2} = j \quad (\text{II.54})$$

$$S_{41} = \frac{S_{11p} - S_{11i}}{2} = 0 \quad (\text{II.55})$$

Ces données concordent bien avec la définition du croisement que nous avons fournie précédemment. D'après les équations (II.52)-(II.55), nous pouvons constater que le signal d'entrée est acheminé directement au port 3 tout en assurant une bonne isolation avec les trois autres ports. En utilisant ces équations, la matrice  $S$  du croisement proposé à la fréquence centrale peut être représentée comme suit :

$$S = j \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.56})$$

### 2.6.3. Conception et simulation du croisement

Dans cette partie nous allons vérifier ce que nous avons démontré théoriquement. L'association de deux coupleurs hybrides que nous avons conçus est réalisée sous le logiciel ADS, comme montré sur la Figure II.16. Les dimensions totales du croisement sont  $80 \times 27 \times 1.58 \text{ mm}^3$ .

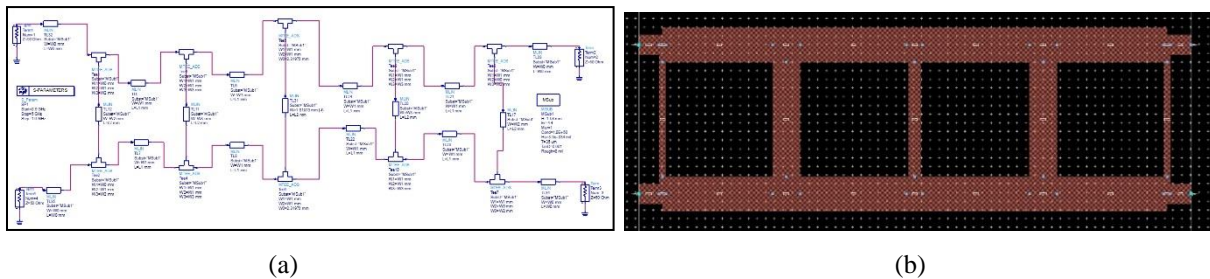


Figure II. 16: Le circuit du croisement sous la plateforme Schematic (a) et sous Momentum (b).

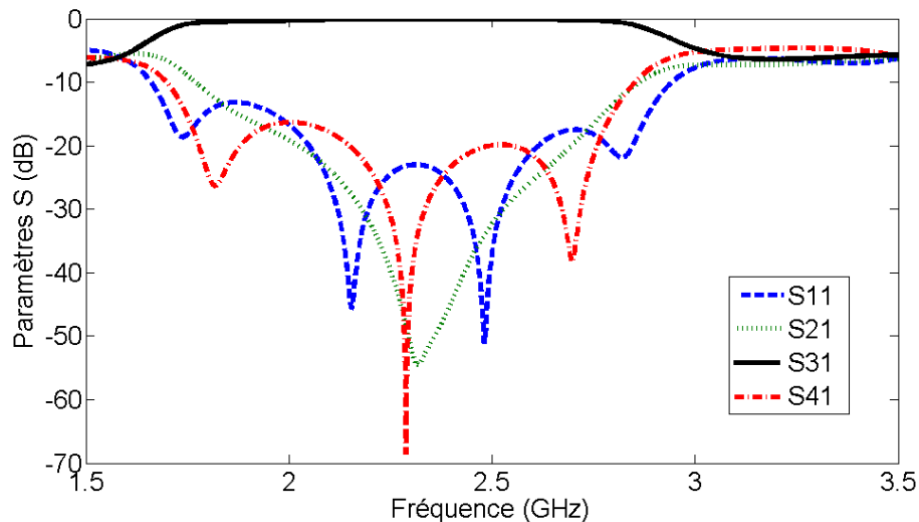


Figure II. 17 : La simulation des paramètres  $S$  du croisement proposé.

La simulation des paramètres  $S$  a été effectuée en utilisant le logiciel ADS. Les résultats de simulation sont illustrés dans la Figure II.17. À partir des courbes de cette figure, nous pouvons constater que notre cahier des charges est bien respecté. Le croisement proposé présente une très large bande passante de 1.3 GHz, ce qui est de 55.32% autour de la fréquence centrale. Le coefficient de transmission  $S_{31}$  (pertes d'insertion) présente une valeur de  $0 \text{ dB}$  fixe sur toute la bande passante. Cela signifie que la puissance d'entrée, si le port d'alimentation est le port 1, est acheminée directement au port 3 (le port en diagonale par rapport au port d'entrée). En outre, l'isolation entre les autres ports est satisfaisante, avec des coefficients de transmission  $S_{41}$  et  $S_{21}$  inférieurs à  $-40 \text{ dB}$ , à la fréquence de fonctionnement 2.4 GHz.

## 2.7. Conception du déphaseur

### 2.7.1. Définition

Le dernier composant constituant la matrice de *Butler* que nous allons présenter est le déphaseur. Généralement, il existe deux types de déphaseurs : le déphaseur passif et le déphaseur actif. Ce dernier est un déphaseur variable à commande électronique qui se base sur des composants actifs tels que la diode, MEMS, ... Cependant, les pertes engendrées par ces composants sont importantes, ainsi leur coût et complexité deviennent vite élevés. C'est pourquoi nous avons choisi d'utiliser le déphaseur passif, appelé aussi déphaseur fixe, dans notre matrice. Ce déphaseur consiste à utiliser les lignes de transmission à retard de phase.



Figure II. 18: Une ligne de transmission en retard de phase.

### 2.7.2. Étude théorique

Dans la théorie des lignes de transmission, le déplacement d'une onde dans une ligne de transmission engendre un déphasage qui est en relation avec la distance parcourue. Une onde qui traverse une ligne de transmission peut être écrite comme :  $Ae^{-j\beta\Delta L}$  avec  $A$  est l'amplitude d'onde,  $\beta$  est la constante de propagation, et  $\Delta L$  est la distance parcourue. Ceci nous montre que la phase d'une onde dépend de la distance parcourue ainsi que de la fréquence. Par conséquent, pour créer un retard de phase de  $\theta$  avec une ligne de transmission microruban par rapport à une autre, nous pouvons ajouter donc une longueur de ligne supplémentaire  $\Delta L$ , comme illustré sur la Figure II.18, de telle manière que :

$$\Delta L = \frac{\theta \times \lambda_g}{2\pi} \quad (\text{II.57})$$

où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée.

Il est à noter que le déphasage provoqué par cette ligne est fixé à une seule fréquence, d'où le nom de déphaseur fixe. Par ailleurs, un autre avantage de ce déphaseur consiste à créer un déphasage sans pour autant modifier l'impédance ramenée. Ceci est valable dans le cas où l'impédance caractéristique de la ligne est similaire à l'impédance de charge à ramener, ce qui est le cas de notre matrice.



### 2.7.3. Conception et simulation du déphaseur

Pour notre cas d'étude, la matrice de *Butler* a besoin des déphaseurs de  $45^\circ$ . Pour avoir une phase relative de  $\pm 45^\circ$  entre les deux ports d'une ligne de transmission, il faudrait que cette ligne ait une longueur qui donne ce déphasage. D'après l'équation (II.57), pour avoir un déphasage de  $\pm \frac{\pi}{4}$ , la longueur de la ligne ajoutée doit être égale à  $\Delta L = \frac{\lambda_g}{8}$ . En utilisant l'outil « Linecalc » d'ADS, nous pouvons calculer la longueur d'onde guidée. La longueur de ligne qui assure le déphasage requis pour notre application est de 7.45 mm. En raison de la contrainte de l'espace, la ligne de transmission est pliée avec une longueur totale de  $\frac{\lambda_g}{8} + \lambda_g = 67 \text{ mm}$ , comme illustré sur la Figure II.19(b). Également pour la simulation du déphaseur, nous allons utiliser le logiciel ADS. Les dimensions totales sont  $27 \times 18 \text{ mm}^2$ . La Figure II.19 présente le masque (layout) du déphaseur ainsi que la simulation de la phase.

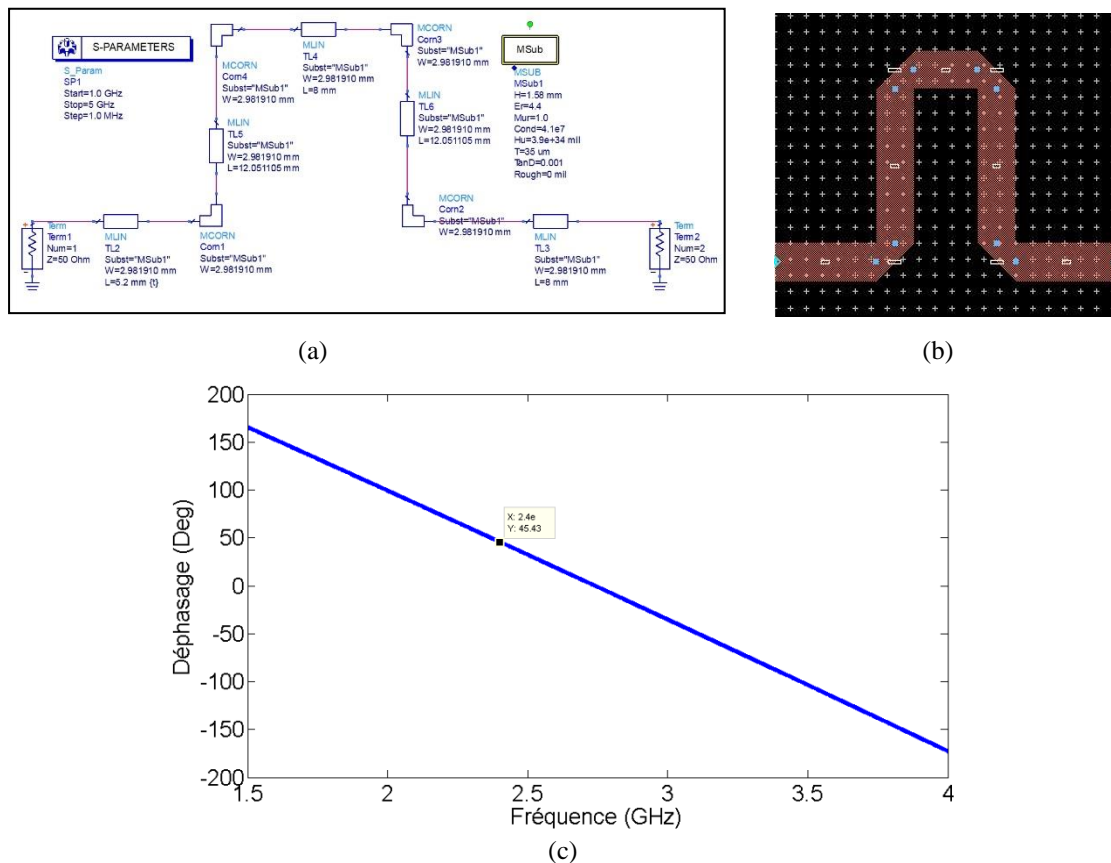


Figure II. 19: Le déphaseur proposé : (a) circuit sur Schematic, (b) layout sur Momentum, et (c) simulation de la phase.

Étant donné que le déphaseur est réalisé en utilisant une simple ligne de transmission, le déphasage est linéairement dépendant de la fréquence. À la fréquence de fonctionnement 2.4

GHz, le déphasage est d'environ  $45.43^\circ$ . La petite valeur de phase ajoutée  $0.43^\circ$  est due principalement à l'utilisation des coudes biseautés.

## 2.8. Conception de la matrice de Butler symétrique

Après avoir présenté et étudié les différents éléments constituant la matrice de *Butler*, nous pouvons maintenant passer à l'étape de conception de ladite matrice. Comme il a été expliqué dans l'introduction de ce chapitre, nous allons dans premier temps réaliser la version symétrique de la matrice, c'est-à-dire la matrice  $4 \times 4$ . Dans le chapitre 1, nous avons expliqué que la matrice  $4 \times 4$  se compose de quatre coupleurs, deux déphaseurs, et deux croisements. La technologie microruban est utilisée pour réaliser cette matrice. La Figure II.20 montre le schéma de la matrice de *Butler* proposée, avec une taille totale de  $17.37 \times 17.37 \text{ cm}^2$ . L'ensemble des résultats présentés dans cette partie provient de *Momentum*.

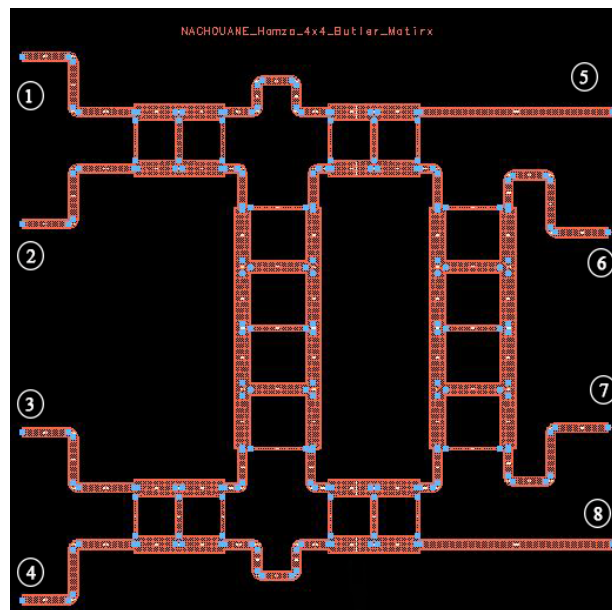


Figure II. 20: Layout de la matrice de Butler  $4 \times 4$  proposée.

En rappelant le fonctionnement de la matrice de *Butler* pour que nous puissions par la suite justifier les résultats obtenus. Les ports d'entrée sont les ports 1, 2, 3, et 4 et les ports de sortie sont les ports 5, 6, 7, et 8. Lorsque le port 1 est utilisé comme port d'alimentation, la puissance entrée par ce port est divisée de manière égale (amplitude égale) sur les quatre ports de sortie avec un déphasage de  $\pm 90^\circ$  entre les deux ports adjacents. Puisque la puissance d'entrée est divisée sur quatre ports de sortie, il faut donc s'attendre à un couplage de  $-6 \text{ dB}$  entre le port d'alimentation et les ports de sortie. En outre, nous devons avoir également un bon niveau d'adaptation des quatre ports d'entrée ainsi qu'une bonne isolation entre eux.

Nous avons dans un premier temps simulé la matrice de *Butler* sans les éléments rayonnants pour obtenir les pondérations en amplitude et en phase distribuées à chaque élément du réseau. Les résultats de simulation sont regroupés dans les figures II.21 et II.22. Elles présentent les pertes de retour, les pertes d'insertion, l'isolation entre les ports d'entrée, et la différence de phase entre chaque deux ports adjacents de sortie sur la bande de fréquence 2–3 GHz.

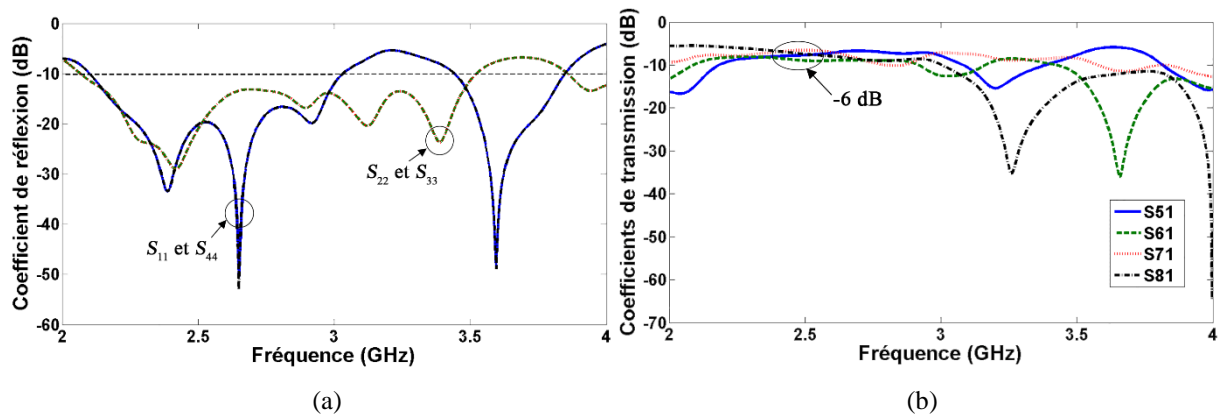


Figure II. 21: Simulation des paramètres  $S$  de la matrice Butler 4x4 proposée : (a) les coefficients de réflexion, (b) les pertes d'insertion.

La Figure II.21(a) montre les coefficients de réflexion, ou les pertes de retour, pour les quatre ports d'entrée. D'après cette figure, nous pouvons constater que les pertes de retour sont inférieures à  $-30$  dB, à la fréquence de fonctionnement 2.4 GHz, ce qui implique une meilleure adaptation d'impédance d'entrée. La bande passante de la matrice est de 900 MHz, ce qui est de 35.3% autour de la fréquence centrale. La différence entre les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$  est due principalement à la topologie de la structure. Par contre, la ressemblance entre les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{44}$  et entre  $S_{22}$  et  $S_{33}$  est due principalement à la symétrie de la structure. En ce qui concerne les pertes d'insertion, la Figure II.21(b) montre les coefficients de transmission lorsque le port 1 est alimenté et les autres trois ports d'entrée sont parfaitement adaptés à une charge de  $50 \Omega$ . D'après cette figure, nous pouvons clairement observer que les pertes d'insertion présentent une faible variation aux alentours de  $-6$  dB sur toute la bande passante (2.1 – 3 GHz). Nous pouvons ainsi remarquer quelques écartements de  $S_{51}$  et  $S_{61}$ , ce qui est dû à l'accumulation des erreurs de couplages dans les coupleurs et les croisements constituant le système. Dans le croisement que nous avons présenté, le couplage entre le port d'entrée et le port de sortie en diagonale devrait être idéalement égal à  $0$  dB. Alors si ce couplage est différent à  $0$ , il va y avoir donc des pertes au niveau du croisement, ce qui va contribuer par la suite à une légère modification des pertes d'insertion. Cependant, l'erreur concernant les coefficients de transmission  $S_{51}$  et  $S_{61}$  est très petite.

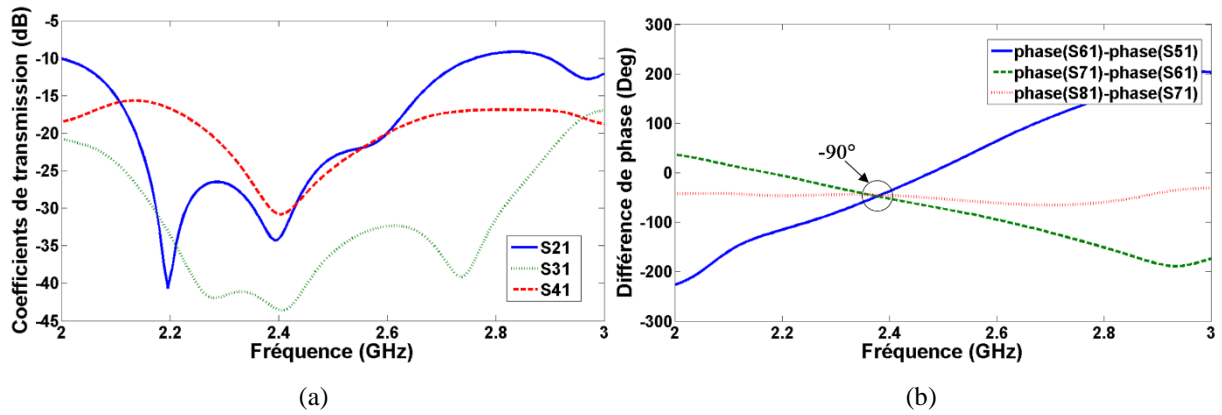


Figure II. 22: Simulation des paramètres S de la matrice Butler 4x4 proposée : (a) l'isolation entre les ports d'entrée, et (b) la différence de phase entre les ports adjacents de sortie.

L'isolation entre les ports d'entrée, quand le port 1 est alimenté, est présentée sur la Figure II.22(a). D'après ces résultats, il est clair qu'une bonne isolation est obtenue entre les quatre ports d'entrée avec un coefficient de transmission inférieur à  $-15 \text{ dB}$  sur toute la bande passante. Un autre paramètre très important dans la conception d'une matrice de *Butler* est la différence de phase entre chaque deux ports adjacents de sortie. La Figure II.22(b) montre les différences de phase entre les ports de sortie voisins quand le port 1 est alimenté. Il est clair d'après cette figure qu'à la fréquence de fonctionnement, les trois différences de phase se croisent à la valeur  $-90^\circ$ . Cela implique que notre matrice engendre une différence de phase fixe entre chaque deux ports adjacents de la sortie, et qui vaut  $\pm\pi/2$ . D'après ces bons résultats, nous pouvons constater que notre matrice est une bonne candidate pour la suite de notre étude afin de réaliser un système antenne capable de former les faisceaux dans différentes directions.

## 2.9. Conception de la matrice de Butler asymétrique

La deuxième étape consiste à concevoir une version asymétrique de la matrice de *Butler*. Comme nous l'avons indiqué auparavant, le coupleur hybride d'entrée peut être remplacé par le diviseur de *Wilkinson* pour obtenir la version asymétrique 3x4. L'avantage majeur d'une telle version est la création d'un faisceau supplémentaire dans l'axe principal correspondant à la normale au réseau d'antennes (*Boresight*), en plus des mêmes faisceaux qui sont créés par la version symétrique (cf. Figure I.22) et ceci dans le but d'offrir un degré de liberté supplémentaire dans la détection spectrale.

L'utilisation de *Momentum* est limitée à des structures microondes homogènes. Cependant, la modélisation des trous métallisés, des plans de masse partiels, ou des éléments localisés n'est

pas rigoureuse, voire parfois impossible, avec cette plateforme. C'est pourquoi nous avons décidé d'utiliser le simulateur électromagnétique 3D CST Microwave Studio [II.25], qui est basé sur la technique des intégrales finies, dans la conception et la simulation de la structure proposée, vu qu'elle contient une résistance de  $100 \Omega$ .

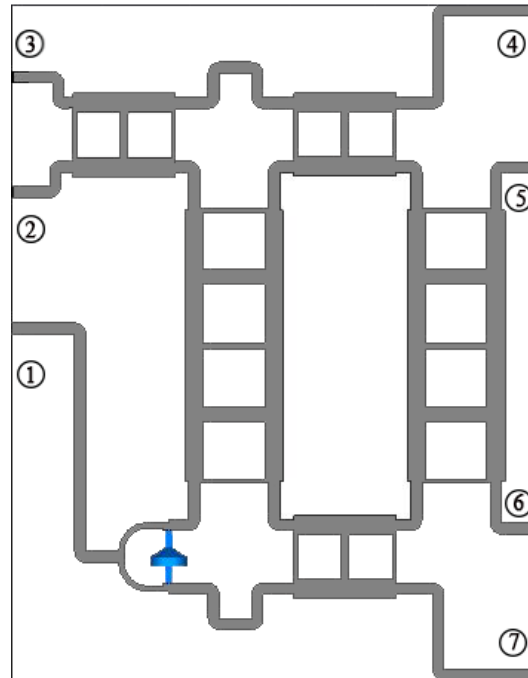


Figure II. 23: Configuration de la matrice de Butler 3x4 proposée.

La Figure II.23 illustre la topologie générale de la matrice de *Butler* 3x4 conçue sous CST. Nous rappelons que le substrat utilisé est du FR4 d'épaisseur 1.58 mm. La taille totale de la structure est  $17.37 \times 17.37 \text{ cm}^2$ . Il est important de remarquer que cette version occupe le même espace que la version symétrique étudiée dans la partie précédente. Ceci montre que l'ajout d'un faisceau supplémentaire ne modifie pas la taille globale du système, ce qui est d'ailleurs un point fort de cette structure proposée.

La première observation qui résulte des simulations des paramètres  $S$  de la matrice 3x4 est la ressemblance avec celles de la matrice 4x4. Ceci montre que les deux versions symétrique et asymétrique sont identiques du point de vue des performances électriques. Cependant, la seule différence entre les deux étant les caractéristiques de rayonnement.

Les courbes de la Figure II.24(a) montrent une bonne adaptation d'impédance des trois ports d'entrée sur une bande passante de 900 MHz, allant de 2.1 GHz jusqu'à 3 GHz, ce qui est de 37.5% autour de la fréquence centrale. D'après la Figure II.24(b), les pertes d'insertion, quand le port 1 est alimenté, présentent une faible variation aux alentours de  $-6 \text{ dB}$  sur toute la bande passante, ce qui veut dire que le signal d'entrée est bien divisé sur les quatre ports de

sortie. Nous pouvons ainsi remarquer que les variations des pertes d'insertion sont plus grandes que celles obtenues avec la version symétrique. Ceci est dû à plusieurs raisons, telles que la présence d'une source de pertes ohmiques (résistance de  $100 \Omega$ ) ainsi que les brusques discontinuités provoquées par la version asymétrique.

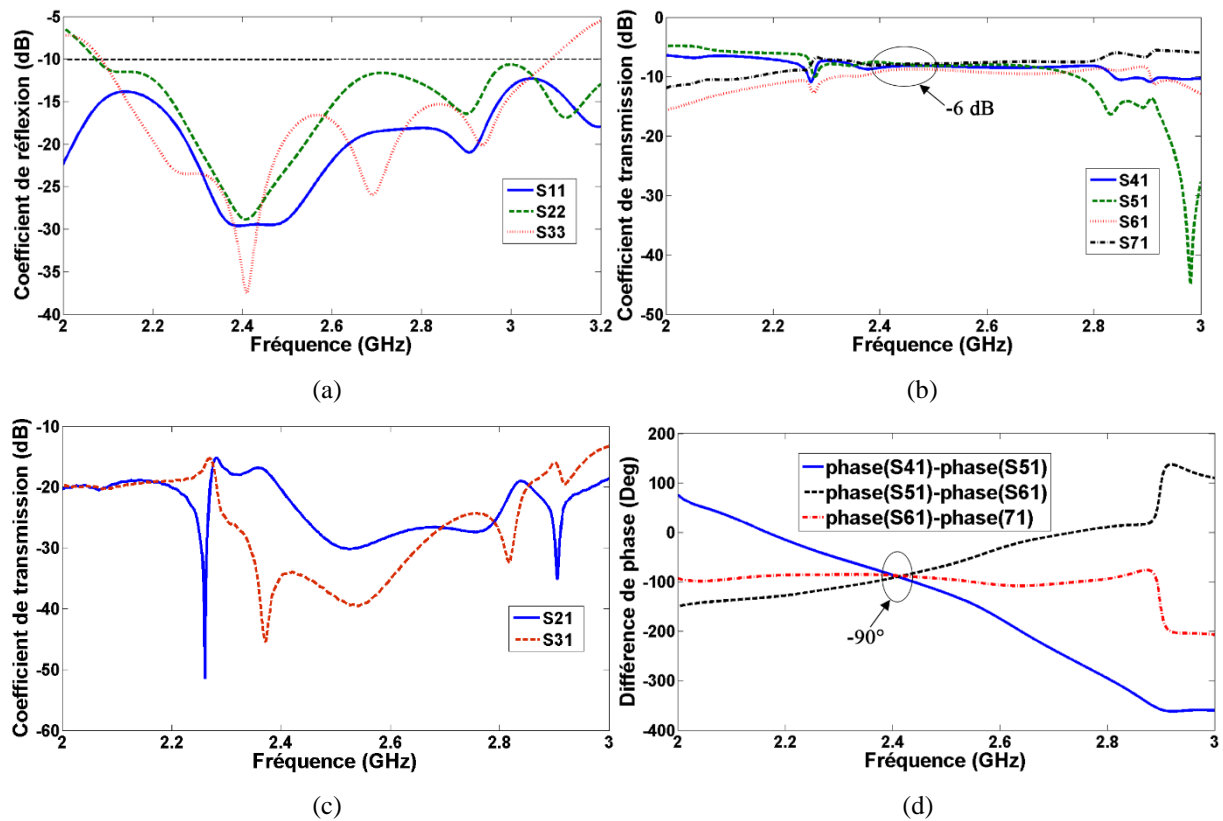


Figure II. 24: Simulation des paramètres  $S$  de la matrice Butler  $3 \times 4$  proposée : (a) les coefficients de réflexion, (b) les pertes d'insertion, (c) l'isolation entre les ports d'entrée, et (d) la différence de phase entre les ports adjacents de sortie.

En ce qui concerne l'isolation entre les ports d'entrée, les coefficients de transmission entre le port 1 et les autres ports d'entrée restent inférieurs à  $-15 \text{ dB}$  sur toute la bande d'intérêt, comme illustré sur la Figure II.24(c). La différence entre les deux courbes est justifiée par la configuration asymétrique de la structure. Quant à la différence de phase entre les ports de sortie (Figure II.24(d)), elle est strictement égale à  $-90^\circ$ , à la fréquence de fonctionnement 2.4 GHz, comme pour la version symétrique.

Nous n'avons étudié jusqu'ici que les caractéristiques électriques des circuits de formation de faisceaux et nous avons vérifié le comportement ULB de la solution proposée. Pour aborder les solutions proposées dans ce chapitre, à savoir la combinaison de la diversité angulaire et de polarisation, nous devons donc étudier les caractéristiques de rayonnement. Pour ce faire, nous étudierons, dans un premier temps, les éléments rayonnants avant de les intégrer par la suite dans la matrice de *Butler*  $4 \times 4$  proposée afin d'obtenir le système antennaire proposé dans ce

chapitre. Le choix de la version symétrique est justifié par les bons résultats présentés par cette dernière.

### III. Éléments rayonnants

#### 3.1. Choix de l'élément rayonnant

L'idée a été de choisir une antenne qui réponde aux solutions proposées dans ce chapitre, à savoir la polarisation circulaire et la directivité. Des considérations d'ordre technologique entrent aussi en jeu pour ce choix. Si nous voulons associer la matrice de *Butler* avec un réseau d'antennes, il est logique de choisir des antennes imprimées ou patch pour répondre à la technologie utilisée par notre matrice. Une définition générale de ce type d'antennes a été présentée dans le chapitre précédent. Comme il a été mentionné, le patch métallique peut prendre plusieurs configurations, dépendant de l'application et la demande.

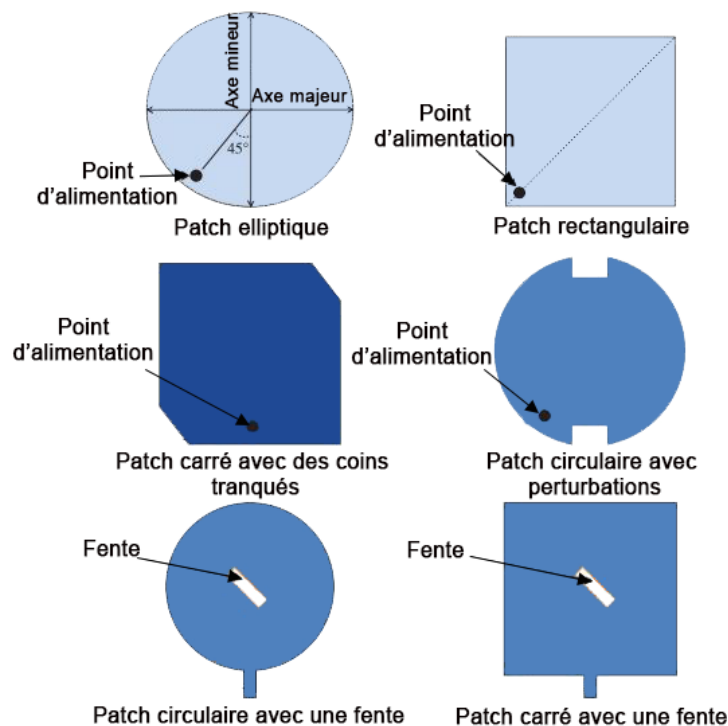


Figure II. 25: Les différentes antennes patch présentant une polarisation circulaire.

Pratiquement toutes les configurations d'antennes patch peuvent être utilisées pour obtenir une polarisation circulaire, à savoir le patch carré [II.26], circulaire [II.27], triangulaire [II.28], ou elliptique [II.29], comme illustré sur la Figure II.25. Cependant, la seule différence entre ces différentes configurations étant leur rayonnement et notamment leur directivité. Des analyses comparatives entre les différentes formes d'antennes patch ont été menées dans plusieurs études

[II.30]-[II.33], révèlent que le patch carré ou rectangulaire présente une meilleure performance en termes des pertes de retour, du gain, et du taux d'onde stationnaire (*TOS*), tandis que la configuration du patch circulaire offre les meilleures performances en termes de bande passante, de diagramme de rayonnement, de niveau des lobes secondaires, et d'adaptation d'impédance. En outre, la surface du patch circulaire est plus petite que celle du patch carré. Ces études ont également montré que la directivité d'une antenne patch circulaire est plus importante comparativement à celle d'une antenne patch rectangulaire pour les mêmes paramètres donnés.

Par ailleurs, vu que notre système antennaire est supposé fonctionner sur une large bande de fréquences, il faudrait alors élargir la bande passante d'antenne le plus possible. C'est pour cette raison que nous avons décidé d'adopter la technique du plan de masse partiel. Comme nous avons vu dans le chapitre précédent, la méthode de plan de masse partiel est largement utilisée pour avoir une réponse ULB.

Le choix d'un élément rayonnant circulaire avec un plan de masse partiel imprimé sur un substrat FR4 et fonctionnant à 2.4 GHz s'est donc imposé. Les dimensions de celui-ci vont être présentées par la suite. Mais, avant de passer à l'étape de conception, il convient de présenter la technique de polarisation utilisée.

## **3.2. Principe de polarisation circulaire**

Généralement, la polarisation circulaire dans les antennes imprimées peut être réalisée en utilisant la technique d'alimentation simple ou la technique d'alimentation multiple [II.34]-[II.37]. Dans la première méthode, les deux modes orthogonaux qui peuvent former la polarisation circulaire (voir Annexe C) peuvent être obtenus par le coin tronqué, le patch quasi-carré, la fente, et la forme du patch, comme montré sur la Figure II.25. Cependant, la bande passante à 3dB du rapport axial de cette technique est limitée à environ 10% [II.35]. C'est pourquoi la deuxième technique a été proposée. Une pureté de polarisation circulaire satisfaisante peut être obtenue si l'on utilise la technique d'alimentation multiple. Cette technique consiste à utiliser soit une rotation séquentielle ou une alimentation double en quadrature de phase [II.34], comme illustré sur la Figure II.26(a) et (b), respectivement.

La technique de rotation séquentielle consiste à utiliser quatre ports d'alimentation pour chaque élément rayonnant pour que les modes indésirables dans le patch puissent être supprimés [II.37]. Cependant, le patch de quatre alimentations nécessite un réseau



d'alimentation plus compliqué qui permet de fournir quatre ports avec les différences de phase de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ , et  $270^\circ$ . Pour notre cas (réseau d'antennes), ces réseaux d'alimentation occuperont plus d'espace, ce qui augmente par la suite la complexité et le coût global du système. C'est pour cette raison que nous avons décidé d'adopter dans cette thèse la méthode d'alimentation double.

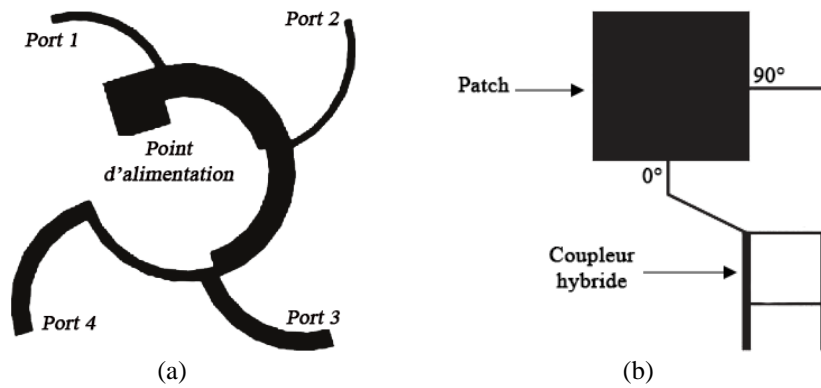


Figure II. 26: Les techniques d'alimentation multiple : (a) rotation séquentielle et (b) alimentation double.

Dans la technique d'alimentation double, deux lignes d'alimentation microruban excitent le patch en mode  $TE_{01}$  et  $TM_{10}$  afin qu'il rayonne une onde polarisée horizontalement et une onde polarisée verticalement simultanément [II.34]. Pour avoir une polarisation circulaire, il faut alimenter l'antenne par deux modes orthogonaux dans l'espace et déphasés de  $\pm 90^\circ$  [II.38]. De plus, afin d'avoir une polarisation parfaitement circulaire, les deux modes excités doivent avoir la même amplitude. Pour plus de détails sur la polarisation circulaire, le lecteur peut se référer à l'Annexe C. La matrice de *Butler* conçue est capable de fournir à sa sortie quatre signaux de même amplitude et déphasés de  $90^\circ$ . En utilisant notre matrice, nous pouvons alimenter deux antennes patch circulaire de deux ports afin de produire une polarisation purement circulaire.

Puisque l'idée principale de notre thèse est la combinaison de plusieurs solutions afin de développer un système plus innovant et performant, nous allons donc combiner la technique d'alimentation double avec celle de la fente. La perturbation d'un patch par une fente permet d'élargir considérablement la bande passante du rapport axial. Cette technique consiste à placer deux fentes croisées symétriques (d'armes égales) dans le centre du patch afin de fournir des perturbations nécessaires pour exciter deux modes orthogonaux en quadrature de phase. Cette configuration fournit une bande passante à  $3\text{ dB}$  du rapport axial supplémentaire allant jusqu'à 15% et une bande passante d'environ de 30% de plus [II.39].

### 3.3. Spécifications géométriques

Après avoir décrit la configuration de l'antenne et le concept de polarisation que nous allons utiliser dans notre système antennaire, nous allons donc passer à l'étape de conception. Une solution approchée du rayon du patch circulaire est donnée par [II.40] :

$$r \approx \frac{F}{\sqrt{1 + \frac{200h}{\pi\epsilon_r F} \left[ \ln\left(\frac{\beta F}{200h}\right) + 1.7726 \right]}} \quad (\text{II.58})$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.59})$$

Avec  $r$  le rayon du patch,  $\beta$  constante de propagation,  $f_0$  la fréquence de résonance du mode  $\text{TM}_{11}$ ,  $\epsilon_r$  la permittivité, et  $h$  la hauteur du substrat.

En ce qui concerne les fentes, malheureusement, les formules mathématiques, même empiriques, des dimensions des fentes pour avoir une opération préspecifiée, ne sont pas encore disponibles. Cependant, des formules empiriques introduites dans la littérature [II.41] sont limitées à des substrats très minces électriquement, qui conduisent à des faibles bandes passantes. Par conséquent, les antennistes doivent ajuster les dimensions et la position des fentes par des essais itératifs ou, éventuellement, par l'emploi des techniques d'optimisation et de précision. Toutefois, la largeur de la fente est supposée être très faible par rapport à la longueur d'onde guidée. Une approximation des dimensions de la fente est présentée dans [II.40] :

$$w_s = \frac{\lambda_g}{54} ; L_s = \frac{\lambda_g}{5,44} \quad (\text{II.60})$$

En utilisant le substrat FR4 d'épaisseur 1.58 mm, le rayon de patch, calculé théoriquement à la fréquence de résonance 2.4 GHz, est de 5,44 mm. La largeur et la longueur de la fente seront 1.11 mm et 11.08 mm, respectivement. En se basant sur les équations (I.4)-(I.6) mentionnées dans le chapitre précédent, la largeur des lignes d'alimentation sera de 3 mm afin d'avoir une impédance caractéristique de 50  $\Omega$ . Pour avoir une orthogonalité entre les deux signaux d'excitation, les deux lignes microruban sont espacées d'un angle de 90° entre elles, comme illustré sur la Figure II.27(a).

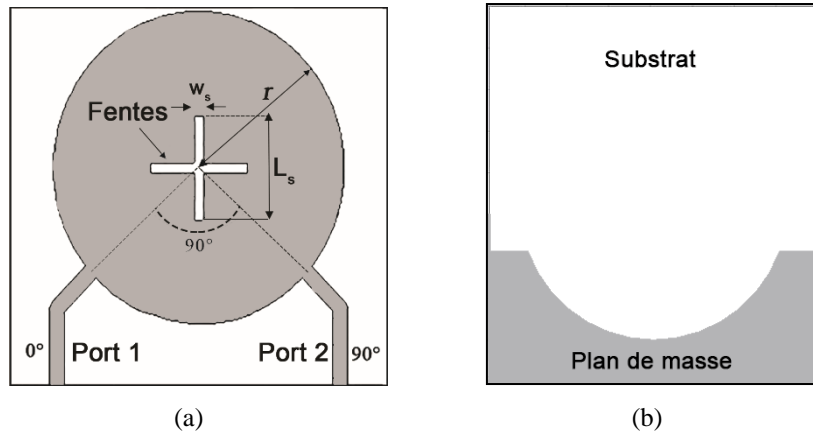


Figure II. 27: La configuration de l'élément rayonnant proposé : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

### 3.4. Résultats de simulation

Le logiciel CST Microwave Studio est utilisé dans la conception et la simulation de l'antenne proposée. Cependant, pour vérifier les résultats obtenus par ce dernier, nous allons réaliser une rétro-simulation à l'aide d'un autre logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS (High Frequency Structure Simulator) d'Ansoft [II.42]. La configuration de l'antenne conçue sous CST est présentée dans la Figure II.27.

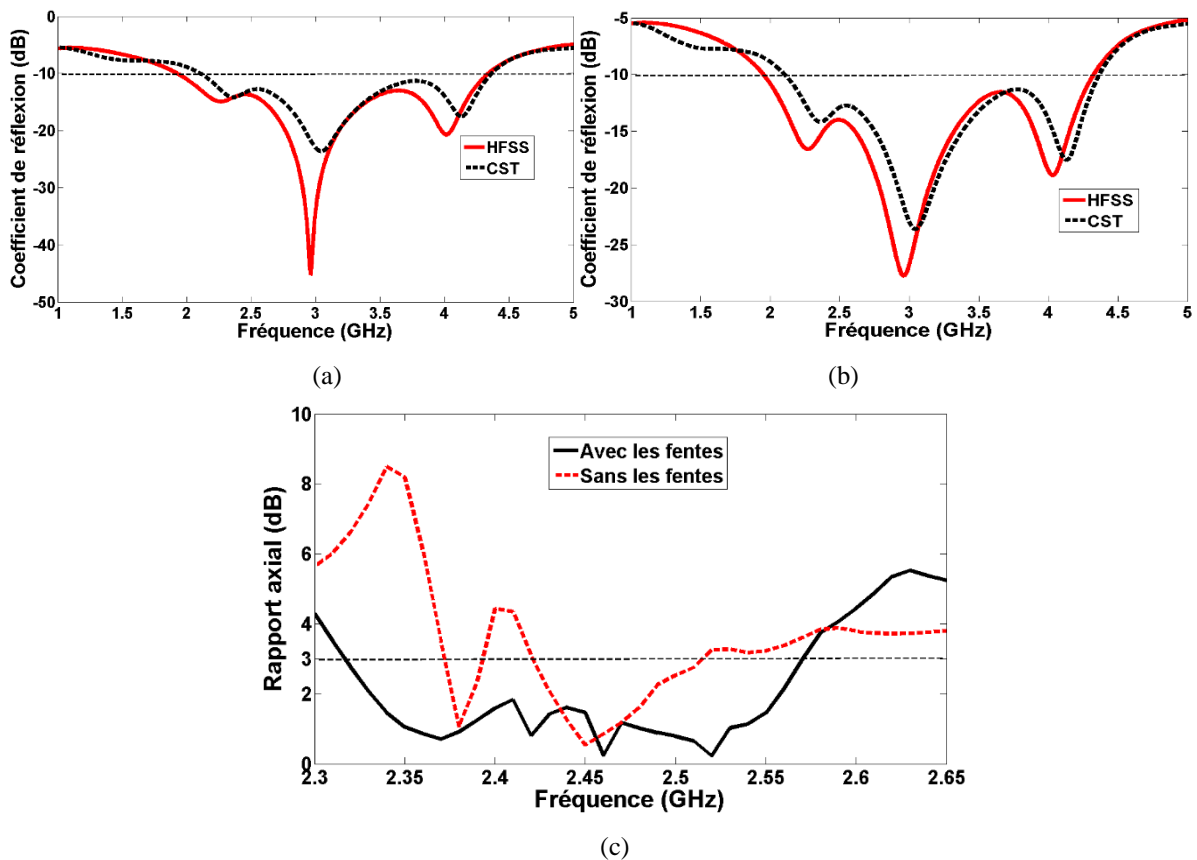


Figure II. 28: Résultats de simulation : (a) coefficient de réflexion du port 1, (b) coefficient de réflexion du port 2, (c) rapport axial de l'antenne avec et sans fentes.

Les résultats des simulations sont présentés par la Figure II.28. D'après les deux figures II.28(a) et (b), nous pouvons constater que l'antenne proposée présente une très large bande passante à  $-10\text{ dB}$  allant de 1.5 GHz jusqu'à 4 GHz, qui est de 91% autour de la fréquence centrale 2.75 GHz. Une bonne adaptation d'impédance est obtenue autour de la fréquence désirée 2.4 GHz, avec un coefficient de réflexion inférieur à  $-25\text{ dB}$ . Les coefficients de réflexion des deux ports 1 et 2 sont rigoureusement identiques en raison de la symétrie de l'antenne. Par contre, une forte atténuation du coefficient de réflexion du port 1 est observée à 2.4 GHz dans la simulation HFSS. Ceci est principalement dû aux conditions aux limites utilisées par ce logiciel sur les parois de la boîte de calcul, ce qui a donné apparition à une forte résonance. La différence entre les résultats issus de CST et ceux issus de HFSS est due principalement à la différence entre les méthodes de calcul utilisées pour chaque logiciel, le CST utilise la méthode d'intégration finie (Finite Integration Technique) et le HFSS utilise la méthode des éléments finis (Finite Element Method). En outre, la différence entre les conditions aux limites de deux logiciels peut engendrer ce décalage entre les courbes.

La Figure II.28(c) présente le rapport axial de l'antenne avec et sans fentes. Nous pouvons constater que l'ajout des fentes croisées permet d'élargir considérablement la bande passante à  $3\text{ dB}$  du rapport axial. En utilisant les fentes, la bande passante est passée de 125 à 265 MHz, résultant en une amélioration de 112%. Par conséquent, la polarisation circulaire est obtenue sur toute la bande 2.31 – 2.57 GHz. D'après ces résultats, l'antenne proposée présente de bonnes performances globales en termes de bande passante, de polarisation circulaire, et d'adaptation d'impédance à la fréquence de fonctionnement, ce qui nous a encouragés à l'associer avec la matrice de *Butler* afin de réaliser le prototype final du concept proposé.

## **IV. Réalisation et validation expérimentale du système antennaire proposé**

La dernière partie de ce chapitre consiste à rassembler la matrice de *Butler* (version symétrique) et l'antenne conçues afin de réaliser le prototype final de la solution proposée. Comme nous avons évoqué précédemment, une matrice de *Butler* 4x4 est utilisée pour alimenter deux antennes de deux accès. Pour vérifier les performances du système antennaire proposé, nous allons donc fabriquer et mesurer les performances électriques et de rayonnement de ce système.

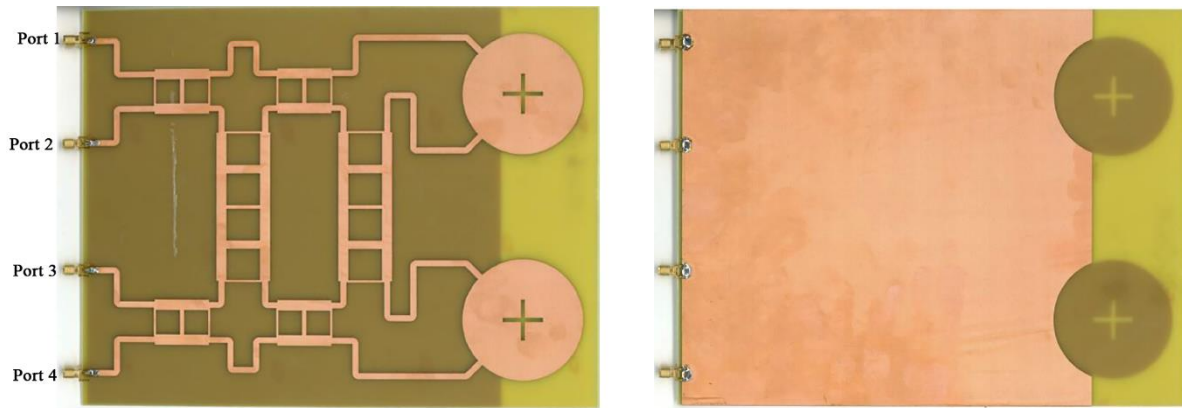


Figure II. 29: Photographie du réseau d'antennes fabriqué : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

La fabrication du prototype a été faite à l'aide de la fraiseuse à commande numérique LPKF au sein du laboratoire Microondes Propagation (LMP) de l'INPT. Le système antenne fabriqué a été caractérisé en utilisant les installations du laboratoire LMP; le coefficient de réflexion a été mesuré à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA, *Vector Network Analyzer* en anglais) Anritsu MS2028C sur la bande de fréquences de 2 – 3 GHz. Les mesures des performances de rayonnement ont été effectuées dans une chambre anéchoïque au sein du groupe RF & Hyper de l'ESEO de Angers, France.

Comme évoqué précédemment, le système entier est réalisé sur le substrat FR4 d'épaisseur 1.58 mm. La Figure II.29 montre une photographie du prototype réalisé. La taille globale de la structure est d'environ  $1.6\lambda_0 \times 2.1\lambda_0 \times 0.128\lambda_0$  (où  $\lambda_0$  représente la longueur d'onde en espace libre correspondant à la fréquence de fonctionnement 2.4 GHz). Le réseau d'antennes fabriqué consiste en deux éléments rayonnants espacés de  $0.5\lambda_0$ . Cette condition est nécessaire afin d'obtenir un couplage mutuel minimal entre les deux antennes, d'avoir un seul lobe principal, de diminuer le niveau des lobes secondaires, et d'éviter les répliques du lobe principal dans des directions indésirables [II.43].

#### 4.1. Coefficient de réflexion

En raison de la symétrie de la structure, les ports 1 et 2 sont identiques aux ports 4 et 3, respectivement. Par conséquent, il est suffisant de mesurer uniquement les deux ports 1 et 2. Les coefficients de réflexion de la structure proposée ont été simulés et mesurés à l'aide de CST, HFSS, et VNA comme mentionné ci-dessus. La Figure II.30 présente les coefficients de réflexion mesurés et simulés pour les deux ports 1 et 2.

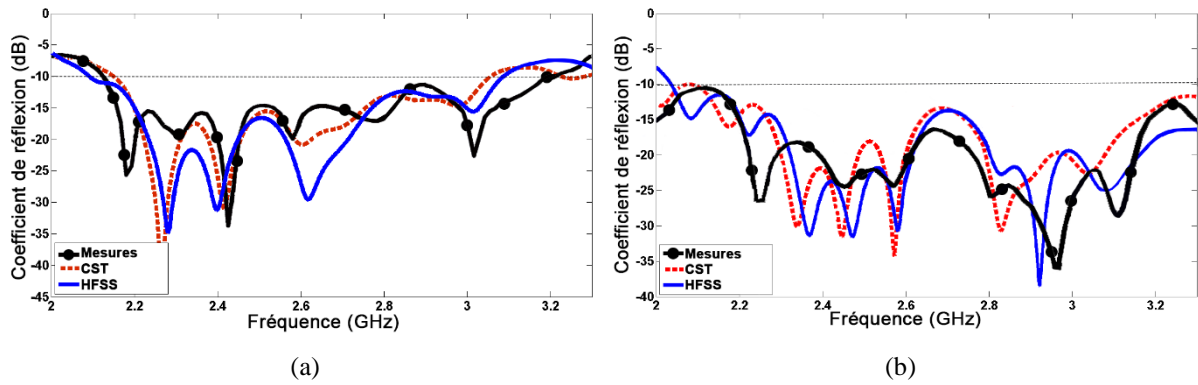


Figure II. 30 : Coefficients de réflexion mesurés et simulés du prototype: (a) pour le port 1, (b) pour le port 2.

Nous pouvons constater que les bandes passantes mesurées du port 1 et port 2 sont d'environ 39.25% et 49.05%, respectivement, autour de la fréquence centrale. En se basant sur la symétrie de la structure, le port 3 et le port 4 ont la bande passante de 49.05% et de 39.25%, respectivement. Ces résultats confirment le comportement ULB de notre système antennaire.

Port d'entrée	Bande passante à $-10$ dB (MHz)			Fréquence centrale (GHz)		
	Mesure	CST	HFSS	Mesure	CST	HFSS
Port 1	970	890	990	2.63	2.6	2.65
Port 2	720	680	760	2.6	2.42	2.42
Port 3	720	680	760	2.6	2.42	2.42
Port 4	970	890	990	2.63	2.6	2.65

Tableau II. 3: La bande passante simulée et mesurée pour chaque port d'entrée.

Le Tableau II.3 résume les résultats simulés et mesurés pour chaque port d'entrée. Il est intéressant de noter que lorsque le port 1 est alimenté, les autres ports sont adaptés à une charge de  $50 \Omega$ . Les disparités entre les courbes peuvent être attribuées aux différentes méthodes de calcul numérique utilisées dans chaque simulateur électromagnétique ainsi que leurs conditions aux limites. De plus, l'erreur introduite par les connecteurs SMA (ils ne sont pas modélisés sous les simulateurs), les tolérances de fabrication et du substrat ont également une influence significative sur les résultats des paramètres S, ainsi que le diagramme de rayonnement. Néanmoins, les résultats de mesures et de simulations montrent un bon accord, ce qui valide les propriétés électriques de la structure en termes d'adaptation et de bande passante.

## 4.2. Rapport axial

Pour évaluer la polarisation circulaire du système antennaire, le rapport axial est investigué. La Figure II.31 montre le rapport axial à l'axe du diagramme (*Boresight*  $\theta=0^\circ$ ) en fonction de la fréquence pour chaque port du réseau d'antennes.

De même, en raison de la symétrie de la structure, les ports 1 et 2 sont identiques aux ports 4 et 3, respectivement. La bande passante à 3 dB du rapport axial du port 1, port 2, port 3, et port 4 est 68, 179, 180, et 78 MHz, ce qui est 3.7%, 7.25%, 7.3%, et 4.7%, respectivement. D'après ces figures, nous constatons qu'une bonne performance de la polarisation circulaire est obtenue à la fréquence de fonctionnement 2.4 GHz. Cependant, le rôle principal de notre système n'est pas d'obtenir une polarisation circulaire à la fréquence désirée, mais d'avoir une diversité entre deux sens de polarisation à la même fréquence. Dans ce qui suit, nous allons donc étudier la diversité de polarisation du système proposé.

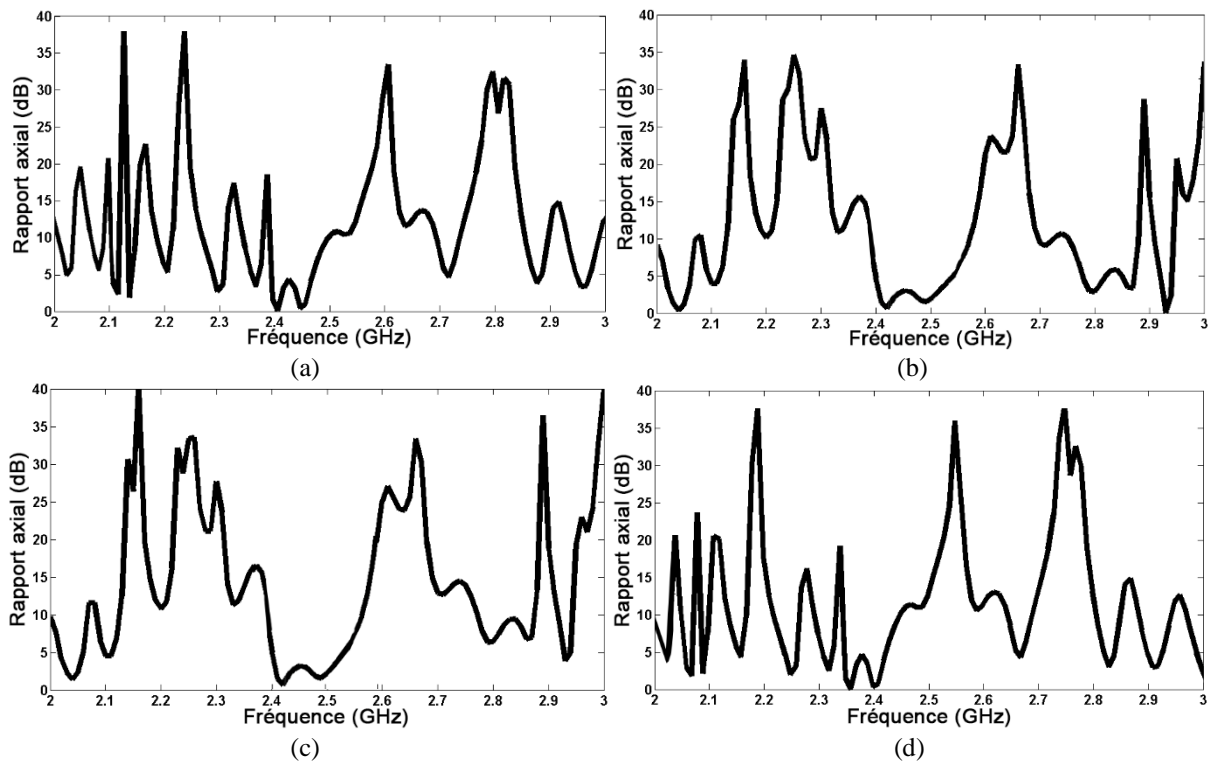


Figure II. 31: Rapport axial en fonction de la fréquence pour : (a) port 1, (b) port 2, (c) port 3, (d) port 4.

### 4.3. Diversité de polarisation circulaire

D'après l'étude théorique de la matrice de *Butler*, chaque port d'entrée fournit sa propre distribution de phase avec une différence de phase fixe de  $90^\circ$  entre les ports de sortie voisins. Pour déterminer le sens de polarisation de chaque port d'entrée, le rapport entre les composantes du champ électrique à droite  $E_R$  (*right-handed*) et à gauche  $E_L$  (*left-handed*) pour chaque port d'entrée est investigué, comme le montre la Figure II.32. Lorsque ce rapport est négatif, la polarisation est circulaire gauche (LHCP), tandis que lorsque le rapport est positif, la polarisation est circulaire droite (RHCP).

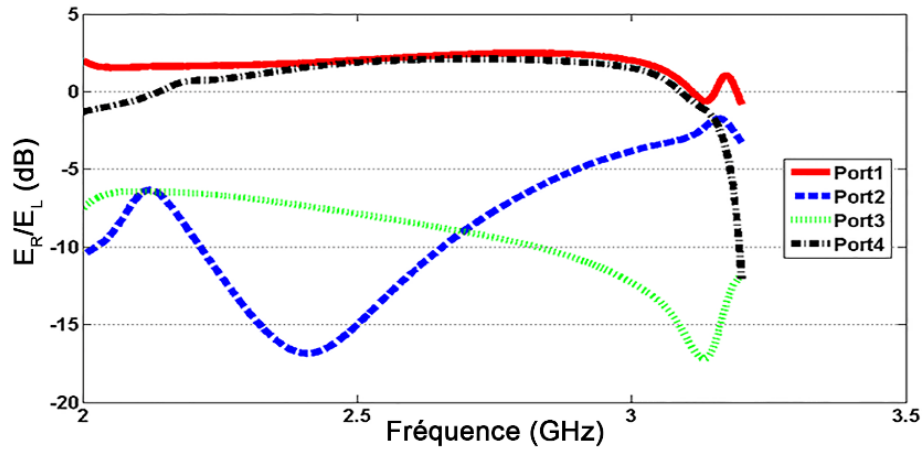
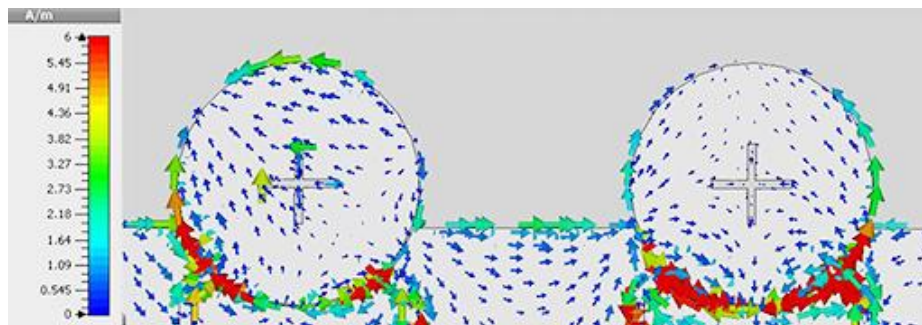
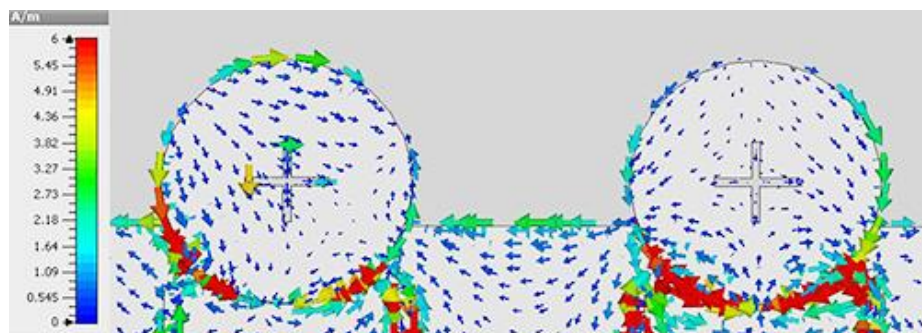


Figure II. 32: Rapport entre les composantes du champ électrique à droite et à gauche en fonction de la fréquence pour chaque port d'entrée.

Comme nous pouvons le voir sur la Figure II.32, lorsque le port 1 ou le port 4 est excité, la RHCP est générée sur toute la bande passante obtenue par le coefficient de réflexion. Tandis que la LHCP est obtenue sur toute la bande passante quand le port 2 ou le port 3 est alimenté. La diversité de polarisation circulaire est donc obtenue sur toute la bande passante de fonctionnement allant de 2.2 à 3 GHz, qui est fixée par le cahier des charges.



(a)



(b)

Figure II. 33: Distributions des courants surfaciques des éléments du réseau à 2.4 GHz : (a) quand le port 1 est alimenté, (b) quand le port 2 est alimenté.

Pour bien comprendre la diversité de polarisation de notre système antennaire, la distribution du courant de surface est analysée. L'amplitude du vecteur de densité de courant surfacique à 2.4 GHz lorsque le port 1 et le port 2 sont excités, sont représentés sur les figures



II.33(a) et (b), respectivement. Lorsque le port 1 est excité, le courant circule dans le sens antihoraire, ce qui conduit à un rayonnement RHCP, comme illustré sur la Figure II.33(a). En revanche, lorsque le port 2 est alimenté, le vecteur de courant tourne dans le sens horaire, ce qui entraîne un rayonnement LHCP, comme illustré sur la Figure II.33(b). La symétrie du système proposé permet de prédire les caractéristiques de polarisation du port 3 et 4, qui sont identiques à celles du port 2 et 1, respectivement.

## 4.4. Diversité angulaire

Nous avons proposé dans ce chapitre une combinaison des technologies ULB et multi-antennaire et de deux techniques de diversité. Jusqu'à maintenant, nous n'avons validé que la combinaison des deux technologies, ainsi que la diversité de polarisation circulaire. Pour valider la deuxième combinaison, la diversité angulaire est investiguée. Pour ce faire, les diagrammes de rayonnement calculés analytiquement, simulés, et mesurés sont présentés.

Pour un réseau linéaire d'antennes espacées de  $d$ , de longueur d'onde  $\lambda$ , et de gradient de phase  $\varphi$ , le dépointage par rapport à la normale au réseau  $\theta$  est donné par la formule suivante :

$$\theta = \text{Arcsin}\left(\frac{\lambda \varphi}{d 2\pi}\right) \quad (\text{II.61})$$

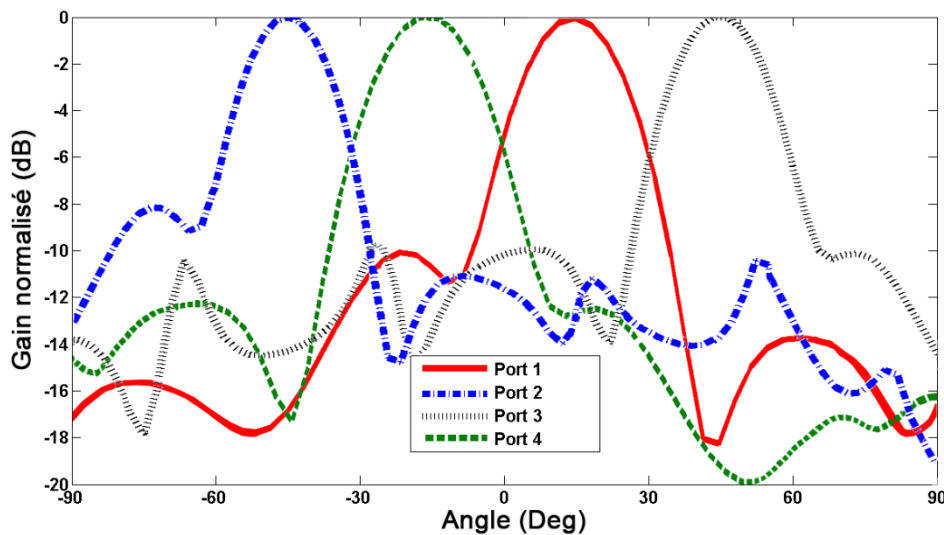


Figure II. 34: Diagrammes de rayonnement simulés à 2.4 GHz du réseau d'antennes (plan E).

Par conséquent, en utilisant l'équation II.61, un déphasage de  $45^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $135^\circ$ , et  $-135^\circ$ , le dépointage calculé est de  $16.08^\circ$ ,  $-16.08^\circ$ ,  $54^\circ$ , et  $-54^\circ$ , respectivement. Les résultats de simulation sous CST prouvent les calculs analytiques, comme présentés sur la Figure II.34. Nous pouvons constater que non seulement les lobes principaux sont de qualité dans la direction de pointage, mais les niveaux des lobes secondaires (SLL, *sidelobe level* en anglais) sont inférieurs

à  $-10$  dB. À partir de ces résultats, nous pouvons remarquer que le système antennaire proposé fournit quatre faisceaux qui peuvent être générés à  $\pm 15^\circ$  et  $\pm 48^\circ$ . Ces faisceaux ont la diversité de polarisation circulaire, car, d'après la section précédente, les faisceaux à  $\pm 15^\circ$  ont la RHCP, tandis que les faisceaux à  $\pm 48^\circ$  ont la LHCP.

Afin de vérifier la validité de ces résultats, il convient de faire une mesure dans une chambre anéchoïde. Les diagrammes de rayonnement pour chaque port d'entrée dans le plan E ( $\varphi=0^\circ$ ), dans le plan H ( $\varphi=90^\circ$ ), et dans le plan diagonal  $\varphi=45^\circ$  mesurés à 2.4 GHz sont illustrés par la Figure II.35. D'après ces résultats, il est évident que la structure proposée dans les trois plans fournit quatre faisceaux dans des directions différentes. Sur le Tableau II.4 sont récapitulées les performances de la structure proposée pour les quatre faisceaux. Ces résultats relèvent une très large couverture globale de  $82^\circ$  (entre  $-40^\circ$  et  $42^\circ$ ).

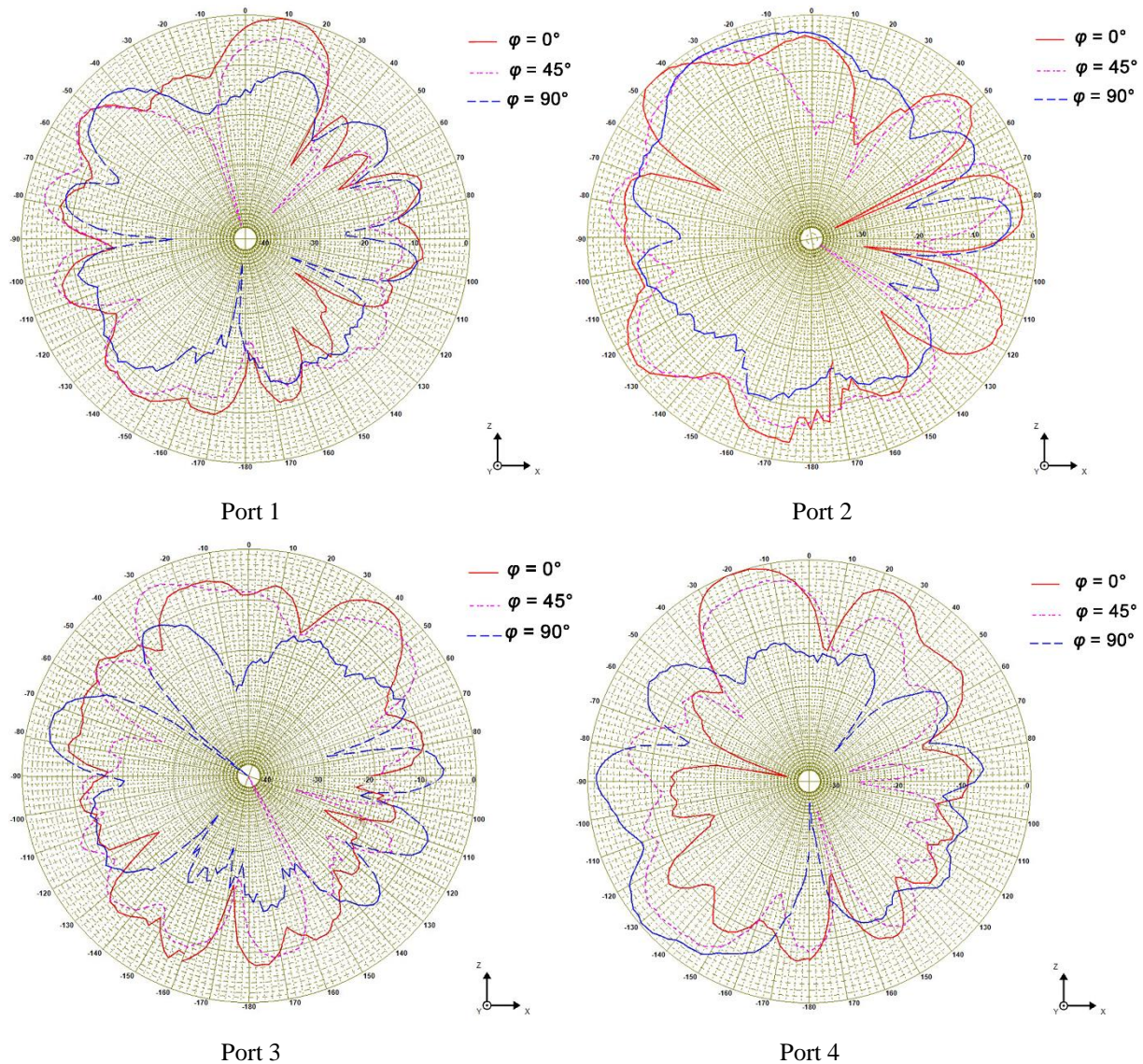


Figure II. 35: Diagrammes de rayonnement mesurés du système antennaire fabriqué à 2.4 GHz.

Ports d'entrée	Gradient de phase	Angle de dépointage		
		Calculé	Simulé	Mesuré
Port 1	+45°	16.08°	15°	12°
Port 2	-135°	-54°	-48°	-40°
Port 3	+135°	54°	48°	42°
Port 4	-45°	-16.08°	-15°	-18°

Tableau II. 4: Performances des faisceaux issues du système antennaire proposé à 2.4 GHz.

Nous avons donc validé les solutions proposées dans ce chapitre à savoir la combinaison de deux techniques de diversité et des deux technologies ULB et MIMO dans une seule structure. Nous allons maintenant passer à l'évaluation des performances en rayonnement et en diversité antennaire du concept proposé.

## 4.5. Efficacité de rayonnement et gain réalisé maximum

Afin de vérifier les performances de rayonnement de notre système antennaire, l'efficacité de rayonnement et le gain réalisé ont été mesurés, comme présentés dans les figures II.36 et II.37, respectivement. Par souci de brièveté, l'efficacité de rayonnement est étudiée juste pour les deux ports 1 et 2. Ensuite, en raison de la symétrie de la structure, nous pouvons prédire l'efficacité des deux autres ports.

L'efficacité est l'un des paramètres les plus importants qui affectent la performance de la diversité. Elle est le rapport entre la puissance totale rayonnée et celle d'entrée acceptée par le système antennaire. Les mesures ont été effectuées au sein du laboratoire LMP à l'INPT et en raison de l'absence d'une chambre anéchoïque, nous avons utilisé la méthode de Wheeler [II.44]. Cette méthode est très simple sur le plan conceptuel. Elle nécessite une mesure de l'impédance de l'antenne dans l'espace libre et l'autre où l'antenne est entourée par un couvercle métallique placé à une distance supérieure à  $\lambda/2\pi$  (pour ne pas perturber le courant de l'antenne) [II.45]. La partie réelle de la première mesure d'impédance (espace libre) comprend la résistance de rayonnement  $R_{ray}$  et la résistance de perte  $R_L$ , tandis que la partie réelle de celle de la deuxième mesure est équivalente à la résistance de perte de l'antenne  $R_L$ . En utilisant l'équation (II.62), l'efficacité de rayonnement peut être calculée. Les mesures ont été réalisées avec le VNA Anritsu MS2028C pour les deux ports 1 et 2. Les résultats obtenus sont tracés sur la Figure II.36. D'après cette figure, quand le port 1 est alimenté, l'efficacité de rayonnement varie entre 70% et 87% dans la bande passante de fonctionnement. En revanche, lorsque le port 2 est excité, l'efficacité reste au-dessus de 77.5% sur toute la bande passante.

$$\eta = \frac{P_t}{P_{in}} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (\text{II.62})$$

De plus, les gains simulés et mesurés du système antennaire proposé, lorsque le port 1 est alimenté, sont présentés sur la Figure II.37. En se basant sur la méthode des trois antennes [II.46], le gain du système antennaire fabriqué a été mesuré à des fréquences spécifiques. Cette méthode est utilisée au lieu des autres méthodes car un seul prototype du système antennaire proposé est disponible. Nous rappelons que les mesures ont été effectuées dans la chambre anéchoïque du groupe RF & Hyper de l'ESEO. En utilisant la formule FRIIS [II.40], le gain maximal peut être calculé à différentes fréquences. Encore une fois, un bon accord entre les résultats de simulation et de mesure peut être observé. Nous pouvons constater que le gain à 2.4 et 2.6 GHz est de 5.3 et 6.6 *dBi*, respectivement.

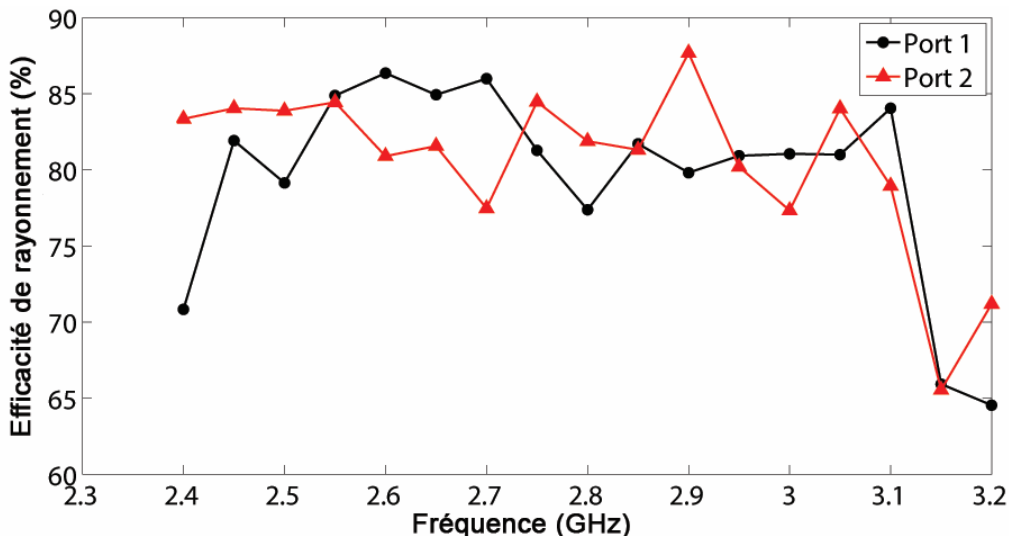


Figure II. 36 : Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence pour les ports 1 et 2.

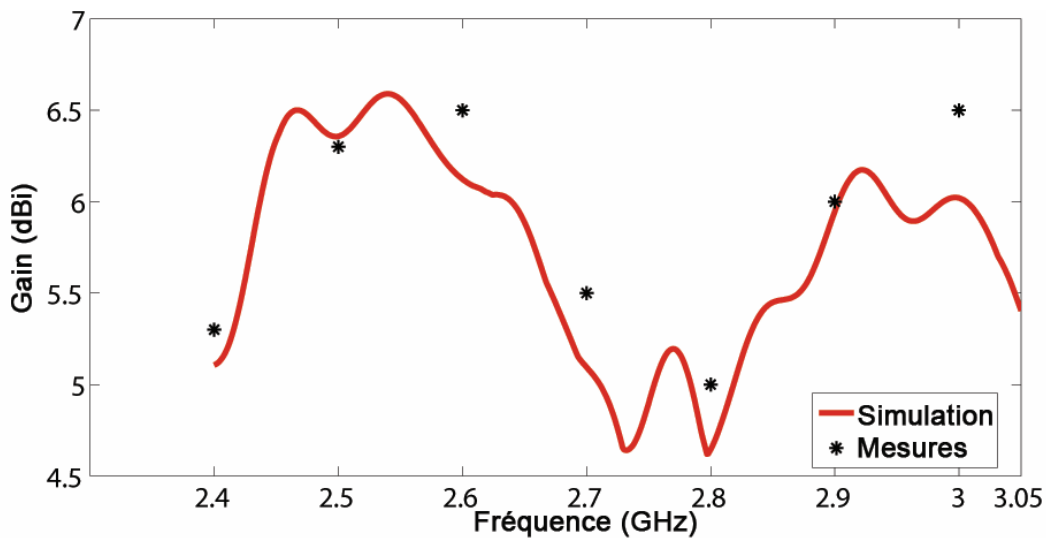


Figure II. 37: Gains simulé et mesuré en fonction de la fréquence quand le port 1 est alimenté.

## 4.6. Coefficient de corrélation d'enveloppe

Le coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC, *Envelope Correlation Coefficient* en anglais) est un paramètre important dans l'évaluation de la performance de la diversité. Il montre comment les diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes sont indépendants. Quand deux diagrammes de rayonnement présentent des sens de polarisation opposés, l'ECC doit donc être égal à zéro. Cependant, lorsque l'ECC a une valeur supérieure à 0.5, la performance de la diversité d'antennes peut typiquement se dégrader, ce qui signifie que les signaux émis sont totalement corrélés (identiques).

L'ECC  $\rho_e$  peut être calculé en utilisant uniquement les paramètres  $S$  au lieu des diagrammes de rayonnement, comme il a été trouvé dans [II.47] :

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2)} \quad (\text{II.63})$$

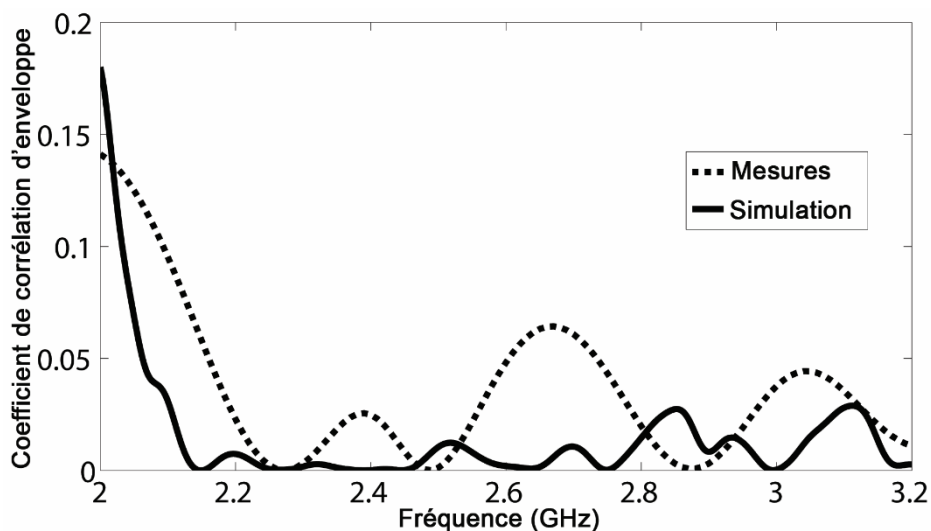


Figure II. 38: Coefficient de corrélation d'enveloppe simulé et mesuré du système antennaire fabriqué.

La Figure II.38 montre l'ECC simulé et mesuré entre les deux ports 1 et 2. D'après ces résultats, nous pouvons constater que le système antennaire proposé présente de très faibles valeurs d'ECC, entre 0 et 0.03 sur toute la bande de fonctionnement, satisfaisant ainsi le critère permettant au système de fournir un bon niveau de gain en diversité, que nous allons présenter dans ce qui suit. En d'autres termes, les faisceaux générés sont complètement décorrélés et, par conséquent, il n'y aura pas de chevauchement entre eux.

## 4.7. Gain de diversité

Un des paramètres clefs qui nous renseigne sur les performances en diversité est le gain de diversité (DG) qui dépend fortement de l'ECC. Le DG permet de quantifier l'amélioration du rapport signal à bruit (SNR, *Signal-to-Noise Ratio* en anglais) obtenu par le système antenne par rapport au meilleur SNR obtenu par l'une des antennes de ce système (l'antenne avec le niveau de SNR le plus fort). Autrement dit, il permet de quantifier l'amélioration apportée par le système multi-antennaires par rapport aux performances d'un système uni-antenne. La formule (II.64) donne la forme la plus simple du DG qui se définit donc comme la différence entre le SNR obtenu par le système antenne ( $SNR_{div}$ ) et celui obtenu avec la meilleure des branches de ce système ( $SNR_{ant}$ ).

$$DG = SNR_{div} - SNR_{ant} \quad (II.64)$$

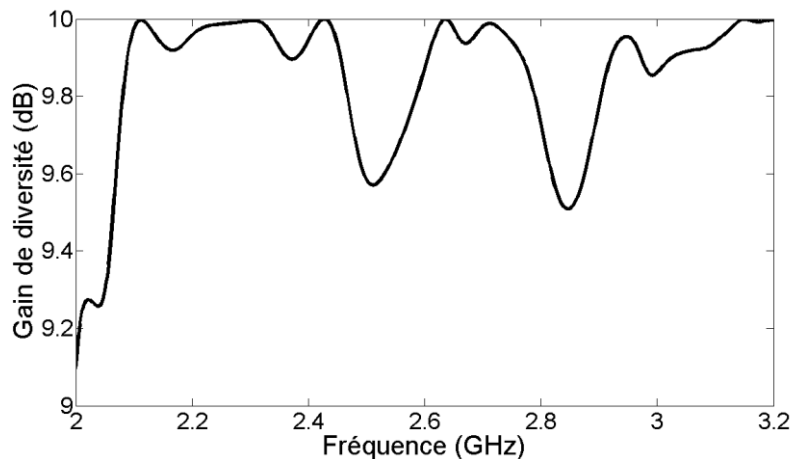


Figure II. 39: Gain de diversité simulé du système antenne en fonction de la fréquence.

Le GD est simulé en utilisant le logiciel CST. Les résultats de simulation en fonction de la fréquence sont illustrés par la Figure II.39. D'après cette figure, nous pouvons constater que le GD sur toute la bande de fonctionnement est très proche de la valeur limite théorique (10 dB pour un système de deux antennes [II.48]). Ceci peut être expliqué par le fait que l'enveloppe de corrélation est toujours très faible sur toute la bande de fonctionnement.

## V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la combinaison de deux techniques de diversité (angulaire et de polarisation) et deux technologies (MIMO et ULB) dans une seule structure dans le but d'améliorer la capacité du canal et de réduire les phénomènes d'interférences et d'évanouissement de signaux dans les environnements urbains et intra-bâtiment.

Nous avons tout d'abord étudié et conçu un système de formation de faisceaux (matrice de Butler) pour répondre à la solution proposée concernant la technologie MIMO et la technique de diversité angulaire. La matrice de *Butler* a été proposée avec une version ULB pour répondre à la deuxième technologie. Avant de définir la configuration finale du système proposé, chaque composant constituant la matrice de *Butler* en technologie microruban a été examiné. La simulation de la matrice de *Butler* conçue présente de très bons résultats en termes de bande passante (35.3%), d'isolation entre les ports d'entrée ( $< -15$  dB), de division uniforme de puissance entre les ports de sortie, et de déphasage fixe de  $\pm 90^\circ$  entre les ports de sortie voisins.

Par la suite, nous avons étudié l'élément rayonnant que nous avons associé ensuite avec la matrice conçue. L'antenne en question doit répondre à trois critères : la technologie planaire microruban, la technologie ULB, et la polarisation circulaire. Pour ce faire, une antenne circulaire à deux accès avec deux fentes orthogonales en croix gravées dans son centre a été étudiée et simulée. L'antenne proposée présente de bonnes performances globales en bande passante (91%), en adaptation (inférieure à 25 dB), et en polarisation circulaire.

Finalement, nous avons associé les deux structures conçues afin d'obtenir le système antennaire proposé dans ce chapitre. Pour valider la solution proposée et montrer sa faisabilité, un prototype de ce système antennaire a été fabriqué et mesuré. Les mesures ont été menées pour évaluer les performances électriques et de rayonnement du système proposé. Les résultats des mesures ont montré que le système antennaire fabriqué présente une très large bande passante (39 ~ 49%) et il peut basculer entre quatre faisceaux dans des directions différentes et entre deux sens de polarisation circulaire (RHCP et LHCP), en changeant son port d'entrée. Les quatre faisceaux sont obtenus à  $12^\circ$ ,  $-40^\circ$ ,  $42^\circ$ , et  $-18^\circ$ . Ces faisceaux ont la diversité de polarisation circulaire, car les faisceaux à  $12^\circ$  et  $-18^\circ$  ont la RHCP, tandis que les faisceaux à  $42^\circ$  et  $-40^\circ$  ont la LHCP. En outre, les mesures d'efficacité, de gain réalisé, et d'ECC montrent que la structure proposée offre de bonnes performances en rayonnement et en diversité sur toute la bande passante de fonctionnement du système.

Par conséquent, le système antennaire proposé est un candidat très pertinent pour être intégré dans les systèmes cognitifs, afin d'améliorer la capacité du canal dans les environnements urbains denses et intra-bâtiments, et de réduire toute sorte d'interférences entre les utilisateurs primaires et secondaires dans les réseaux de RC. Par ailleurs, ce système antennaire répond bien aux spécifications de la première approche des systèmes antennaires de la RC (cf. Figure I.31) qui consiste à utiliser une structure antennaire large bande pour assurer en parallèle la détection du spectre et la communication. Les travaux futurs reliés à cette étude

comprennent l'intégration d'un circuit de commutation RF dans la structure proposée pour accroître la flexibilité de commutation entre les différents faisceaux et sens de polarisation. Les chapitres suivants offriront une autre solution pour combattre le problème de la rareté du spectre et des interférences pour les systèmes cognitifs. De plus, nous allons utiliser les éléments actifs pour apporter une flexibilité aux structures proposées.

A noter que les travaux présentés dans ce chapitre ont été valorisés par une publication et par 2 conférences internationales.



## VI. Bibliographie

- [II.1] R. Zhang, Y.-C. Liang, “Exploiting Multi-Antennas for Opportunistic Spectrum Sharing in Cognitive Radio Networks,” *IEEE J. Sel. Topics in Signal Processing*, 2, pp. 88–102, 2008.
- [II.2] V. Bohara, H. T. See, H. Yang, A. Pandharipande, “Interference-Free Overlay Cognitive Radio Network Based on Cooperative Space Time Coding,” *Proc. of the 5th Int. Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Network Communication*, pp. 1–5, 2010.
- [II.3] J. Liu, W. Chen, Z. Cao, Y. Zhang, “Cooperative Beamforming Aided Incremental Relaying in Cognitive Radios,” *Proc. IEEE International Conference on Communication, ICC*. pp. 1 – 5, 2011.
- [II.4] R. Manna, R. Louie, L. Yonghui, B. Vucetic, “Cooperative Spectrum Sharing in Cognitive Radio Networks with Multiple Antennas,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, pp. 5509–5522, 2011.
- [II.5] H. Bölcskei, D. Gesbert, A. Paulraj, “On the Capacity of OFDM-Based Spatial Multiplexing Systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, pp. 225–234, 2002.
- [II.6] H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “Broadband 4x4 Butler Matrix Using Wideband 90° Hybrid Couplers and Crossovers for Beamforming Networks,” *Proc. of International conference on multimedia computing and systems*, pp. 1444–1448, 2014.
- [II.7] M. Bona, L. Manholm, J. P. Starskiand, B. Svensson, “Low-Loss Compact Butler Matrix for a Microstrip Antenna,” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 9, pp. 2069–2075, 2002.
- [II.8] M. Nedil, T. A. Denidni, “Novel Butler Matrix Using CPW Multilayer Technology,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 499 - 507, January 2006.
- [II.9] S. Yamamoto, J. Hirokawa, M. Ando, “A Beam Switching Slot Array with A 4-Way Butler Matrix Installed in Single Layer Post-Wall Waveguides,” *Proc. Antennas and Propagation Society International Symposium*, May 2002.
- [II.10] Thales, “Design, Analysis and Tests of A S Band Output Butler Matrix,” *MULCOPIM*, 2008.
- [II.11] D. Pozar, “Microstrip Antennas,” *Proc. of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 79– 91, 1992.
- [II.12] J. Lange, “Interdigitated Stripline Quadrature Hybrid,” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, no. 12, pp. 1150–1151, Dec. 1969.
- [II.13] J. P. Shelton, J. Wolfe, R. C. Wagoner, “Tandem Couplers and Phase Shifters for Multioctave Bandwidth,” *Microwaves*, pp. 14–19, Apr. 1965.
- [II.14] T. Tanaka, K. Kusoda, M. Aikawa, “Slot-Coupled Directional Couplers on A Both-Sided Substrate MIC and Their Applications,” *Electronics and Communications in Japan*, vol. 72, no. 3, pp. 91–99, 1989.
- [II.15] G. P. Riblet, “A Directional Coupler with Very Flat Coupling,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 26, no. 2, pp. 70–74, 1978.

- [II.16] R. Levy, L. F. Lind, "Synthesis of Symmetrical Branch-Guide Directional Couplers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, no. 2, pp.80–89, 1968.
- [II.17] J. Reed, G. J. Wheeler, "A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 5, no. 2, pp. 246–252, 1956.
- [II.18] A. Najid, H. Baudrand, "Fast Algorithm for the Characterization of Ridged Waveguide Discontinuities-Modeling of Tuning Screws", *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol.1, no.3, pp. 13–24, 1998.
- [II.19] A. Najid, "Contribution à l'étude des guides d'ondes à nervures. Application aux polariseurs et à la modélisation des vis", Thèse, Institut national polytechnique de Toulouse, 1997.
- [II.20] Momentum, Advanced Design System™, logiciel proposé par Agilent Technologies®.
- [II.21] E. J. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 8, no. 1, pp. 116–118, 1960.
- [II.22] S.F. Peik, B. Jolley, R.R. Mansour, "High Temperature Superconductive Butler Matrix Beam Former for Satellite Applications," Proc the *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 4, pp. 1543-1546, 1999.
- [II.23] T. Tanaka, K. Tsunoda, M. Aikawa, "Slot – Coupled Directional Couplers between Double – Sided Substrate Microstrip Lines and Their Applications," *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, n. 12, pp 1752 – 1757, 1988.
- [II.24] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed., Wiley, New York, 2005, Chap. 7, pp. 333–335.
- [II.25] Microwave Studio, Computer Simulation Technology, <http://www.cst.de>.
- [II.26] P. Sharma, K. Gupta, "Analysis and Optimized Design of Single Feed Circularly Polarized Microstrip Antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 6, pp. 949–955, 1983.
- [II.27] B. Babakhani, S. Sharma, "Wideband Frequency Tunable Concentric Circular Microstrip Patch Antenna with Simultaneous Polarization Reconfiguration," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 2, pp. 203–216, 2015.
- [II.28] J.-H. Lu, C.-L. Tang, K.-L. Wong, "Single-Feed Slotted Equilateral-Triangular Microstrip Antenna for Circular Polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 7, pp. 1174–1178, 1999.
- [II.29] L. C. SHEN, "The Elliptical Microstrip Antenna with Circular Polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 90–94, 1981.
- [II.30] J. R. James, P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, Peter Peregrinus Ltd, London, 1989.
- [II.31] T. F. A. Nayna, A. K. M. Baki, F. Ahmed, "Comparative Study of Rectangular and Circular Microstrip Patch Antennas in X Band," Proc. *International Conference on Electrical Engineering and Information and Communication Technology*, 2014.
- [II.32] Y. S. H. Khraisat, M. M. Olaimat, "Comparison between Rectangular and Triangular Patch Antennas Array," Proc. of the 9th *International Conference on Telecommunications*, 2012.

- [II.33] P. Mirchandani, K. Deshpande, R. Khan, "Performance Analysis of Miniaturized Microstrip Patch Antennas for UHF RFID Applications," *Proc. International Conference on Signal Processing, Communication, Computing and Networking Technologies*, pp. 244–249, 2011.
- [II.34] S. S. Gao, Q. Luo, G. Zhu, *Circularly Polarized Antennas*, West Sussex: Wiley, 2014.
- [II.35] F. S. Chang, K. L. Wong, T. W. Chiou, "Low-Cost Broad-Band Circularly Polarized Patch Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 3006–3009, 2003.
- [II.36] R. Caso, A. Buffi, M. Rodriguez Pino, P. Nepa, G. Manara, "A Novel Dual-Feed Slot-Coupling Feeding Technique for Circularly Polarized Patch Arrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 183–186, 2010.
- [II.37] P. S. Hall, J. S. Dahele, J. R. James, "Design Principles of Sequentially Fed, Wide Bandwidth, Circularly Polarized Microstrip Antennas," *Proc. of IEE Micro-waves. Antennas and Propagation*, vol. 136, no. 5, pp. 381–389, 1989.
- [II.38] P. F. Combes, *Micro-ondes : Circuits passifs, propagation, antennes*. Edi. Dunod, Paris, 1997.
- [II.39] G. Kumar, K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House, pp. 309-353, 2003.
- [II.40] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3<sup>rd</sup> ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [II.41] S. Weigand, G.H. Huff, K.H. Pan, J.T. Bernhard, "Analysis and Design of Broadband Single-Layer Rectangular U-Slot Microstrip Patch Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 3, pp. 457–468, 2003.
- [II.42] HFSS, [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com), Pittsburgh, PA, 2006.
- [II.43] A. E. Zooghby, *Smart Antenna Engineering*, Norwood, MA: Artech House, 2005.
- [II.44] G. Smith, "An Analysis of The Wheeler Method for Measuring The Radiating Efficiency of Antennas," *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, vol. 25, no. 4, pp. 552–556, 1977.
- [II.45] E. H. Newman, P. Bohley, C. H. Walter, "Two Methods for The Measurement of Antenna Efficiency," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.23, no.4, pp. 457–461, 1975.
- [II.46] *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*. IEEE Std 149-1965. Published by IEEE Inc., distributed by John Wiley & Sons, 1979.
- [II.47] S. Blanch, J. Romeu, I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 53, pp. 705–707, 2003.
- [II.48] P. S. Kildal, K. Rosengren, "Electromagnetic analysis of effective and apparent diversity gain of two parallel dipoles," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, no. 1, pp. 9–13, 2003.

# Chapitre III

## Conception et réalisation des structures passives pour la radio cognitive

### Sommaire

---

<b>Chapitre III</b>	<b>Conception et réalisation des structures passives pour la radio cognitive</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>I.</b>	<b>Introduction</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>II.</b>	<b>Conception d'un système antenne à deux ports large-bande/ bande étroite</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.1.	Objectif de l'étude	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2.	Conception du système antenne	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2.1.	Antenne de détection	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2.2.	Antenne de communication	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2.3.	Combinaison des deux antennes	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.	Performances du système proposé	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.1.	Performances de l'antenne de détection	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.2.	Performances de l'antenne de communication	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.3.	Performances de la combinaison	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>III.</b>	<b>Conception d'un système antenne à deux ports large-bande/multi-bande</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.1.	Objectif de l'étude	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.2.	Conception du système antenne	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.2.1.	Antenne de détection	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.2.2.	Antenne de communication	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.2.3.	Combinaison des deux antennes	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.3.	Performances du système proposé	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.3.1.	Performances de l'antenne de communication	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.3.2.	Performances de la combinaison	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>IV.</b>	<b>Conclusion</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>V.</b>	<b>Bibliographie</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>

---



# I. Introduction

Comme nous l'avons mentionné dans l'introduction générale, le troisième chapitre est consacré à la conception des systèmes antennaires pour la Radio Cognitive (RC). Le présent chapitre a donc pour objectif principal de présenter une solution efficace au problème de la rareté du spectre RF. Dans le chapitre I, nous avons présenté la problématique de la rareté du spectre ainsi que les solutions proposées pour la combattre. Parmi les solutions proposées, la RC est considérée comme étant une solution efficace. De plus, nous avons montré dans l'état de l'art que, d'un point de vue matériel (RF *Hardware*), le frontal RF (Front-End) d'un système cognitif doit assurer toutes les fonctionnalités de la radio cognitive, à savoir la détection du spectre et la création des liens de communication sur les bandes de fréquences inutilisées.

Nous avons montré dans le chapitre I qu'il existe deux approches différentes pour assurer la détection et la communication en même temps : les deux tâches sont effectuées en parallèle (Figure I.31) ou successivement par un seul support de transmission (Figure I.32). La première approche consiste à utiliser une seule structure antenne large bande ou deux antennes dont l'une est large bande et l'autre à bande étroite. La première configuration de la première approche a été présentée dans le chapitre précédent. Tandis que l'étude et l'implémentation de la deuxième configuration seront abordées dans le présent chapitre. Cependant, la deuxième approche (Figure I.32) fera l'objet du dernier chapitre.

Ce chapitre est divisé en deux parties. La première partie présente une combinaison d'une antenne large bande et d'une antenne à bande étroite. Par la suite, la deuxième partie est consacrée à une autre combinaison d'une antenne large bande et d'une antenne multibande. Afin de vérifier la validité des deux combinaisons, un prototype de chaque combinaison a été fabriqué et mesuré. La bande de fréquence d'étude visée par les deux configurations est de 2 à 6 GHz, couvrant ainsi les principales normes des applications sans fils : Bluetooth, WiFi à 2.4 GHz (IEEE 802.11b/g/n/) et à 5 GHz (IEEE 802.11a/n/s), WiMAX (IEEE 802.16h), ISM, etc.

## II. Conception d'un système antenne à deux ports

### large-bande/ bande étroite

#### 2.1. Objectif de l'étude

Le premier système antenne étudié dans ce chapitre est une combinaison d'une antenne ULB et d'une antenne à bande étroite pour les systèmes de communications WiMAX à radio

cognitive (IEEE 802.16h) [III.1]. L'antenne responsable de la détection spectrale doit être une antenne large-bande et omnidirectionnelle. La propriété large-bande est essentielle pour assurer la détection spectrale dans une large bande de fréquences. Tandis que la propriété omnidirectionnelle est utilisée puisqu'aucune direction particulière n'est privilégiée lors du sondage.

En revanche, l'antenne qui assure la tâche de communication doit être à bande étroite et directionnelle (ou bidirectionnelle) afin de focaliser la puissance émise dans une direction (ou dans deux directions) bien définie et à une fréquence précise. Nous pouvons par la suite accorder cette fréquence de fonctionnement en ajoutant des éléments réactifs qui vont modifier la longueur électrique de l'antenne.

En effet, les deux antennes doivent être intégrées dans la même structure afin d'obtenir la géométrie finale du système à deux ports en question. Néanmoins, la structure à deux ports présente l'inconvénient du couplage mutuel entre les deux éléments rayonnants. Par conséquent, la structure proposée doit être correctement conçue afin d'augmenter le plus possible l'isolation entre les deux ports.

En résumé, le cahier des charges de ce système antennaire est le suivant :

- *Antenne de détection* : ULB (>20%) et omnidirectionnelle.
- *Antenne de communication* : Bande étroite à 2.6 GHz (WiMAX IEEE 802.16h).
- *Combinaison des deux antennes* : Bonne isolation (< -15 dB), faibles coût et complexité de fabrication.

Dans ce qui suit, nous allons passer à l'étape de la conception du système proposé pour évaluer ses performances en termes de bande passante, d'adaptation, d'isolation, et de rayonnement. Ensuite, un prototype a été réalisé et mesuré afin de vérifier l'exactitude de ces performances.

## **2.2. Conception du système antennaire**

### **2.2.1. Antenne de détection**

L'antenne de détection doit couvrir une large bande de fréquences et une large zone géographique. Pour ce faire, une antenne ULB et omnidirectionnelle fonctionnant sur la bande de fonctionnement visée doit être proposée pour répondre à ces exigences. L'objectif ici est donc de concevoir une antenne de type monopôle circulaire opérant dans la bande de fréquences

allant de 2 à 6 GHz avec un coefficient de réflexion inférieur à  $-6 \text{ dB}$  (qui correspond à un TOS de 3:1) sur toute la bande de fonctionnement.

Il est important de noter que la condition d'adaptation à  $-6 \text{ dB}$  a été choisie au lieu de celle de  $-10 \text{ dB}$ , comme il est communément connu, puisque la tâche de la détection spectrale n'est pas censée transmettre des signaux ou créer un lien RF afin de communiquer avec les utilisateurs secondaires. Un TOS de 3:1 ( $S_{11} \leq -6 \text{ dB}$ ) dans un système de réception peut entraîner une perte de gain de  $1.25 \text{ dB}$  (voir équation (III.1)) [III.2]. Tandis que la même valeur du TOS dans un système d'émission pourrait dégrader considérablement la transmission radio. En outre, le gain réalisé prend en compte également les pertes de désadaptation, comme indiqué par l'équation (III.2). Pour des faibles valeurs du TOS, le gain réalisé s'approche du gain maximal théorique de l'antenne. La perte de gain provoquée par le TOS peut être calculée comme suit :

$$\text{Pertes de désadaptation} = \frac{P_m}{P} = \frac{1}{1-|\rho|^2} = \frac{(TOS+1)^2}{4TOS} \quad (\text{III.1})$$

$$G_{\text{réalisé}} = G_{\text{max}}(1 - |\rho|^2) = G_{\text{max}} \frac{4TOS}{(TOS+1)^2} \quad (\text{III.2})$$

avec  $P_m$  est la puissance acceptée par l'antenne,  $P$  la puissance d'alimentation et  $\rho$  les pertes de réflexion.

La technologie coplanaire est utilisée pour concevoir l'antenne en question. Ce choix technologique s'explique par deux raisons : d'une part pour réduire le coût et la complexité de fabrication, et d'autre part, pour réduire le plus possible le couplage mutuel entre l'antenne de détection et celle de communication. En outre, la technologie CPW rend l'intégration des composants électroniques beaucoup plus facile que d'autres technologies, car elle empêche la mise à la masse (les vias) coûteuse et inductive. Par contre, l'élément rayonnant a une forme circulaire lui permettant d'avoir de bonnes performances de rayonnement compatibles avec la tâche de détection pour les systèmes cognitifs.

L'élément rayonnant alimenté par une ligne CPW et son plan de masse sont imprimés sur la couche supérieure du substrat diélectrique (cf. Figure III.1). Cette configuration est conçue sur un substrat de type FR4 d'épaisseur 1.58 mm. Les caractéristiques électriques de ce substrat sont données dans le chapitre précédent. En outre, les dimensions des lignes CPW et le rayon de l'antenne sont calculés en utilisant les équations mentionnées auparavant (les équations (I.9)-(I.13) et (II.58)-(II.59)). Le diamètre de l'élément rayonnant détermine la fréquence d'extrémité inférieure de la bande passante (où le  $S_{11}$  est égal à  $-6 \text{ dB}$ ), tandis que l'écart entre l'élément



rayonnant et son plan de masse a plus d'influence sur la fréquence d'extrémité supérieure [III.3]. Les dimensions globales de cette antenne sont données par le Tableau III.1.

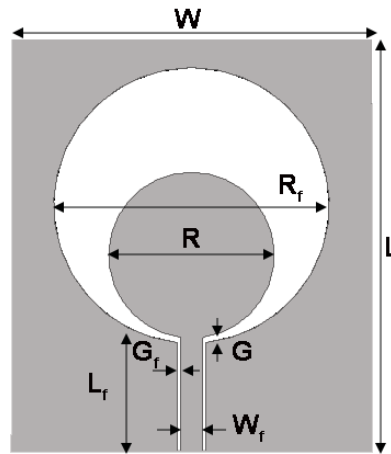


Figure III. 1: Configuration de l'antenne de détection.

Paramètres	$L_f$	$W_f$	$R$	$G_f$	$G$	$R_f$	$L$	$W$
Valeurs (mm)	21	4	30	0.5	1	50	72	65

Tableau III. 1: Dimensions de l'antenne de détection (en mm).

### 2.2.2. Antenne de communication

La deuxième antenne constituant notre système antennaire est une antenne bidirectionnelle à bande étroite. Le rôle principal de cette antenne est de créer un lien radio à une fréquence précise et dans deux directions. Pour cela, nous proposons dans cette section une antenne dipôle repliée imprimée opérant autour de 2.6 GHz. Cependant, vu la simplicité de l'antenne, il est possible de décaler cette fréquence en changeant la longueur électrique de l'antenne. C'est ce que nous allons voir par la suite. Contrairement à l'antenne de détection, la condition d'adaptation pour l'antenne de communication est fixée à  $-10\text{ dB}$ , car cette tâche requiert un gain important dans la direction souhaitée.

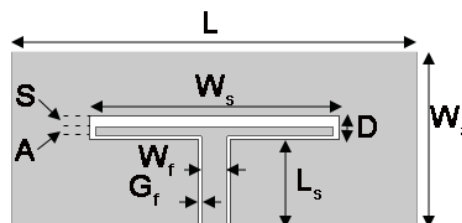


Figure III. 2: Configuration de l'antenne de communication.

La technologie CPW est aussi utilisée pour la conception de cette antenne. La configuration de l'antenne est présentée sur la Figure III.2. En utilisant les équations (I.9)-(I.13) et celles qui

sont présentées dans [III.4], les dimensions de l'antenne de communication ont été soigneusement calculées et optimisées pour fonctionner à la fréquence désirée. Les dimensions de cette antenne sont données dans le Tableau III.2.

Paramètres	$L_s$	$W_f$	$D$	$G_f$	$W_s$	$W_a$	$L$	$A$	$S$
Valeurs (mm)	14	4	3.5	0.5	40	20	65	1.5	1.5

Tableau III. 2: Dimensions de l'antenne de communication (en mm).

Les écarts entre l'antenne et le plan de masse ont été optimisés à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée sont illustrées dans la Figure III.3. D'après cette figure, nous pouvons clairement observer que la partie réelle de l'impédance d'entrée présente la valeur de  $50 \Omega$  à différentes fréquences. Étant donné que la partie imaginaire représente l'énergie emmagasinée par le champ proche de l'antenne, qui est une puissance non-rayonnée, elle doit alors être annulée. La seule fréquence qui répond à ces exigences (impédance de  $50 \Omega$  avec une réactance nulle) est de 2.8 GHz, ce qui implique une bonne adaptation autour de cette fréquence. C'est ce que nous allons conclure à partir des mesures.

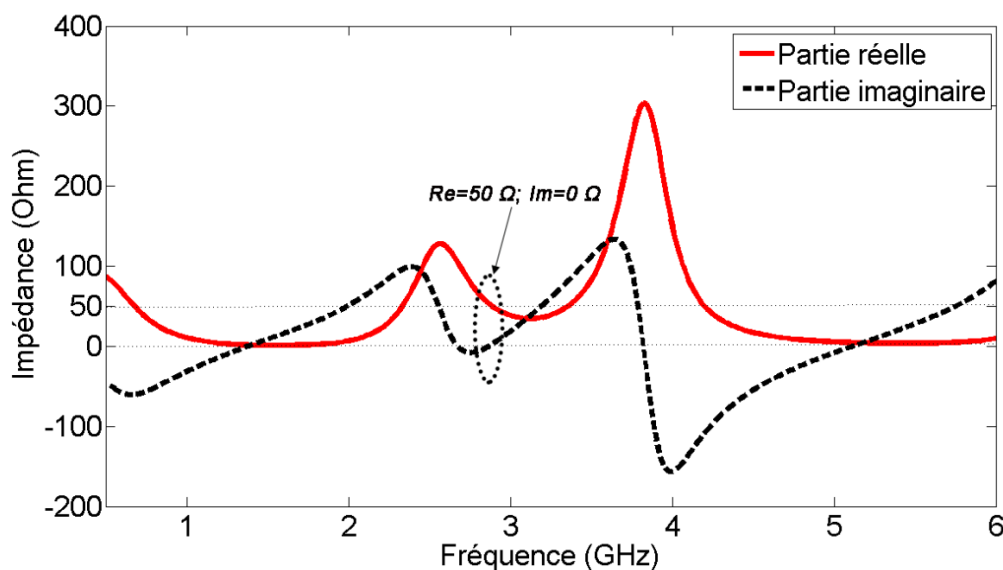


Figure III. 3: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne de communication.

### 2.2.3. Combinaison des deux antennes

L'objectif visé ici est de combiner les deux antennes conçues dans une seule structure. Généralement, la co-localisation de plusieurs antennes dans un seul système est un challenge, car il est nécessaire d'obtenir une bonne isolation entre les éléments rayonnants afin de maximiser leurs performances électriques et de rayonnement. La difficulté réside dans la

manière d'alimenter le système antennaire et de combiner les deux éléments dans un minimum d'espace tout en assurant le minimum de couplage.

Différentes méthodes de combinaison sont présentées dans la littérature. Par exemple, dans [III.5], les auteurs ont présenté une combinaison qui consiste à imprimer chaque élément rayonnant sur une face du substrat (voir Figure III.4). L'isolation présentée par cette intégration est médiocre, ce qui a poussé les auteurs à insérer un filtre pour l'améliorer. De plus, les ports d'excitation des deux antennes sont très proches, ce qui peut entraîner une faible isolation et une dégradation de leurs efficacités. En outre, le fait d'imprimer les deux faces du substrat augmente la complexité de fabrication.

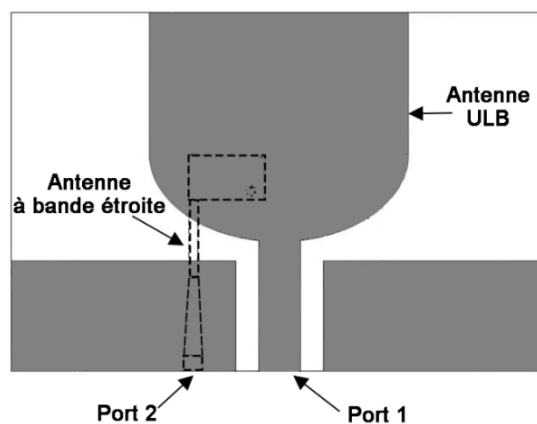


Figure III. 4: Géométrie de la combinaison présentée dans [III.5].

Par conséquent, nous avons opté pour une autre méthode qui consiste à imprimer les deux antennes sur la même face du substrat, ce qui conduit à une réduction importante de la complexité et du coût de fabrication. Les deux ports d'alimentation sont situés sur les deux côtés opposés du substrat (cf. Figure III.5). En outre, l'isolation entre les deux antennes est assurée par l'utilisation de la technologie CPW. Les deux antennes sont donc séparées par le plan de masse. La configuration de l'intégration proposée est représentée sur la Figure III.5. La taille globale de la structure proposée est de  $80 \times 65 \times 1.58 \text{ mm}^3$ .

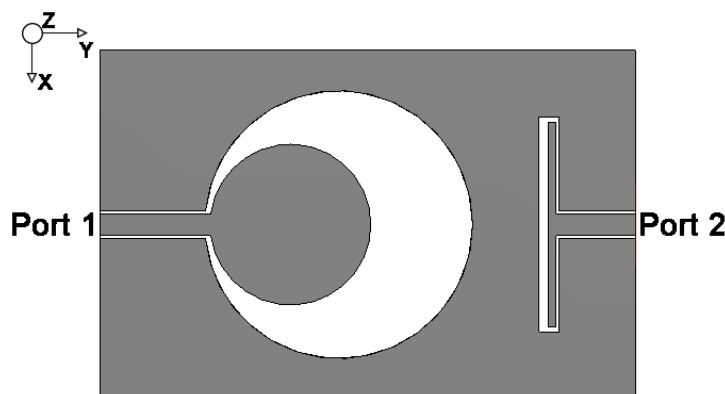


Figure III. 5: Configuration du système antennaire proposé.

Un prototype de ce système antennaire a été fabriqué puis mesuré en utilisant les installations du laboratoire LMP de l'INPT. Les figures III.6(a) et III.6(b) montrent respectivement la photographie du système fabriqué et le banc de mesure utilisé pour le test. Nous rappelons que le substrat utilisé dans la réalisation est de type FR4. Dans la section suivante, nous détaillerons les résultats de simulations des deux antennes (de détection et de communication) ainsi que les résultats de mesure de la combinaison (du prototype fabriqué).

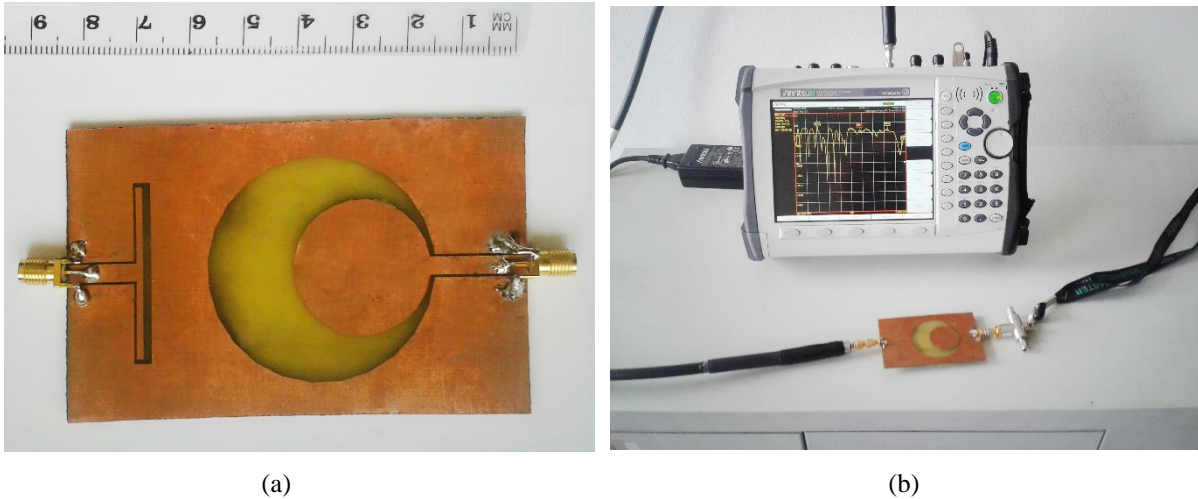


Figure III. 6: (a) Photographie du système antennaire fabriqué et (b) le banc de mesure.

## 2.3. Performances du système proposé

Les deux antennes ainsi que leur combinaison sont conçues, optimisées, et simulées sous le logiciel CST Microwave Studio. Par contre, la rétro-simulation est réalisée sous le logiciel HFSS d'Ansoft dans le but de vérifier les résultats obtenus par la première simulation avant de passer à l'étape de la fabrication. En revanche, les mesures sont effectuées uniquement pour le système antennaire intégrant les deux antennes.

### 2.3.1. Performances de l'antenne de détection

#### 2.3.1.1. Coefficient de réflexion

La simulation du coefficient de réflexion de l'antenne de détection est présentée sur la Figure III.7. D'après ces résultats, nous pouvons constater que l'antenne en question présente une très large bande de fréquences allant de 1.5 GHz jusqu'à plus de 6 GHz, couvrant ainsi la bande de fonctionnement souhaitée. La bande passante à  $-6$  dB est alors de 4.5 GHz, qui est de l'ordre de 120% autour de la fréquence centrale 3.75 GHz.

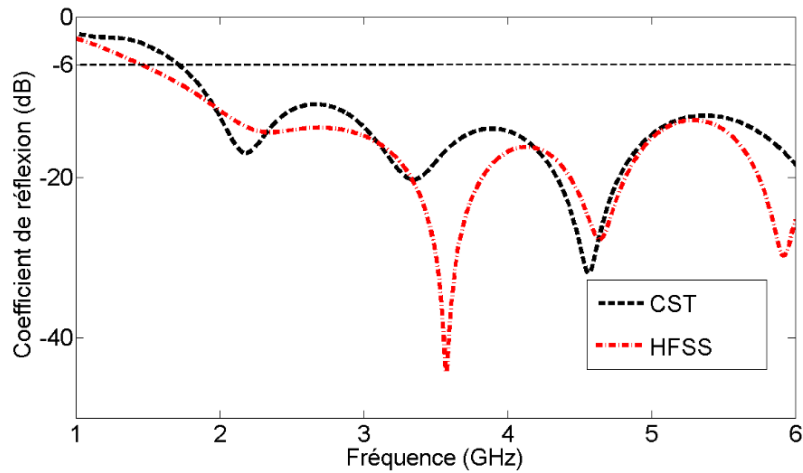


Figure III. 7: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne de détection.

Les deux courbes présentent une bonne corrélation à l'exception des fréquences de résonance qui sont un peu décalées les unes des autres. Cette différence est due principalement aux conditions aux limites utilisées dans chaque simulateur électromagnétique. Les parois de la boîte de simulation (Simulation Box) peuvent créer des résonances si elles ne sont pas correctement dimensionnées.

### 2.3.1.2. Distribution des courants surfaciques

Afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'antenne de détection, nous allons étudier les distributions des courants surfaciques aux fréquences des extrémités inférieure et supérieure de la bande passante (où le  $S_{11}$  est égal à  $-6$  dB). Cette étude est importante pour repérer les zones d'influence où la concentration des courants est la plus élevée. La Figure III.8 montre la distribution des courants surfaciques aux fréquences 1.5 et 6 GHz qui respectivement représentent la fréquence limite inférieure et supérieure de la bande passante à  $-6$  dB.

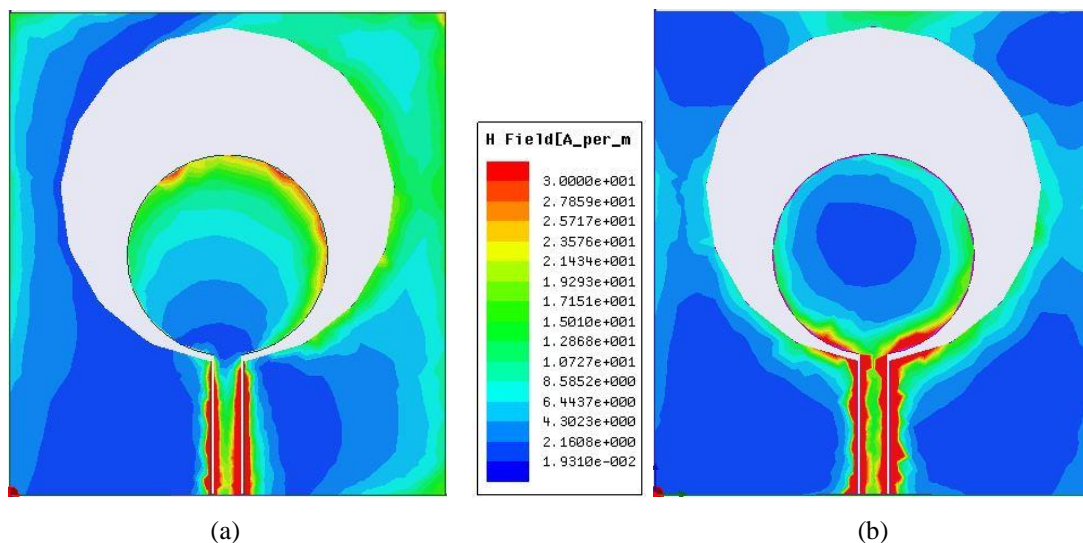


Figure III. 8: Distribution des courants de surface de l'antenne de détection aux : (a) 1.5 GHz ; (b) 6 GHz.

À la fréquence limite inférieure 1.5 GHz, la concentration des courants surfaciques se manifeste principalement sur les bords de la partie supérieure du disque. Par contre, à la fréquence limite supérieure 6 GHz, les courants de surface sont concentrés plutôt à l'écart entre l'élément rayonnant et son plan de masse. En revanche, l'écart entre la ligne d'alimentation et le plan de masse présente une forte concentration des courants pour les deux fréquences, ce qui implique que notre antenne est bien adaptée aux deux fréquences d'extrémités de la bande de fréquences considérée.

### 2.3.1.3. Diagrammes de rayonnement

Le rayonnement de l'antenne est un paramètre important dans notre cas d'étude, puisque l'antenne est censée être omnidirectionnelle. Pour ce faire, les diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 90^\circ$  sont simulés et présentés sur la Figure III.9. Il est important de noter que le plan  $\varphi = 0^\circ$  correspond au plan E (xOz), et plan  $\varphi = 90^\circ$  au plan H (yOz). À la fréquence limite inférieure 1.5 GHz, l'antenne présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan E, tandis qu'au plan H, on observe le même comportement en rayonnement avec un creux suivant l'axe Ox. Par ailleurs, à la fréquence 6 GHz, le diagramme de rayonnement reste omnidirectionnel dans le plan E, tandis qu'au plan H, on observe l'apparition d'autres creux. Ceci s'explique par le fait qu'à des fréquences plus élevées, la longueur électrique effective du plan de masse devient beaucoup plus longue que la longueur d'onde, ce qui conduit à déformer le diagramme de rayonnement en créant des creux. Cependant, pour les deux fréquences correspondant aux extrémités de la bande passante, l'antenne de détection maintient un comportement omnidirectionnel.

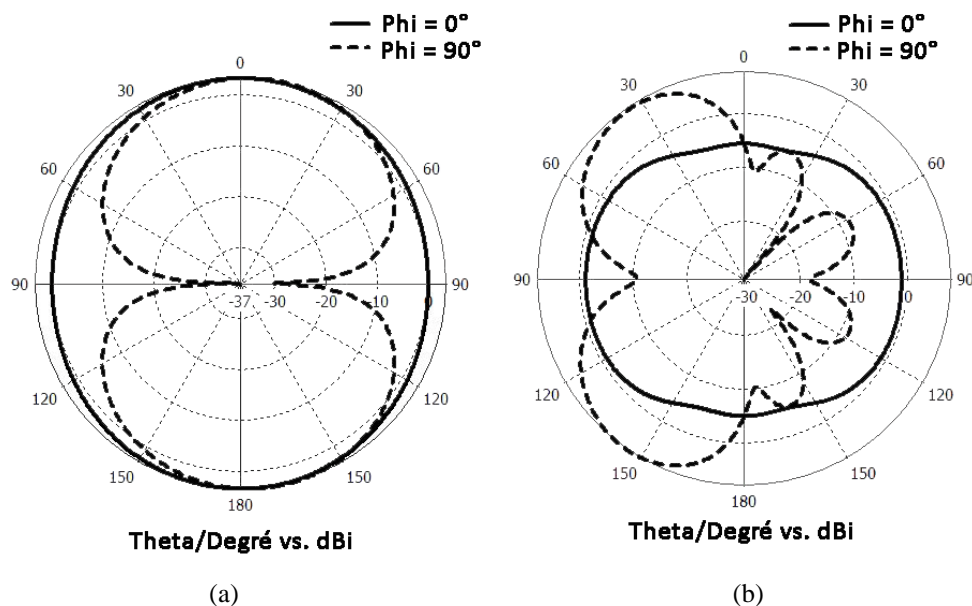


Figure III. 9: Diagrammes de rayonnement 2D simulés aux fréquences : (a) 1.5 GHz et (b) 6 GHz.

#### 2.3.1.4. Gain réalisé

Comme mentionné précédemment, la tâche de détection ne requiert pas un gain réalisé élevé, et c'est la raison pour laquelle nous avons fixé la condition d'adaptation à  $-6 \text{ dB}$ . La Figure III.10 présente l'évolution du gain réalisé sur la bande de fréquences 1.5 – 5.5 GHz de l'antenne de détection. Comme prévu, l'antenne en question présente un gain relativement moyen sur toute la bande passante avec une variation de  $\pm 1.5 \text{ dBi}$ .

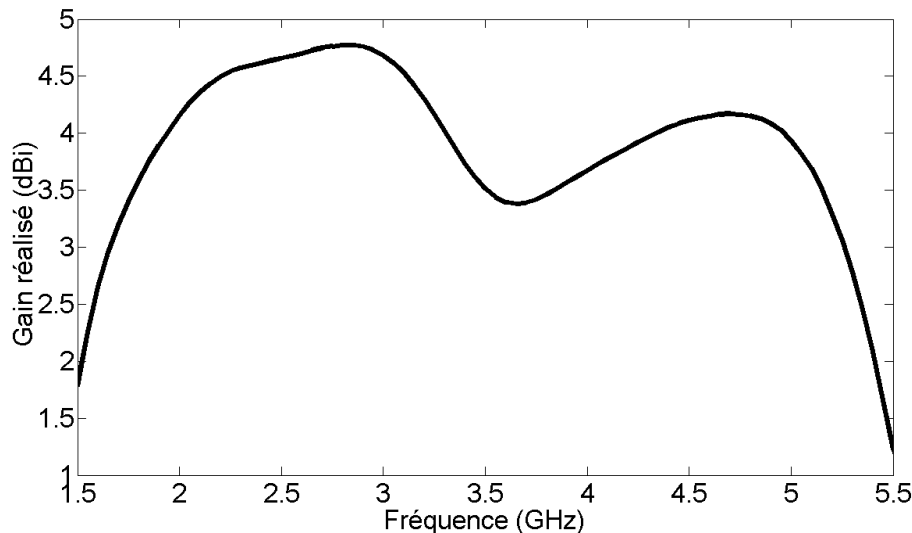


Figure III. 10 : Gain réalisé simulé de l'antenne de détection.

#### 2.3.1.5. Comportement du temps de groupe

Pour une bonne performance des antennes ULB, le temps de groupe, nommé aussi délai de groupe ou retard de groupe, doit être constant sur toute la bande de fonctionnement. Le délai de groupe évalue quantitativement la performance dispersive de l'antenne. Il est défini par la formule suivante :

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\psi(\omega)}{d\omega} = -\frac{d\psi}{2\pi df} \quad (\text{III.3})$$

où  $\psi$  est la phase de la fonction de transfert.

Il permet de donner une indication du retard temporel d'un signal d'impulsion à des fréquences différentes. Idéalement, lorsque la réponse de phase est strictement linéaire, la variation du délai du groupe est égale à zéro. Autrement dit, pour une dispersion minimale, le temps de groupe doit être constant et proche de zéro sur la bande de fonctionnement. Ceci est une caractéristique importante, car elle permet d'indiquer comment une impulsion ULB sera transmise et jusqu'à quel point il peut être déformé ou dispersé.

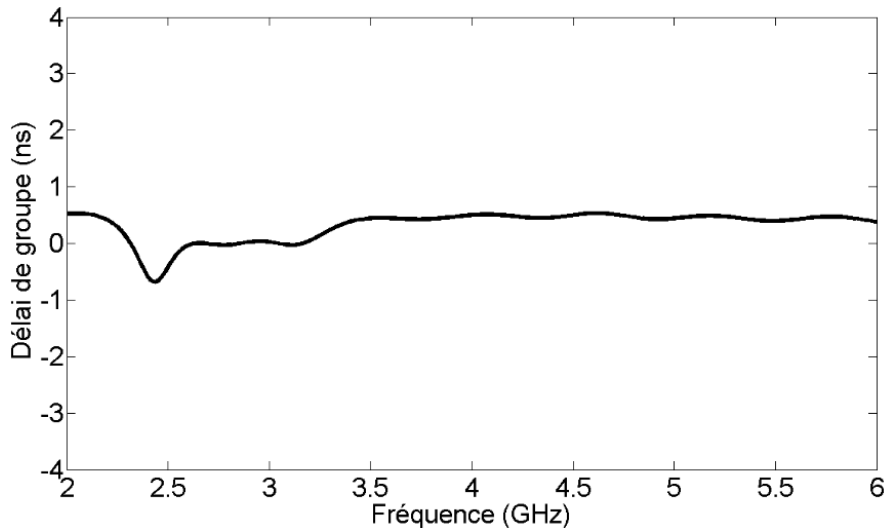


Figure III. 11: Délai de groupe en fonction de la fréquence de l'antenne de détection.

La Figure III.11 présente l'évolution du délai de groupe en fonction de la fréquence dans la direction normale au plan de l'antenne ( $\theta = 0^\circ$  ;  $\varphi = 0^\circ$ ). D'après cette figure, nous pouvons constater que le délai de groupe est relativement constant sur toute la bande passante. Cependant, une petite variation est observée à 2.5 GHz. Il est intéressant de noter que cette fréquence correspond à un gain moyen et à une adaptation médiocre. La platitude du délai de groupe et sa petite variation dans la bande passante indiquent que l'antenne de détection proposée présente de bonnes caractéristiques de transmission linéaire et ne peut pas déformer ou disperser le signal transmis.

## 2.3.2. Performances de l'antenne de communication

### 2.3.2.1. Coefficient de réflexion

La deuxième antenne constituant notre système antennaire est une antenne de communication caractérisée par une bande étroite et un rayonnement bidirectionnel. Comme nous l'avons mentionné précédemment, l'antenne choisie pour répondre à ces exigences est une antenne imprimée de type dipôle replié. Le premier paramètre à étudier, pour connaître le comportement de l'antenne en question, est l'évolution du coefficient de réflexion.

La Figure III.12 présente une comparaison entre le coefficient de réflexion obtenu par CST et celui issu de HFSS. On observe un bon accord entre les deux courbes. L'antenne de communication présente une bande d'adaptation relativement étroite (cf. *BP* en Figure III.12), qui est de 16.3%, avec une bonne adaptation à 2.55 GHz.



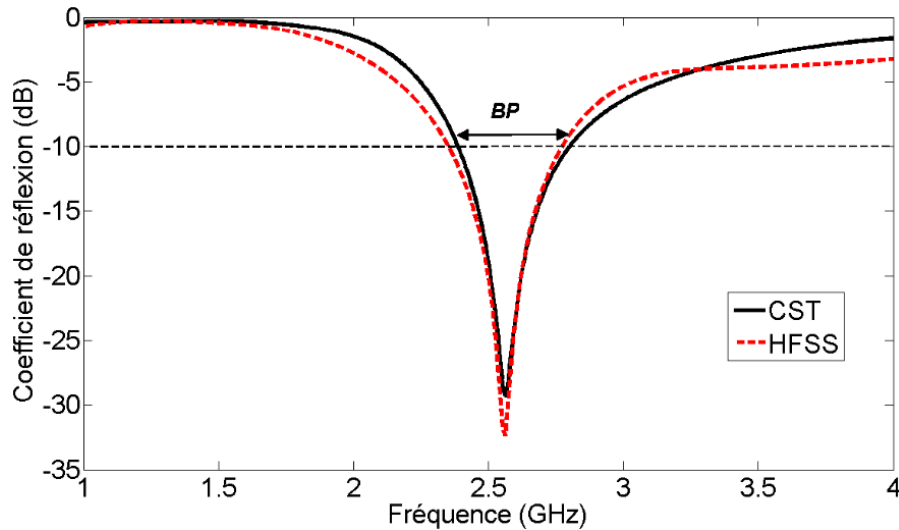


Figure III. 12 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne de communication.

### 2.3.2.2. Distribution des courants surfaciques

Pour mieux comprendre le fonctionnement de l'antenne, nous avons examiné la distribution des courants de surface à la fréquence de travail 2.55 GHz. D'après la Figure III.13, nous constatons que l'intensité maximale du courant surfacique se retrouve sur le bord de la fente entourant l'antenne.



Figure III. 13: Distribution du courant de surface à 2.55 GHz de l'antenne de communication.

### 2.3.2.3. Diagrammes de rayonnement

La directivité est l'un des paramètres les plus importants à considérer lors de la conception des antennes censées créer une liaison de communication. Pour cela, le diagramme de rayonnement à la fréquence de travail 2.55 GHz est simulé (Figure III.14). Normalement, nous devons obtenir un rayonnement dans deux directions symétriques dans le plan xOy, pour valider la propriété dipôle de l'antenne. Mais, à cause de la technologie CPW utilisée, le plan de masse, qui est généralement utilisé comme un réflecteur, est situé au même niveau que l'élément rayonnant. Ceci permet à l'antenne de rayonner dans deux directions opposées mais dans le

plan  $xOz$ . Par conséquent, l'antenne de communication proposée présente un rayonnement bidirectionnel, symétrique par rapport au plan de masse. La directivité à la fréquence de travail est de  $7.11 \text{ dBi}$  (cf. Figure III.14(a)).

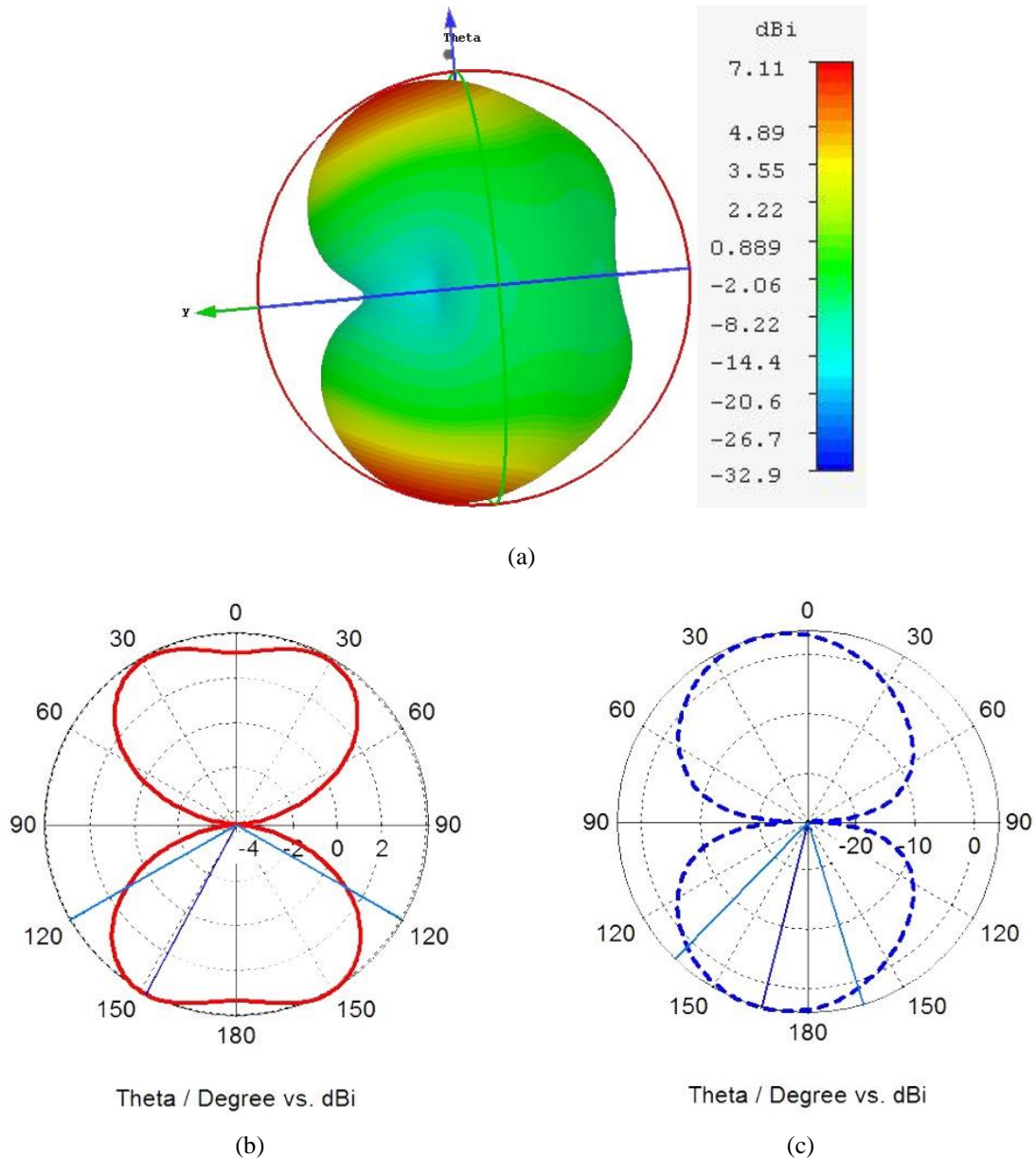


Figure III. 14: Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne de communication à 2.55 GHz : (a) 3D, (b) plan  $\phi=0^\circ$ , (c) plan  $\phi=90^\circ$ .

#### 2.3.2.4. Gain réalisé

Puisque l'antenne de communication est censée établir un lien RF, le gain réalisé de l'antenne doit donc être élevé à la fréquence de travail. Pour vérifier cela, nous avons étudié l'évolution du gain réalisé en fonction de la fréquence dans la direction du pointage. Les résultats de simulation sont illustrés par la Figure III.15. D'après cette figure, nous pouvons constater que le gain simulé présente un pic à 2.55 GHz, ce qui correspond à la fréquence de

fonctionnement. À cette fréquence, le gain réalisé est d'environ 6.6 dBi, ce qui est élevé par rapport à celui de l'antenne de détection.

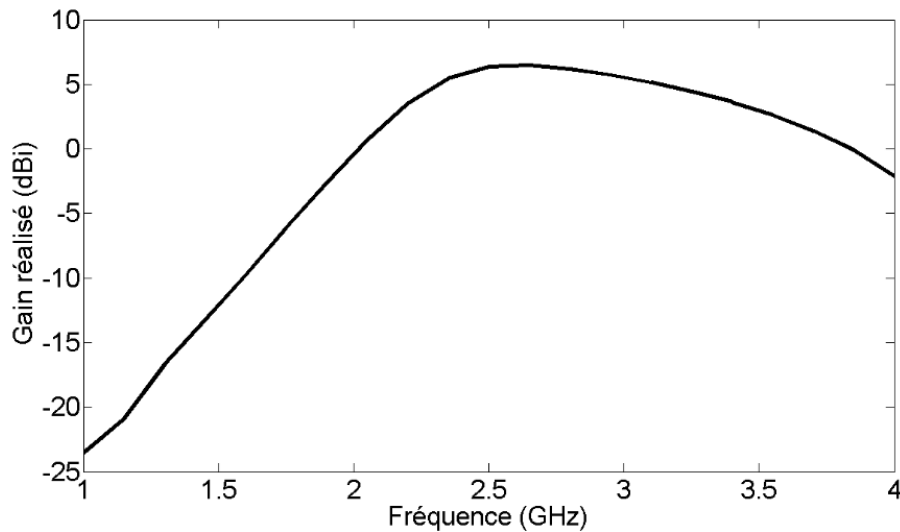


Figure III. 15: Gain réalisé simulé de l'antenne de communication.

### 2.3.3. Performances de la combinaison

Après avoir étudié et simulé séparément le comportement de l'antenne de détection et celui de l'antenne de communication, nous nous intéressons maintenant à la forme finale proposée dans ce chapitre. La topologie finale proposée est la combinaison des deux antennes sur la même face du substrat et en sens opposé (cf. Figure III.5). Afin de vérifier la validité et le bon fonctionnement de la structure proposée, nous avons réalisé un prototype (Figure III.6(a)). Ainsi, pour vérifier les données fournies par les deux logiciels de simulation, les performances du prototype réalisé ont été mesurées à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel *Anritsu*, modèle *MS2028C* (Figure III.6(b)). Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats obtenus.

#### 2.3.3.1. Adaptation

Lors de la conception d'un système antennaire, le premier paramètre à prendre en considération est l'adaptation. Pour cela, nous avons étudié l'évolution des coefficients de réflexion en fonction de la fréquence. Les coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne de détection et celle de communication sont représentés respectivement dans la Figure III.16 et III.17. Il est à noter que lorsqu'une antenne est mesurée, l'autre antenne sera adaptée à une charge de  $50 \Omega$  afin de préserver les caractéristiques des antennes.

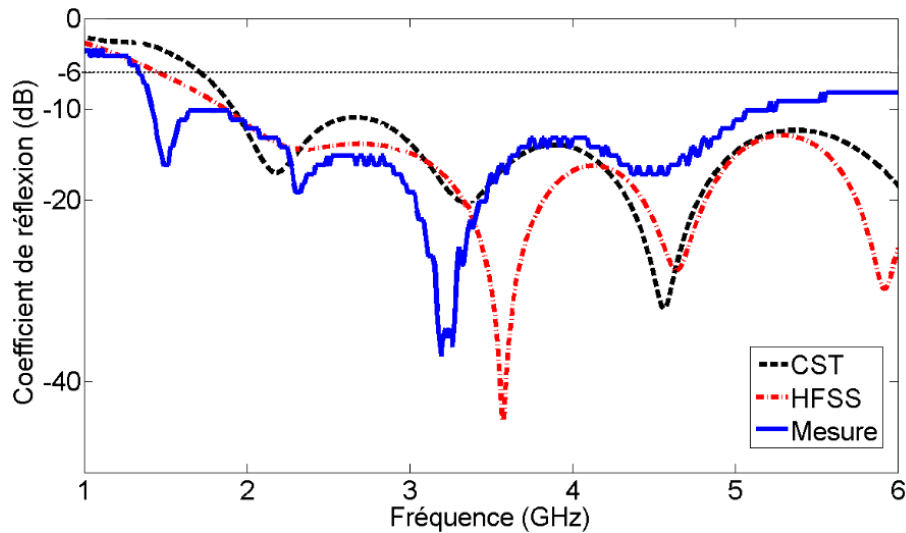


Figure III. 16: Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne de détection.

D'après ces résultats, nous pouvons constater que l'antenne de détection couvre une très large bande de fréquences allant de 1.4 GHz jusqu'à plus de 6 GHz, ce qui est d'ordre de 124.4% autour de la fréquence centrale. En outre, on remarque un bon accord entre la simulation et la mesure avec un coefficient de réflexion inférieur à  $-6$  dB sur toute la bande de fonctionnement. L'écart entre les trois courbes peut être attribué à la proximité inévitable du connecteur SMA à la fente de la ligne CPW et aux tolérances de fabrication. De plus, les différentes conditions aux limites des deux logiciels de simulation utilisés peuvent fortement influencer les coefficients de réflexion ainsi que les diagrammes de rayonnement. D'après la Figure III.16, il est clair qu'à 1.5 GHz, une résonance est apparue, cela peut être causé par les réflexions parasites du câble coaxial et du connecteur SMA qui ne sont pas modélisés dans les simulations.

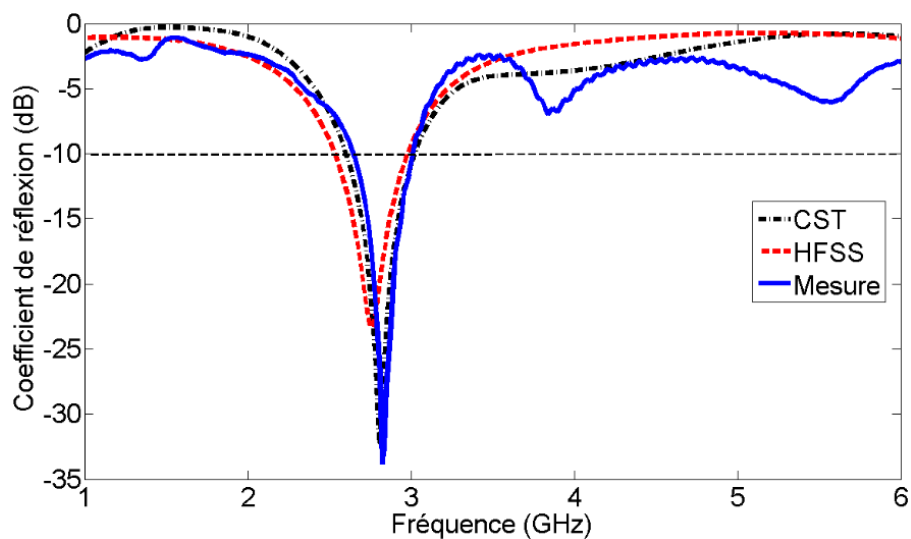


Figure III. 17: Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne de communication.

Par ailleurs, l'antenne de communication présente une seule résonance à 2.8 GHz avec une adaptation d'impédance inférieure à  $-10$  dB de 2.65 à 3 GHz, ce qui correspond à une bande étroite de 350 MHz (12.4%). Nous observons également une excellente cohérence entre les résultats de la mesure et de la simulation sur toute la bande de fréquences étudiée. Cependant, une petite variation a été observée à des fréquences élevées (4 et 5.5 GHz), ce qui est principalement dû à la capacité parasite créée entre le plan de masse et la ligne microruban (qui peut générer des résonances parasites à des fréquences plus élevées). Il est important de noter que la fréquence de travail de cette antenne a été décalée d'environ 250 MHz vers les hautes fréquences, par rapport à celle qui a été obtenue avant la combinaison. Ceci peut être expliqué par l'augmentation de la taille du plan de masse par rapport à celui d'avant la combinaison.

### 2.3.3.2. Agilité en fréquence

Afin de satisfaire le cahier des charges que nous avons fixé en termes de fréquence de communication, nous allons régler la fréquence obtenue dans la sous-section précédente (2.8 GHz) dans le but de couvrir le standard WiMAX IEEE 802.16h (2.6 GHz). Pour ce faire, deux inductances ayant la même valeur sont symétriquement chargées sur les deux bords de l'antenne dipôle (cf. Figure III.18(a)). Rappelons que les éléments réactifs (resp. capacité ou inductance) peuvent changer (resp. augmenter ou diminuer) la longueur électrique effective de l'élément rayonnant ce qui permet par la suite de varier (resp. diminuer ou augmenter) sa fréquence de résonance.

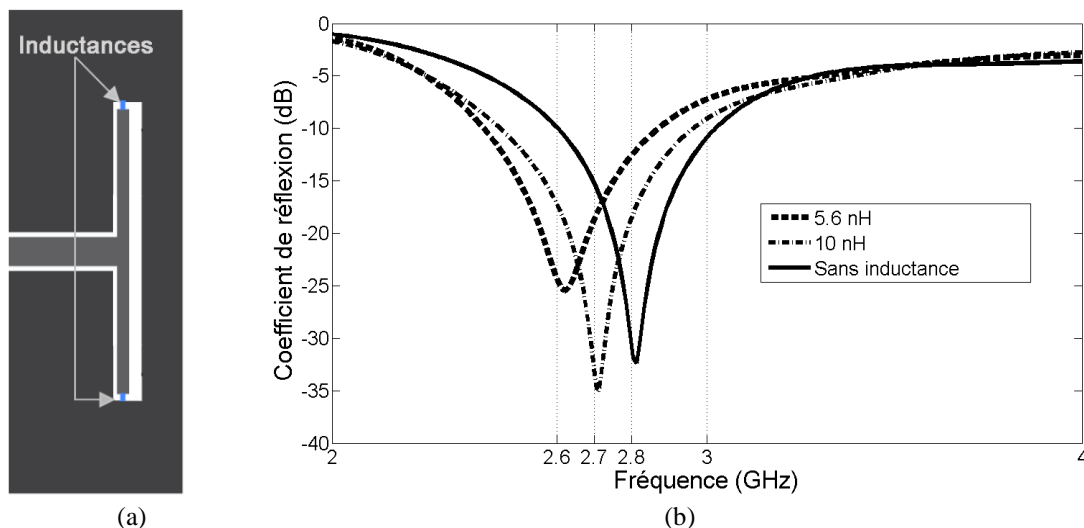


Figure III. 18: (a) Configuration de l'antenne de communication chargée par deux inductances ; (b) coefficients de réflexion de l'antenne pour chaque valeur d'inductance.

À partir des courbes des coefficients de réflexion présentées sur la Figure III.18(b), on constate que la fréquence de résonance de l'antenne de communication peut être réglée de 2.6

à 2.7 GHz, lorsque les inductances chargées sont respectivement de  $2 \times 5.6$  et  $2 \times 10$  nH. Nous pouvons remarquer que lorsque la valeur des inductances augmente, la fréquence de résonance augmente également. Il est à noter que le cas sans inductance présente une inductance infinie. La valeur d'inductance qui répond le mieux à notre cahier des charges est de 5.6 nH. Cependant, les inductances peuvent être remplacées par des diodes pour obtenir plus de flexibilité et de nouveaux degrés de liberté. C'est d'ailleurs l'objet du chapitre suivant.

### 2.3.3.3. Isolation

Le deuxième paramètre à prendre en considération dans les systèmes antennaires est l'isolation entre les éléments rayonnants. Pour vérifier le niveau d'isolation entre les deux antennes constituant notre système, nous avons simulé et mesuré le coefficient de transmission du port 1 vers le port 2. La Figure III.19 montre les coefficients de transmission simulé et mesuré entre les deux antennes. Nous constatons que le couplage entre les deux antennes est relativement faible sur toute la bande de fonctionnement du système. L'isolation mesurée est globalement supérieure à 18 dB ce qui permet l'utilisation simultanément des deux antennes. En outre, l'évolution du coefficient de transmission montre un pic de l'ordre de  $-18$  dB à 2.8 GHz qui correspond à la fréquence de travail de l'antenne de communication. Ce comportement est attendu puisque l'antenne de communication est censée fonctionner à cette fréquence.

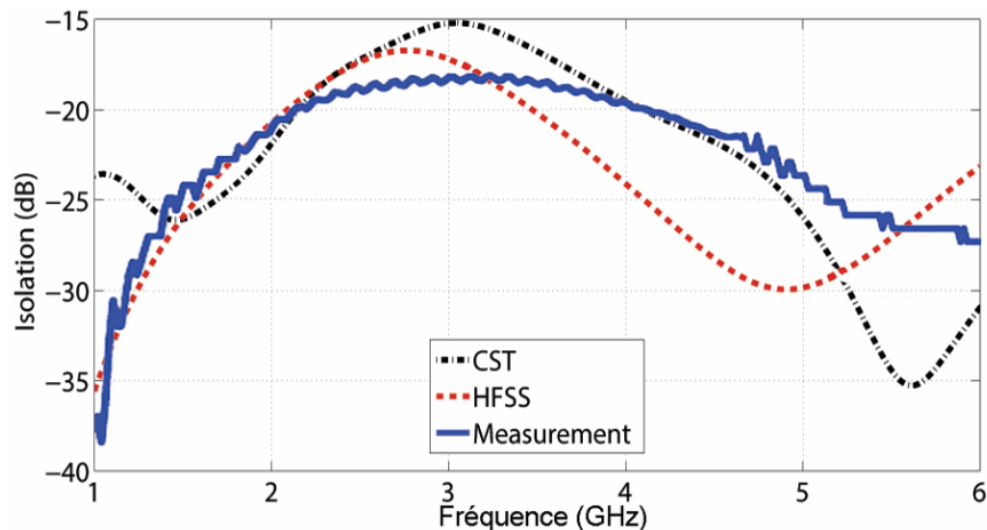


Figure III. 19 : Coefficient de transmission simulé et mesuré du système antenne fabriqué.

### 2.3.3.4. Distribution des courants surfaciques

Afin de bien comprendre le mécanisme d'isolation, la distribution des courants surfaciques pour les deux antennes est simulée. Les résultats de simulations sont illustrés par la Figure

III.20. Il est évident que, lorsque l'antenne de détection est alimentée (Figure III.20(a)), une forte concentration de courant peut être observée sur la ligne d'alimentation et dans l'écart entre le plan de masse et le disque. Tandis que la distribution de courant dans l'antenne de communication est presque nulle, ce qui prouve que les deux antennes sont totalement isolées. Par contre, lorsque l'antenne de communication est alimentée (Figure III.20(b)), le port de l'antenne de détection est complètement isolé et la densité des courants est concentrée uniquement sur les bords de la fente entourant l'antenne de communication. Ceci démontre que le couplage entre les deux antennes est très faible. Cela se traduit par une intégration efficace avec un faible couplage mutuel entre les deux ports.

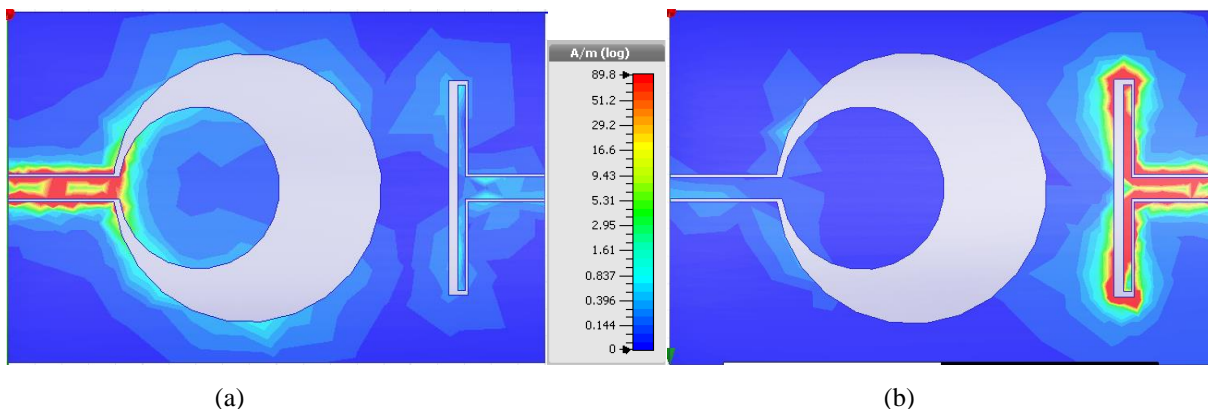


Figure III.20: Distributions des courants de surfaces à 2.8 GHz pour : (a) l'antenne de détection ; (b) l'antenne de communication.

### 2.3.3.5. Diagrammes de rayonnement

La tâche de détection nécessite une antenne avec une très large bande passante pour couvrir plusieurs bandes. Mais également, elle doit posséder un rayonnement quasi-omnidirectionnel dans les deux plans azimutal (plan H ;  $\varphi = 90^\circ$ ) et vertical (plan E ;  $\varphi = 0^\circ$ ) ; afin de balayer l'environnement en termes d'espace (localisation géographique). Les diagrammes de rayonnement en 2D de l'antenne de détection dans les deux plans à des fréquences différentes sont représentés sur la Figure III.21.

L'antenne de détection proposée présente la même caractéristique de rayonnement que les antennes monopôles circulaires, qui est un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel. Néanmoins, dans le plan azimutal, une asymétrie par rapport à l'axe (Ox) est remarquable. En outre, le niveau de rayonnement est inférieur à  $\theta = 270^\circ$  par rapport à celui à  $\theta = 90^\circ$ . Ceci peut être expliqué simplement par la localisation de l'antenne de communication dans cette direction. Cependant, la forme du diagramme de rayonnement à des fréquences différentes ne change pas radicalement. Cela nous permet de conclure que l'antenne de détection satisfait la

caractéristique omnidirectionnelle et possède des diagrammes de rayonnement stables sur toute la bande de fréquences d'intérêt.

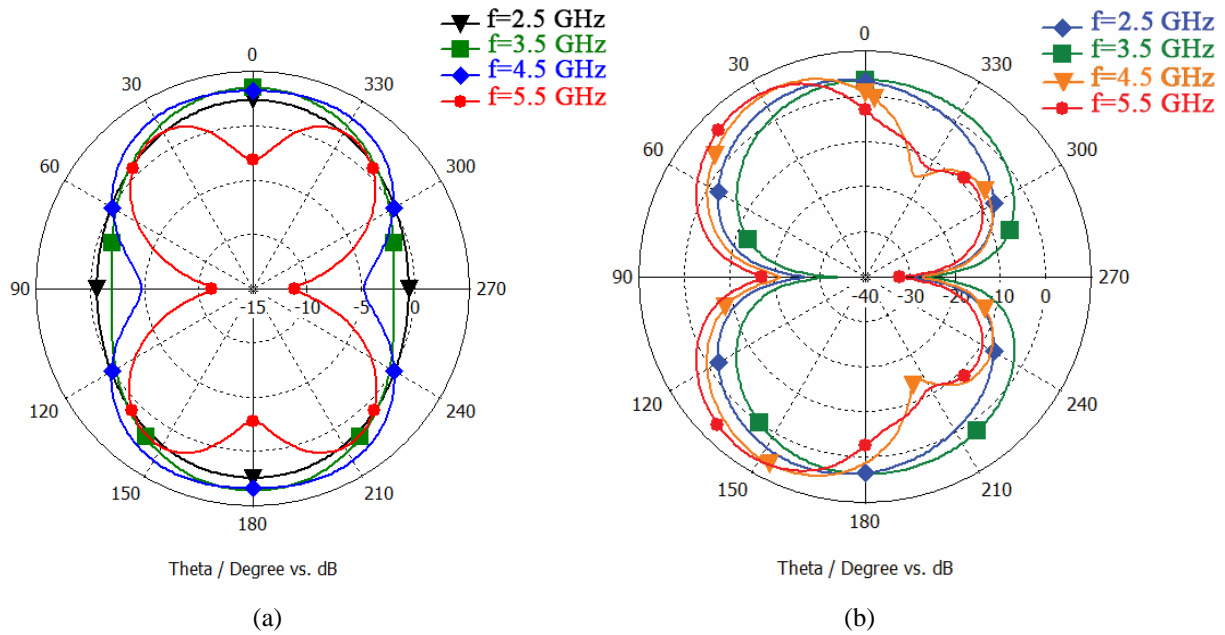


Figure III. 21: Diagrammes de rayonnement en 2D de l'antenne de détection pour plusieurs fréquences au plan : (a)  $\phi = 0^\circ$ . (b)  $\phi = 90^\circ$ .

En outre, les diagrammes de rayonnement de l'antenne de communication à sa fréquence de travail 2.8 GHz dans les deux plans principaux (E et H) sont représentés sur la Figure III.22. Il est évident qu'à partir des diagrammes de rayonnement, l'antenne de communication est bidirectionnelle dans les deux directions vers  $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = 180^\circ$ . Il est intéressant de noter que le diagramme de rayonnement est légèrement décalé par rapport à celui d'avant la combinaison avec un angle de  $5^\circ$ .

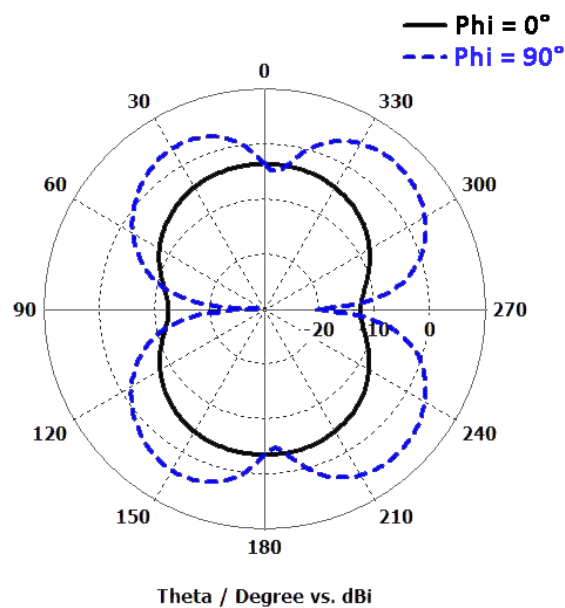


Figure III. 22: Diagrammes de rayonnement en 2D de l'antenne de communication à 2.8 GHz.



### 2.3.3.6. Gain réalisé

L'évolution du gain réalisé en fonction de la fréquence pour les deux antennes est également investiguée. La comparaison du gain réalisé de l'antenne de communication avec celui de l'antenne de détection est représentée sur la Figure III.23. Comme prévu, l'antenne de détection présente un gain relativement moyen sur toute la bande passante. Par contre, l'antenne de communication présente un maximum de gain simulé de  $8.7 \text{ dBi}$  à sa fréquence de travail  $2.8 \text{ GHz}$ . Ces résultats montrent bien le fonctionnement de chaque antenne dans la détection spectrale et la création d'une liaison RF.

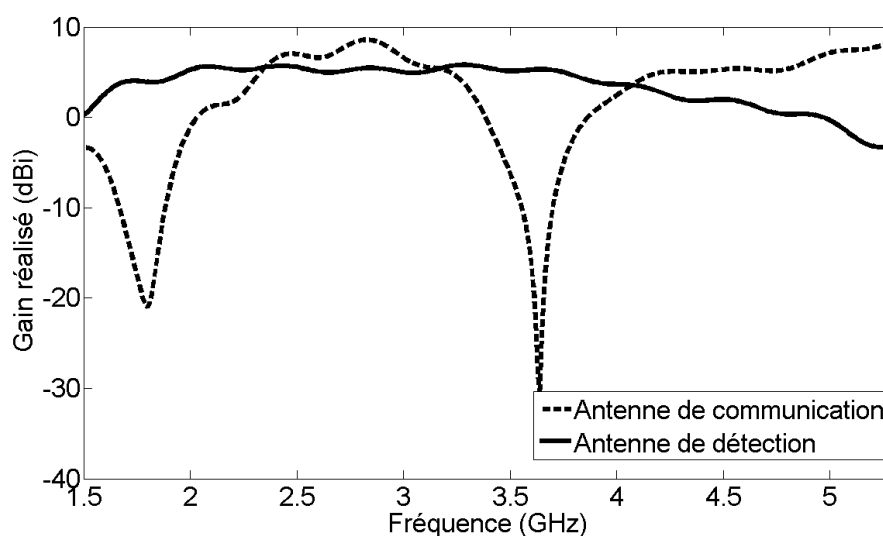


Figure III. 23: Gain réalisé des deux antennes constituant le système antennaire proposé.

### 2.3.3.7. Coefficient de corrélation d'enveloppe

Lors de l'évaluation de la performance d'un système antennaire à plusieurs antennes, il est important de prendre en considération l'ECC. Ce dernier indique comment les diagrammes de rayonnement de deux antennes sont corrélés. Pour avoir une bonne isolation et une bonne performance de diversité antennaire, ce coefficient doit présenter des valeurs proches de zéro sur toute la bande d'intérêt. L'ECC est calculé en utilisant l'équation (II.63). La Figure III.24 montre l'évolution de l'ECC mesuré entre les deux antennes en fonction de la fréquence.

D'après cette courbe, nous constatons que l'ECC présente des valeurs très faibles, entre 0 et 0.15, sur toute la bande de fonctionnement  $1.4 - 6 \text{ GHz}$ . Ceci démontre que les diagrammes de rayonnement des deux antennes sont parfaitement décorrélés, ce qui signifie qu'il n'y aura aucun chevauchement entre les antennes au cours du processus de fonctionnement. Ces résultats montrent bien que la combinaison des deux antennes dans une seule structure a été faite avec

un faible couplage en termes de rayonnement et de courant, permettant ainsi d'utiliser les deux antennes simultanément dans les processus de détection et de communication.

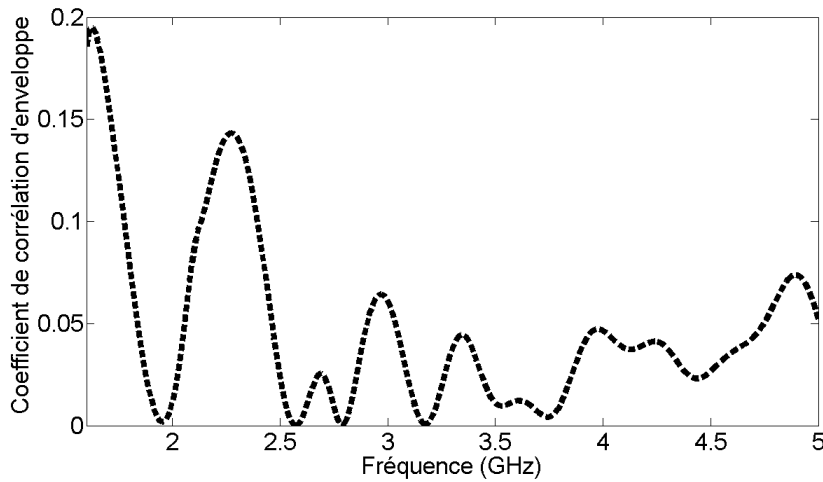


Figure III. 24: Coefficient de corrélation d'enveloppe mesuré entre les deux antennes.

Il existe plusieurs façons permettant à l'antenne de communication d'opérer dans plusieurs bandes de fréquences distinctes, telles que l'utilisation des antennes actives (reconfigurables en fréquence) ou bien des antennes multibandes. La première méthode sera traitée dans le chapitre suivant, tandis que la deuxième méthode, qui consiste à employer une antenne multibande, sera l'objectif de la suite de ce chapitre.

### **III. Conception d'un système antennaire à deux ports large-bande/multi-bande**

#### **3.1. Objectif de l'étude**

Comme nous l'avons indiqué plus haut, afin de permettre à l'antenne de communication de fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences, nous allons utiliser une antenne multibande au lieu d'une antenne à bande étroite opérant à une seule fréquence (le cas de la partie précédente). L'objectif de cette étude est donc d'étudier, d'optimiser et de réaliser un système antennaire capable de réaliser les tâches de détection et de communication sur plusieurs bandes de fréquences pour les systèmes de communications RC de 4G [III.6]. Par conséquent, l'antenne de détection ne subit pas de changement au niveau de sa topologie. La seule différence entre le système proposé dans la partie précédente et celui proposé ici étant l'antenne de communication. C'est pour cette raison que nous nous concentrons uniquement sur l'antenne multibande.

Le cahier des charges de cette partie peut être résumé de la façon suivante :

- *Antenne de détection* : ULB ( $>20\%$ ) et omnidirectionnelle.
- *Antenne de communication* : Fonctionnement en bande étroite sur plusieurs fréquences des standards de communication 4G tels que LTE et WiMAX IEEE 802.16h.
- *Combinaison des deux antennes* : Bonne isolation ( $< -15\text{ dB}$ ), faibles coût et complexité de fabrication.

## 3.2. Conception du système antenne

### 3.2.1. Antenne de détection

Puisque l'objectif principal de cette partie est de permettre à l'antenne de communication de fonctionner sur plusieurs bandes, donc l'antenne de détection proposée dans cette partie reste la même que celle de la partie précédente. La seule différence entre ces deux antennes réside dans la largeur du substrat, car l'antenne de communication utilisée dans cette partie aura besoin de plus d'espace vu sa topologie que nous allons voir par la suite.

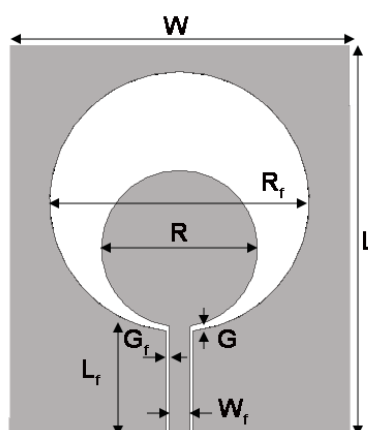


Figure III.25: Configuration de l'antenne de détection.

L'antenne de détection est alors constituée d'un monopôle circulaire planaire alimenté par une ligne coplanaire. Cette antenne est conçue sur un substrat FR4 d'épaisseur de  $h = 1.58\text{ mm}$ , de permittivité  $\epsilon_r = 4.4$  et de surface  $70 \times 80\text{ mm}^2$  ce qui délimite la taille totale de l'antenne de détection et lui donne une forme intégrable dans les objets communicants modernes. La Figure III.25 montre la configuration de l'antenne de détection. Les dimensions de l'ensemble de la structure sont données dans le Tableau III.3.

Paramètres	$L_f$	$W_f$	$R$	$G_f$	$G$	$R_f$	$L$	$W$
Valeurs (mm)	21	4	30	0.5	1	50	80	70

Tableau III. 3: Dimensions de l'antenne de détection proposée (en mm).

### 3.2.2. Antenne de communication

Puisque le but principal de cette partie est de permettre à l'antenne de communication de travailler sur plusieurs bandes de fréquences, l'antenne doit répondre à certaines exigences, telles que la petite taille pour être intégrable avec l'autre antenne et le fonctionnement multi-bandes (à bande étroite) pour fonctionner dans plusieurs bandes de fréquences distinctes. Les antennes qui répondent le mieux aux critères précédents sont les antennes IFA (*Inverted-F Antenna* en anglais) et PIFA (*Planar inverted-F Antenna* en anglais) [III.7], [III.8]. Les antennes PIFA sont les antennes les plus utilisées dans les terminaux mobiles (Figure III.26(a)) vu leur taille compacte et leur capacité de fonctionner sur plusieurs bandes [III.9]. L'antenne PIFA est constituée d'une plaque métallique (élément rayonnant) parallèle au plan de masse. Un des bords de cette plaque est relié à la masse, la position du court-circuit permet de modifier la fréquence de l'antenne. L'élément rayonnant est excité par une alimentation verticale en un point adapté (voir Figure III.26(b)).

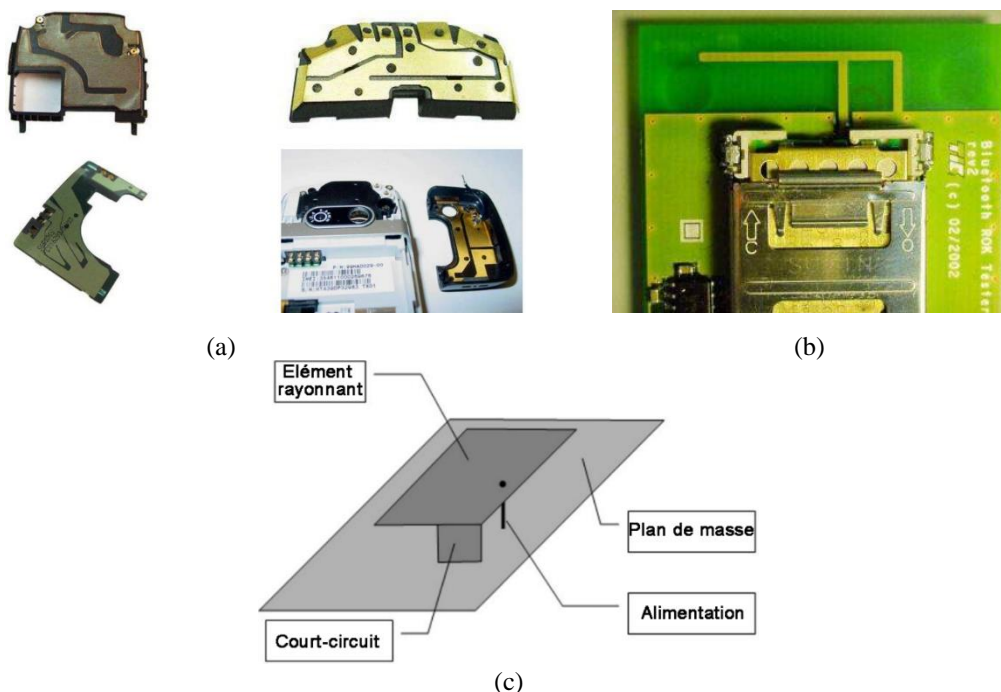


Figure III. 26: (a) Exemples de l'utilisation de l'antenne PIFA et (b) sa configuration ; (c) Exemple de l'utilisation de l'antenne IFA.

Les inconvénients majeurs de ce type d'antennes sont la contrainte de la réalisation mécanique en 3D et l'alimentation par sonde coaxiale qui nécessite un perçage du substrat. Cela va augmenter la taille, le coût et la complexité globale de fabrication d'une telle structure, ce qui ne correspond pas à notre cahier des charges. C'est pourquoi, nous avons opté pour l'antenne IFA (cf. Figure III.26(c)) qui est une variante planaire de l'antenne PIFA.

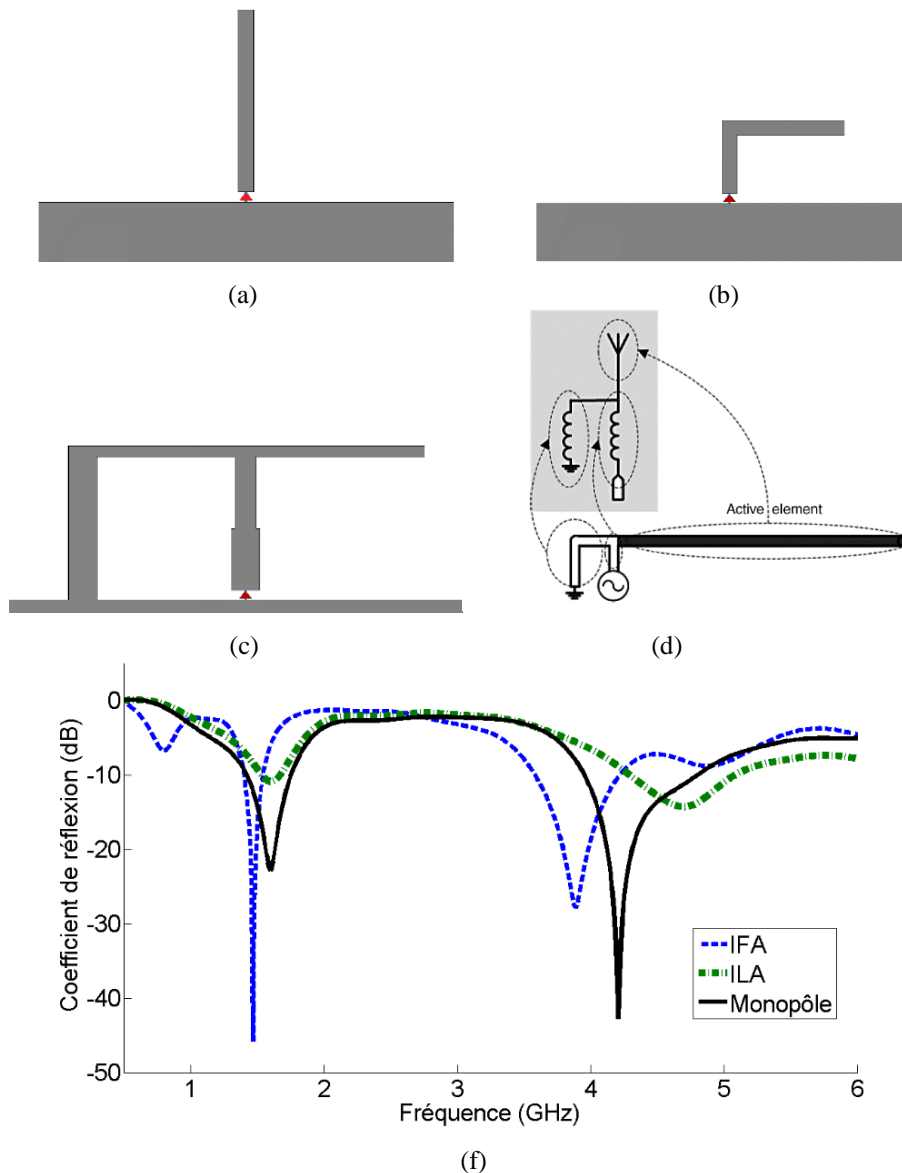


Figure III.27: Transition conceptuelle afin d'obtenir la topologie finale : (a) antenne monopôle, (b) antenne ILA, (c) antenne IFA, (d) circuit équivalent d'une IFA, et (f) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour chaque antenne.

L'antenne IFA est la transformation d'une antenne de type L inversé (*Inverted L Antenna* ILA) qui est elle-même une transformation d'un monopôle quart d'onde [III.10], [III.11]. La conception de l'antenne de communication a donc été initialement commencée par une antenne monopôle quart d'onde (Figure III.27(a)), mais en raison de contraintes d'espace, l'antenne monopôle a été repliée de manière à obtenir une antenne ILA (Figure III.27(b)).

Par rapport à une antenne monopôle de même longueur électrique, l'antenne ILA possède la même fréquence de résonance. Bien que l'antenne ILA présente une bonne réduction de taille, l'adaptation de l'impédance n'est pas assez bonne autour de la fréquence d'intérêt (cf. Figure III.27(f)). C'est pour cette raison qu'une inductance localisée a été utilisée pour adapter l'antenne autour des fréquences de résonance. L'ajout de cet élément est équivalent à

l'introduction d'une inductance parallèle au niveau du point d'alimentation résonnant avec la capacité créée par le brin horizontal. Il se crée ainsi une résonance parallèle. Cette structure présentera donc deux résonances principales : la première liée à l'inductance parallèle qui conduira à une résonance parallèle et la deuxième qui correspond à une résonance série liée au monopôle. Dans un souci de réduction des coûts de fabrication, l'élément localisé a été remplacé par un stub microruban court-circuité, conduisant ainsi à la topologie finale d'une antenne IFA. Cette évolution conceptuelle est représentée sur les figures III.27(c)-III(d).

La Figure III.27(f) compare les coefficients de réflexion simulés des trois conceptions d'antennes. D'après cette figure, l'antenne IFA présente de bonnes performances en termes d'adaptation d'impédance et de réduction de taille par rapport aux antennes monopôle et ILA.

Une étude paramétrique a été menée sous CST Microwave Studio entre 1 et 5 GHz pour comprendre l'impact de chaque élément constituant l'antenne IFA sur ses performances en termes d'adaptation, de bande passante et de fréquences de travail. Ce type d'antenne a l'avantage d'offrir un grand nombre de degrés de liberté pour en effectuer les réglages. Cela nous a ensuite permis de bien optimiser l'antenne. La Figure III.28 montre la configuration de l'antenne et les différents paramètres étudiés.

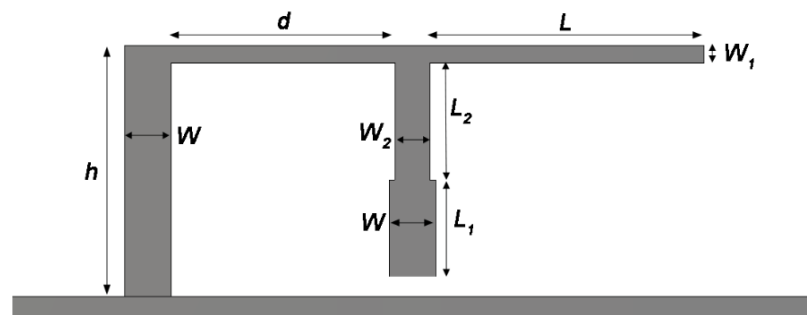


Figure III. 28: Configuration de l'antenne de communication IFA proposée.

Comme décrit plus haut, l'antenne IFA présente deux résonances (une parallèle et l'autre série), dont l'une est liée au stub court-circuité, tandis que l'autre est liée au monopôle replié. Pour illustrer cela, nous allons étudier l'impact de la position du point de court-circuit sur le comportement de l'antenne. L'étude est faite en variant la distance  $d$  de 18 à 28 mm avec un pas de 2 mm. Notons qu'au cours de cette étude paramétrique, les valeurs des autres paramètres sont fixées à leur état initial ( $w = w_2 = 3mm$  ;  $h = 22mm$  ;  $L = 20mm$  ;  $d = 18mm$  ;  $w_1 = 1.5mm$ ). La Figure III.29 montre l'évolution du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de  $d$ . Nous pouvons constater que la position du stub a un impact direct sur la deuxième résonance qui varie de 4.5 à 4.2 GHz. Nous remarquons aussi que pour une distance entre 22 et 26 mm, l'adaptation d'impédance est importante ( $< -20 dB$ ). En dehors de cette fourchette,

l'adaptation d'impédance est très faible. Il peut être également remarqué que la variation de la position du court-circuit peut affecter la bande passante (à  $-10\text{ dB}$ ) qui varie entre 430 et 860 MHz.

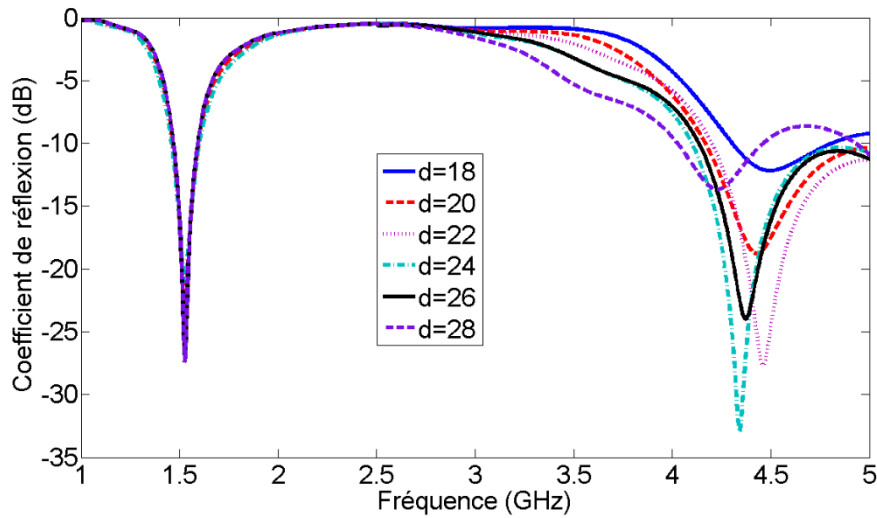


Figure III. 29: Coefficients de réflexion de l'antenne IFA pour différentes valeurs de la distance  $d$  (en mm).

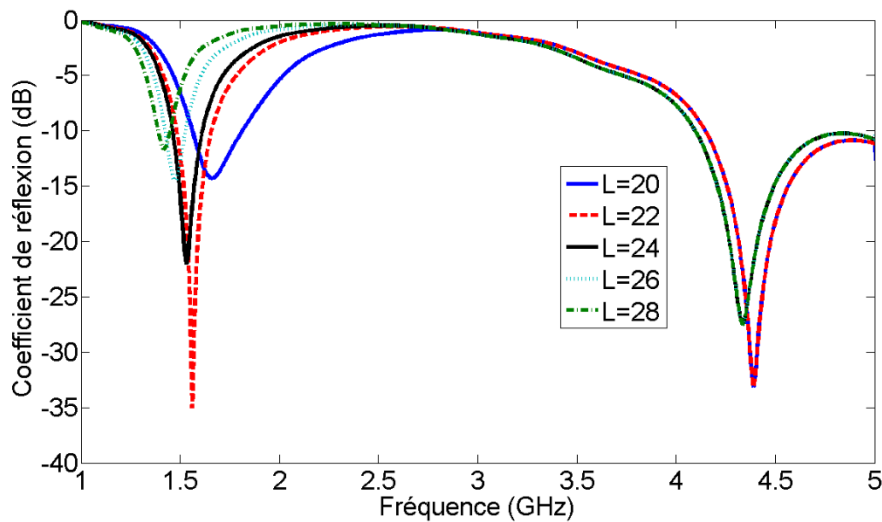


Figure III. 30: Coefficients de réflexion de l'antenne IFA pour différentes valeurs de la longueur  $L$  (en mm).

Pour étudier l'impact de la longueur  $L$  du monopôle replié sur le comportement de l'antenne IFA, nous allons la faire varier de 20 à 28 mm par pas de 2 mm. La Figure III.30 présente la variation du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la longueur du monopôle  $L$ . D'après cette figure, nous pouvons remarquer que le monopôle a un impact significatif sur la première résonance ainsi que sur la bande passante (à  $-10\text{ dB}$ ) à cette résonance, qui varie entre 70 et 255 MHz. Pour une longueur entre 20 et 26 mm, l'antenne présente une adaptation d'impédance acceptable ( $\leq -15\text{ dB}$ ). Une excellente adaptation d'impédance est obtenue pour une longueur 22 mm.

Les résultats représentés par ces deux dernières figures sont assez intéressants et montrent l'impact du stub et de la longueur du monopôle replié sur les fréquences de résonance et la bande passante. Par conséquent, nous pouvons appliquer ces études paramétriques dans le cas d'une augmentation ou diminution de la fréquence de travail pour chaque application souhaitée.

Jusqu'ici, nous avons vu que les paramètres clefs qui permettent d'accorder la première et la deuxième résonance. Par la suite, nous allons étudier les paramètres pertinents à prendre en compte dans l'amélioration de l'adaptation de l'impédance.

Pour ce faire, nous allons étudier l'effet de la hauteur du stub  $h$  et de la largeur de la ligne d'alimentation  $w$  sur les caractéristiques de l'antenne. L'évolution du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la hauteur  $h$  est représentée sur la Figure III.31. En faisant varier la hauteur de 20 à 24 mm par pas de 2 mm, on constate que l'adaptation au niveau de la deuxième fréquence de résonance est d'autant meilleure que la hauteur du stub est petite. En outre, l'adaptation au niveau de la première résonance reste constante pour toutes les valeurs de  $h$ .

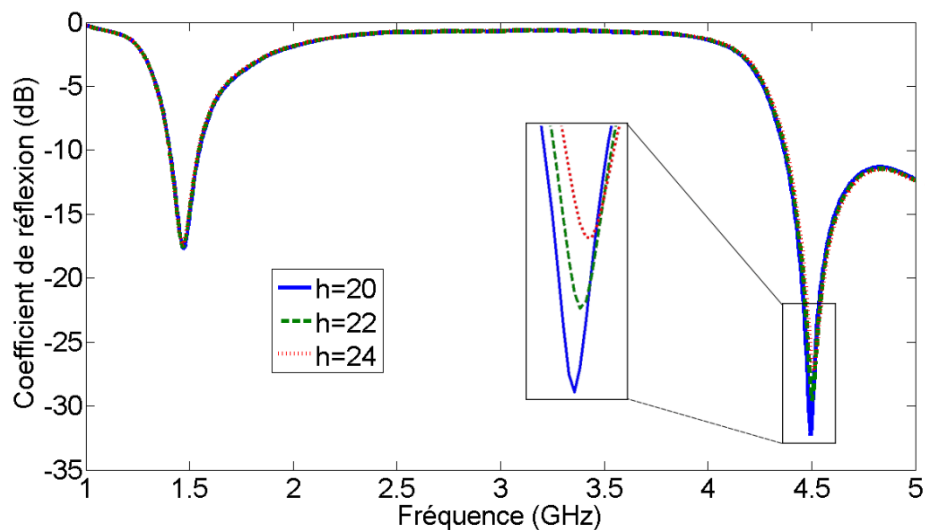


Figure III.31: Coefficients de réflexion de l'antenne IFA pour différentes valeurs de la hauteur du stub  $h$  (en mm).

Ensuite, pour étudier l'impact de la largeur de la ligne d'alimentation  $w$  sur le comportement fréquentiel de l'antenne, nous allons donc la faire varier de 2 à 5 mm avec un pas de 1 mm. La Figure III.32 montre le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de  $w$ . Les résultats obtenus indiquent que l'augmentation de la largeur entraîne une amélioration d'adaptation d'impédance avec une bande passante constante. Cependant, le coefficient de réflexion diminue avec l'augmentation de la largeur jusqu'à la valeur de 4 mm, puis il commence à augmenter. Ceci peut s'expliquer par le fait que, d'après les équations (I.4)-(I.6), la valeur de 4 mm présente une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ , ce qui provoque une adaptation parfaite à cette valeur.



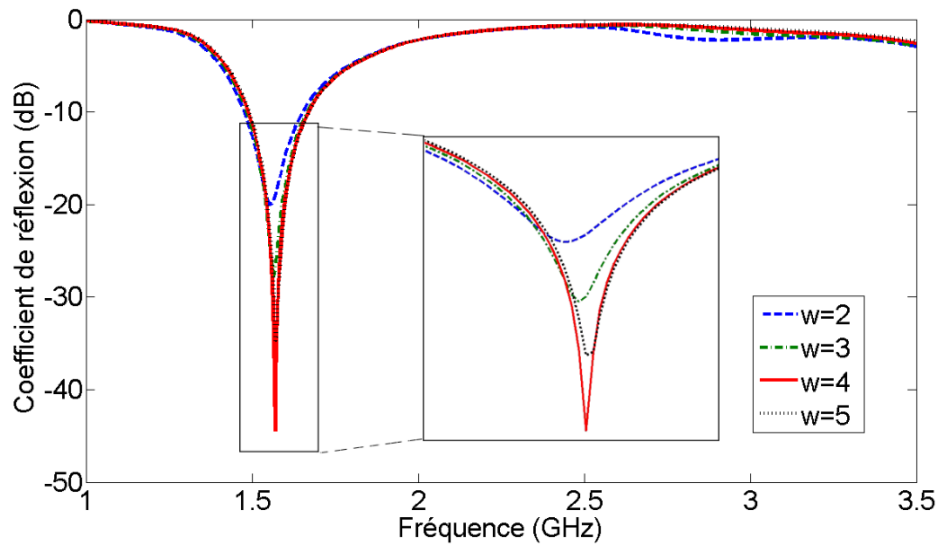


Figure III.32: Coefficients de réflexion de l'antenne IFA pour différentes valeurs de la largeur de la ligne d'alimentation  $w$  (en mm).

Grâce à ces études paramétriques effectuées sur les paramètres structuraux de l'antenne de communication, la topologie de l'antenne de communication a été optimisée. Les dimensions optimales en termes d'adaptation et de bande passante sont données par le Tableau III.4.

Paramètres	$L$	$d$	$W$	$h$	$L_1$	$W_1$	$L_2$	$W_2$
Valeurs (mm)	22	24	4	20	10	1.5	10	3

Tableau III. 4: Dimensions de l'antenne de communication IFA (en mm).

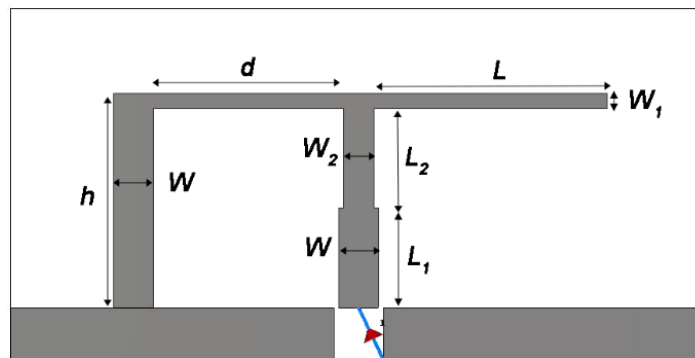


Figure III.33: Configuration de l'antenne IFA en technologie coplanaire.

En outre, pour combiner cette antenne de communication avec celle de détection, les deux antennes doivent posséder la même technologie. Par conséquent, pour rendre l'antenne IFA compatible avec la technologie coplanaire, la configuration présentée sur la Figure III.33 est proposée pour la combinaison par la suite.

### 3.2.3. Combinaison des deux antennes

Après avoir étudié et conçu les deux antennes séparément, nous allons les combiner afin d'obtenir le système antennaire qui fait l'objet de cette partie. La technique de combinaison utilisée pour ces deux antennes est similaire à celle de la partie précédente, puisqu'on a gardé la même technologie de conception coplanaire. La configuration de la combinaison proposée est illustrée sur la Figure III.34. La taille totale du système antennaire est de  $105 \times 70 \times 1.58 \text{ mm}^3$ . Par contre, pour valider le concept de combinaison présenté ci-dessous, un prototype a été réalisé et mesuré. Ce système a été fabriqué au laboratoire LMP de l'INPT sur un substrat FR4. La Figure III.35 montre une photographie du prototype fabriqué ainsi que le banc de mesure utilisé pour caractériser le comportement des antennes.

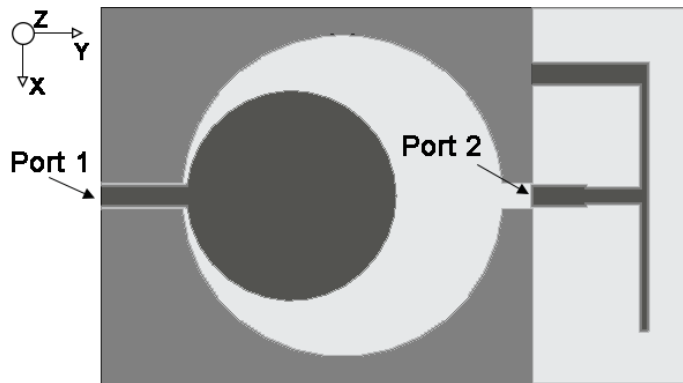
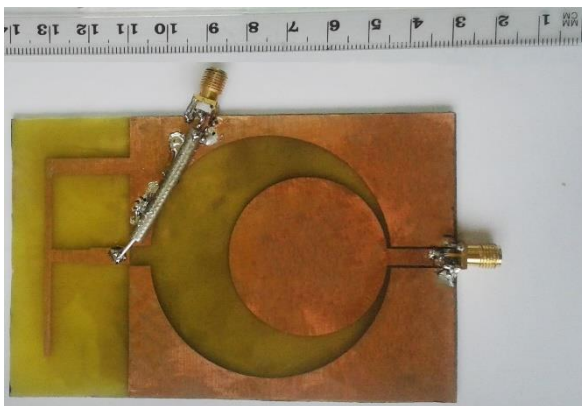


Figure III.34: Configuration de la combinaison des deux antennes.



(a)



(b)

Figure III.35: (a) Prototype fabriqué du système antennaire proposé et (b) son banc de mesure.

### 3.3. Performances du système proposé

Par souci de concision, nous allons présenter dans cette partie uniquement les performances de l'antenne de communication IFA ainsi que celles du système antennaire fabriqué. Les

performances de l'antenne de détection sont similaires à celles de l'antenne de détection présentée dans la section précédente. Il est important de noter que les résultats de mesure sont présentés seulement pour le système global.

### 3.3.1. Performances de l'antenne de communication

#### 3.3.1.1. Coefficient de réflexion

Dans cette partie, nous allons étudier l'adaptation de l'antenne de communication avant la combinaison dans le but d'examiner l'impact de l'autre antenne sur le comportement électrique de cette antenne.

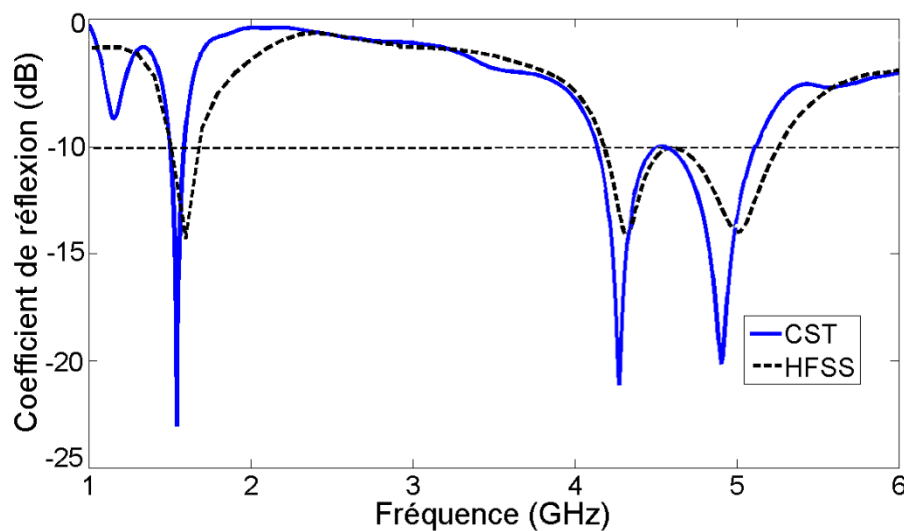


Figure III.36: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne de communication IFA.

La Figure III.36 présente une comparaison entre le coefficient de réflexion obtenu par CST et celui issu de HFSS. L'antenne de communication IFA présente trois bandes passantes relativement étroites de 12.5%, 10.51% et 11.22% autour de 1.5, 4.4 et 5 GHz, respectivement. Nous pouvons observer un bon accord entre les deux courbes. La différence entre les deux courbes est due aux différentes conditions aux limites appliquées aux frontières de la cavité de simulation « Simulation Box » utilisée de chaque simulateur.

#### 3.3.1.2. Distribution des courants surfaciques

Pour mieux comprendre ce que l'étude paramétrique a révélé, nous allons étudier la distribution des courants surfaciques de l'antenne IFA aux deux premières fréquences de résonance. L'étude de la distribution des courants de surface est nécessaire pour repérer les zones d'influence où la concentration des courants est intense. La Figure III.37 illustre la distribution de courant de surface aux deux fréquences de travail de l'antenne IFA proposée.

Nous constatons que les courants surfaciques sont plutôt concentrés sur le monopôle replié à la première fréquence de résonance 1.5 GHz, ce qui valide l'étude paramétrique. Par contre, à la deuxième fréquence de résonance 4.4 GHz, la concentration des courants surfaciques se manifeste essentiellement sur le stub de court-circuit, ce qui confirme encore l'étude paramétrique présentée dans la section précédente.

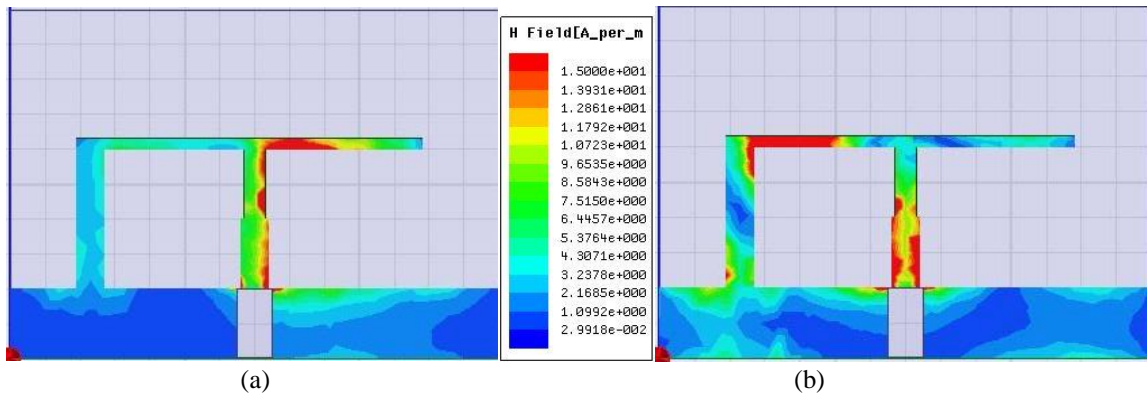


Figure III.37: Distribution des courants surfaciques de l'antenne IFA proposée à : (a) 1.5 GHz et (b) 4.4 GHz.

### 3.3.1.3. Diagrammes de rayonnement

Par définition, l'antenne de communication est censée créer un lien RF privilégié. Cela dit, l'antenne à ses fréquences de travail doit avoir un rayonnement directif (ou bidirectionnel) afin de concentrer le rayonnement émis dans une direction précise. Pour analyser les caractéristiques de rayonnement de l'antenne, les diagrammes de rayonnement en 2D de l'antenne IFA aux fréquences de fonctionnement sont simulés et présentés sur la Figure III.38.

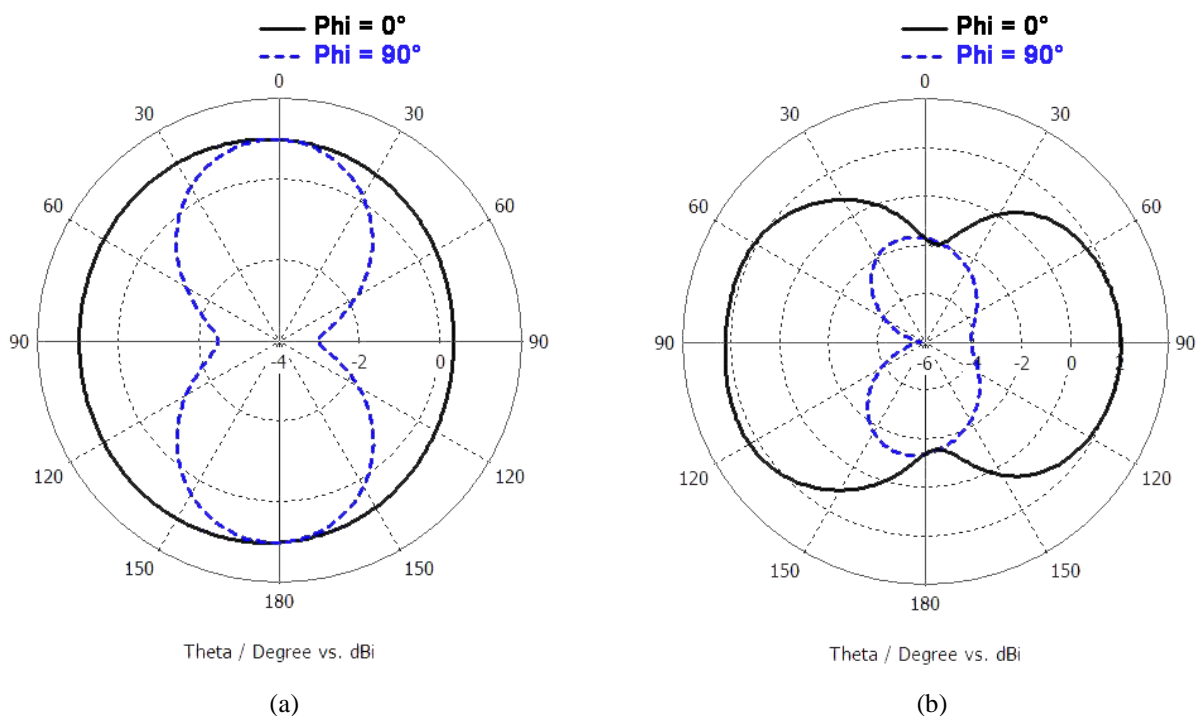


Figure III.38: Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne IFA à : (a) 1.5 GHz et (b) 4.4 GHz.

La propriété directive de l'antenne est clairement visible en haute fréquence qu'en basse fréquence. Cette instabilité dans les diagrammes n'est pas propre à cette antenne, elle est également remarquée dans la plupart des antennes ayant des structures planaires.

#### 3.3.1.4. Gain réalisé

Pour finir, le gain réalisé de l'antenne de communication proposée est simulé. Les résultats de simulation sont illustrés par la Figure III.39. D'après cette figure, nous pouvons remarquer que la courbe du gain présente deux pics à deux fréquences correspondant aux fréquences de résonance de l'antenne IFA. À la première fréquence de résonance 1.5 GHz, cette antenne a un gain réalisé de 7.5 dBi, tandis qu'à la deuxième fréquence de résonance 4.4 GHz, le gain réalisé est d'environ 4.8 dBi.

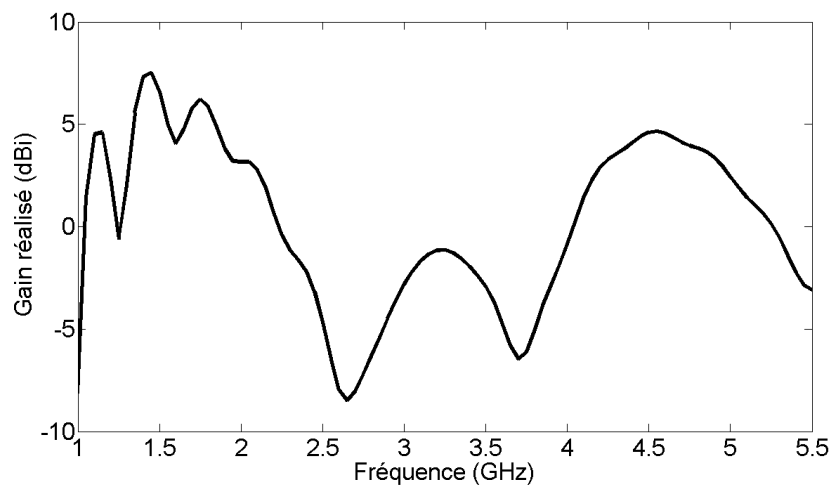


Figure III. 39: Gain réalisé de l'antenne IFA proposée en fonction de la fréquence.

### 3.3.2. Performances de la combinaison

Après avoir étudié et simulé l'antenne de communication IFA, nous allons maintenant la combiner avec celle de détection conçue dans la partie précédente dans le but de réaliser le prototype proposé dans ce chapitre. La Figure III.35 montre la photographie du système antennaire fabriqué. Par la suite, nous allons présenter les performances simulées et mesurées de cette combinaison.

#### 3.3.2.1. Adaptation

Le premier paramètre à considérer lors de la conception d'une structure antennaire est l'adaptation d'impédance d'entrée. Pour cela, nous avons étudié l'évolution du coefficient de réflexion simulé et mesuré de chaque antenne constituant le système antennaire. Les figures

III.40 et III.41 montrent les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion de l'antenne de communication IFA et de celle de détection, respectivement. Il est important de noter que lorsqu'une antenne est excitée pour en effectuer les mesures, l'autre antenne est terminée par une charge de  $50 \Omega$ .

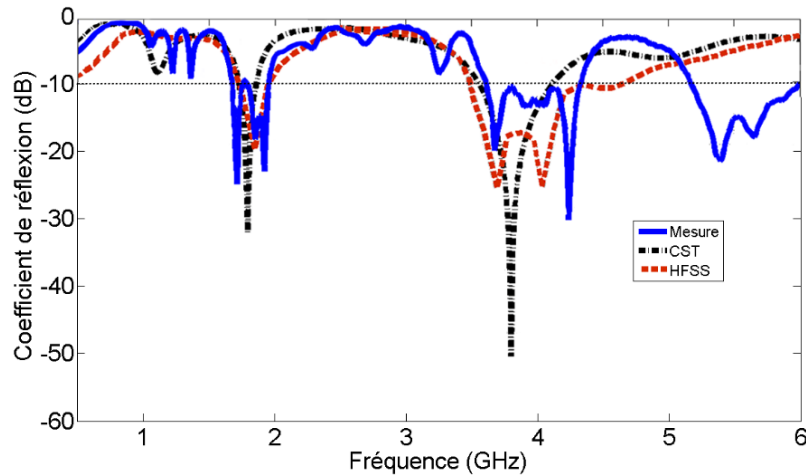


Figure III.40: Coefficients de réflexion mesuré et simulé de l'antenne de communication IFA.

Les résultats de mesure du coefficient de réflexion de l'antenne de communication montrent que cette antenne présente quatre bandes étroites ; la bande UMTS (autour de 1.7 GHz), la bande LTE (de 1.8 GHz à 1.95 GHz) et les bandes WiMAX (autour de 3.6 GHz et de 4.3 GHz). En outre, les résultats de mesure présentent une fréquence de résonance supplémentaire autour de 5.5 GHz, ce qui permet à la structure proposée de travailler dans plusieurs bandes de fréquences correspondant à des standards de télécommunications différents. Il est important par ailleurs de remarquer que les fréquences de résonance obtenues après la combinaison sont légèrement décalées vers les hautes fréquences par rapport à celles obtenues avant la combinaison. Ce décalage fréquentiel peut s'expliquer par l'effet possible du plan de masse qui devient beaucoup plus grand que l'antenne IFA.

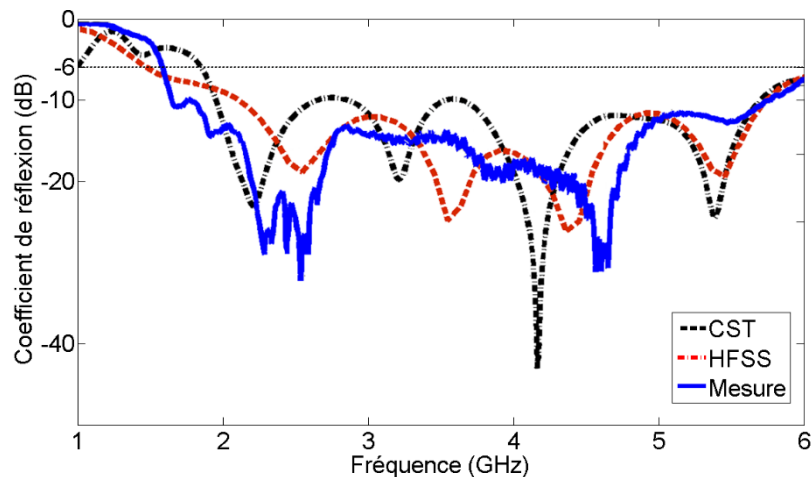


Figure III.41: Coefficients de réflexion mesuré et simulé de l'antenne de détection.

En revanche, la Figure III.41 montre que l'antenne de détection possède une très large bande passante à  $-6\text{ dB}$  de 4.8 GHz, allant de 1.6 GHz jusqu'à plus de 6 GHz (le choix du critère de  $-6\text{ dB}$  est expliqué dans la partie précédente). La bande passante mesurée (133%) est légèrement plus large que celle obtenue par simulation (120%). Cette différence peut être attribuée au substrat utilisé dans la fabrication ayant une plus forte tangente de pertes ( $\tan \delta$ ) que de celui utilisé dans la simulation.

À partir de ces deux figures, nous pouvons constater une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure. Cependant, une légère perturbation est observée aux hautes fréquences. En fait, dans les simulations, le connecteur SMA et le câble coaxial n'ont pas été modélisés. Ils ont été approximés à une excitation rectangulaire (*rectangular wave port* en anglais) pour faciliter la conception de l'antenne sous CST. Cela nous a amené à penser que les perturbations observées aux hautes fréquences (entre 3 et 5 GHz) peuvent être attribuées à l'effet de l'alimentation du prototype par un câble coaxial.

### 3.3.2.2. Isolation

Dans les systèmes multi-antennaires, une excellente isolation entre les ports d'antennes est une exigence. Dans notre cas, vu que les deux antennes sont imprimées sur la même face du substrat, nous avons donc utilisé la technologie CPW pour séparer les deux antennes par le plan de masse. Pour vérifier l'isolation entre les deux ports d'alimentation, nous avons donc simulé et mesuré le coefficient de transmission entre ces deux antennes. La Figure III.42 représente l'évolution des coefficients de transmission simulé et mesuré du système antennaire fabriqué.

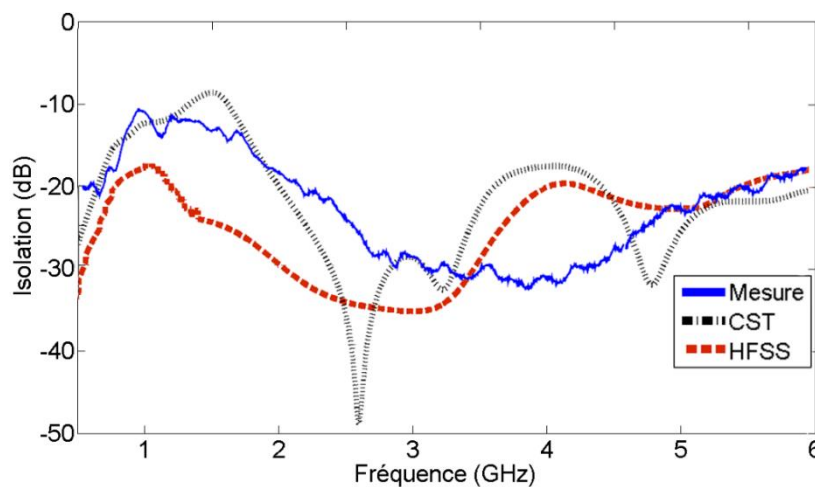


Figure III.42: Coefficients de transmission mesuré et simulé du système antennaire fabriqué.

On peut clairement observer qu'en présence du plan de masse entre les deux antennes une bonne isolation (supérieure à  $15\text{ dB}$ ) est obtenue sur toute la bande d'intérêt, sauf autour de

1.77 GHz. Ceci est principalement dû au rayonnement de l'antenne de communication à cette fréquence. Néanmoins, pour vérifier le niveau d'isolation à cette fréquence, nous allons analyser la distribution du courant sur la structure à 1.77 GHz.

Les résultats de simulation et de mesure montrent un bon accord. La différence entre les courbes peut être attribuée aux différentes méthodes numériques et conditions aux limites utilisées dans chaque logiciel de simulation. En outre, la proximité inévitable du connecteur SMA à la fente de la ligne CPW, les tolérances de fabrication, et les effets parasites provoqués par la soudure des connecteurs et du câble peuvent fortement influencer les caractéristiques électriques ainsi que celles de rayonnement. Par ailleurs, les câbles RF du VNA peuvent légèrement influencer la mesure des petites antennes [III.12].

### 3.3.2.3. Distribution des courants surfaciques

Dans la partie précédente, nous avons vu que le niveau d'isolation est faible à la première fréquence de résonance de l'antenne IFA (1.7 GHz). C'est pour cette raison que nous avons étudié la distribution du courant sur le système antennaire à cette fréquence, lorsque chaque antenne est alimentée, comme montré à la Figure III.43.

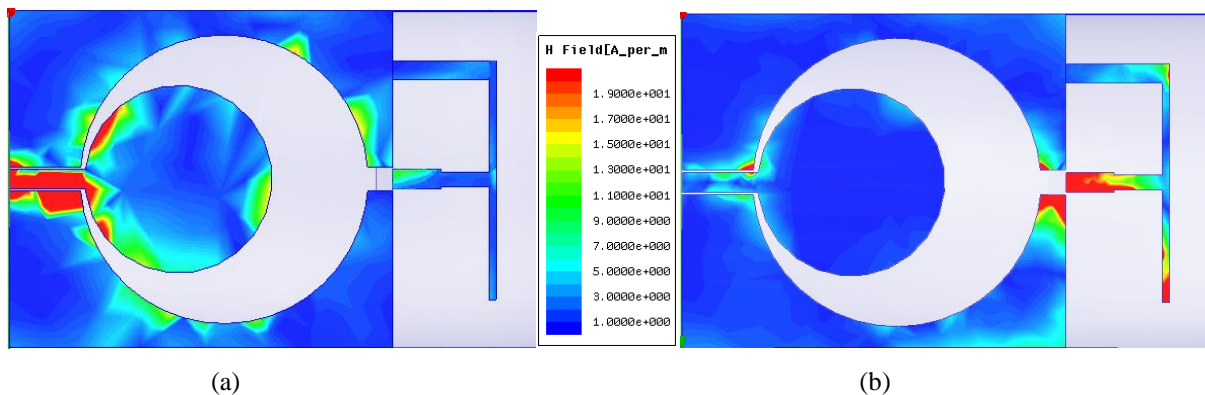


Figure III.43: Distribution de courants surfaciques du système antennaire proposée à 1.77 GHz quand: l'antenne de détection est excitée ; (b) l'antenne de communication est excitée.

Lorsque l'antenne de détection est alimentée (Figure III.43(a)), les courants sont concentrés sur la ligne d'alimentation ainsi que sur l'écart entre l'élément rayonnant et son plan de masse, tandis que l'antenne de communication IFA est totalement isolée. Ceci démontre que le plan de masse a bien isolé les deux antennes. En outre, la distribution du courant sur les bordures de la fente du plan de masse, qui allonge le trajet du courant, est le principal facteur d'élargissement de la bande passante. En revanche, lorsque l'antenne de communication est excitée (Figure III.43(b)), le port d'entrée de l'antenne de détection est complètement découplé.



### 3.3.2.4. Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement des deux antennes à des fréquences différentes dans les plans H ( $\varphi = 90^\circ$  ; yOz) et E ( $\varphi = 0^\circ$  ; xOz) sont présentés dans les figures III.44 et III.45. Il peut être noté que l'antenne de communication possède une caractéristique de rayonnement bidirectionnelle à ses fréquences de résonance. Ce comportement de rayonnement peut s'expliquer par la topologie de l'IFA. Cependant, à ses fréquences de résonance plus élevées (4.3 et 5.5 GHz), le diagramme de rayonnement est dirigé vers  $\theta = 90^\circ$ . Ceci peut s'expliquer par l'orientation de l'antenne IFA et la position de l'antenne de détection dans l'angle opposé ( $\theta = 270^\circ$ ), ce qui influence le comportement de l'IFA.

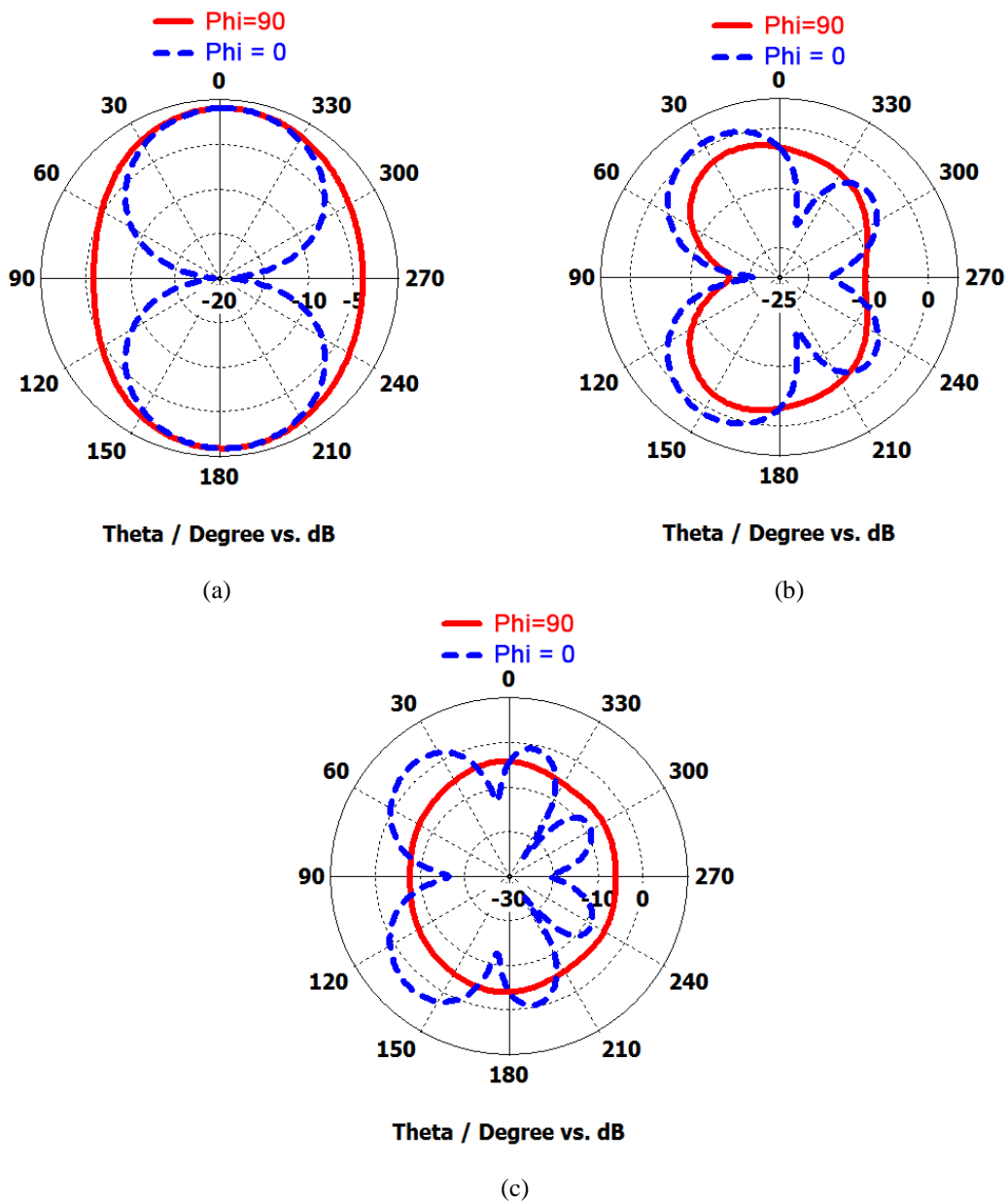


Figure III.44: Diagrammes de rayonnement de l'antenne de communication IFA à : (a) 1.7 GHz, (b) 4.3 GHz, et (c) 5.5 GHz.

D'autre part, l'antenne de détection présente un comportement quasi-omnidirectionnel sur toute sa bande passante. Cependant, le niveau du rayonnement à  $\theta = 90^\circ$  est plus faible par rapport à  $\theta = 270^\circ$  (cf. Figure III.45). Ceci, à son tour, peut être expliqué par la position de l'antenne de communication à  $\theta = 90^\circ$ , ce qui affecte également le comportement de détection. Cependant, l'effet de chaque antenne sur l'autre est à peine perceptible, grâce à la bonne isolation obtenue par l'utilisation de la technologie CPW. Par rapport à d'autres conceptions rapportées dans la littérature (voir Tableau 1 dans [III.6]), le système antennaire proposé est plus approprié pour des applications de RC.

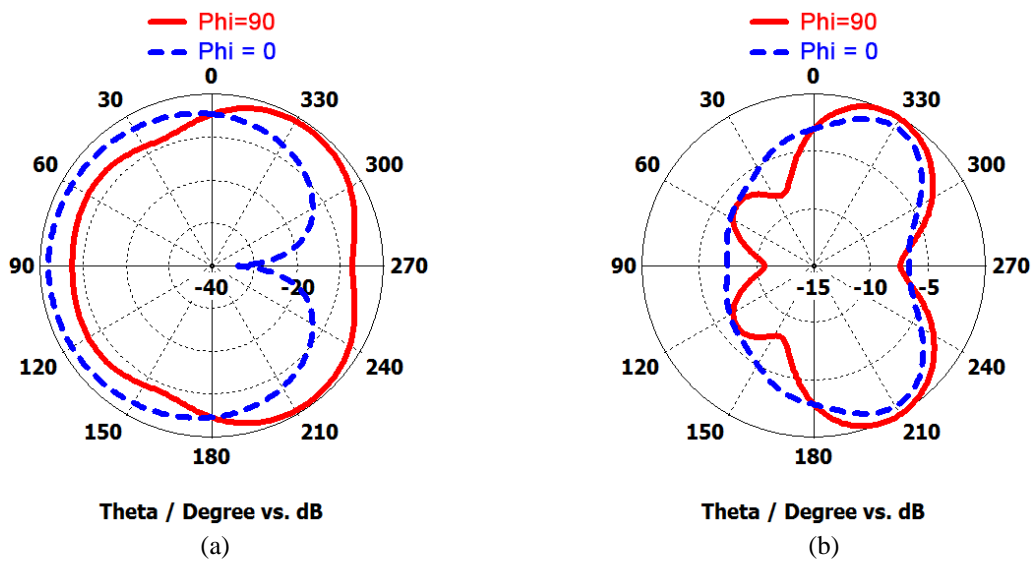


Figure III.45: Diagrammes de rayonnement de l'antenne de détection à : (a) 1.2 GHz et (b) 6 GHz.

### 3.3.2.5. Gain réalisé

La Figure III.46 nous montre, en fonction de la fréquence, une comparaison entre le gain réalisé de l'antenne de détection et celui de l'antenne de communication.

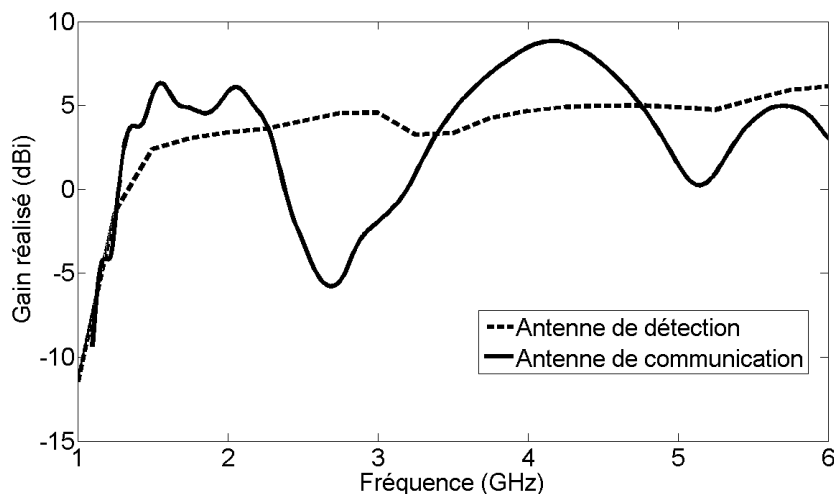


Figure III.46: Gains réalisés des deux antennes en fonction de la fréquence.

Nous pouvons observer sur cette figure que l'antenne de détection possède un gain réalisé compris entre 2 *dBi* et 6 *dBi* sur toute sa bande de fonctionnement. Tandis que l'antenne de communication présente trois pics qui correspondent à ses fréquences de résonance. Les gains réalisés à ses fréquences de travail 1.7 GHz, 4.3 GHz et 5.2 GHz sont respectivement de 6.45 *dBi*, 8.2 *dBi* et 5 *dBi*. Ces résultats valident les bonnes performances du système antennaire proposé sur toutes les bandes de fonctionnement

### 3.3.2.6. Coefficient de corrélation d'enveloppe

Finalement, pour vérifier que l'antenne de communication est capable de fonctionner pendant que l'antenne de détection est active, nous allons donc étudier l'évolution de l'ECC entre les deux antennes en fonction de la fréquence. La Figure III.47 montre l'évolution du coefficient de corrélation calculé d'après les paramètres *S* mesurés du système antennaire en fonction de la fréquence.

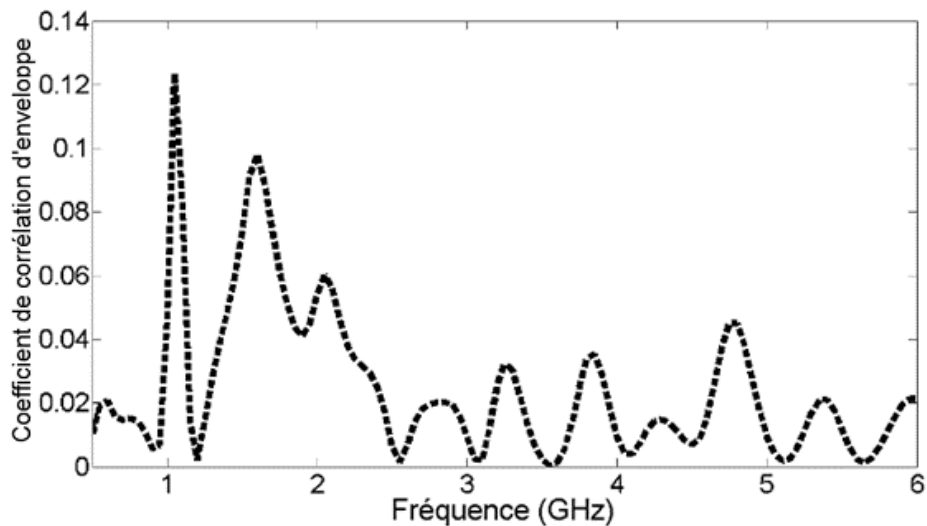


Figure III.47: Coefficient de corrélation d'enveloppe mesuré entre les deux antennes constituant le système antennaire fabriqué.

Nous pouvons voir sur cette figure que l'ECC présente des valeurs très faibles, entre 0 et 0.12, sur toute la bande de fonctionnement du système antennaire. Ceci prouve que les diagrammes de rayonnement des deux antennes sont parfaitement décorrélés, ce qui signifie notamment qu'il n'y a aucune sorte d'interférence ou de chevauchement entre l'antenne de détection et celle de communication au cours du processus de fonctionnement. Il est important de noter que le maximum du coefficient de corrélation est atteint là où l'isolation est la plus faible, ce qui est logique en analysant l'équation d'ECC (voir équation (II.63)).

Ce système est donc capable de réaliser deux tâches simultanément, l'une de détection et l'autre de communication. La tâche de détection est obtenue sur une très large bande passante allant de 1.2 GHz jusqu'à plus de 6 GHz, tandis que la tâche de communication est obtenue sur quatre bandes étroites qui couvrent les quatre standards suivants : l'UMTS (autour de 1.7 GHz) ; le LTE 2/33-39 (1.8 – 1.95 GHz) ; le WiMAX IEEE 802.16h (3.6 – 4.3 GHz) ; et le WLAN IEEE 802.11a/n/s (5.15 – 6 GHz).

## **IV. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux systèmes antennaires pour répondre aux exigences de la première approche des systèmes antennaires de la RC (cf. Figure I.31). Cette approche consiste à utiliser deux antennes, dont l'une est employée pour la détection des bandes de fréquences inutilisées ou mal utilisées (espaces blancs), tandis que l'autre est utilisée pour assurer la transmission à ces espaces blancs. Deux prototypes ont été réalisés et caractérisés expérimentalement pour valider le concept proposé.

Dans un premier temps, nous avons présenté une combinaison d'une antenne ULB et d'une antenne à bande étroite. Les résultats de mesure du prototype fabriqué montrent que la tâche de détection est obtenue sur une très large bande de fréquences, allant de 1.4 GHz jusqu'à plus de 6 GHz. Tandis que l'antenne de communication possède une bande étroite autour de 2.8 GHz. Cependant, nous avons montré que cette fréquence peut être accordée de 2.6 à 2.7 GHz en utilisant deux inductances variables, qui peuvent changer la longueur électrique effective de l'antenne et, par conséquent, modifier sa fréquence de travail. L'isolation entre les deux antennes est assez bonne sur toute la bande de fonctionnement. En outre, l'ECC mesuré présente des valeurs très faibles, ce qui démontre la possibilité pour les deux antennes de fonctionner simultanément sans interférence mutuelle.

Finalement, nous avons proposé une autre solution qui permet d'utiliser une antenne multibande, ceci afin de permettre à l'antenne de communication de créer une liaison RF à plusieurs fréquences. Le prototype réalisé présente de bonnes performances en termes d'adaptation, d'isolation entre les deux antennes, de rayonnement, et de gain réalisé. Il est capable de réaliser la détection sur une large bande de fréquences allant de 1.2 GHz jusqu'à plus de 6 GHz et d'établir une liaison RF à quatre bandes de fréquences distinctes qui correspondent aux principales normes des applications sans fils. L'ECC mesuré pour cette

structure montre que les deux antennes peuvent fonctionner simultanément sans aucun chevauchement ou interférence entre elles.

À noter que les travaux présentés dans ce chapitre ont été valorisés par deux publications dans des revues internationales.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter une autre solution qui consiste à utiliser une seule antenne plus performante et remplissant les mêmes fonctions que les systèmes antennaires présentés dans ce chapitre. Pour permettre à une seule antenne de fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences de changer la largeur de sa bande passante, nous allons donc avoir recours aux composants actifs afin d'obtenir une reconfigurabilité en bande passante et en fréquence. Le chapitre VI sera donc entièrement consacré aux structures reconfigurables, dites actives.

## V. Bibliographie

- [III.1] H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “Dual Port Antenna Combining Sensing and Communication Tasks for Cognitive Radio,” *International Journal of Electronics and Telecommunications*, vol. 62, no. 2, pp. 121–127, 2016.
- [III.2] T. K. Ishii, *Handbook of Microwave Technology*, Academic Press, vol. 2, Chap. 7, pp. 168 – 204, 1995.
- [III.3] J. Liang, L. Guo, C.C. Chiau, X. Chen, C.G. Parini, “Study of CPW-Fed Circular Disc Monopole Antenna for Ultra-Wideband Applications,” *IEE Proceeding-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 152, no. 6, pp.520–526, Dec. 2005.
- [III.4] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 3rd edition, Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, pp. 816–852, 2005.
- [III.5] E. Ebrahimi, “Wideband and Reconfigurable Antennas for Emerging Wireless Networks,” M.S. Thesis, University of Birmingham, September 2011.
- [III.6] H. Nachouane, A. Najid, F. Riouch, A. Tribak, “Two-Port Antenna for Cognitive Radio Front-Ends,” *International Journal of Microwave and Optical Technology*, vol.11, no.1, pp. 45–52, January 2016.
- [III.7] K. Fujimoto, A. Henderson, K. Hirasawa, J. R. James, *Small Antennas*, Baldok, Hertfordshire: Research Studies Press, pp.116–127, 1987.
- [III.8] D. Qi, B. Li, H. Liu, “Compact Triple-Band Planar Inverted-F Antenna for Mobile Handsets,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 41, no. 6, pp. 483–486, June 2004.
- [III.9] P. Salonen, L. Sydanheimo, M. Keskilammi, M. Kivikoski, “A Small Planar Inverted-F Antenna for Wearable Applications,” *Proc. of the Wearable Computers, 1999. Digest of Papers. The Third International Symposium on, IEEE*, pp. 95–100, 1999.
- [III.10] J.-Y. Sze, Y.-F. Wu, “A Compact Planar Hexa-Band Internal Antenna for Mobile Phone,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 107, pp. 413–425, 2010.
- [III.11] B. Yuan, X. Wang, N. Zheng, Y. Chen, “An Inverted-L Antenna Based on Finite Ground Plane with Zigzag Structure,” *Proc. of the Microwave Conference Proceedings (APMC), Asia-Pacific*, pp. 2025–2028, 2010.
- [III.12] C. Z. Ning, Y. Ning, G. Yong-Xin, M. Y. W. Chia, “An Investigation into Measurement of Handset Antennas”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, no.3, pp. 1100–1110, 2005.



# Chapitre IV

## Conception et réalisation des structures actives pour la radio cognitive

### Sommaire

---

<b>Chapitre IV. Conception et réalisation des structures actives pour la radio cognitive</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>I. Introduction</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>II. Conception d'un filtre reconfigurable et agile en fréquence centrale</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.1. Objectif de l'étude	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.2. Filtres passe bande en microondes	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3. Méthodologie d'analyse et de conception	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.1. Configuration du filtre	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.2. Circuit de polarisation	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.3.3. Étude théorique	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.4. Réalisation du prototype et résultats expérimentaux	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.4.1. Mesure des paramètres $S$	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.4.2. Distribution des courants surfaciques	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.4.3. Mesure du retard de groupe	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
2.5. Récapitulatif des performances	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>III. Conception d'une antenne filtrante reconfigurable en bande passante et agile en fréquence</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.1. Objectif de l'étude	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.2. Choix de l'architecture du filtre	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.3. Choix de l'architecture antennaire	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.4. Analyse et conception de l'antenne filtrante	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.4.1. Reconfigurabilité en bande passante	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.4.2. Agilité en fréquence centrale	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.4.3. Influence des diodes varactor sur le comportement de l'antenne	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.4.4. Efficacité et diagrammes de rayonnement	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
3.5. Récapitulatif des performances	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>IV. Conclusion</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>V. Bibliographie</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>

---





# I. Introduction

Dans les deux derniers chapitres, nous avons étudié et validé expérimentalement la première approche des systèmes antennaires de la Radio Cognitive (RC) que nous avons proposée dans le chapitre I, ce qui consiste à réaliser simultanément les tâches de détection du spectre RF et de communication. L'utilisation de deux antennes intégrées sur le même substrat augmente en quelque sorte la taille globale du frontal RF. C'est pourquoi la deuxième approche est proposée (cf. Figure I.32). Cette approche, selon laquelle les processus de la détection du spectre et de la communication sont successivement effectués par un seul support de transmission, consiste à utiliser une seule antenne qui peut réaliser les tâches d'un certain nombre d'antennes à fonction unique. Pour permettre à une seule antenne de fonctionner sur une large bande de fréquences et en bande étroite à plusieurs fréquences, nous allons avoir recours aux antennes reconfigurables, dites actives [IV.1]-[IV.3].

Ce dernier chapitre est donc consacré entièrement à l'étude et la réalisation des structures reconfigurables. Ce type de structures permet de réduire considérablement la taille globale, le coût et la complexité d'un système radio tout en améliorant ses performances globales. Nous avons pu voir dans le chapitre I qu'une antenne est dite active si elle possède un ou plusieurs éléments actifs qui modifient ses propriétés radioélectriques. Cependant, un classement des antennes actives peut être établi en se basant sur l'emplacement de l'élément actif. La Figure IV.1 représente une modélisation symbolique des différents types d'antennes actives (le 'A' à l'intérieur du cercle symbolise l'élément actif). Si l'élément actif est intégré dans l'élément rayonnant, on parle alors d'antenne active entièrement intégrée, sinon c'est une antenne active quasi-intégrée. Nous allons traiter, au cours de ce chapitre, ces deux cas. La structure active quasi-intégrée fera donc l'objet de la première partie. Tandis que la deuxième partie du chapitre sera consacrée à l'étude et la réalisation d'une structure entièrement intégrée.

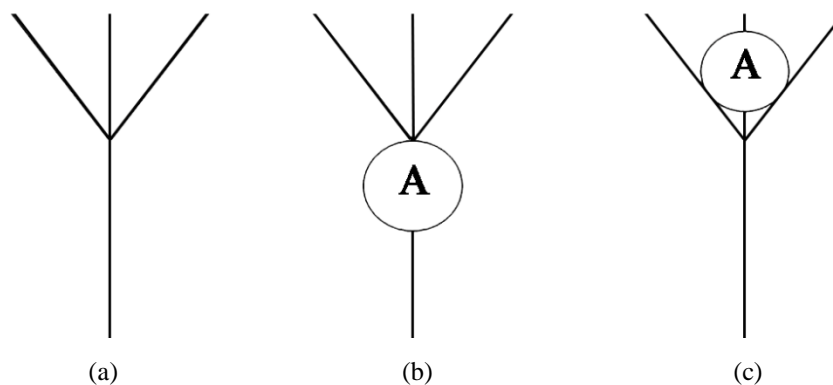


Figure IV. 1: Description schématique d'une antenne passive (a), une antenne quasi-intégrée (b), et une antenne entièrement intégrée (c).

Pour la structure quasi-intégrée, nous avons choisi d'intégrer les éléments actifs dans la ligne d'alimentation de manière à obtenir un filtre reconfigurable. L'emplacement du filtre proposé dans une chaîne de transmission RF est illustré sur la Figure IV.2. On a donc choisi d'étudier les filtres planaires reconfigurables qui ont attiré l'attention puisqu'ils peuvent, de par leur agilité, couvrir une large bande de fréquence et réduire significativement la taille des systèmes de télécommunication actuels. Dans ce contexte, un filtre passe bande reconfigurable sera étudié et réalisé et fera l'objet de la première partie de ce chapitre.

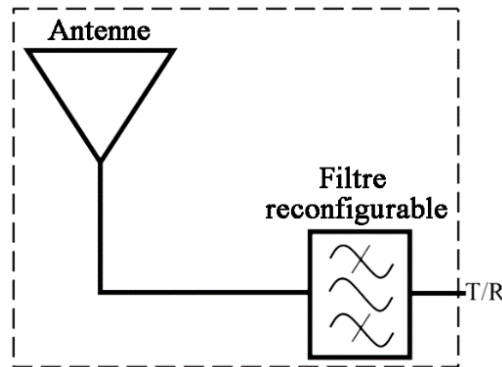


Figure IV. 2: Description schématique d'un système antenne avec un filtre reconfigurable.

En revanche, dans la seconde partie de ce chapitre, les composants actifs seront insérés dans l'élément rayonnant. Plus précisément, ces éléments actifs seront intégrés dans un filtre passe bande qui est lui-même inséré au pied de l'antenne. Cette combinaison de filtre-antenne est connue dans la littérature sous le nom d'antenne filtrante (*Filtering Antenna* ou bien *Filtenna* en anglais). La co-conception antenne-filtre ou la conception d'antenne filtrante permet de réduire la taille globale des frontaux RF et optimiser leurs performances. La structure en question permet alors de couvrir une large bande de fréquences pour la détection du spectre RF, puis elle se reconfigure en bande étroite à différentes fréquences pour assurer la tâche de communication à ces fréquences.

## II. Conception d'un filtre reconfigurable et agile en fréquence centrale

### 2.1. Objectif de l'étude

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'étude et à la réalisation d'une structure quasi-intégrée. Pour notre étude, nous avons choisi d'intégrer ces composants dans un filtre qui sera situé avant ou après l'antenne dans une chaîne de transmission émetteur-récepteur (Figure IV.2). En vue de mettre à profit les bienfaits de ce filtre dans notre projet de thèse, sa conception

sera spécifiquement dédiée aux applications de RC. Cela dit, le filtre en question doit être reconfigurable en bande passante pour être capable d'assurer les deux tâches essentielles de la RC, à savoir la détection spectrale et la communication.

Dans ce contexte, une nouvelle topologie de filtre reconfigurable en bande et agile en fréquence centrale est proposée [IV.4]. Le filtre proposé est censé ajouter l'agilité fréquentielle aux systèmes antennaires utilisés dans des applications de RC. L'agilité discrète<sup>3</sup> du filtre proposé est obtenue en utilisant deux diodes PIN. Pour valider notre approche, un prototype a été réalisé et expérimentalement caractérisé.

## 2.2. Filtres passe bande en microondes

Nous restreindrons ce paragraphe à la présentation succincte des filtres microondes passe-bande afin de mettre l'accent sur ses principales caractéristiques et méthodes de conception. Les filtres microondes représentent une partie très importante des systèmes des télécommunications modernes pour séparer ou combiner les signaux transmis ou captés par l'antenne.

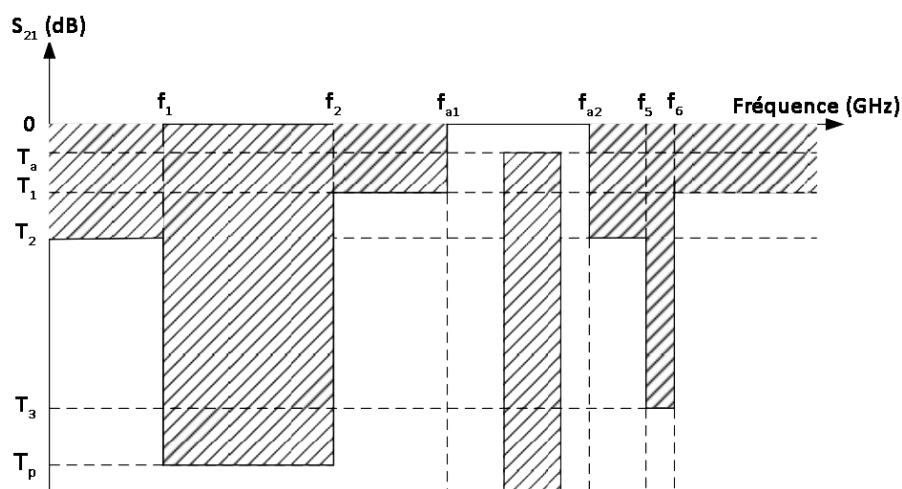


Figure IV. 3: Exemple de gabarit d'un filtre passe bande.

Pour la réalisation d'un filtre, il est nécessaire de définir préalablement des spécifications précises. Ces spécifications sont données à partir de gabarits du filtre (cf. Figure IV.3). Il existe plusieurs types de gabarits : le gabarit en transmissions, en réflexion, et en phase.

<sup>3</sup> L'agilité est dite discrète, car les éléments utilisés pour avoir l'agilité sont à variation discrète (comme évoqué dans le chapitre I). Ces éléments sont classés suivant leurs variations en trois catégories : éléments à variation discrète (Diode PIN), éléments à variation continue (Diode varactor) et éléments à variation continue et/ou discrète (MEMS et transistors FET). L'agilité fréquentielle discrète autorise l'antenne à opérer sur un ensemble de valeurs discrètes.

Cependant, le gabarit en transmission est plus important que les autres, puisqu'il exprime les pertes d'insertion dans la bande passante et la réjection hors cette bande.

Les contraintes de filtrage dépendent fortement de l'emplacement du filtre dans la chaîne de transmission, du standard sur lequel il travaille, et la technologie utilisée dans la conception. De façon générale, lors de la conception d'un filtre, les points suivants sont à préciser :

- Le type de réponse : passe bande, coupe bande, passe bas, ou passe haut ;
- Les pertes d'insertion dans la bande  $T_a$  (voir Figure IV.3) ;
- La rejection hors bande (sélectivité)  $T_p$  (voir Figure IV.3) ;
- La largeur de la bande passante ;
- Les fréquences de coupure ;
- Encombrement, poids, et coût ;
- Les impédances d'entrée et de sortie.

En hyperfréquence, les éléments localisés (inductances et capacités) sont de faibles valeurs, ce qui les rend difficiles à réaliser. En outre, leur longueur physique n'est plus négligeable devant la longueur électrique de l'onde (ils peuvent introduire un déphasage supplémentaire). C'est pourquoi nous utilisons des éléments distribués de longueur électrique non nulle, tel que les résonateurs.

Dans la conception des filtres microondes, les résonateurs sont les éléments de base. Généralement, un filtre microonde passe bande peut être réalisé par plusieurs résonateurs. De ce fait, il est important d'utiliser le schéma équivalent en synthèse localisée classique en utilisant les inverseurs d'admittance (Figure IV.4). Dans ce schéma, les éléments localisés représentent les résonateurs, tandis que les inverseurs représentent le couplage entre ces résonateurs. Il est important de noter que l'ordre du filtre désigne le nombre de résonateurs utilisés dans la conception du filtre. Cette définition sera retenue tout au long du présent manuscrit.

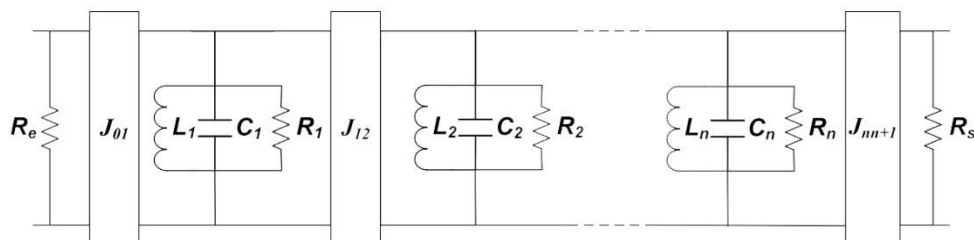


Figure IV. 4: Schéma équivalent d'un filtre d'ordre n.

Dans la Figure IV.4  $R_e$  et  $R_s$  représentent respectivement l'impédance d'entrée et de sortie du filtre,  $L_n$  et  $C_n$  définissent la fréquence de fonctionnement de chaque résonateur,  $R_n$

représente les pertes introduites par le résonateur de nombre  $n$ , et  $J_{n,n+1}$  l'inverseur d'admittance, avec :

$$J_{01} = \sqrt{\frac{g_a b_1 w}{w'_1 g_0 g_1}} \quad (\text{IV.1})$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{g_b b_n w}{w'_1 g_n g_{n+1}}} \quad (\text{IV.2})$$

où  $g_n$  désigne les coefficients de la fonction d'approximation choisie (Tchebychev pour ce cas) pour le prototype passe bas équivalent,  $w'_1$  la pulsion de coupure du prototype normalisé,  $g_a$  et  $g_b$  les conductances (non normalisées) chargeant le filtre en entrée et en sortie, et  $w$  la bande passante du filtre [IV.5].

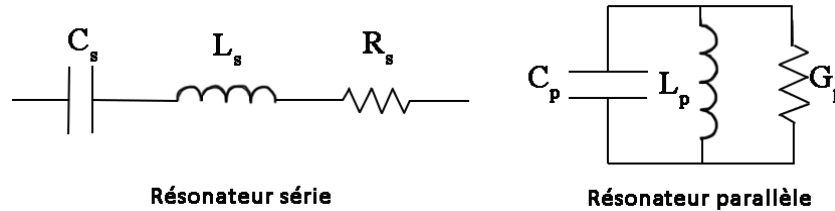


Figure IV. 5: Schémas équivalents de résonateurs de type série et parallèle.

Les résonateurs microondes peuvent être série ou parallèle (cf. Figure IV.5), dont la fréquence de résonance  $f_0$  et le coefficient de qualité à vide sont donnés par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \quad (\text{IV.3})$$

$$Q_u = \frac{2\pi f_0 L_s}{R_s} = \frac{2\pi f_0 C_p}{G_p} \quad (\text{IV.4})$$

Pour permettre de choisir la catégorie de filtre la plus adaptée à notre cas d'étude, nous présentons différentes catégories de filtres microondes. Pour faciliter le choix d'une catégorie plutôt que l'autre, un tableau comparatif est proposé. Le Tableau IV.1 met en évidence les performances électriques et l'encombrement pour chaque catégorie recensée.

D'après ce tableau, nous constatons que la famille des technologies planaires présente une bande passante très large en comparaison avec les autres familles. En outre, malgré son facteur de qualité faible, elle offre aussi un bon compromis entre performances électriques et encombrement, ainsi que de bonnes performances d'intégration. Toutefois, le facteur de qualité dépend de la technologie de fabrication utilisée et de la géométrie de la structure.

	<b>Bande passante</b>	<b>Pertes d'insertion</b>	<b>Facteur de qualité à vide</b>	<b>Encombrement</b>
<b>Filtre à éléments localisés</b>	2% – 70%	Moyennes	Faible	Faibles dimensions
<b>Filtre à éléments distribués</b>	2% – 70%	Moyennes	Faible	Faibles dimensions
<b>Filtre à lignes couplées</b>	2% – 70%	Moyennes	Faible	Faibles dimensions
<b>Filtre à guides d'ondes ou cavités</b>	0.05% – 50%	Très faibles	Très élevé	Très volumineux aux fréquences basses
<b>Filtre à résonateurs diélectriques</b>	0.1% – 10%	Faibles	Elevé	Volumineux aux fréquences basses
<b>Filtre YIG (Yttirum Iron Garnet)</b>	0.2% – 10%	Moyennes	Moyen	Volumineux
<b>Filtre à ondes de surface (SAW)</b>	1% – 50%	Faibles	Moyen	Très compact
<b>Filtre à ondes acoustiques (BAW)</b>	0.5% – 5%	Faibles	Moyen	Très compact

Tableau IV. 1: Synthèse des différentes catégories de filtres [IV.6].

En se basant sur ce que nous venons de présenter, nous allons dresser un cahier des charges précis. Ce cahier des charges doit répondre aux spécifications des systèmes de 4G, notamment LTE et WiMAX. Le filtre en question doit alors être le plus proche possible des caractéristiques du signal émis dans ces normes, et répondre également aux exigences de la technologie ULB afin de l'utiliser dans les systèmes de RC. Le cahier des charges du filtre à réaliser doit présenter les caractéristiques suivantes :

- Fréquence de travail : 2.6 et 5.5 GHz ;
- Bande passante : ULB (> 25%) ;
- Pertes d'insertion : entre 1 et 2 dB dans la bande passante ;
- Atténuation hors bande passante (niveau de réjection) : < -20 dB aux fréquences de fonctionnement ;
- Connecteurs : type SMA avec une impédance d'entrée/sortie de 50Ω ;
- Technologie de fabrication : planaire à éléments distribués.

## 2.3. Méthodologie d'analyse et de conception

### 2.3.1. Configuration du filtre

D'une manière générale, les réponses passe bande ou coupe bande sont respectivement obtenues par la création d'une impédance nulle ou d'une impédance infinie dans la ligne de transmission à la fréquence souhaitée. Dans la présente étude, la réponse passe bande est obtenue en introduisant une impédance infinie dans la ligne de transmission reliant l'antenne et la source d'alimentation. Tandis que le comportement coupe bande est obtenu en créant une impédance nulle dans la ligne de transmission. Pour créer une impédance infinie ou nulle dans la ligne de transmission, un stub quart d'onde ou demi-onde en circuit ouvert est utilisé, respectivement.

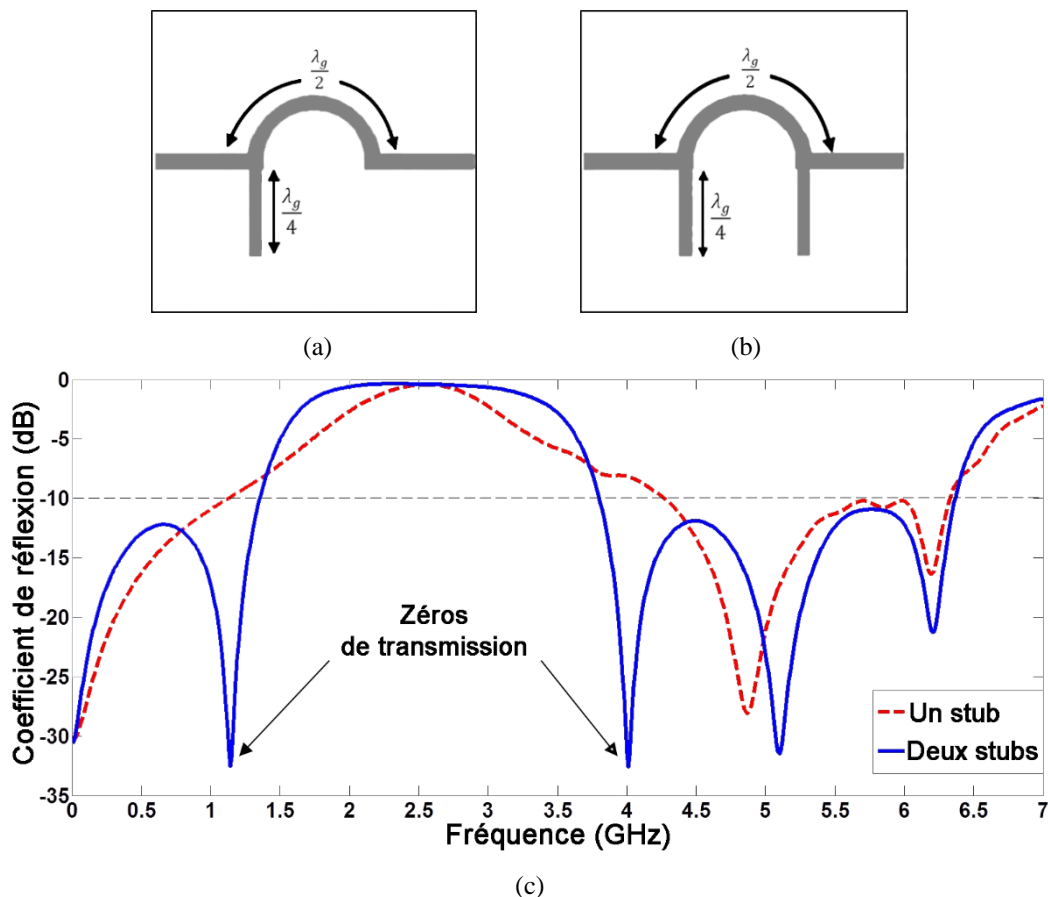


Figure IV. 6: Structure avec un seul stub (a) et avec deux stubs (b), et leur coefficient de réflexion (c).

Cependant, le nombre de stubs utilisés se retrouve confronté au dilemme de la bonne performance et l'encombrement du système. Un compromis est donc à trouver entre le nombre de stubs et les performances de la structure. La Figure IV.6 montre deux configurations du filtre proposé et leur coefficient de réflexion simulé. D'après la Figure IV.6(c), la structure des deux stubs présente de bonnes performances par rapport à celle d'un seul stub en termes de pertes



d'insertion, d'amélioration de la bande passante autour de 5 GHz, et d'élargissement de la bande de réjection par la création de deux zéros de transmission sur chaque côté de la bande de rejection. Par conséquent, la nécessité d'une structure à deux stubs plutôt que celle à un seul stub répond au mieux aux exigences du cahier des charges, en termes d'encombrement réduit et de bonnes performances.

Tel qu'il a été mentionné auparavant, pour passer de la réponse coupe bande à la réponse passe bande, les deux stubs en circuit-ouvert doivent être étirés à deux fois leur longueur primitive, c.-à-d. de  $\lambda_g/4$  à  $\lambda_g/2$ , ce qui engendre deux zéros de transmission, un sur chaque côté de la bande de réjection [IV.7]. Néanmoins, en raison du manque d'espace, cette technique est remplacée par la méthode proposée, qui consiste à relier les deux stubs à la masse, afin de transformer la section de circuit ouvert à court-circuit (cf. Figure IV.7).

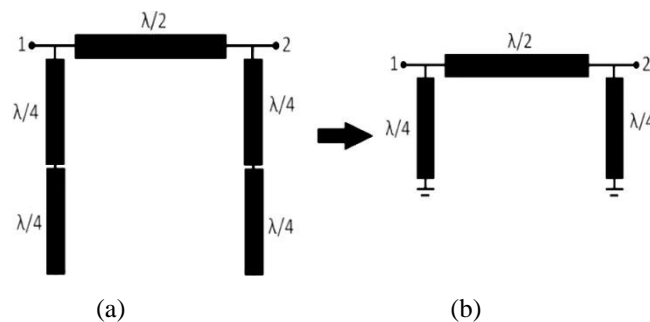


Figure IV. 7: (a) Configuration initiale d'un filtre passe bande et (b) configuration proposée.

La Figure IV.8 montre la structure finale proposée, qui se compose de deux stubs quart-d'onde, calculés à la fréquence désirée 2.4 GHz, connectés en shunt et séparés par une distance de  $\lambda_g/2$  pour assurer une bonne isolation entre eux.

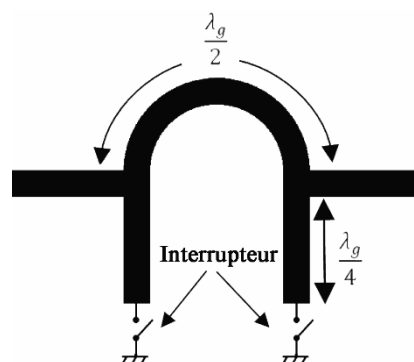


Figure IV. 8: Topologie du filtre proposé.

Étant donné que la structure proposée est destinée à être intégrée dans une chaîne de transmission RF, il est recommandé de plier la ligne de transmission reliant les deux stubs, afin de réduire la taille globale de la structure pour être facilement intégrable avec les frontaux RF. Les deux stubs sont reliés à la masse par l'intermédiaire de deux interrupteurs pour transformer

la section de circuit ouvert à court-circuit. Dans la suite de cette étude, cet interrupteur sera remplacé par une diode PIN.

### 2.3.2. Circuit de polarisation

Pour court-circuiter les deux stubs en circuit ouvert, deux commutateurs à diodes PIN sont utilisés. Dans ce travail, un circuit de commutation basé sur une diode PIN de marque *Infineon* a été utilisé pour effectuer la commutation électronique ; le modèle BAR88-02V [IV.8] a été choisi pour sa faible capacité en mode bloquant, ce qui lui assure une bonne isolation sur une bande relativement large. Le schéma équivalent de la diode PIN choisie sous ADS Schematic est présenté sur la Figure IV.9.

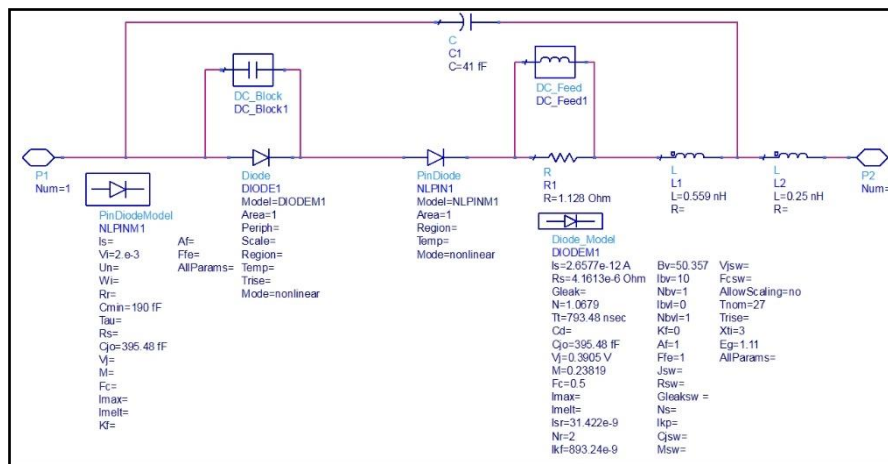


Figure IV. 9: Modèle de la diode PIN BAR88-02V sous ADS.

Ce modèle est constitué de deux diodes afin d'obtenir un ajustement entre les caractéristiques RF et DC. La diode 'Diode1' est utilisée pour modéliser les caractéristiques tension/courant DC. Tandis que la diode 'NLPIN1' est utilisée pour modéliser le comportement RF de la diode PIN en question, elle est également utilisée pour modéliser la résistance RF en fonction du comportement DC du modèle de la diode PIN. Les deux diodes sont connectées en série pour assurer le même flux de courant. Pour le cas RF, la diode 'Diode1' est court-circuitée par une capacité de découplage idéale (aussi appelée DC Block), tandis que la résistance RF, ce qui reflète la quantité résiduelle de la résistance série est modélisé par  $R=1.128 \Omega$ . Pour éviter d'affecter négativement les performances DC, cette résistance est connectée en parallèle par une inductance RF (Self de choc). La capacité  $C_1$  et les inductances  $L_2$  et  $L_3$  représentent les parasites de l'emballage [IV.9].

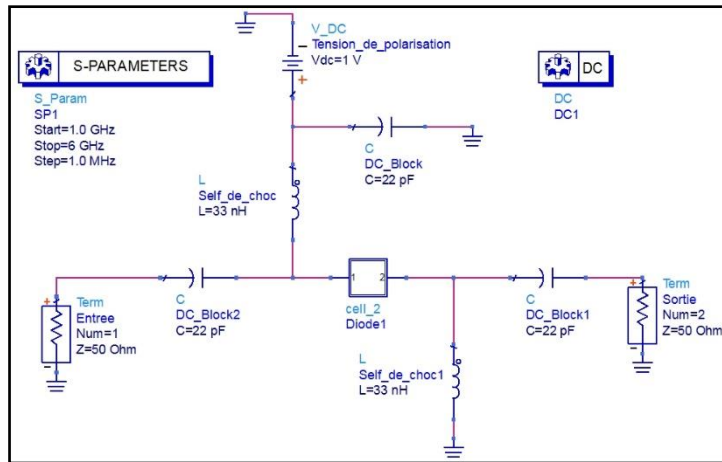


Figure IV. 10: Circuit de polarisation DC de la diode PIN sous ADS.

Le circuit de polarisation DC de la diode choisie sous ADS est illustré sur la Figure IV.10. Les capacités et les inductances représentent respectivement les DC blocks et les selfs de choc. Les DC Blocks sont destinés à empêcher le courant continu de traverser les ports d'entrée et de sortie pour protéger le générateur alternatif. Inversement, les selfs de choc sont censés permettre au courant continu de circuler à travers le circuit, tout en bloquant les signaux RF. En contrôlant la tension de polarisation, la diode peut se comporter comme un interrupteur. En polarisation directe (l'état ON), la diode se comporte comme un interrupteur fermé et laisse passer le courant. Par contre, en polarisation inverse (l'état OFF), la diode se comporte comme un interrupteur ouvert et bloque le courant.

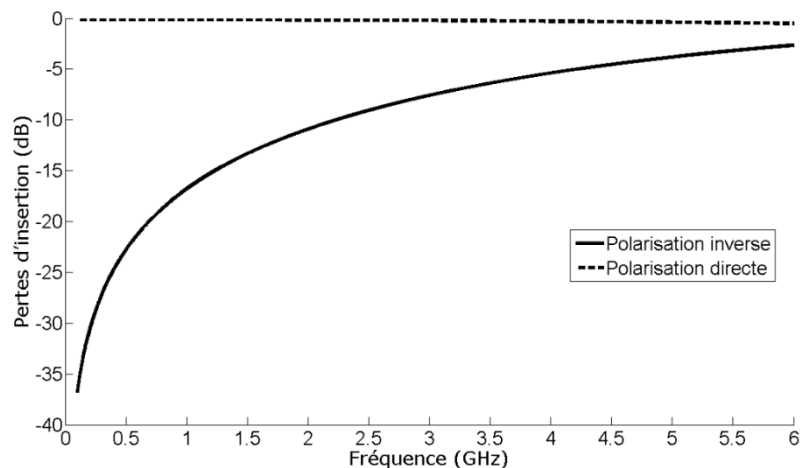


Figure IV. 11: Pertes d'insertion en fonction de la fréquence de la diode PIN pour les deux états de polarisation.

La Figure IV.11 présente le coefficient de transmission  $S_{21}$  (les pertes d'insertion) en fonction de la fréquence pour les deux états de polarisation. Typiquement, les pertes d'insertion sont utilisées pour déterminer le niveau d'atténuation provoqué par la diode. A la fréquence de travail 2.4 GHz, à l'état OFF, le coefficient de transmission est inférieur à  $-10$  dB, ce qui signifie que la diode atténue le courant de sortie et se comporte donc comme un interrupteur

ouvert. Cependant, à la même fréquence de fonctionnement lorsque la diode est polarisée dans le sens direct, les pertes d'insertion deviennent faibles, aux alentours de  $0.4 \text{ dB}$  sur toute la bande fréquentielle étudiée. Ceci signifie que la diode se comporte comme un interrupteur fermé et, par conséquent, laisse le courant passer. Grâce à ces résultats favorables, l'utilisation de ce circuit en tant que circuit de commutation pour la structure du filtre proposée a été approuvée.

Toutefois, afin de modéliser la diode PIN choisie dans un simulateur électromagnétique 3D, tels que CST ou HFSS, un circuit équivalent RLC simplifié de la diode a été extrait à partir de sa fiche technique (cf. Annexe D). Les circuits équivalents de la diode choisie en mode passant et bloquant sont respectivement présentés sur les figures IV.12(a) et IV.12(b). Selon la fiche technique, la diode présente une résistance de  $1.5 \Omega$  à l'état ON, et une résistance de  $65 \text{ k}\Omega$  en parallèle avec une capacité de  $0.4 \text{ pF}$  à l'état OFF. Le boîtier de la diode crée une inductance parasite qui est modélisée par une inductance série  $L_1$  d'environ  $0.5 \text{ nH}$ . La taille globale d'emballage est de  $1.6 \times 0.8 \text{ mm}^2$ .

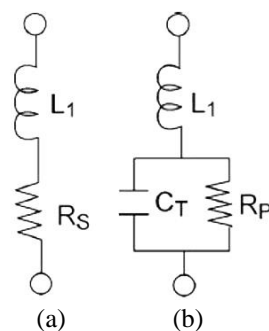


Figure IV. 12: Circuit équivalent simplifié de la diode PIN : (a) polarisation directe ; (b) polarisation inverse.

Comme indiqué antérieurement, les deux stubs doivent être en circuit ouvert ou court-circuités, simultanément. Pour ce faire, les diodes doivent être polarisées simultanément par un seul circuit de polarisation. La Figure IV.13(a) montre la combinaison du filtre et le circuit de commutation dans ADS Schematic d'Agilent. Nous pouvons voir sur cette figure que les deux diodes sont polarisées par la même source de tension pour commuter simultanément leurs états. Le layout de ce circuit est illustré sur la Figure IV.13(b). Cependant, le layout obtenu ne prend pas en compte les considérations des circuits de polarisation pour avoir un bon niveau d'isolation entre les trajets du signal DC et RF (voir la section 6.3.2. du chapitre I). C'est pour cette raison que nous avons proposé d'utiliser le circuit de polarisation décrit sur la Figure IV.14.



D'autre part, pour empêcher le courant continu de traverser les autres dispositifs microondes qui seront associés au filtre proposé et de maintenir la continuité des signaux RF, un condensateur de 22 pF est placé dans chaque port du filtre. Un condensateur en céramique multicouche de marque *Murata* de série *GRM* [IV.10] a été sélectionné pour sa taille réduite ( $0.6 \times 0.3 \times 0.3 \text{mm}^3$ ) ainsi que pour sa fiabilité. Les diodes PIN sont reliées à la masse par l'intermédiaire de deux vias. Les dimensions de la topologie finale sont présentées dans le Tableau IV.2.

Paramètres	$W$	$L$	$W_f$	$L_r$	$L_p$	$L_s$	$W_s$	$p$	$c$	$R$
Valeurs (mm)	45	50	3	8	14.85	14	1	1.2	0.6	9.55

Tableau IV. 2: Dimensions du filtre proposé (en mm).

### 2.3.3. Étude théorique

Dans cette partie, nous allons expliquer le principe de fonctionnement du filtre proposé et montrer comment nous pouvons faire fonctionner ce filtre dans les deux modes (passe bande et coupe bande). Pour ce faire, un modèle équivalent de l'ensemble du filtre en éléments localisés à l'état ON et à l'état OFF sont représentés respectivement sur les figures IV.15(a) et IV.15(b). Par souci de simplicité et de clarté, la ligne de transmission reliant les deux stubs est modélisée par une inductance  $L_3$  et un condensateur  $C_3$ . Le stub en circuit ouvert est modélisé par un circuit résonnant série LC ( $L_6$  et  $C_6$ ), tandis que le stub court-circuité est modélisé par l'association en parallèle d'une inductance  $L_2$  et d'un condensateur  $C_2$ .

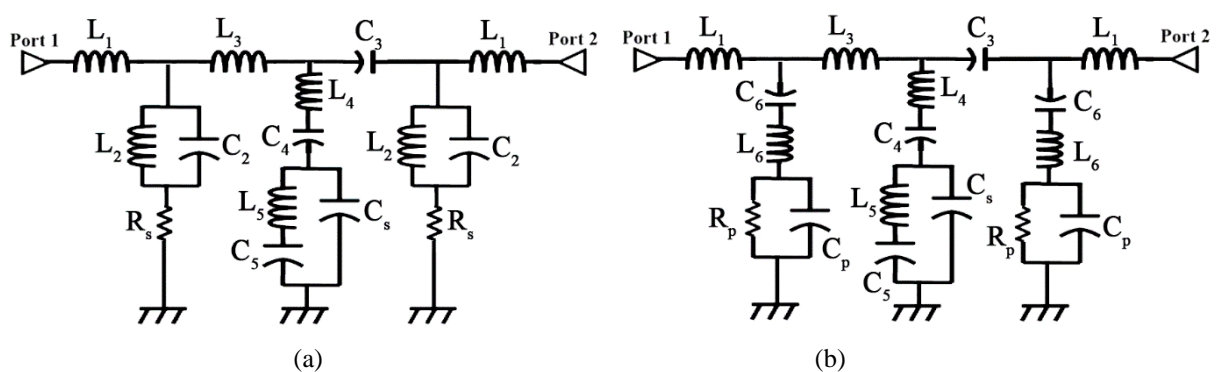


Figure IV. 15: Circuit équivalent en éléments localisés du filtre proposé : (a) l'état ON et (b) l'état OFF.

En outre, pour obtenir une modélisation exacte du filtre proposé, il est nécessaire de modéliser également le réseau de polarisation DC. La ligne à haute impédance est modélisée par une inductance  $L_4$  en série avec un condensateur  $C_4$ , tandis que le stub radial peut être approché par un résonateur LC série, constitué d'un condensateur  $C_5$  et d'une inductance  $L_5$ ,

monté en parallèle avec un condensateur  $C_s$  de 22 pF relié à la masse. A l'aide du logiciel ADS, les performances des deux circuits sont simulées et représentées sur la Figure IV.16.

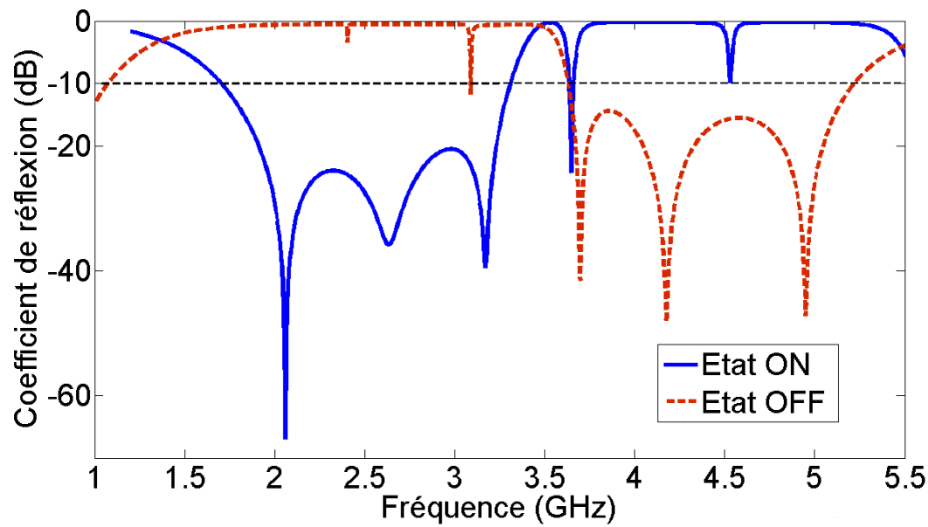


Figure IV. 16: Coefficients de réflexion simulés du circuit équivalent sous ADS à l'état ON (ligne continue) et à l'état OFF (ligne pointillée).

Comme nous pouvons le voir ci-dessus, le modèle équivalent à l'état ON présente un comportement passe bande autour de la fréquence 2.4 GHz. Tandis qu'à la même fréquence à l'état OFF, le circuit montre un comportement coupe bande. Par contre, à la fréquence 5 GHz, nous remarquons un comportement inverse à ce que nous venons de décrire à 2.4 GHz. Le Tableau IV.3 résume les réponses du filtre dans les deux états des diodes PIN.

Fréquence	Polarisation directe	Polarisation inverse
2.5 GHz	Passe bande	Coupe bande
5 GHz	Coupe bande	Passe bande

Tableau IV. 3: Réponses du filtre en fonction de la polarisation des diodes.

Le modèle équivalent illustré sur la Figure IV.17 est un filtre du troisième ordre composé d'une section de ligne de transmission de longueur électrique  $2 \times \theta_1 = \lambda_g/2$  et d'impédance caractéristique  $Z_A$ , et de deux stubs de longueur électrique  $\theta_3 = \lambda_g/4$  et d'impédance caractéristique  $Z_C$ . Le circuit de polarisation DC composé d'un stub radial et d'une ligne quart-d'onde à haute impédance est modélisé par une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_B$  et de longueur électrique  $\theta_2 = \frac{\lambda_g}{4} + \frac{\lambda_g}{8}$ .

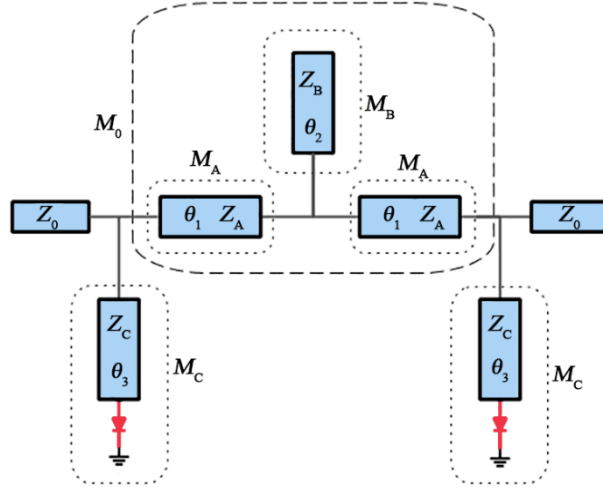


Figure IV. 17: Modélisation en ligne de transmission du filtre proposé.

Les termes  $M_A$ ,  $M_B$ , et  $M_C$  représentent respectivement les matrices de transmission (les matrices  $ABCD$ ) de  $Z_A$ ,  $Z_B$ , et  $Z_C$ , et s'écrivent sous les formes suivantes :

$$M_A = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_A \cos \theta_1 \\ j \frac{\sin \theta_1}{Z_A} & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

$$M_B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{\tan \theta_2}{Z_B} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

$$M_C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Z_e & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

où  $Z_e$  est l'impédance caractéristique du stub.

Lorsque les diodes sont polarisées en inverse :

$$Z_e = j \frac{\tan \theta_3}{Z_C} \quad (\text{IV.4})$$

et lorsque les diodes sont polarisées en direct :

$$Z_e = -j \frac{\tan^{-1} \theta_3}{Z_C} \quad (\text{IV.5})$$

Par conséquent, la matrice  $ABCD$  globale du filtre proposé peut être obtenue par la multiplication des sous-sections en séquence comme suit :

$$M_0 = M_A \times M_B \times M_A = \begin{bmatrix} A_0 & B_0 \\ C_0 & D_0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

$$M_1 = M_C \times M_0 \times M_C = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

avec,

$$A_1 = \cos^2 \theta_1 \left( 1 - \frac{Z_A}{Z_B} \tan \theta_2 - \tan \theta_1 + j2Z_A Z_e - \frac{Z_e Z_A^2}{Z_B} \tan \theta_2 \right) \quad (\text{IV.8})$$



$$B_1 = \cos^2 \theta_1 \left( j2Z_A - j \frac{Z_A^2}{Z_B} \tan \theta_2 \right) \quad (\text{IV.9})$$

$$C_1 = \cos^2 \theta_1 \left[ \tan \theta_2 \left( j \frac{1}{Z_B} - 2 \frac{Z_e Z_A}{Z_B} - \frac{Z_e^2 Z_A^2}{Z_B} \right) + \tan \theta_1 \left( j \frac{2}{Z_A} - 2Z_e \right) + 2Z_e + j2Z_A Z_e^2 \right] \quad (\text{IV.10})$$

$$D_1 = \cos^2 \theta_1 \left( 1 - \frac{Z_A}{Z_B} \tan \theta_2 - \tan \theta_1 + j2Z_A Z_e - \frac{Z_e Z_A^2}{Z_B} \tan \theta_2 \right) \quad (\text{IV.11})$$

Les coefficients de la matrice  $ABCD$  globale montrent que la structure est parfaitement symétrique, puisque les éléments diagonaux ( $A_1$  et  $D_1$ ) de la matrice sont identiques. En utilisant les équations de passage de la matrice  $ABCD$  aux paramètres  $S$  (Annexe B), les coefficients de réflexion et de transmission globaux s'écrivent donc comme suit :

$$S_{11} = \frac{A_1 + \left(\frac{B_1}{Z_0}\right) + C_1 Z_0 - D_1}{A_1 + \left(\frac{B_1}{Z_0}\right) + C_1 Z_0 + D_1} \quad (\text{IV.12})$$

$$S_{21} = \frac{2Z_0}{A_1 + \left(\frac{B_1}{Z_0}\right) + C_1 Z_0 + D_1} \quad (\text{IV.13})$$

Les formules obtenues sont très utiles pour déterminer les largeurs de la bande passante et de la bande de réjection du filtre proposé. Par exemple, l'équation (IV.13) montre que la largeur de la bande de réjection est fortement dépendante de la longueur électrique  $\theta_1$  de la ligne de transmission reliant les deux stubs. En outre, étant donné que  $Z_B$ , qui représente la somme de l'impédance de la ligne quart d'onde et celle du stub radial, est très élevée, la matrice  $M_B$  peut être donc assimilée à une matrice unitaire (équation (IV.2)), dont la multiplication ne change quasiment pas les résultats. Ceci peut également être confirmé par les équations (IV.8)-(IV.11), les termes qui contiennent l'impédance  $Z_B$  deviennent négligeables. Cela implique simplement que le réseau de polarisation DC n'a presque pas d'effet sur le comportement du filtre et ne perturbe pas son fonctionnement.

En résumé, les procédures de conception du filtre proposé peuvent être décrites comme suit :

- Concevoir un filtre coupe bande d'ordre trois ;
- Transformer le filtre coupe-bande proposé en un filtre passe bande, en court-circuitant les deux stubs ;
- Introduire deux commutateurs à diodes PIN pour assurer une transformation discrète du comportement du filtre, et pour obtenir une reconfigurabilité fréquentielle ;

- Concevoir proprement le circuit de polarisation des commutateurs pour ne pas affecter sévèrement les performances du filtre ;
- Modéliser correctement le filtre proposé pour évaluer l'impact de chaque élément du circuit sur les caractéristiques du filtre en utilisant le modèle équivalent en ligne de transmission ;
- Enfin, pour valider les résultats obtenus par le modèle théorique, le filtre proposé doit être fabriqué et mesuré.

La réalisation du prototype et la mesure de ses performances font l'objet de la partie suivante.

## 2.4. Réalisation du prototype et résultats expérimentaux

Après l'analyse théorique et la conception du filtre reconfigurable et son circuit de polarisation, un prototype est fabriqué en utilisant la machine de fraisage à commande numérique LPKF pour valider le concept proposé. Le filtre est réalisé sur un substrat FR4 de permittivité relative de 4.4 et d'épaisseur de 1,58 mm. Excluant les lignes d'alimentation, les dimensions globales du filtre fabriqué sont d'environ  $0.41\lambda_g \times 0.76\lambda_g$ , où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée à la fréquence de fonctionnement la plus basse 2.4 GHz. Une photographie du filtre reconfigurable réalisé est illustrée par la Figure IV.18.

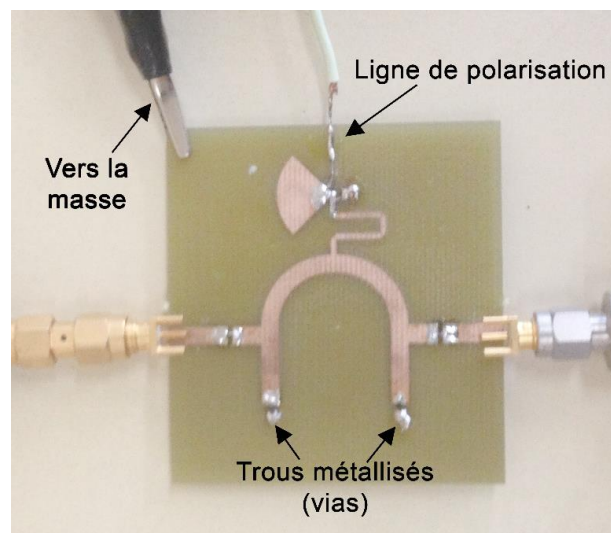


Figure IV. 18: Photographie du filtre reconfigurable réalisé.

Les paramètres  $S$  ont été mesurés en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (VNA) de marque *Anritsu* (MS2028C), tandis qu'un générateur de tension continue de marque *GW Instek*

AFG-2112 a été utilisé pour polariser les diodes. Par contre, les simulations ont été effectuées avec les deux logiciels de simulation électromagnétique CST et HFSS.

### 2.4.1. Mesure des paramètres $S$

Dans un premier temps, pour vérifier le niveau d'adaptation et celui de réjection du filtre proposé, les coefficients de réflexion et de transmission sont mesurés et comparés avec ceux issus des simulations électromagnétiques. Les figures IV.19 et IV.20 présentent respectivement une comparaison entre les résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion et ceux du coefficient de transmission, pour les deux états des diodes PIN. Rappelons que, d'après le calcul théorique, la structure est parfaitement symétrique, ce qui signifie que les paramètres  $S_{22}$  et  $S_{12}$  sont quasiment identiques aux paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$ , respectivement. C'est pourquoi nous nous sommes contentés de présenter seulement les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$ .

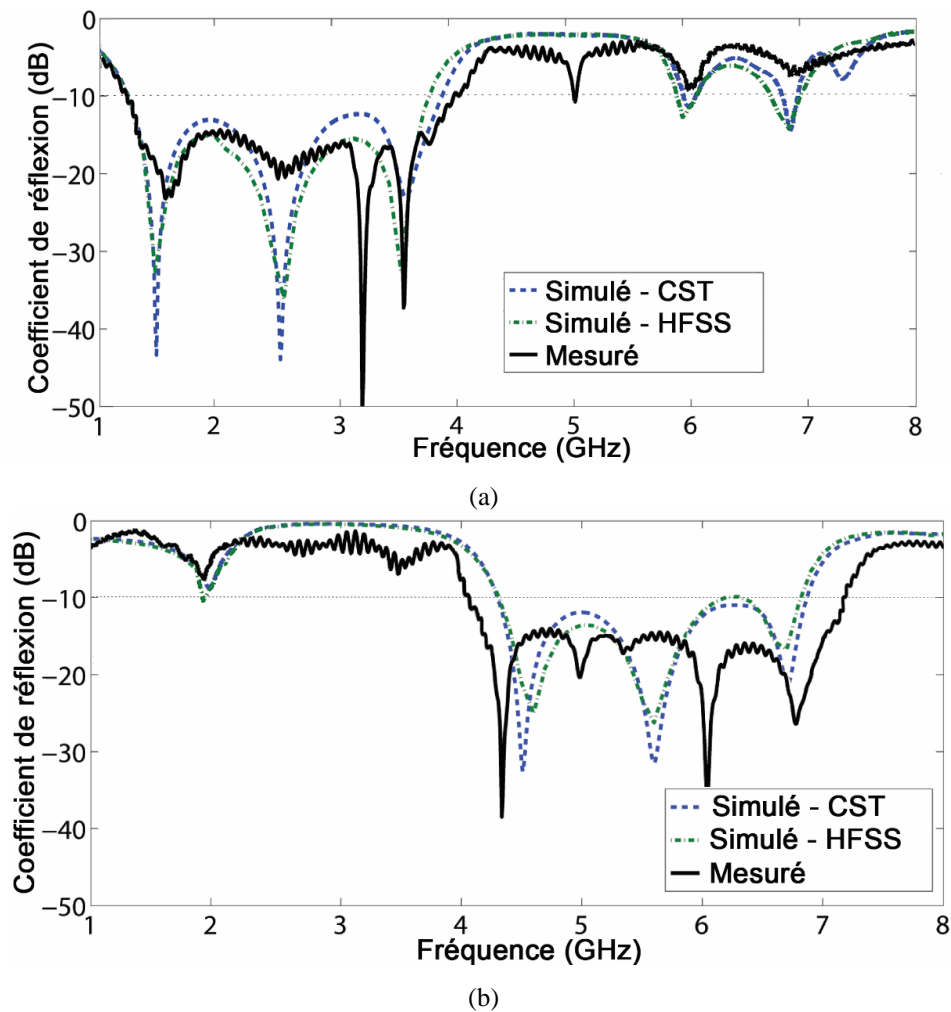


Figure IV. 19: Pertes de réflexion du filtre proposé à l'état ON (a) et à l'état OFF (b).

Le passage de l'état ON à l'état OFF provoque une variation de la fréquence centrale du filtre de 2.6 GHz à 5.57 GHz, ce qui correspond à une large plage de réglage de 2.15:1 (qui correspond également à une plage d'agilité de 114.3%). Les bandes passantes à  $-10$  dB du filtre à l'état ON et à l'état OFF sont respectivement de 100.76% et 45.78% (rapport de la largeur de la bande passante à sa fréquence centrale). En raison de la nature d'utilisation du filtre proposé dans les systèmes d'alimentation d'antennes, nous avons fixé le critère permettant de définir la bande passante à  $-10$  dB au lieu de celui standard de  $-3$  dB, ce qui est communément utilisé dans les filtres RF.

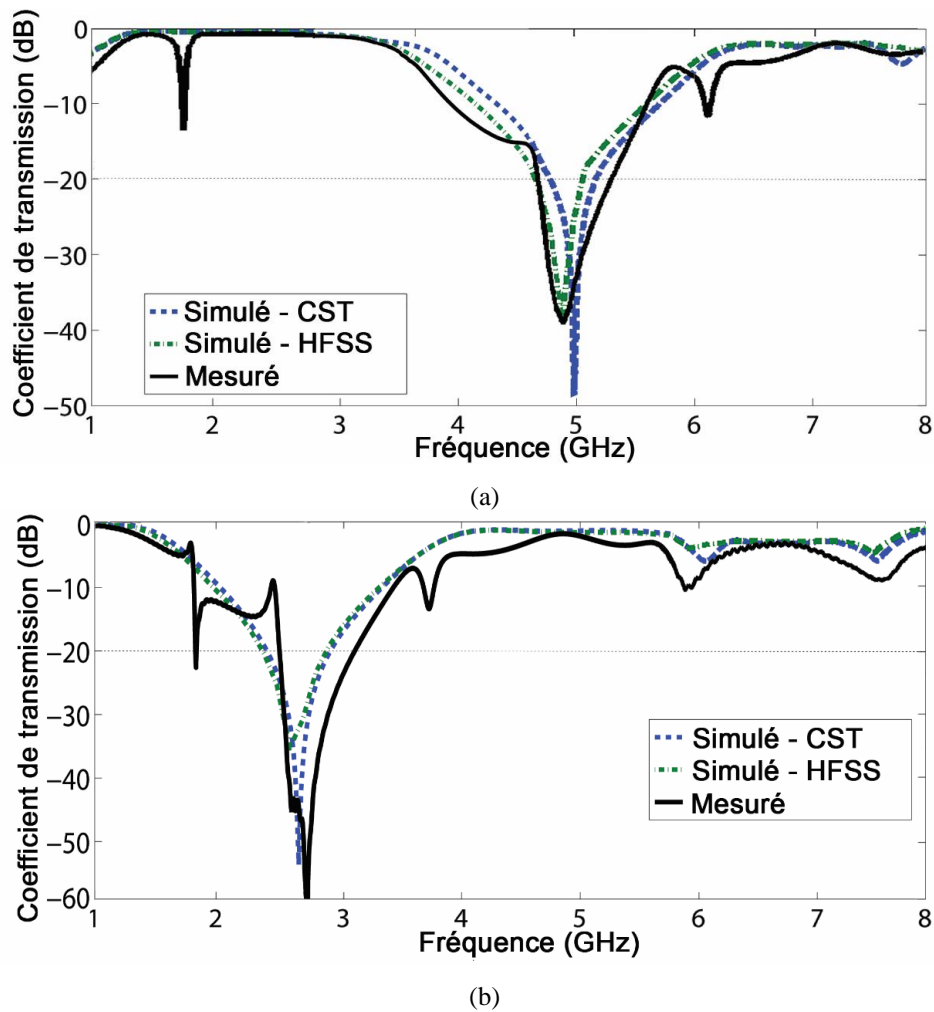


Figure IV. 20: Pertes d'insertion du filtre proposé à l'état ON (a) et à l'état OFF (b).

En revanche, pour quantifier le niveau de réjection du filtre proposé en mode coupe bande, nous avons utilisé le critère standard de  $-20$  dB sur le coefficient de transmission comme critère. Les bandes de réjection à 20 dB de ce filtre à l'état ON et à l'état OFF sont respectivement de l'ordre de 14.5 % (centrée à 5 GHz) et 20.5 % (centrée à 2.5 GHz). Il ressort clairement de ces résultats que, malgré un léger écart, les résultats expérimentaux sont en bonne concordance avec ceux obtenus par la simulation.

L'écart observé entre la mesure et la simulation peut être attribué à différents facteurs, on peut citer :

- 1) Les inexactitudes dans les processus de fabrication et de mesure ;
- 2) Le manque d'une modélisation fine et réaliste des diodes et des condensateurs dans les simulateurs électromagnétiques ;
- 3) Les effets des connecteurs SMA et des câbles d'alimentation DC et RF, qui ne sont pas pris en compte dans la simulation ;
- 4) Les effets parasites liés aux diodes PIN, aux condensateurs et à la soudure de ces composants ;
- 5) L'imperfection de la soudure lors de la réalisation du prototype.

Le Tableau IV.4 résume les performances du filtre reconfigurable et agile réalisé pour les deux états des diodes PIN.

	État ON	État OFF
<b>Pertes d'insertion à 2.4 GHz</b>	-0.47 dB	-23 dB
<b>Pertes d'insertion à 5 GHz</b>	-30 dB	-1.28 dB
<b>Pertes de réflexion à 2.4 GHz</b>	-20 dB	-0.37 dB
<b>Pertes de réflexion à 5 GHz</b>	-1 dB	-23 dB
<b>Bande passante à -10 dB</b>	2.64 GHz	2.56 GHz
<b>Bande de réjection à -10 dB</b>	1.41 GHz	1.28 GHz

Tableau IV. 4: Performances du filtre réalisé pour les deux états des diodes.

### 2.4.2. Distribution des courants surfaciques

Afin de bien comprendre les mécanismes de réjection et de transmission du filtre proposé, il est primordial d'étudier le flux des courants sur la surface des éléments constituant le filtre. Pour cela, nous étudions, dans cette partie, la distribution des courants sur le filtre pour les deux états des diodes aux deux fréquences de fonctionnement, 2.4 et 5 GHz.

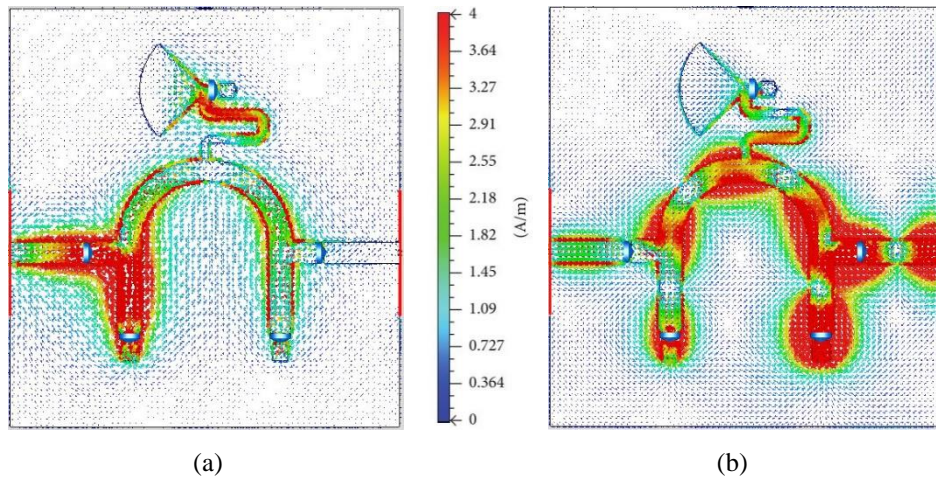


Figure IV. 21: Distribution des courants surfaciques du filtre à l'état OFF des diodes aux fréquences : (a) 2.4 GHz et (b) 5 GHz.

A la vue de ces distributions, nous pouvons conclure que ce filtre se comporte comme prévu dans l'étude précédente, ce qui valide le principe général de son fonctionnement. Dans la Figure IV.21, la distribution des courants surfaciques est très concentrée sur le premier stub, à la fréquence 2.4 GHz, ce qui signifie que le premier stub a parfaitement absorbé la puissance injectée dans le filtre. Par contre, à la fréquence 5 GHz, la distribution des courants présente une forte concentration tout au long du filtre, ce qui signifie que la transmission du signal est faite directement entre les deux ports.

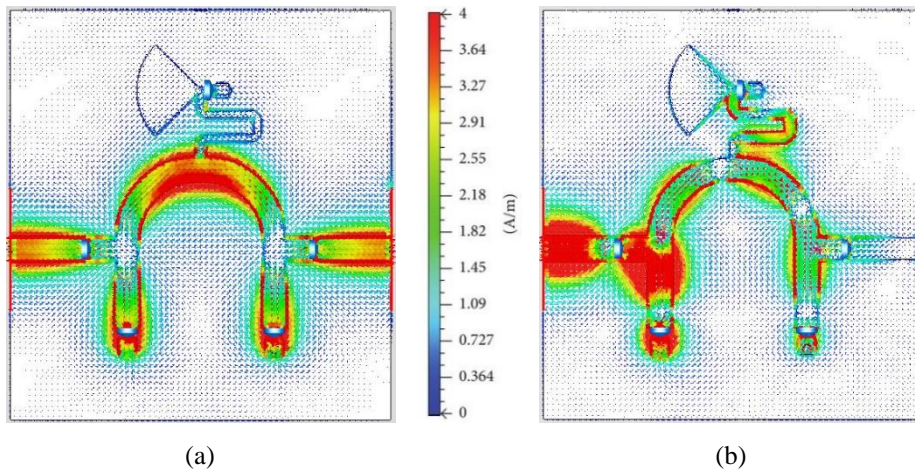


Figure IV. 22 : Distribution des courants surfaciques du filtre à l'état ON des diodes aux fréquences : (a) 2.4 GHz et (b) 5 GHz.

En revanche, lorsque les diodes sont polarisées en direct (Figure IV.22), à la fréquence 2.4 GHz, la concentration des courants se manifeste sur tout le filtre, ce qui implique que le filtre proposé se comporte comme un filtre passe bande. Cependant, à 5 GHz, les courants de surface se concentrent essentiellement sur le premier stub, ce qui indique que ce dernier absorbe la totalité de la puissance injectée, vérifiant ainsi le comportement coupe bande du filtre proposé à cet état.

### 2.4.3. Mesure du retard de groupe

L'ajout de composants actifs au sein d'une structure passive apporte un degré de liberté supplémentaire, ce qui permet d'améliorer considérablement les bandes passantes et d'obtenir une meilleure flexibilité des fréquences de fonctionnement. Toutefois, l'ajout de ces composants et leurs circuits de polarisation DC peut provoquer des effets indésirables sur le comportement du filtre. Le problème majeur provient des non-linéarités des composants utilisés (diodes PIN et capacités). Les dispositifs non-linéaires peuvent provoquer des réponses indésirables telles que la distorsion de phase (bruit de phase) et la génération des harmoniques parasites. Ces effets peuvent produire des pertes accrues et une distorsion du signal.

Pour quantifier le niveau de la distorsion du signal induite par l'ensemble du filtre et ces composants, le retard du groupe, aussi appelé délai de groupe ou bien temps de groupe, est investigué. Pour cela, le retard du groupe, qui est défini comme étant la dérivée négative de la réponse de phase par rapport à la fréquence, est calculé à partir de l'équation (IV.14).

$$\tau = -\frac{\partial \angle S_{21}}{\partial \omega} \quad (\text{IV.14})$$

où  $\angle S_{21}$  est la phase de la perte d'insertion et  $\omega$  est la fréquence angulaire en radians/seconde.

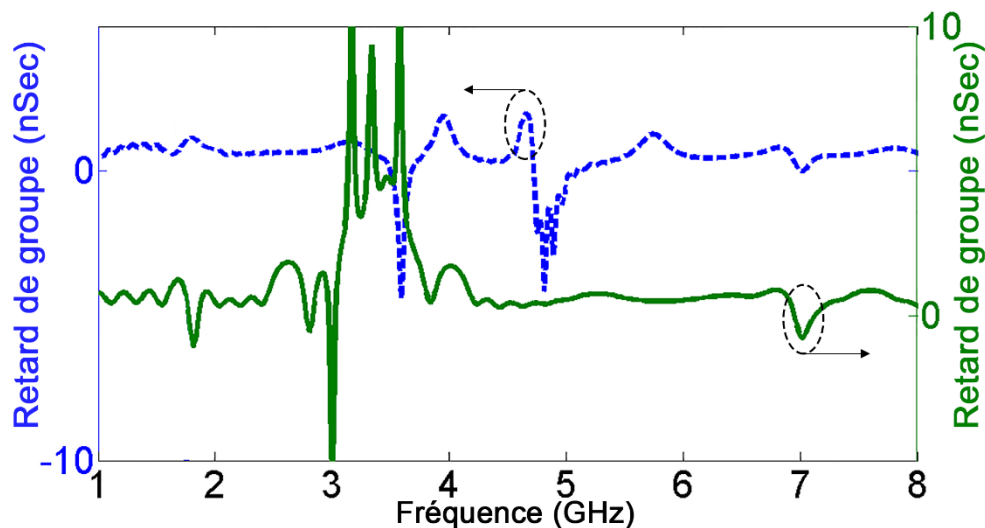


Figure IV. 23: Retard de groupe calculé du filtre réalisé à l'état ON (ligne continue) et à l'état OFF (ligne pointillée).

Le temps de retard de groupe du filtre doit être constant afin de garantir un déphasage linéaire et limiter les distorsions du signal dues à l'ensemble de la structure. La Figure IV.23 montre le retard de groupe calculé à partir du coefficient de transmission mesuré pour les deux états des diodes. Comme nous pouvons le constater sur cette figure, au sein de la bande passante de chaque état des diodes, le retard de groupe est plat et inférieur à 1 ns avec une variation

d'environ 0.45 ns. La planéité du retard de groupe et sa faible variation sur toute la bande passante de chaque état des diodes PIN indiquent que le filtre proposé peut présenter une transmission linéaire avec une faible distorsion de signal.

## 2.5. Récapitulatif des performances

Les performances du filtre réalisé comparées avec celles rapportées dans d'autres travaux sont résumées dans le Tableau IV.5.

Réf.	Réglage de fréquence	Réglage de bande passante	Reconfiguration du filtre	Nombre et type de commutateurs	Taille ( $\lambda_g \times \lambda_g$ )
[IV.11]	Oui (331 – 542 MHz)	Oui (22 – 25%)	Non (Passe bande)	10 diodes PIN	0.041 x 0.095
[IV.12]	Oui (9 – 11 GHz)	Oui (7.7 – 14.7%)	Non (Passe bande)	8 diodes PIN	1.44 x 1.44
[IV.13]	Non (Centrée à 10 GHz)	Oui (4.5 – 8.6 %)	Non (Passe bande)	1 diode PIN	0.67 x 0.96
[IV.14]	Oui (5.7 – 6.37 GHz)	Non (15%)	Oui (Passe bande à coupe bande)	10 commutateurs MEMS	0.36 x 0.36
[IV.15]	Oui (25 – 75 MHz)	Oui (3 – 5%)	Non (Passe bande)	20 commutateurs MEMS	0.044 x 0.027
[IV.16]	Non (Centrée à 10 GHz)	Oui (15 – 5%)	Non (Passe bande)	8 diodes PIN	0.51 x 1.63
[IV.17]	Non (Centrée à 1.9 GHz)	Oui Design 1 : (35 – 16.3%) Design 2 : (27.8 – 37.4 %)	Non (Passe bande)	4 diodes PIN (pour chaque design)	0.54 x 0.57
[IV.18]	Oui (3.56 – 4.15 GHz)	Non (62.65%)	Oui (Passe bande à coupe bande)	2 diodes PIN	0.45 x 0.45
[IV.19]	Non (Centrée à 2 GHz)	Oui (26 – 50%)	Non (Passe bande)	20 diodes PIN	1.4 x 0.84
[IV.20]	Non (Centrée à 19.8 GHz)	Non (46.46%)	Oui (Passe bande à coupe bande)	9 commutateurs MEMS et 1 diode PIN	–
[IV.21]	Non (Centrée à 3.5 GHz)	Non (19.4%)	Oui (Coupe bande à passe tout)	4 diodes PIN	1.33 x 0.42
<b>Notre filtre</b>	Oui (2.4 – 5 GHz)	Oui (100.76 – 45.78%)	Oui (Passe bande à coupe bande)	2 diodes PIN	0.41 x 0.76

Tableau IV. 5: Comparaison de notre filtre avec d'autres filtres reconfigurables rapportés dans la littérature.



Comme on peut le constater, les filtres qui fournissent à la fois l'agilité fréquentielle et la reconfigurabilité du comportement sont rarement rapportés dans la littérature. En plus, le filtre proposé présente une bonne bande passante fractionnelle (100.76% et 45.78%) et une très large plage de réglage allant de 2.4 GHz à 5 GHz, ce qui correspond à une plage d'agilité de 114.3%. En outre, il est capable de basculer entre le comportement passe bande et le comportement coupe bande à deux fréquences différentes. Ce filtre est imprimé sur un substrat FR4 qui est largement disponible et moins cher en comparaison avec ceux utilisés dans les travaux mentionnés dans le tableau. De plus, la structure proposée n'emploie que deux diodes PIN, ce qui la rend facile et moins coûteuse à fabriquer. A ce jour, un simple filtre miniature agile (de 2.4 à 5 GHz) ainsi que reconfigurable (passe bande à coupe bande) utilisant seulement deux diodes PIN n'a pas encore été proposé dans la littérature.

### **III. Conception d'une antenne filtrante reconfigurable en bande passante et agile en fréquence**

#### **3.1. Objectif de l'étude**

Comme il a été énoncé dans l'introduction de ce chapitre, cette deuxième partie est consacrée à l'étude et la réalisation d'une structure entièrement intégrée. Rappelons qu'une structure est dite entièrement intégrée si elle intègre un ou plusieurs composants actifs au sein de l'élément rayonnant (cf. Figure IV.1(c)). De ce fait, pour notre cas, nous avons choisi d'intégrer les éléments actifs dans un filtre à base d'anneaux métalliques fendus (SRR, *Split Ring Resonators* en anglais) qui est lui-même inséré au pied de l'antenne. Cette combinaison de filtre-antenne est connue dans la littérature sous le nom d'antenne filtrante (*Filtering Antenna* ou bien *Filtenna* en anglais).

La co-conception antenne-filtre ou la conception d'antenne filtrante permet de réduire la taille globale des frontaux RF et optimiser leurs performances. Le filtre joue alors le rôle d'un réseau d'adaptation, mais ce réseau va lui aussi occuper un certain espace physique. Pour surmonter ce problème et pouvoir réduire la taille globale de cette antenne filtrante, nous avons proposé une solution qui consiste à insérer le filtre SRR dans le plan de masse tout en gardant la taille de l'antenne constante [IV.22]. L'objectif final de cette étude est donc de concevoir et de réaliser un prototype d'antenne filtrante reconfigurable et agile pour des applications de RC.

Cependant, lors de la conception d'une structure active, le principal défi que nous devons relever réside, comme évoqué dans le chapitre I, dans le découplage entre les signaux DC et RF. C'est pourquoi les circuits de polarisation des composants actifs doivent être correctement conçus et séparés de manière à ne pas affecter négativement les uns les autres et pour minimiser l'influence des lignes d'alimentation DC sur les performances globales de l'élément rayonnant. La conception et la caractérisation de la structure finale comprenant les composants actifs ainsi que ses circuits de polarisation font l'objet de la suite de ce chapitre.

## 3.2. Choix de l'architecture du filtre

Contrairement au filtre reconfigurable proposé dans la première partie de ce chapitre, qui possède une taille physique non-intégrable au sein de l'antenne et qui offre une agilité discrète, le filtre proposé dans cette étude doit répondre à certaines exigences essentiellement liées à la taille réduite, le fait d'être intégrable, et la possibilité d'offrir une agilité discrète et continue<sup>4</sup>. La miniaturisation des filtres peut être obtenue par l'utilisation des substrats de permittivité relative très élevée ( $20 < \epsilon_r < 100$ ) et à faible tangente de pertes ( $\tan \delta < 10^{-4}$ ) ou par l'utilisation des éléments localisés, ce qui rend leur fabrication assez coûteuse et laborieuse [IV.23]. Cependant, la réduction de la taille d'un filtre conduit généralement à des pertes accrues, ce qui peut mener à des performances réduites. Pour ces raisons, nous proposons dans ce qui suit la conception d'un filtre présentant une certaine facilité d'intégration et une grande agilité (discrète et continue) tout en réduisant le coût et la complexité de fabrication.

Les filtres compacts planaires peuvent avoir différentes formes. Ils peuvent être de forme annulaire, triangulaire, rectangulaire, ou rectangulaire mince, comme le montrent les figures IV.24(a), IV.24(b), IV.24(c), et IV.24(d), respectivement. En ce qui concerne la bande de fréquence, les pertes, et la taille, le filtre planaire à fentes doit avoir : un faible facteur de qualité  $Q$  afin d'avoir une large bande coupée, des pertes faibles dans la bande passante et des pertes élevées dans la bande coupée, et une taille réduite. L'admittance d'entrée simulée de différentes formes de fentes (Figure IV.25(a)) montre que le facteur  $Q$  est presque similaire pour la forme annulaire, triangulaire, et rectangulaire, mais légèrement plus élevé pour le cas de la triangulaire mince. Un comportement similaire est également observé dans l'évolution des pertes d'insertion présentée sur la Figure IV.25(b). Les pertes d'insertion sont semblables pour les

---

<sup>4</sup> L'agilité est dite continue si les composants utilisés pour l'atteindre sont à variation continue (diodes varactor ou MEMS par exemple). L'agilité fréquentielle continue permet de balayer les fréquences de travail de manière ininterrompue au sein de la bande de fonctionnement.

formes annulaires, triangulaires, et rectangulaires, mais légèrement plus faibles pour le cas du triangle mince. En termes de facteur  $Q$ , les filtres de forme annulaire, triangulaire, et rectangulaire sont de bonnes candidates. Néanmoins, la fente annulaire (Figure IV.24(a)) a été choisie parce qu'elle est relativement plus facile à concevoir. Le facteur  $Q$  de la fente annulaire est d'environ 1.16.

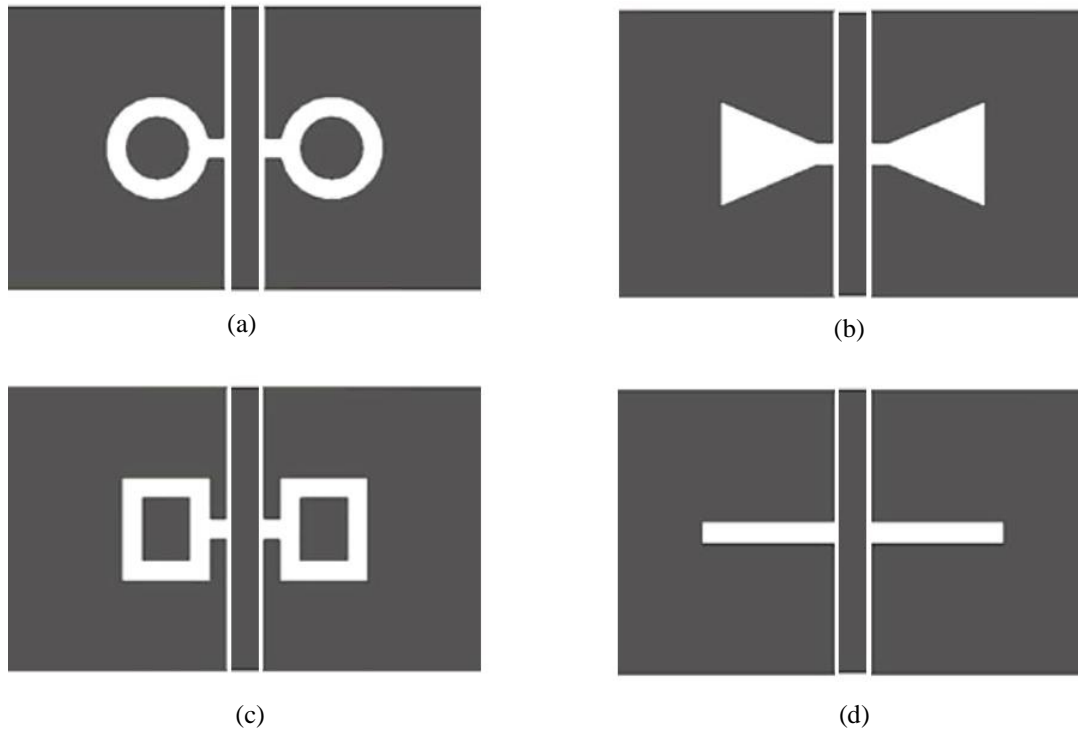


Figure IV. 24: Différentes formes de fente : (a) annulaire, (b) triangulaire, (c) rectangulaire, et (d) rectangulaire mince.

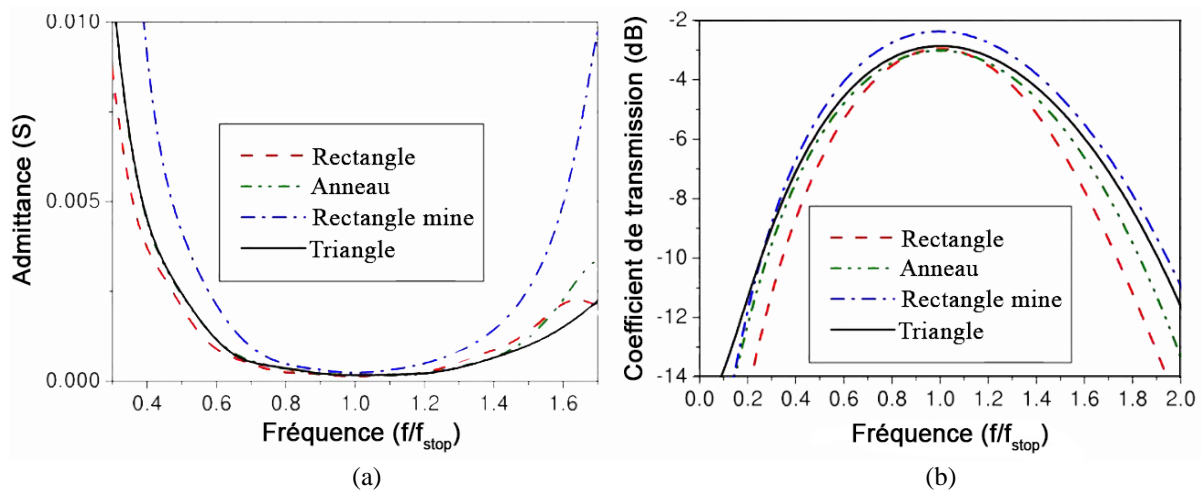


Figure IV. 25: (a) Admittance d'entrée et (b) les pertes d'insertion simulées des différentes fentes.

Comme expliqué précédemment, en principe, le stub quart d'onde en circuit ouvert présente une réponse coupe bande à la fréquence calculée. Par conséquent, en cascade ces deux stubs, calculés à deux fréquences différentes  $f_1$  et  $f_2$ , un comportement passe bande peut

être obtenu à la fréquence moyenne entre les deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ . Une seule fente en forme d'anneau permet d'obtenir une réponse coupe bande, puisqu'elle se comporte comme un stub en circuit ouvert à la fréquence calculée. Cependant, en cascader deux fentes annulaires, une réponse passe bande peut être obtenue à la fréquence centrale. En raison des contraintes d'espace, et pour réduire la taille du filtre le plus possible, nous avons opté pour une autre technique qui consiste à court-circuiter (ponter) une seule fente annulaire pour obtenir un comportement passe bande. Une seule fente en forme d'anneau peut produire une réponse passe bande si on la court-circuite à un endroit approprié, ce qui crée deux stubs court-circuités.



Figure IV. 26: Configuration du filtre coupe bande (a) et celle du filtre passe bande (b).

Afin de mieux comprendre le mécanisme de fonctionnement de la fente annulaire, nous avons étudié la configuration de la fente simple (Figure IV.26(a)) et celle de la fente court-circuitée « pontée » (Figure IV.26(b)). Les résultats de simulation de ces deux configurations sont illustrés par la Figure IV.27.

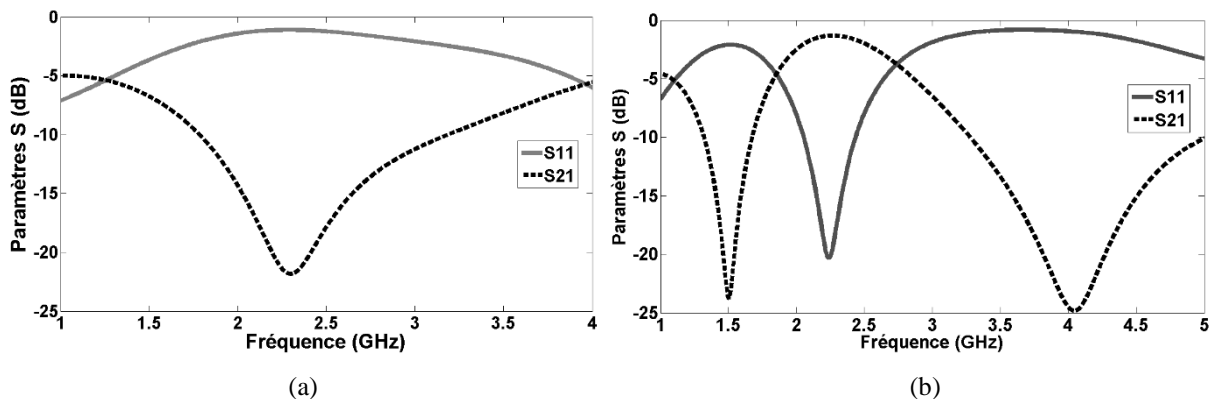


Figure IV. 27: Paramètres  $S$  de la configuration de la fente annulaire simple (a) et celle de la fente annulaire pontée (b).

Nous constatons, d'après la Figure IV.27(a), que la fente annulaire simple se comporte comme un filtre coupe bande, lorsque son périmètre moyen,  $P_s = 36$  mm, est égal à une demi-longueur d'onde à la fréquence rejetée 2.4 GHz. En revanche, lorsque la fente est pontée (Figure IV.26(b)), deux stubs court-circuités en série, qui ont des longueurs différentes  $P_1 = 10$  mm et  $P_2 = 26$  mm, sont créés. Les stubs de longueurs  $P_1$  et  $P_2$  produisent respectivement une réponse

coupe bande aux fréquences 4 et 1.5 GHz (cf. Figure IV.27(b)). Il est important de noter que les longueurs  $P_2$  et  $P_1$  sont égales respectivement aux longueurs quart d'ondes des fréquences 1.5 et 4 GHz. Par conséquent, la configuration de la fente annulaire pontée produit une réponse passe bande à la fréquence centrale 2.4 GHz.

Comme nous l'avons montré tout au long de cette section, le filtre proposé dans cette étude va offrir une certaine facilité d'intégration au sein de la structure antennaire et un bon facteur Q, tout en réduisant le coût et la complexité de fabrication. L'option d'agilité (discrète et continue) sera évoquée lors de la combinaison de l'antenne et du filtre.

### 3.3. Choix de l'architecture antennaire

Afin d'assurer la tâche de détection spectrale (*Sensing task*), nous avons proposé d'utiliser une antenne monopôle planaire ULB alimentée par une ligne CPW. Cela signifie que l'antenne et son plan de masse se situent dans la même face du substrat. La conception initiale de la structure proposée a été commencée par la configuration montrée sur la Figure IV.28. Cette antenne est imprimée sur un substrat FR4 d'épaisseur 1.5 mm, de permittivité relative 4.4, et de tangente de perte 0.016, comme celui utilisé pour le filtre SRR. Les dimensions de l'antenne et celles de la ligne CPW sont calculées en utilisant les équations présentées auparavant (les équations (I.9)-(I.13) et (II.58)-(II.59)). Le Tableau IV.6 présente les dimensions de l'antenne, du plan de masse et de la ligne d'alimentation CPW.

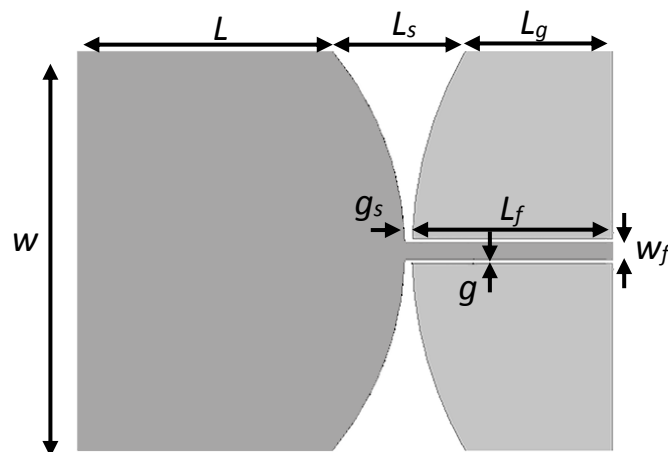


Figure IV. 28: Configuration de l'antenne ULB de base.

Paramètres	$L$	$w$	$L_s$	$L_g$	$L_f$	$g$	$g_s$	$w_f$
Valeur (mm)	38	60	20	22	30	0.5	1.5	3

Tableau IV. 6: Dimensions de l'antenne ULB proposée.

La structure de base de l'antenne filtrante proposée dans cette étude est constituée d'une antenne monopôle ULB fonctionnant de 1.33 GHz jusqu'à plus de 7 GHz, qui représente une bande passante de 132% autour de la fréquence centrale 3.9 GHz. Une photographie de l'antenne ULB fabriquée ainsi qu'une comparaison entre les résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion sont présentées sur la Figure IV.29. D'après la Figure IV.29(b), les résultats sont satisfaisants à part quelques différences entre la simulation et la mesure qui peuvent être remarquées. Ces différences sont dues principalement à la précision de la réalisation.

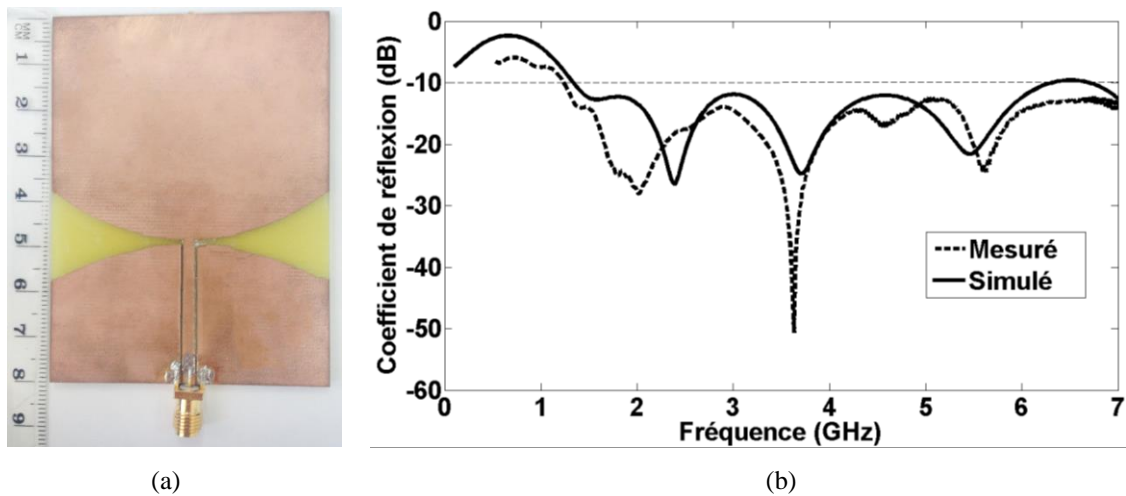


Figure IV. 29: (a) Photographie de l'antenne de base réalisée et (b) les résultats de mesure et de simulation.

Pour bien choisir le bon emplacement pour intégrer le filtre SRR au sein de l'antenne ULB, nous avons étudié la distribution des courants surfaciques sur l'antenne et son plan de masse. Les résultats sont présentés sur la Figure IV.30.

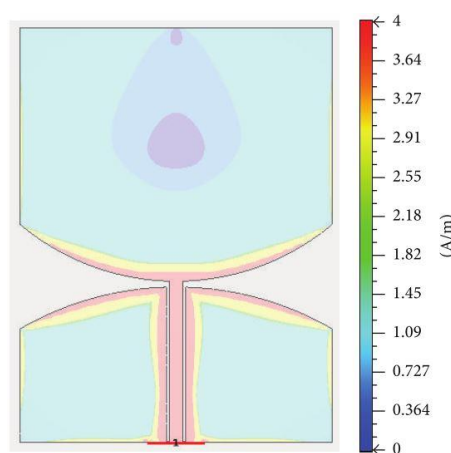


Figure IV. 30: Distribution des courants surfaciques de l'antenne ULB à 4 GHz.

D'après cette figure, nous pouvons clairement observer que la concentration des courants se manifeste essentiellement sur les bords de la ligne CPW ainsi que sur les fentes coniques. Cette région peut donc être efficacement utilisée pour intégrer le filtre SRR afin d'aboutir à un

filtrage efficace. Maintenant que nous avons décrit les topologies de l'antenne ULB et du filtre SRR, nous allons passer à la combinaison des deux configurations afin d'obtenir la structure finale d'antenne filtrante.

### 3.4. Analyse et conception de l'antenne filtrante

#### 3.4.1. Reconfigurabilité en bande passante

Après avoir conçu l'antenne de détection ULB et choisi la configuration finale du filtre SRR fournissant une réponse passe bande à 2.4 GHz, les deux structures sont combinées en une seule structure afin d'obtenir l'antenne filtrante finale. Pour étudier l'effet du filtre SRR sur l'antenne ULB et pour réduire le temps de calcul, un commutateur idéal est utilisé. L'état OFF est indiqué par un espace vide (non métallisé), aussi appelé gap, tandis que l'état ON est représentée par la présence d'un ruban métallique (cf. Figure IV.31(a)). Cependant, l'intérêt principal de l'utilisation de ces commutateurs idéaux est de bien évaluer l'effet des composants actifs (les diodes PIN et leurs réseaux d'alimentation DC) sur les caractéristiques de l'antenne. D'après la Figure IV.31(a), le filtre SRR est placé au centre du plan de masse afin d'éviter à la fois l'influence du connecteur SMA et le fort couplage de la partie rayonnante de l'antenne.

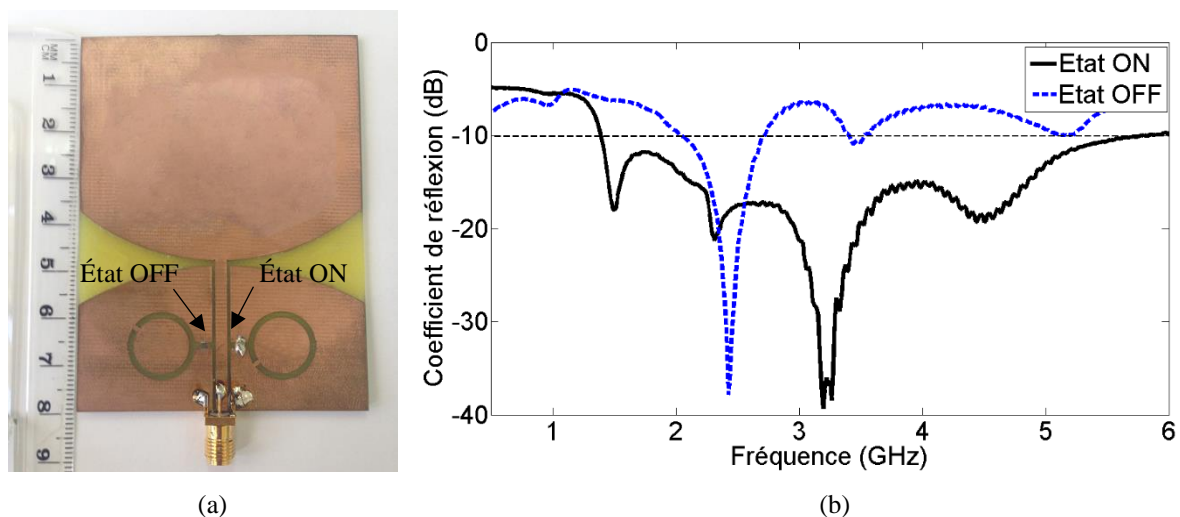


Figure IV. 31: (a) Photographie de la structure réalisée et (b) le coefficient de réflexion mesuré pour chaque état en utilisant des commutateurs idéaux.

La Figure IV.31(b) nous présente le comportement de l'antenne lorsque le filtre est couplé et découplé de sa ligne d'alimentation. On remarque que la reconfigurabilité en bande passante est obtenue à l'aide des interrupteurs idéaux. Lorsque le filtre est découplé de la ligne d'alimentation de l'antenne (l'état ON), l'antenne filtrante agit comme une antenne de détection ULB. La bande passante mesurée (à  $-10$  dB) couvre une large plage de fréquences allant de

1.3 GHz jusqu'à 6 GHz, soit 128.76% autour de la fréquence centrale 3.65 GHz. En revanche, lorsque le filtre SRR est couplé à la ligne d'alimentation de l'antenne via les deux gaps (l'état OFF), l'antenne filtrante se comporte comme une antenne à bande étroite, effectuant ainsi la tâche de communication à 2.4 GHz. La bande passante mesurée de l'antenne filtrante à cet état est de l'ordre de 28.33%. Comme nous pouvons le constater, une agilité discrète assez importante en bande passante dont sa largeur varie de 5.3 GHz (128.76%) à 673 MHz (28.33%) est obtenue.

Pour mettre en exergue ces résultats, nous avons étudié la distribution des courants de surface sur l'antenne filtrante en mode bande étroite (l'état OFF) à la fréquence de fonctionnement 2.4 GHz et aux deux fréquences hors bande de fonctionnement 1 et 4 GHz, comme le montrent les figures IV.32(a) à IV.32(c). Il est clair, d'après ces figures, que le filtre SRR permet le passage du courant RF à 2.4 GHz tout en bloquant son passage vers l'élément rayonnant de l'antenne aux autres fréquences.

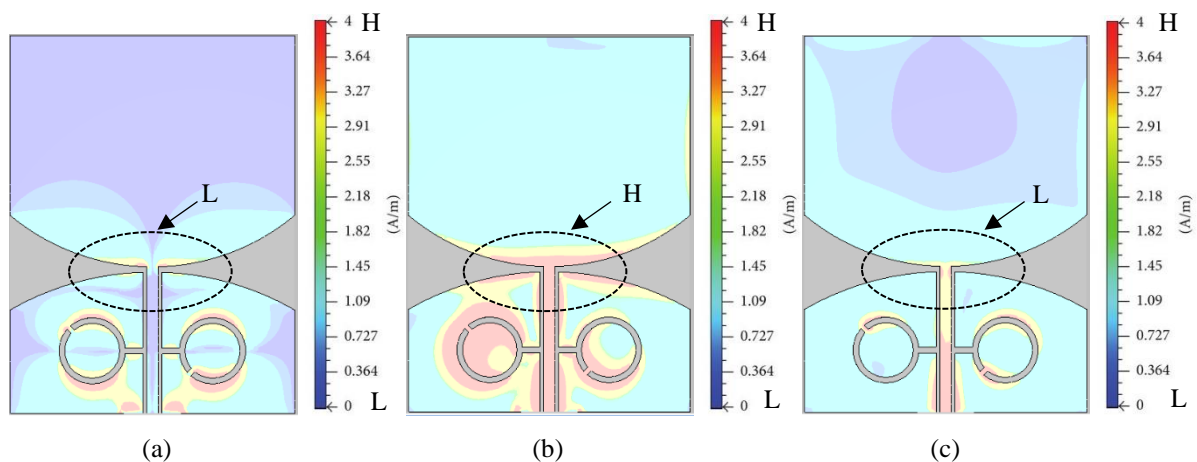


Figure IV. 32: Distribution des courants surfaciques dans l'antenne filtrante aux fréquences : (a) 1 GHz, (b) 2.4 GHz, et (c) 4 GHz.

Les interrupteurs idéaux permettent de réduire le temps de calcul et présentent une faible perte d'insertion, mais ils ne permettent pas une commutation rapide et autonome, ce qui est hautement requis dans les systèmes cognitifs. Pour cela, un commutateur à diode PIN est utilisé. Dans cette étude, nous avons choisi la diode PIN de marque *Infineon*, modèle BAR88-02V [IV.8]. Pour la simulation, cette diode est modélisée par le circuit équivalent donné par la Figure IV.12. Dans chaque gap, une diode PIN est insérée pour coupler ou découpler le filtre SRR de la ligne d'alimentation de l'antenne.

À des fins expérimentales, pour ne pas court-circuiter les diodes PIN et pour s'assurer qu'il n'y ait pas de fuite du courant DC de polarisation vers la masse, une fente de 0.8 mm a été créée dans chaque côté du plan de masse. Cependant, pour assurer une bonne continuité RF du plan



de masse, trois condensateurs de découplage (DC blocks) de 22 pF ont été insérés dans chaque fente. Par contre, pour protéger la source DC du signal RF, une ligne à haute impédance a été imprimée sur chaque côté de l'antenne filtrante pour l'utiliser dans la polarisation de chaque diode. Pour renforcer l'isolation DC/RF, chaque ligne DC à haute impédance est reliée au plan de masse par l'intermédiaire d'une inductance (Self de choc) de 33 nH (cf. Figure IV.33).

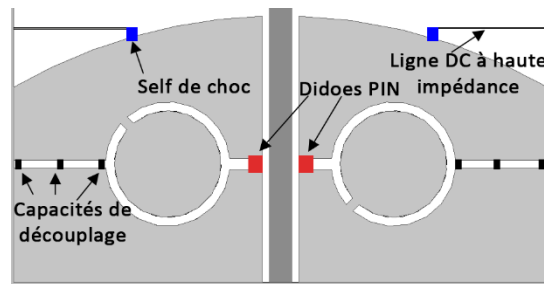
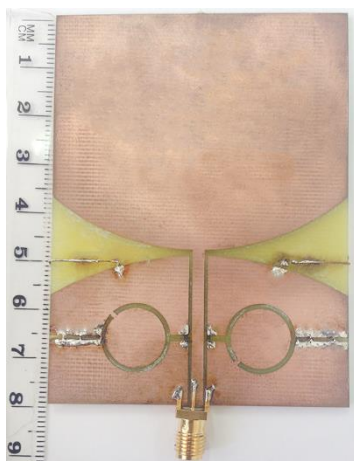
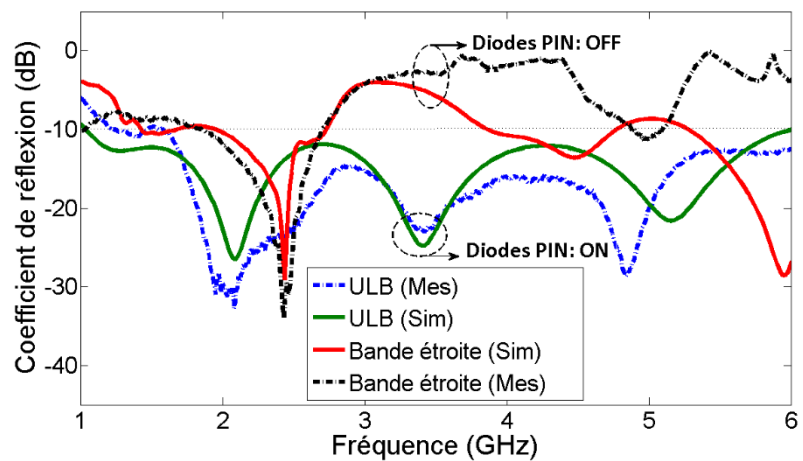


Figure IV. 33: Schéma de la technique de polarisation proposée.

En se basant sur les études et les analyses faites plus haut, un prototype de l'antenne filtrante est fabriqué à l'aide de la fraiseuse à commande numérique LPKF. Une photographie du prototype réalisé est présentée sur la Figure IV.34(a). Les mesures ont été effectuées à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel *Anritsu*, modèle MS2028C. Les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion pour les deux états des diodes ont été comparés et présentés sur la Figure IV.34(b).



(a)



(b)

Figure IV. 34: (a) Photographie de l'antenne filtrante réalisée et (b) les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion pour chaque état de polarisation.

Pour sélectionner le mode ULB, le filtre SRR est découplé de la ligne d'alimentation, en polarisant simultanément les deux diodes PIN avec une tension de 1.2 V. Le fonctionnement de détection ULB est obtenu sur toute la bande 1.25 – 6 GHz, avec un bon accord observé entre les résultats de simulation et de mesure. En revanche, pour sélectionner le mode bande étroite, le filtre est couplé à l'antenne via les deux gaps, en laissant les deux diodes sans polarisation

(0V). L'antenne filtrante, dans ce mode (l'état OFF), présente une bande passante relativement étroite d'environ 850 MHz autour de la fréquence centrale 2.45 GHz, correspondant à la bande LTE 38. Comme nous pouvons le constater, la bande passante de l'antenne filtrante est réglable électroniquement entre 4.75 GHz et 850 MHz. Nous avons alors obtenu une structure au comportement extrêmement flexible, parfaitement adaptée aux futurs systèmes cognitifs.

Nous pouvons également remarquer qu'il y a une légère différence entre les résultats simulés et ceux issus des mesures, particulièrement aux fréquences élevées. Ceci peut être expliqué par les pertes d'insertion des diodes qui deviennent significatives lorsqu'on monte en fréquence. En outre, les tolérances de fabrication et de mesure et les parasites associés au boîtier de la diode, aux composants utilisés dans le circuit de polarisation, et à la soudure de ces composants peuvent contribuer considérablement au décalage fréquentiel. Par ailleurs, nous pouvons constater que l'utilisation des interrupteurs à diodes PIN entraîne un décalage de la fréquence de résonance de plus de 50 MHz vers les hautes fréquences par rapport aux résultats obtenus en utilisant des commutateurs idéaux. Ceci est, bien entendu, dû au fait que les diodes et les capacités insérées dans le plan de masse modifient sa longueur électrique effective, contribuant ainsi à un décalage fréquentiel plus ou moins léger.

Pour évaluer davantage l'effet des diodes sur le comportement de l'antenne, nous avons comparé le gain de la structure utilisant les commutateurs idéaux et celle utilisant les commutateurs réels. Le Tableau IV.7 présente les résultats de cette comparaison. Nous pouvons constater, sur ce tableau, que le gain en mode de détection ULB est inférieur de 2 *dB*i à celui en mode communication. Ceci peut s'expliquer par le fait que la tâche de communication a besoin d'un gain élevé dans la direction de la cible (l'utilisateur secondaire ou opportuniste pour notre cas, voir chapitre I) pour maintenir une liaison point à point robuste. Tandis que, la tâche de détection spectrale ne requiert pas un gain très important.

	Mode ULB à 2.4 GHz		Mode bande étroite à 2.45 GHz	
	Commutateurs idéaux	Commutateurs réels	Commutateurs idéaux	Commutateurs réels
Gain ( <i>dB</i> i)	3.9	3.55	6.61	5.12

Tableau IV. 7: Comparaison du gain de l'antenne filtrante dans les deux modes.

D'autre part, la structure avec les commutateurs idéaux possède 1.49 *dB*i de gain supplémentaire par rapport à celui de la structure avec les commutateurs réels. Ceci peut être

expliqué par les pertes d'insertion des commutateurs à diodes PIN et des composants du circuit de polarisation DC, qui sont liées à leurs résistances internes.

Jusqu'ici, nous avons vu que l'antenne filtrante proposée est capable d'atteindre une agilité discrète assez importante en bande passante. Dans ce qui suit, nous allons évaluer la capacité de l'antenne filtrante proposée à offrir une agilité continue en fréquence centrale.

### 3.4.2. Agilité en fréquence centrale

Comme mentionné plus haut, la tâche de communication est obtenue à une seule fréquence du standard LTE. Pour faire fonctionner la structure proposée sur plusieurs fréquences LTE, la fréquence de résonance de l'antenne filtrante en mode bande étroite doit être accordable. Pour obtenir l'agilité en fréquence centrale de la bande étroite, les ponts (les positions du court-circuit) sont remplacés par des diodes varactor. La diode varactor est placée à la position du pont pour faire varier la taille effective de la fente annulaire et, par conséquent, régler sa fréquence de fonctionnement. Deux diodes varactor BB145 du fabricant *NXP Semiconductors* [IV.24], dont la capacité peut être accordée dans une plage qui s'étend de 2.55 pF à 7.2 pF pour une tension de polarisation variant respectivement de 4 V à 1 V (voir Annexe E), ont été insérées dans les fentes annulaires à l'emplacement du pont (cf. Figure IV.35).

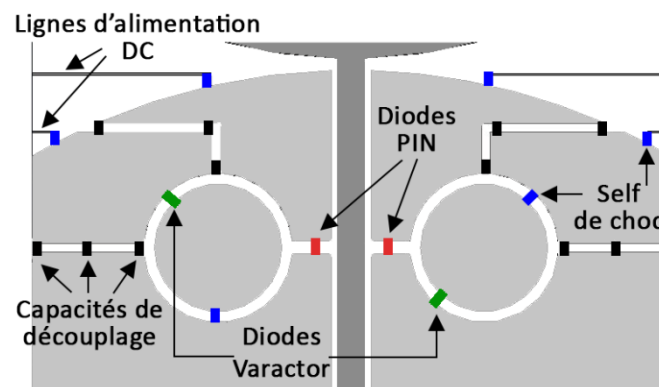


Figure IV. 35: Schéma de la technique de polarisation proposée avec les diodes varactor.

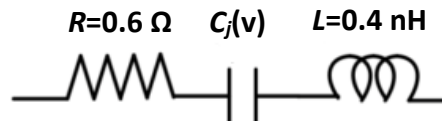


Figure IV. 36: Circuit équivalent de la diode varactor, avec  $C_j = 2.5 - 7.2 \text{ pF}$ .

Pour modéliser cette diode dans les simulateurs électromagnétiques, nous avons utilisé le circuit équivalent présenté sur la Figure IV.36, qui est donné par le fabricant (voir la fiche technique de la diode, Annexe E). Puisque la structure proposée contient des diodes PIN et varactor, dont la méthode de polarisation est différente, leurs circuits de polarisation DC doivent

donc être correctement conçus et séparés de manière à ne pas affecter négativement les uns les autres. Le réseau de polarisation DC des diodes varactor est similaire à celui utilisé pour les diodes PIN, avec des DC blocks de 22 pF et des selfs de choc de 33 nH. En outre, une inductance de 33 nH est insérée dans chaque fente pour préserver la continuité des courants DC vers la masse (cf. Figure IV.35). La photographie de l'antenne filtrante finale réalisée est présentée sur la Figure IV.37(a). Un générateur DC de marque GW Instek AFG-2112 est utilisé pour fournir une tension de polarisation constante et variable pour polariser respectivement les diodes PIN et varactor.

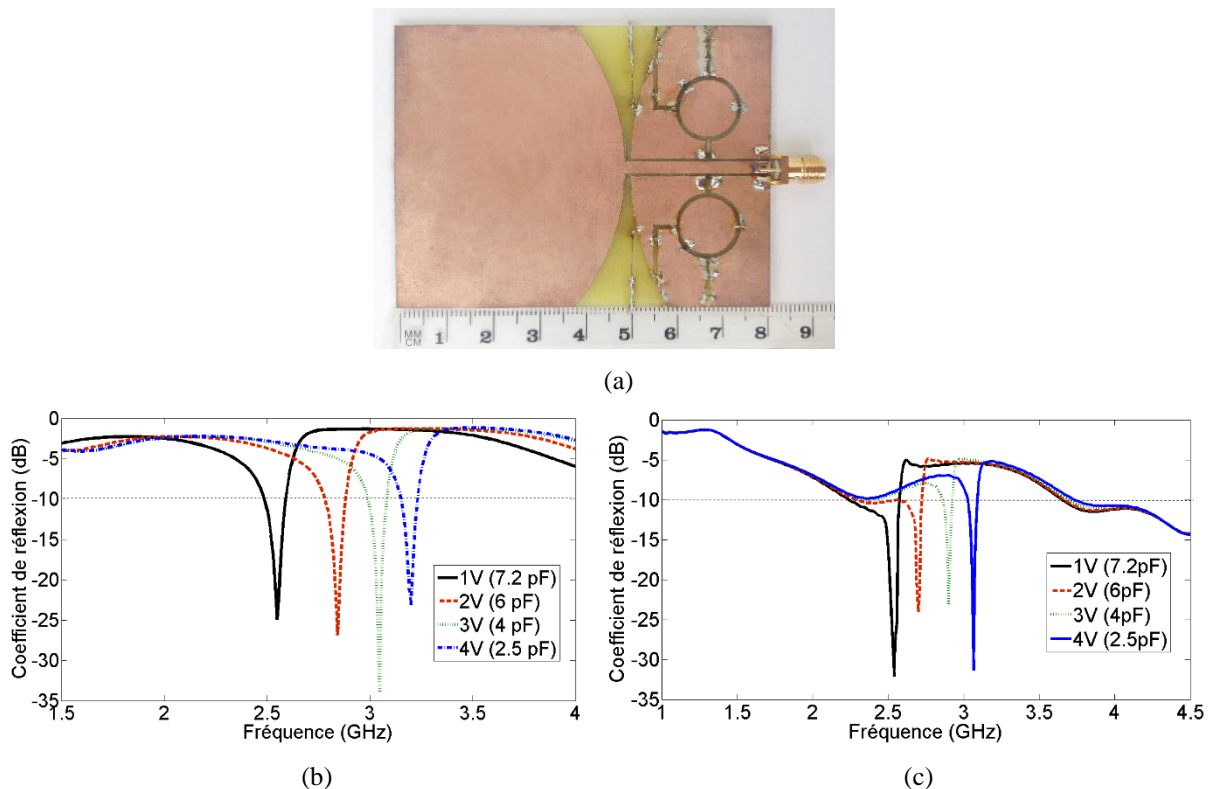


Figure IV. 37: (a) Photographie de la structure finale réalisée et les résultats de simulation (b) et de mesure (c) du coefficient de réflexion en mode bande étroite pour différentes tensions de polarisation des varactors.

Les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la capacité des varactors sont présentés respectivement dans les figures IV.37(b) et IV.37(c). Ces résultats montrent qu'en faisant varier les tensions de polarisation des varactors de 1 V à 4 V, avec un pas de 1 V, (autrement dit, en diminuant la valeur de leur capacité de 7.2 pF à 2.5 pF), la fréquence de fonctionnement peut être réglée de 2.55 GHz à 3.2 GHz de façon continue, ce qui correspond à une plage de réglage de 1.26 (soit une agilité de 25.5%). Ces bandes couvrent les bandes LTE 7 (2.5 – 2.57 GHz), 38 (2.57 – 2.62 GHz), 40 (2.3 – 2.4 GHz), et 41 (2.496 – 2.69 GHz). Tandis que la plage d'accord simulée est de 2.6 GHz à 3.4 GHz, avec une assez bonne concordance avec les résultats expérimentaux. Les légères différences entre les résultats expérimentaux et ceux de la simulation peuvent être attribuées aux inexactitudes de

fabrication, aux fortes pertes diélectriques du substrat, à l'erreur de contrôle de la tension de polarisation et à l'absence d'une modélisation réaliste des composants discrets (actifs et passifs) dans le simulateur électromagnétique. En outre, la soudure des composants discrets et du connecteur SMA, qui n'est pas modélisée dans le simulateur EM, peut également introduire une légère différence.

### 3.4.3. Influence des diodes varactor sur le comportement de l'antenne

Le rôle principal des varactors dans notre structure est d'accorder de façon continue la fréquence centrale de l'antenne filtrante en mode bande étroite. Mais leur impact sur le fonctionnement du système en mode ULB doit également être pris en considération. Pour cela, nous avons mesuré les coefficients de réflexion pour les deux valeurs extrêmes des capacités des varactors, lorsque les diodes PIN sont polarisées (l'état ON). Les résultats de mesures sont illustrés par la Figure IV.38. Comme nous pouvons le constater sur cette figure, le coefficient de réflexion reste pratiquement inchangé sur toute la bande fréquentielle étudiée. Néanmoins, une légère différence peut être observée notamment aux fréquences hautes, mais cette variation est négligeable puisque la largeur de la bande passante à  $-10\text{ dB}$  reste stable. Ceci peut s'expliquer par le fait que les condensateurs fixes et variables (DC blocks et varactors) insérés dans le plan de masse provoquent une modification de la longueur électrique effective de l'antenne, ce qui entraîne, par conséquent, un léger décalage fréquentiel.

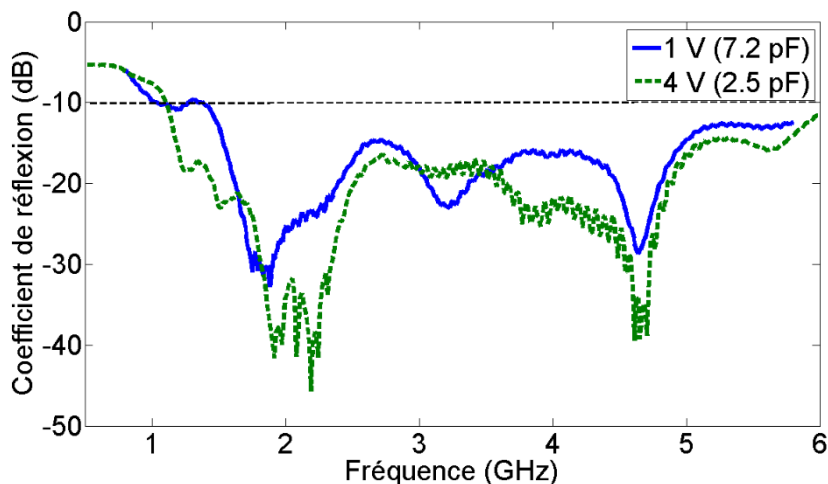


Figure IV. 38: Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne filtrante en mode ULB pour deux tensions de polarisation des varactors.

L'impact des diodes varactor sur le gain d'antenne filtrante est également étudié, afin de s'assurer que l'agilité fréquentielle continue n'affecte pas les caractéristiques de rayonnement du système filtre-antenne proposé. Pour ce faire, nous avons étudié l'évolution du gain réalisé pour différentes valeurs de la capacité des varactors, lorsque l'antenne filtrante fonctionne en

mode bande étroite (les diodes PIN sont bloquantes, à l'état OFF). Les résultats sont présentés sur la Figure IV.39.

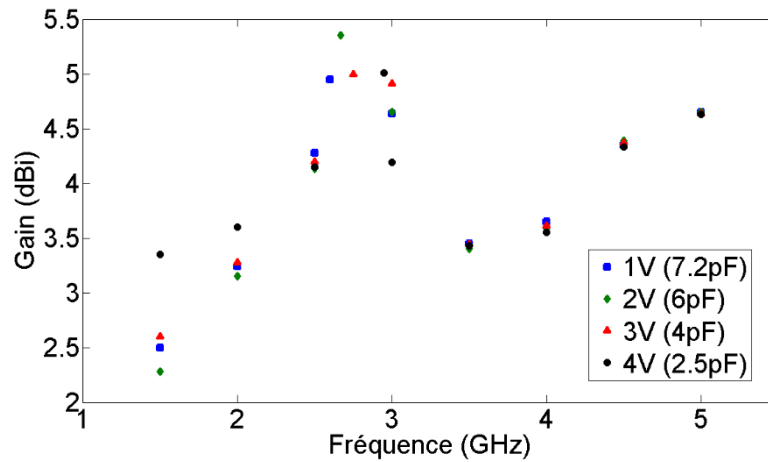


Figure IV. 39: Gain de l'antenne filtrante proposée en mode bande étroite pour différentes tensions de polarisation des varactors.

Nous pouvons observer que le gain varie de 2.2 *dBi* à 5.6 *dBi*, avec un gain maximal à la fréquence de fonctionnement de chaque tension de polarisation. L'effet du filtre SRR est clairement observé dans l'évolution du gain. Ce comportement indique que l'antenne filtrante lors du fonctionnement en mode communication élimine les fréquences indésirables, qui sont considérées comme du bruit. Toutefois, les diodes varactor n'ont quasiment pas d'impact sévère ni sur le comportement de la structure en mode détection (ULB) ni sur le gain réalisé de l'antenne filtrante en mode communication.

### 3.4.4. Efficacité et diagrammes de rayonnement

L'efficacité de rayonnement du système antenne-filtre proposé dans les deux modes de fonctionnement est également mesurée en utilisant la méthode de la Wheeler Cap [IV.25]. Cette expérience est conceptuellement très simple. Elle nécessite une mesure de l'impédance d'entrée de la structure en espace libre et une autre mesure quand la structure est entourée par une cavité conductrice placée à une distance de  $\lambda/2\pi$  de la structure [IV.26]. Cette distance, qui est le rayon de la radiansphère, correspond à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne et le champ lointain où celle-ci est propagée.

La partie réelle de l'impédance d'entrée de la première mesure (en espace libre) est égale à la somme de la résistance de pertes  $R_{pertes}$  et de celle de rayonnement  $R_{ray}$ . Par contre, dans la deuxième mesure, la résistance de rayonnement est supposée court-circuitée par la cavité [IV.27]. Cela implique que la partie réelle de l'impédance d'entrée mesurée, dans ce cas,

représente exclusivement la résistance de pertes  $R_{pertes}$ . En utilisant les équations suivantes, nous pouvons calculer l'efficacité du rayonnement pour les deux modes de fonctionnement de l'antenne filtrante réalisée.

L'efficacité de rayonnement est donnée par la formule suivante:

$$\eta_{ray} = \frac{P_r}{P_r + P_p} = \frac{R_{ray}}{R_{ray} + R_{pertes}} \quad (IV.15)$$

où  $P_r$  et  $P_p$  désignent respectivement la puissance rayonnée et la puissance perdue au sein de l'antenne.

Lorsque la structure est dans la cavité conductrice, on a :

$$R_{ray} = Z_0 \frac{1 + S_{11W}}{1 - S_{11W}} \quad (IV.16)$$

Par contre, lorsque la structure est en espace libre, on a la relation suivante :

$$R_{ray} + R_{pertes} = Z_0 \frac{1 + S_{11F}}{1 - S_{11F}} \quad (IV.17)$$

En utilisant les deux dernières équations dans la première équation, nous obtenons :

$$\eta_{ray} = \begin{cases} 1 - \frac{(1 + S_{11F})(1 - S_{11W})}{(1 - S_{11F})(1 + S_{11W})} & \text{si } S_{11F} < S_{11W} \\ 1 - \frac{(1 - S_{11F})(1 + S_{11W})}{(1 + S_{11F})(1 - S_{11W})} & \text{si } S_{11F} > S_{11W} \end{cases} \quad (IV.18)$$

où  $S_{11F}$  et  $S_{11W}$  sont respectivement les coefficients de réflexion de la structure en espace libre et dans la cavité.

Le  $S_{11F}$  pourra être supérieur ou inférieur au  $S_{11W}$ . Il faudra donc utiliser la bonne équation dans (IV.18) pour éviter d'avoir une efficacité  $> 1$ .

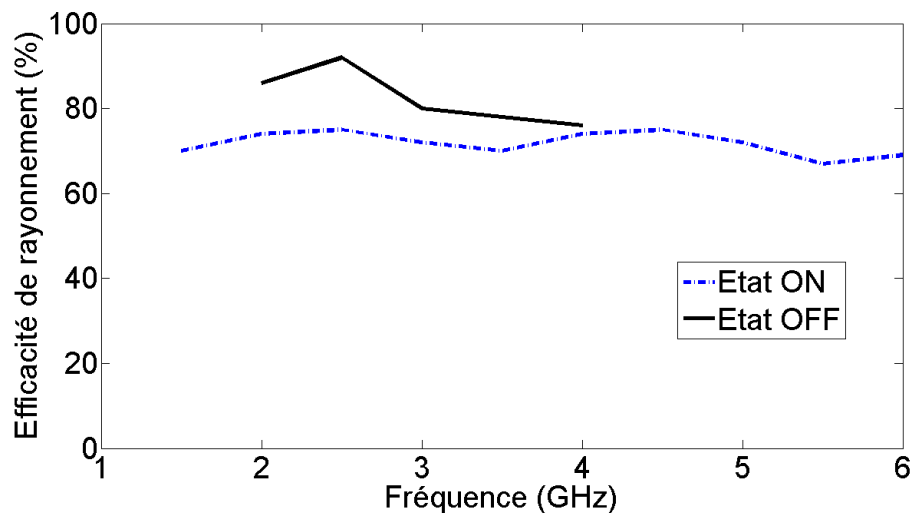


Figure IV. 40: Efficacité de rayonnement mesurée de l'antenne filtrante en mode ULB (ligne pointillée) et en mode bande étroite (ligne solide).

La Figure IV.40 montre l'efficacité de rayonnement mesurée pour les deux modes de fonctionnement en fonction de la fréquence. Il est important de noter que la tension de polarisation des varactors est fixée à 1 V, ce qui implique que la fréquence de fonctionnement est de 2.5 GHz.

À partir de ces résultats, nous pouvons noter que l'efficacité de rayonnement en mode ULB est supérieure à 69% sur toute la bande passante. Tandis qu'en mode bande étroite, l'efficacité est supérieure à 79% avec une efficacité maximale mesurée de 92 % à la fréquence de fonctionnement 2.5 GHz. La différence entre l'efficacité du mode ULB et celle du mode bande étroite réside dans la résistance intrinsèque des diodes PIN, lorsqu'elles sont passantes (mode ULB), qui entraîne des pertes par effet Joule et fait donc chuter l'efficacité de l'antenne filtrante par rapport au mode bande étroite, où les diodes PIN sont bloquées.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne filtrante pour les deux modes de fonctionnement sont présentés sur la Figure IV.41. Les diagrammes du mode ULB sont tracés aux fréquences suivantes : 1.5, 3.5 et 5 GHz, correspondant aux fréquences d'extrémités et la fréquence centrale de la bande passante. Tandis qu'en mode bande étroite, ils sont tracés à la fréquence de fonctionnement de ce mode.

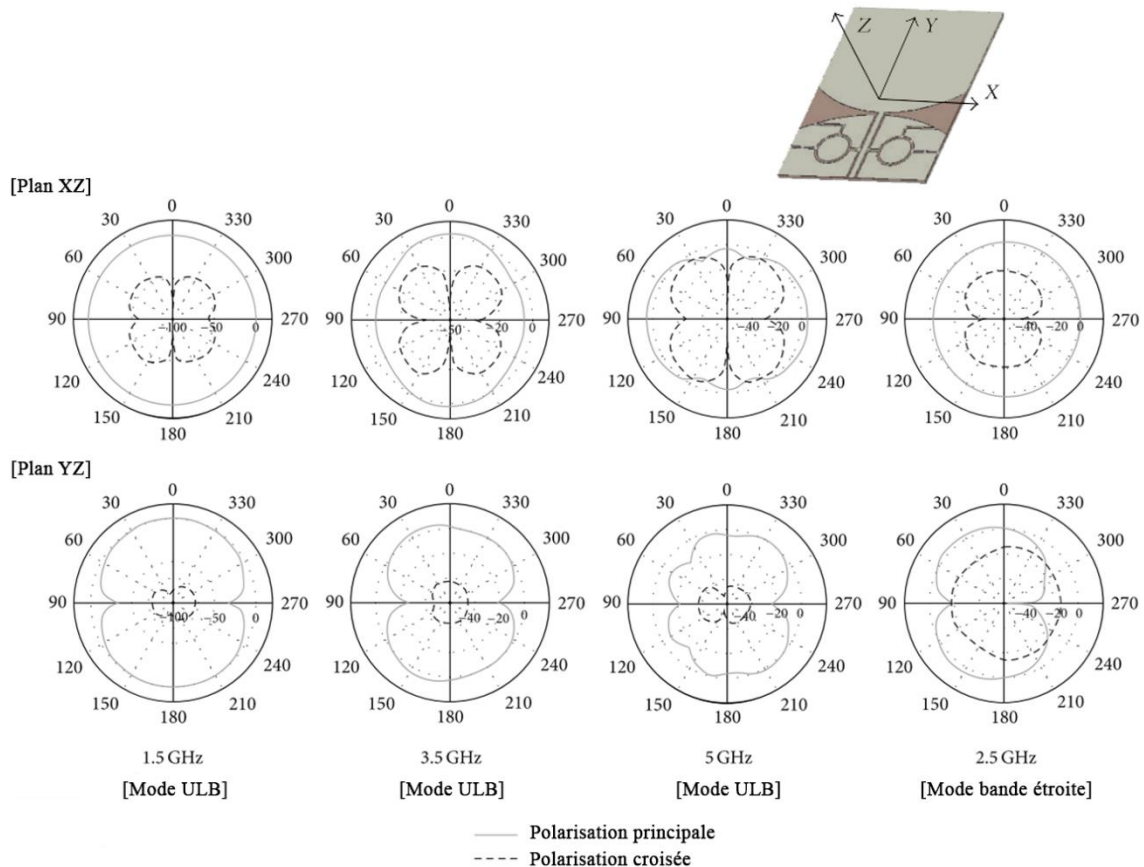


Figure IV. 41: Diagrammes de rayonnement de l'antenne filtrante proposée.



Nous pouvons remarquer que les diagrammes de rayonnement du mode ULB sont quasi omnidirectionnels sur toute la bande de fonctionnement, avec un faible niveau de polarisation croisée, qui est d'environ 20 dB inférieur à celui de la polarisation principale dans la direction du maximum de rayonnement. Néanmoins, il semble, au vu de ces courbes réparties sur l'ensemble de la bande passante de notre structure, que les diagrammes de rayonnement ne changent pas brusquement. Par contre, les diagrammes de rayonnement, en mode bande étroite, ont une forme torique, avec de faibles niveaux de polarisation croisée, particulièrement dans le plan XZ. Cette forme de diagramme de rayonnement peut s'expliquer par le fait qu'à des fréquences de résonance élevées, la longueur électrique effective du plan de masse devient beaucoup plus grande que la longueur d'onde, ce qui conduit à une division du diagramme de rayonnement.

### 3.5. Récapitulatif des performances

Pour mieux apprécier les performances mesurées de l'antenne filtrante proposée, nous les avons comparées avec celles d'autres structures récemment publiées dans la littérature. Ces résultats sont indiqués sur le Tableau IV.8. Nous pouvons clairement observer que notre structure comporte un nombre minimal de composants actifs. La majorité des configurations rapportées en comportent un nombre plus élevé ou utilisent des composants très coûteux, comme le cas des transistors à effet de champ (FET). En outre, la taille de la structure finale réalisée est plus petite que celle des autres structures rapportées, en fonction de leur fréquence de fonctionnement la plus basse.

Réf.	Agilité fréquentielle de bande étroite (GHz)	Bande passante du Mode ULB (GHz)	Nombre de commutateurs	Taille ( $\lambda_g \times \lambda_g$ )
[IV.28]	3.9 à 4.82	3.8 – 6	Une diode PIN et 2 varactors	1.24 × 0.56
[IV.29]	2.4; 4.2; 3.3; 5.4	2 – 10	2 transistors à effet de champ	0.69 × 0.69
[IV.30]	0.58; 0.86; 1.1; 2.48	0.7 – 3.44 (–6 dB)	2 diodes PIN et 2 varactors	0.49 × 0.27
[IV.31]	1.1; 2.25; 3.1	1.0 – 3.2	8 diodes PIN	1.06 × 1.04
[IV.32]	2.75; 2.86; 3.1; 3.26	2.63 – 3.7	12 diodes PIN	1.22 × 0.91
<b>Notre structure</b>	2.55; 2.84; 3.05; 3.2	1.35 – 6.2	2 diodes PIN et 2 varactors	0.73 × 0.54

Tableau IV. 8: Comparaison des performances de l'antenne filtrante proposée avec celles des travaux connexes.

## IV. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté la dernière approche des systèmes antennaires de la RC qui consiste à utiliser une seule antenne pour effectuer les deux tâches principales de la RC, à savoir la détection des ressources disponibles et la communication sur ces bandes de fréquences non-utilisées. Cependant, pour faire fonctionner une seule antenne dans des scénarios différents, nous avons eu recours aux antennes reconfigurables, dites actives. Au cours de ce chapitre, nous avons pu voir qu'il est possible de catégoriser les structures actives, selon l'emplacement des composants actifs (cf. Figure IV.1), en structures quasi-intégrées ou entièrement intégrées. Afin de couvrir toutes les approches possibles, ce chapitre a été divisé en deux parties ; chacune d'elles traite une catégorie.

Dans la première partie de ce chapitre, un simple filtre reconfigurable et commutable a été présenté, en utilisant seulement deux diodes PIN, pour les frontaux RF et spécialement pour les applications de RC. En contrôlant simultanément la tension de polarisation de ces deux diodes, le filtre réalisé peut être reconfiguré de bande passante à coupe bande et commuté entre 2.4 et 5 GHz. Le filtre proposé a été fabriqué et les résultats expérimentaux montrent un bon accord avec ceux issus des simulations électromagnétiques. De plus, ce filtre présente un retard de groupe plat d'environ 0.45 à 0.8 ns sur toute la bande passante pour chaque état des diodes. Les résultats obtenus indiquent que le filtre réalisé semble être un bon candidat pour être intégré dans la chaîne de transmission des systèmes cognitifs (cf. Figure IV.2) ou des systèmes fonctionnant dans les bandes 802.11 b/g/n/s et WiMAX. En outre, le filtre proposé pourrait être une solution efficace pour résoudre le problème des interférences entre les utilisateurs (primaire et secondaire) dans les réseaux cognitifs ou entre les dispositifs fonctionnant aux bandes 2.4 et 5 GHz.

Au niveau de la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté une antenne filtrante électroniquement reconfigurable et agile pour des applications de RC fonctionnant dans les bandes LTE. La structure de base de l'antenne filtrante proposée est constituée d'une antenne monopôle ULB alimentée par une ligne CPW et d'un filtre SRR intégré au pied d'antenne. Pour faire commuter la structure entre le mode de détection ULB et le mode de communication à bande étroite, deux diodes PIN sont utilisées pour coupler ou découpler le filtre de la ligne d'alimentation de l'antenne monopôle. Ceci nous a permis d'obtenir une agilité discrète assez importante en bande passante qui varie de 4.95 GHz (132.9%) à 673 MHz (28.33%). Par contre, pour obtenir l'agilité fréquentielle continue afin de régler de façon continue la fréquence de

résonance du mode de communication, deux diodes varactor sont insérées dans les fentes annulaires du filtre pour changer leur taille effective. La fréquence de fonctionnement du mode bande étroite peut être réglée de 2.55 GHz à 3.2 GHz de façon continue, ce qui correspond à une plage de réglage de 1.26 (soit une agilité de 25.5%). Par conséquent, le système filtre-antenne proposé est capable de couvrir intégralement les bandes LTE 1/2/7/33-41. Quatre prototypes ont été fabriqués et caractérisés expérimentalement pour valider le fonctionnement de la structure proposée. Chaque prototype pourrait être considéré comme une évolution du prototype précédent. Le gain, l'efficacité et les diagrammes de rayonnement montrent que les mécanismes d'agilité fréquentielle et de reconfiguration sont accomplis sans affecter négativement le fonctionnement désiré de l'antenne filtrante, qualifiant ainsi notre structure pour être utilisée dans de nombreuses applications de RC.

A noter que les travaux présentés dans ce chapitre ont été valorisés par trois publications dans des revues internationales et par 2 conférences internationales.

## V. Bibliographie

- [IV.1] A. Gangi, "The active adaptive antenna array system," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.11, no.4, pp. 405–414, Jul 1963.
- [IV.2] S. Andre, D. Leonard, "An active retrodirective array for satellite communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.12, no.2, pp. 181–186, March 1964.
- [IV.3] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, S. R. Erwin, "Reconfigurable antennas for wireless and space applications," *Proc. of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2250–2261, July 2012.
- [IV.4] H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, "A switchable bandstop-to-bandpass reconfigurable filter for cognitive radio applications," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, pp. 1-8. June 2016.
- [IV.5] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching, Networks, and Coupling Structures*, Dedham, Artech House, pp 421-433, 1980.
- [IV.6] J. S. Hong, M. J. Lancaster, *Microwstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, Inc. 2001.
- [IV.7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed., Wiley, New York, Chap. 2, pp. 49–90, 2005.
- [IV.8] Datasheet: PIN diode BAR 88 series, Infineon Technology AG, 2009. Available at <http://www.infineon.com>
- [IV.9] Philips Semiconductors, 2.45 GHz T/R, RF switch for e.g. Bluetooth application using PIN diodes, App note AN10173-01, Philips Electronics N.N.200.
- [IV.10] MuRata, <http://www.murata.com>
- [IV.11] M. Koochakzadeh, A. Abbaspour-Tamijani, "Switchable bandpass filter for 0.3–0.6 GHz," *Proc. of the IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 557–560, 2007.
- [IV.12] C. Jr. Lugo, J. Papapolymerou, "Six-state reconfigurable filter structure for antenna based systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no 2, p. 479-483. 2006.
- [IV.13] C. Jr. Lugo, J. Papapolymerou, "Single switch reconfigurable band-pass filter with variable bandwidth using a dual-mode triangular patch resonator," *Proc. of the IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 779–782, 2005.
- [IV.14] A. Ocera, P. Farinelli, P. Mezzanotte, R. Sorrentino, B. Margesin, F. Giacomozzi, "A novel MEMS-tunable hairpin line filter on silicon substrate," *Proc. of the 36th European Microwave Conf.*, pp. 803–806, 2006.
- [IV.15] K. Entesari, K. Obeidat, A. R. Brown, G. M. Rebeiz, "A 25–75 MHz RF MEMS tunable filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 11, pp. 2399–2405, 2007.
- [IV.16] C. Rauscher, "Reconfigurable bandpass filter with a three-to-one switchable passband width," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 51, no 2, pp. 573–577, 2003.

- [IV.17] A. Miller, J. Hong, "Wideband bandpass filter with reconfigurable bandwidth," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no 1, pp. 28–30 2010.
- [IV.18] K. Rabbi, D. Budimir, "Highly selective reconfigurable filter for UWB systems," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, no 3, p. 146–148, 2014.
- [IV.19] A. Miller, J. Hong, "Cascaded coupled line filter with reconfigurable bandwidths using LCP multilayer circuit technology," *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no.6, pp. 1577–1586, 2012.
- [IV.20] M. F. Karim, A.-Q. Liu, A. Alphones, A. Yu, "A reconfigurable micromachined switching filter using periodic structures," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 6, pp. 1154–1161, 2007.
- [IV.21] N. A. Shairi, B. H. Ahmad, P. W. Wong, "Bandstop to allpass reconfigurable filter technique in SPDT switch design," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 39, pp. 265–277, 2013.
- [IV.22] H. NACHOUANE, A. NAJID, A. TRIBAK, F. RIOUCH, "Reconfigurable and Tunable Filtenna for Cognitive LTE Femtocell Base Stations," *International Journal of Microwave Science and Technology*, vol. 2016, pp.1–10, 2016.
- [IV.23] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," John Wiley & Sons, Inc., Chap. 11, pp. 379–428, 2011.
- [IV.24] BB145 NXP Semiconductors Varactor diode Datasheet, [http:// www.nxp.com](http://www.nxp.com).
- [IV.25] H. A. Wheeler, "The radiansphere around a small antenna," *Proc. of the IRE*, vol.47, no.8, pp. 1325–1331, 1959.
- [IV.26] E. H. Newman, P. Bohley, C. H. Walter, "Two methods for the measurement of antenna efficiency," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.23, no.4, pp. 457–461, 1975.
- [IV.27] G. G. Quiterio, "Patch-antenna efficiency based on Wheeler cap and measured Q factor," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 40, no. 2, pp. 132–142, January 2004.
- [IV.28] P.-Y. Qin, F. Wei, Y. J. Guo, "A wideband-to-narrowband tunable antenna using a reconfigurable filter," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.63, no.5, pp. 2282–2285, 2015.
- [IV.29] T. Aboufoul, A. Alomainy, C. Parini, "Reconfiguring UWB monopole antenna for cognitive radio applications using GaAs FET switches," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 392–394, 2012.
- [IV.30] D. Zhao, Y. Han, F. Liang, Q. Zhang, B.-Z. Wang, "Low- power optically controlled patch antenna of reconfigurable beams," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, pp. 1–6, 2014.
- [IV.31] M. R.Hamid, P. Gardner, P. S.Hall, F. Ghanem, "Switched- band Vivaldi antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 5, pp. 1472–1480, 2011.
- [IV.32] A. Mansoul, F. Ghanem, M. R. Hamid, M. Trabelsi, "A selective frequency-reconfigurable antenna for cognitive radio applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 515–518, 2014.

## *Conclusion générale et perspectives*

L'objectif des travaux menés dans le cadre de cette thèse est de concevoir et de réaliser de nouvelles configurations d'antennes dédiées aux systèmes cognitifs de la quatrième génération. Au cours de ce mémoire de thèse, nous nous sommes attelés à présenter les diverses approches des systèmes antennaires utilisées dans les frontaux RF des systèmes cognitifs. Cela nous a permis de recenser les différentes approches possibles, mais également de présenter plusieurs méthodes permettant d'améliorer les performances globales du système (bande passante, adaptation, rayonnement, flexibilité...). En vue de couvrir toutes les configurations, nous avons consacré à chacune d'elles un chapitre.

Dans un premier temps, une étude bibliographique étendue sur les différents types d'antennes et leurs techniques d'alimentation a été effectuée afin d'avoir une vue d'ensemble sur les différents types d'antennes pour les communications mobiles. De plus, à travers cette présentation, nous avons pu voir les différents problèmes auxquels les systèmes antennaires de nouvelle génération doivent faire face, à savoir la rareté du spectre RF alloué par les organismes de régulation qui devient de plus en plus sévère et les phénomènes d'interférences et d'évanouissements de signaux qui réduisent considérablement les performances des systèmes de communication en termes de capacité, de couverture et de qualité du signal.

L'état de l'art nous a permis également de recenser les différentes techniques et technologies utilisées dans les systèmes de nouvelle génération pour surmonter ces problèmes, à savoir les techniques de diversité et la radio cognitive. Ceci nous a amené à proposer des solutions innovantes et originales pour améliorer considérablement les performances électriques et de rayonnement des systèmes antennaires. Toutes les solutions proposées dans cette thèse reposent sur la combinaison des techniques de diversité et de la technologie de radio cognitive afin de concevoir un système antenne plus performant et intelligent.

Pour rendre cette thèse innovante, nous avons rigoureusement traité toutes les configurations possibles des structures antennaires utilisées dans les front-ends RF des systèmes cognitifs. De ce fait, chaque chapitre de ce manuscrit a été consacré à l'une des configurations dans laquelle une ou plusieurs techniques de diversité ont été combinées.

La première solution proposée consiste à combiner deux techniques de diversité (angulaire et de polarisation) et deux technologies antennaires (MIMO et ULB) dans la première

configuration de la première approche des systèmes antennaires de la RC. Cette configuration utilise un seul système antenne large bande qui permet d'effectuer la tâche de détection spectrale dans un processus en parallèle avec celui de la communication, aussi connue sous le terme anglais « *underlay* ». Le but derrière cette combinaison est d'améliorer la capacité du canal et de réduire les phénomènes d'interférences et d'évanouissement de signaux dans les environnements urbains et intrabâtiment.

Afin de valider la solution proposée, un prototype d'un réseau d'antennes alimenté par une matrice de Butler a été réalisé et caractérisé expérimentalement. Les résultats des mesures ont montré que le système antenne fabriqué présente une très large bande passante (39 ~ 49%) et il peut basculer entre quatre faisceaux dans des directions différentes et entre deux sens de polarisation circulaire (RHCP et LHCP), en changeant son port d'entrée. Les quatre faisceaux sont obtenus à  $12^\circ$ ,  $-40^\circ$ ,  $42^\circ$ , et  $-18^\circ$ . Ces faisceaux présentent une diversité de polarisation circulaire, puisque les faisceaux à  $12^\circ$  et  $-18^\circ$  ont la RHCP, tandis que les faisceaux à  $-40^\circ$  et  $42^\circ$  ont la LHCP. En outre, les mesures d'efficacité, de gain réalisé, et du coefficient de corrélation d'enveloppe montrent que la structure proposée offre de bonnes performances en rayonnement et en diversité sur toute la bande passante de fonctionnement du système.

La deuxième solution étudiée consiste à employer la diversité de rayonnement dans la deuxième configuration de la première approche des systèmes antennaires de la RC. Nous avons proposé d'intégrer, dans un seul système antenne, deux antennes de bandes passantes différentes. Celle possédant une large bande est dédiée à la détection spectrale et l'autre à bande étroite est responsable de la tâche de communication. Cependant, l'utilisation de deux antennes co-localisées peut induire un couplage mutuel entre elles. Pour pallier ce problème, nous avons opté pour l'utilisation de la technologie CPW pour augmenter l'isolation. Cette technologie permet d'améliorer significativement l'isolation par la séparation des deux antennes par le plan de masse.

Nous avons présenté deux systèmes antennaires. La différence entre les deux réside dans l'antenne de communication, tandis que l'antenne de détection reste la même pour les deux structures. La première structure antenne possède une antenne dipôle mono-bande, tandis que la deuxième comprend une antenne IFA multibande. La deuxième structure peut être considérée comme une version améliorée de la première structure, car avec l'antenne IFA, la tâche de communication peut être effectuée dans plusieurs bandes de fréquences distinctes. Les deux structures antennaires ont été fabriquées et mesurées afin de valider cette approche. Les

prototypes réalisés présentent de bonnes performances en termes d'adaptation, d'isolation entre les deux antennes, de rayonnement, et de gain réalisé. De plus, le coefficient de corrélation d'enveloppe mesuré pour les deux structures montre que les deux antennes de chaque structure peuvent fonctionner simultanément sans aucun chevauchement ou interférence entre eux.

Finalement, comme toutes les structures développées et réalisées sont passives, et avec des caractéristiques figées non modifiables, nous avons pensé à développer des structures actives dites reconfigurables. Ces structures pourront mieux répondre aux exigences de la deuxième approche des systèmes antennaires de la RC. Cette approche permet par l'emploi d'une seule antenne reconfigurable d'effectuer les deux tâches. Chaque tâche est effectuée lorsque la qualité de la liaison de communication est inférieure aux seuils définis par le système. Nous avons pu voir qu'il est possible de classer les structures actives, selon l'emplacement des composants actifs, en deux groupes : les structures quasi-intégrées et les structures entièrement intégrées. Afin de couvrir toutes les approches possibles, nous avons traité chaque catégorie à part.

Nous avons commencé par l'étude et l'implémentation de la configuration quasi-intégrée. Pour notre étude, nous avons choisi d'intégrer ces composants dans un filtre qui sera situé avant ou après l'antenne dans une chaîne de transmission émetteur-récepteur. Pour répondre à cet objectif, un simple filtre reconfigurable et commutable a été présenté, en utilisant seulement deux diodes PIN, pour les frontaux RF et spécialement pour les applications de RC. En contrôlant simultanément la tension de polarisation de ces deux diodes, le filtre proposé peut être reconfiguré de passe bande à coupe bande et commuté entre 2.4 et 5 GHz. Cette structure a été réalisée, ce qui a permis de valider son fonctionnement par la mesure. Ce filtre peut donc être une solution efficace pour résoudre le problème des interférences entre les utilisateurs (primaire et secondaire) dans les réseaux cognitifs ou entre les dispositifs fonctionnant aux bandes 2.4 et 5 GHz.

Ensuite, nous avons abordé la configuration entièrement intégrée. De ce fait, nous avons choisi d'intégrer les éléments actifs dans un filtre SRR qui est lui-même inséré au pied de l'antenne. Cette configuration est communément connue sous le nom d'antenne filtrante. Pour cela, nous avons présenté une antenne filtrante électriquement reconfigurable et agile pour des applications de RC fonctionnant dans les bandes LTE. Quatre prototypes ont été fabriqués et caractérisés expérimentalement pour valider le fonctionnement de la structure proposée. Chaque prototype pourrait être considéré comme une évolution du prototype précédent. Les résultats de mesure ont montré que l'antenne filtrante peut commuter entre deux modes de



fonctionnement : le mode de détection ULB et le mode de communication à bande étroite. Le fonctionnement de détection ULB est obtenu sur une bande passante de 132.9%, de 1.255 à 6.2 GHz. Tandis que la fréquence de fonctionnement du mode bande étroite peut être réglée de 2.55 à 3.2 GHz de façon continue, ce qui correspond à une plage de réglage de 1.26 (soit une agilité de 25.5%). Par conséquent, le système filtre-antenne proposé est capable de couvrir intégralement les bandes LTE 1/2/7/33-41. Cette antenne filtrante est une candidate très pertinente pour être utilisée dans les frontaux RF des systèmes cognitifs, puisqu'elle comporte à la fois un mode de fonctionnement UWB, pour détecter ou sonder son environnement électromagnétique proche, et une fonctionnalité de communication bande étroite accordable qui permet une utilisation optimale du spectre disponible.

Ces travaux nous ont permis de créer des prototypes à faibles coûts et à faibles pertes RF. Grâce à l'utilisation de substrat bas coût de type FR4 et à l'utilisation de diodes PIN et varactor très performantes, ces dispositifs peuvent supporter des puissances RF importantes sans distordre le signal RF modulé. Ces prototypes sont simples à fabriquer et à utiliser, ce qui peut être facilement industrialisable.

Pour conclure, nous croyons que les objectifs de cette thèse ont été atteints. Des aspects techniques et pratiques de la combinaison des techniques de diversité dans toutes les configurations antennaires possibles de radio cognitive ont été analysés, et des prototypes ont été réalisés et mesurés. D'autres aspects ont été identifiés et feront l'objet de travaux futurs.

En ce qui concerne les perspectives associées à ces travaux, plusieurs axes de recherche peuvent se dégager.

Tout d'abord, il serait intéressant de réaliser un circuit de commutation RF d'une voie vers 4 (SP4T, Single Pole 4 Throw en anglais), à base de MEMS RF. Ce système pourrait être utilisé pour commuter entre les quatre ports d'entrée du système antennaire présenté dans le chapitre 2. Ceci permet de basculer entre les quatre faisceaux et les deux sens de polarisation circulaire de façon dynamique et autonome. Le système antennaire serait alors à la fois flexible et intelligent, autrement dit reconfigurable et cognitif.

Ensuite, puisque la totalité des structures développées au cours de cette thèse fonctionnent dans la gamme de fréquences entre 2 et 5 GHz, il serait donc intéressant d'exploiter de nouvelles fréquences, notamment les plus basses. Les bandes de fréquences allant de 470 MHz à 862 MHz, connues sous le nom TVWS (TV White Spaces), qui sont des parties inutilisées du spectre de télévision (espaces blancs), sont très attrayantes pour les futurs systèmes 4G.

Cependant, les systèmes antennaires proposés dans ce travail de thèse ont des structures simples, ce qui permet facilement de les transposer pour fonctionner à des fréquences très basses ou très élevées.

Un autre axe de développement concerne les caractéristiques de rayonnement des systèmes réalisés. Le gain obtenu des structures développées varie entre 5 et 8 *dBi*, ce qui est relativement moyen. Il serait, par conséquent, intéressant d'utiliser des techniques connues d'augmentation du gain, comme par exemple l'utilisation des métamatériaux ou des résonateurs diélectriques. L'utilisation de la technologie multicouche est également envisageable.

En ce qui concerne le filtre agile en fréquence, nous pouvons envisager d'aller encore plus loin à partir de la topologie développée. Nous souhaitons associer ce filtre à une antenne passive afin d'aboutir à un système antenne plus mature et intelligent. De plus, ce filtre pourrait être utilisé comme un duplexeur afin d'aiguiller les signaux de l'antenne vers la chaîne de réception ou de la chaîne d'émission vers l'antenne en isolant la chaîne non utilisée.

Les structures reconfigurables présentées dans cette thèse ouvrent de nouvelles perspectives sur le plan de commande numérique de leur reconfiguration. En effet, il serait intéressant d'étudier l'organe de commande qui pourrait être réalisé à l'aide d'une carte à base de microcontrôleur. Ce système pourrait être utilisé pour piloter l'état des diodes ou le port d'entrée. Ceci permettrait de concevoir une structure reconfigurable pilotable avec plus d'autonomie.

Enfin, nous pourrions envisager la possibilité de mixer la diversité angulaire avec celle de fréquence ou de polarisation pour le cas de l'antenne filtrante.



# ANNEXES

## Sommaire

---

<b>ANNEXES</b> .....	Error! Bookmark not defined.
Annexe A. Charte d'allocation spectrale de la FCC.....	Error! Bookmark not defined.
Annexe B. Equations de passage des paramètres ABCD, Y, et Z aux paramètres S .....	Error! Bookmark not defined.
Annexe C. Polarisation.....	Error! Bookmark not defined.
Annexe D. Fiche technique de la diode PIN BAR88-02V .....	Error! Bookmark not defined.
Annexe E. Fiche technique de la diode varactor BB145.....	Error! Bookmark not defined.

---





## Annexe B. Equations de passage des paramètres ABCD, Y, et Z aux paramètres S.

Paramètres <i>S</i> en termes des paramètres <i>ABCD</i> , <i>Y</i> et <i>Z</i>			
	<i>ABCD</i>	<i>Y</i>	<i>Z</i>
<i>S</i> <sub>11</sub>	$\frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
<i>S</i> <sub>12</sub>	$\frac{2(AD - BC)}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{12}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
<i>S</i> <sub>21</sub>	$\frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{21}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
<i>S</i> <sub>22</sub>	$\frac{-A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$

Les équations de passage des paramètres *S*, *Y*, et *Z* aux paramètres *ABCD*.

Paramètres <i>ABCD</i> en termes des paramètres <i>S</i> , <i>Y</i> et <i>Z</i>			
	<i>S</i>	<i>Y</i>	<i>Z</i>
<i>A</i>	$\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$-\frac{Y_{22}}{Y_{21}}$	$-\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$
<i>B</i>	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$-\frac{1}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}$

## Annexe C. Polarisation

Un paramètre très important pour la caractérisation d'une antenne est sa polarisation. La polarisation d'antenne est un paramètre critique, car si deux antennes présentent des polarisations différentes ou non adaptées l'une à l'autre, la puissance transmise sera fortement faible, voire nulle. La polarisation d'antenne dans une direction donnée est définie comme la polarisation de l'onde rayonnée (ou captée) par l'antenne. Si la direction n'est pas indiquée, la polarisation d'antenne est observée dans la direction de gain maximal de l'antenne. En pratique, la polarisation du champ rayonné varie en fonction de la direction du centre d'antenne, de sorte que différentes parties du diagramme de rayonnement peuvent avoir différentes polarisations.

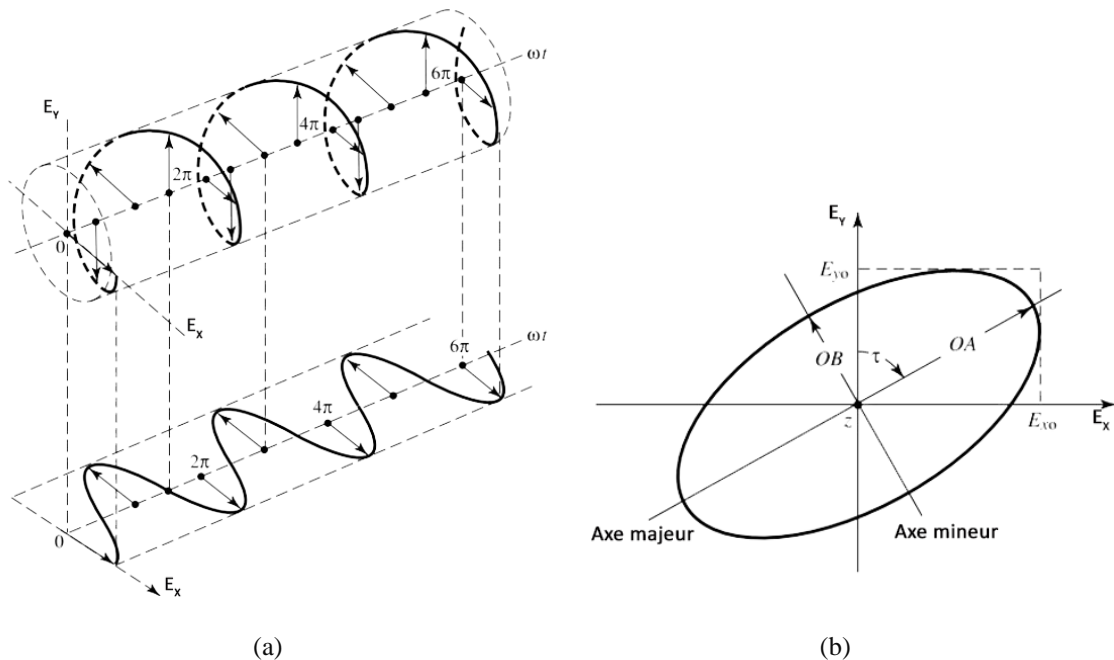


Figure C. 1: (a) Propagation d'onde électromagnétique en fonction du temps et (b) sa polarisation elliptique à  $Z=0$ .

La polarisation d'onde rayonnée est décrite par la figure tracée par l'extrémité de la flèche (vecteur) représentant le champ électrique en champ lointain. Le champ doit être observé le long de la direction de propagation, comme indiqué dans la Figure C.1. D'après cette figure, on peut constater que le champ électrique d'une onde plane se décompose souvent en deux composantes orthogonales. Le champ électrique peut être écrit comme suit :

$$E(z, t) = E_x(z, t) \times u_x + E_y(z, t) \times u_y \quad (C.1)$$

$$\text{où } E_x(z, t) = \text{Re}(E_x e^{j(\omega t + kz)}) = \text{Re}(E_{x0} e^{j(\omega t - kz + \phi_x)}) = E_{x0} \cos(\omega t - kz + \phi_x) \quad (C.2)$$

$$E_y(z, t) = \text{Re}(E_y e^{j(\omega t + kz)}) = \text{Re}(E_{y0} e^{j(\omega t - kz + \phi_y)}) = E_{y0} \cos(\omega t - kz + \phi_y) \quad (C.3)$$



avec  $E_{x0}$  et  $E_{y0}$  sont, respectivement, les magnitudes maximums des composantes du champ électrique en x et y.  $\phi$  représente la phase de chaque composante.

En effet, on peut distinguer trois types de polarisations :

- La polarisation linéaire (verticale ou horizontale)
- La polarisation circulaire (gauche ou droite)
- La polarisation elliptique

La polarisation est considérée comme linéaire lorsque la différence de phase entre les deux composantes doit être :

$$\Delta\phi = \phi_x - \phi_y = n\pi, \quad n = 0,1,2,3, \dots \quad (\text{C.4})$$

La polarisation linéaire est dite verticale lorsque le vecteur du champ électrique appartient au plan perpendiculaire au plan horizontal. Par contre, une polarisation linéaire est horizontale lorsque le vecteur du champ électrique appartient au plan parallèle au plan horizontal.

Tandis que la polarisation circulaire est obtenue lorsque les amplitudes des deux composantes sont égales et la différence de phase, entre elles, est des multiples impairs de  $\pi/2$ .

C'est-à-dire,  $|E_x| = |E_y| \Rightarrow E_{x0} = E_{y0}$  (C.5)

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0,1,2,3, \dots \text{pour le sens horaire} & (\text{C.6}) \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0,1,2,3, \dots \text{pour le sens anti - horaire} & (\text{C.7}) \end{cases}$$

Si le déphasage vaut  $90^\circ$ , comme indiqué par l'équation (C.6), la polarisation circulaire est dite de main gauche (LHCP, *Left Hand Circular Polarization* en anglais). Alors que si le déphasage vaut  $-90^\circ$ , comme illustré par l'équation (C.7), la polarisation circulaire est dite de main droite (RHCP, *Right Hand Circular Polarization* en anglais).

La polarisation elliptique, dont la polarisation circulaire est un cas particulier, ne peut être obtenue que lorsque la différence de phase entre les deux composantes est un multiple impair de  $\pi/2$  et leurs amplitudes ne sont pas identiques, ou bien lorsque la différence de phase entre les deux composantes n'est pas égale à des multiples de  $\pi/2$  (quelle que soient leurs amplitudes), comme illustré par les équations suivantes.

Lorsque,  $|E_x| \neq |E_y| \Rightarrow E_{x0} \neq E_{y0}$  (C.8)

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0,1,2,3, \dots \text{ pour le sens horaire} & \text{(C.9)} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0,1,2,3, \dots \text{ pour le sens anti - horaire} & \text{(C.10)} \end{cases}$$

où 
$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \neq \pm \frac{n\pi}{2} = \begin{cases} > 0 \text{ pour le sens horaire} \\ < 0 \text{ pour le sens anti - horaire} \end{cases} \quad \text{(C.11)}$$

Un autre paramètre pour évaluer la polarisation d'une antenne est le rapport axial (AR, *Axial Ratio* en anglais) ou le taux d'ellipticité, qui est le rapport entre l'axe majeur, OA, et l'axe mineur, OB, comme indiqué dans la Figure C.1(b), et qui s'exprime selon l'équation (C.12).

$$AR = \frac{OA}{OB} = \frac{\sqrt{(E_{x0}/E_{y0})^2 + 1 + \sqrt{(E_{x0}/E_{y0})^4 + 1 + 2(E_{x0}/E_{y0})^2 \cos(2\Delta\phi)}}}{\sqrt{(E_{x0}/E_{y0})^2 + 1 - \sqrt{(E_{x0}/E_{y0})^4 + 1 + 2(E_{x0}/E_{y0})^2 \cos(2\Delta\phi)}}}, 1 \leq AR \leq \infty \quad \text{(C.12)}$$

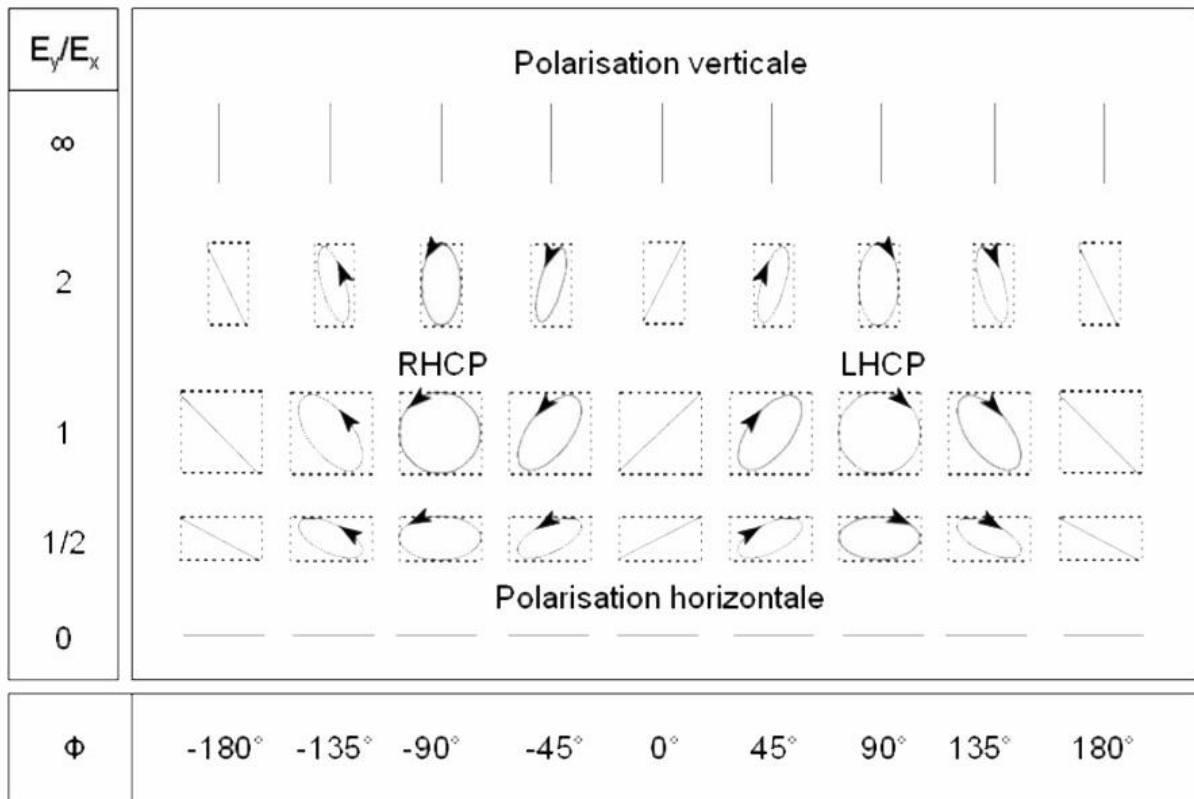


Figure C. 2: Polarisation en fonction de l'amplitude et du déphasage de deux composantes  $E_x$  et  $E_y$ .

Afin de bien comprendre les différents types de polarisation de l'antenne en fonction de l'amplitude et du déphasage de deux composantes, un tableau comparatif est illustré dans la Figure C.2, qui résume ce qu'on a présenté précédemment. D'après la Figure C.2, la polarisation est considérée linéaire lorsqu'à chaque instant, le champ électrique est orienté suivant une seule direction. Dans ce cas, la polarisation est dite verticale, lorsque le champ électrique est orienté seulement suivant l'axe y, donc le champ électrique suivant l'axe x devient

nul, et par conséquent, le rapport axial vaut l'infini. La même chose lorsque le champ électrique est orienté suivant l'axe x, le rapport axial devient zéro, alors la polarisation dans ce cas est dite horizontale. En revanche, comme mentionné précédemment, la polarisation est circulaire si les deux composants sont en quadrature de phase et ont la même amplitude, ce qui signifie que le rapport axial doit être égal à 1, mais on considère communément que la polarisation est parfaitement circulaire si  $1 < AR < 2$ , ce qui signifie que le rapport axial doit être inférieur à  $-3 \text{ dB}$ . Toutefois, si la polarisation n'est ni linéaire ni circulaire, elle est alors elliptique. Pour les autres cas, la polarisation est elliptique, comme illustré sur la Figure C.2.

Comme mentionné plus haut, la désadaptation entre la polarisation de l'onde reçue et celle de l'antenne de réception peut énormément provoquer un affaiblissement bien plus important de puissance reçue par l'antenne. Les affaiblissements théoriques entre les différents types de polarisation sont montrés dans le tableau C.1.

			Polarisation de l'antenne de réception					
			Linéaire		Elliptique		Circulaire	
			Verticale	Horizontale	45°	135°	Droite	gauche
Polarisation de l'onde incidente	Linéaire	Verticale	$0 \text{ dB}$	$\infty$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$
		Horizontale	$\infty$	$0 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$
	Elliptique	45°	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$0 \text{ dB}$	$\infty$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$
		135°	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$\infty$	$0 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$
	Circulaire	Droite	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$0 \text{ dB}$	$\infty$
		Gauche	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$-3 \text{ dB}$	$\infty$	$0 \text{ dB}$

Tableau C. 1: Pertes de polarisation pour diverses combinaisons d'antennes.

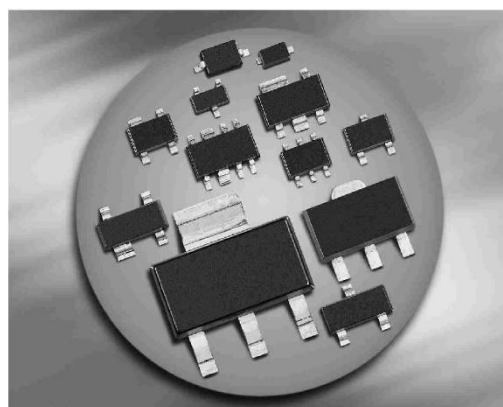
## Annexe D. Fiche technique de la diode PIN BAR88-02V



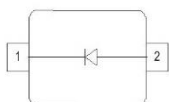
BAR88...

### Silicon PIN Diode

- Optimized for low current antenna switches in hand held applications
- Very low forward resistance (typ.  $1.5 \Omega$  @  $I_F = 1 \text{ mA}$ )
- Low capacitance at zero volt reverse bias at frequencies above 1 GHz (typ.  $0.28 \text{ pF}$ )
- Very low signal distortion
- Pb-free (RoHS compliant) package



**BAR88-02LRH**  
**BAR88-02V**



Type	Package	Configuration	$L_S$ (nH)	Marking
BAR88-02LRH	TSLP-2-7	single, leadless	0.4	U8
BAR88-02V	SC79	single	0.6	U

**Maximum Ratings** at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Value	Unit
Diode reverse voltage	$V_R$	80	V
Forward current	$I_F$	100	mA
Total power dissipation	$P_{\text{tot}}$		mW
BAR88-02LRH $T_S \leq 133^\circ\text{C}$		250	
BAR88-02V, $T_S \leq 123^\circ\text{C}$		250	
Junction temperature	$T_j$	150	$^\circ\text{C}$
Operating temperature range	$T_{\text{op}}$	-55 ... 125	
Storage temperature	$T_{\text{stg}}$	-55 ... 150	

### Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Value	Unit
Junction - soldering point <sup>1)</sup> BAR88-02LRH BAR88-02V	$R_{thJS}$	$\leq 65$ $\leq 105$	K/W

### Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	

#### DC Characteristics

Breakdown voltage $I_{(BR)} = 5 \mu\text{A}$	$V_{(BR)}$	80	-	-	V
Reverse current $V_R = 60 \text{ V}$	$I_R$	-	-	50	nA
Forward voltage $I_F = 1 \text{ mA}$ $I_F = 100 \text{ mA}$	$V_F$	- -	0.75 0.95	0.9 1.2	V

<sup>1)</sup>For calculation of  $R_{thJA}$  please refer to Application Note Thermal Resistance

### Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

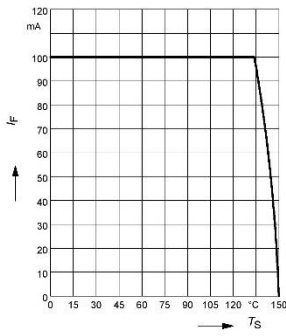
Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	

#### AC Characteristics

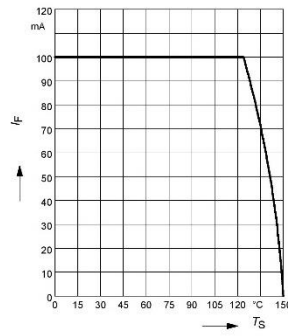
Diode capacitance $V_R = 1 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$ $V_R = 0 \text{ V}, f = 100 \text{ MHz}$ $V_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ GHz}$ $V_R = 0 \text{ V}, f = 1.8 \text{ GHz}$	$C_T$	- - - -	0.3 0.4 0.28 0.25	0.4 - - -	pF
Reverse parallel resistance $V_R = 0 \text{ V}, f = 100 \text{ MHz}$ $V_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ GHz}$ $V_R = 0 \text{ V}, f = 1.8 \text{ GHz}$	$R_P$	- - -	65 2.5 1.5	- - -	k $\Omega$
Forward resistance $I_F = 1 \text{ mA}, f = 100 \text{ MHz}$ $I_F = 5 \text{ mA}, f = 100 \text{ MHz}$ $I_F = 10 \text{ mA}, f = 100 \text{ MHz}$	$r_f$	- - -	1.5 0.8 0.6	2.5 - -	$\Omega$
Charge carrier life time $I_F = 10 \text{ mA}, I_R = 6 \text{ mA}$ , measured at $I_R = 3 \text{ mA}$ , $R_L = 100 \Omega$	$\tau_{rr}$	-	500	-	ns
I-region width	$W_I$	-	13	-	$\mu\text{m}$
Insertion loss <sup>1)</sup> $I_F = 1 \text{ mA}, f = 1.8 \text{ GHz}$ $I_F = 5 \text{ mA}, f = 1.8 \text{ GHz}$ $I_F = 10 \text{ mA}, f = 1.8 \text{ GHz}$	$l_L$	- - -	0.11 0.07 0.06	- - -	dB
Isolation <sup>1)</sup> $V_R = 0 \text{ V}, f = 0.9 \text{ GHz}$ $V_R = 0 \text{ V}, f = 1.8 \text{ GHz}$ $V_R = 0 \text{ V}, f = 2.45 \text{ GHz}$	$l_{SO}$	- - -	15 11 9	- - -	

<sup>1)</sup>BAR88-02LRH in series configuration,  $Z = 50\Omega$

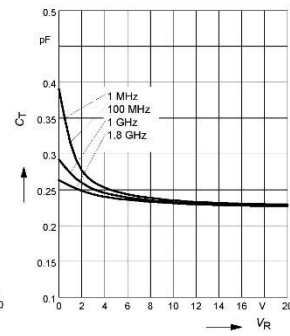
**Forward current  $I_F = f(T_S)$**   
BAR88-02LRH



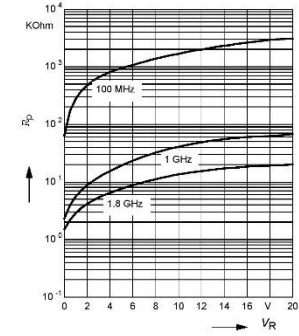
**Forward current  $I_F = f(T_S)$**   
BAR88-02V



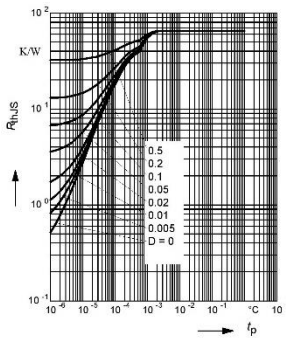
**Diode capacitance  $C_T = f(V_R)$**   
 $f = \text{Parameter}$



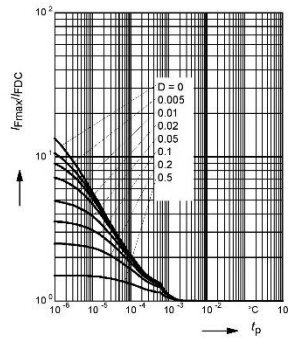
**Reverse parallel resistance  $R_P = f(V_R)$**   
 $f = \text{Parameter}$



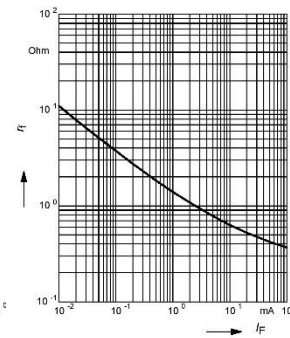
**Permissible Puls Load  $R_{thJS} = f(t_p)$**   
BAR88-02LRH



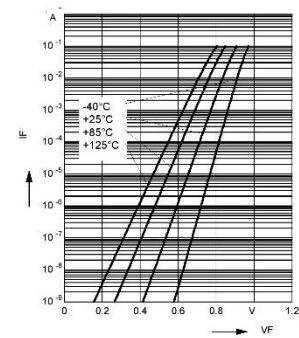
**Permissible Pulse Load  $I_{Fmax}/I_{FDC} = f(t_p)$**   
BAR88-02LRH



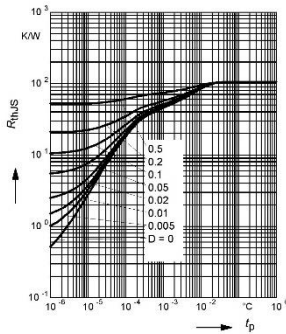
**Forward resistance  $r_f = f(I_F)$**   
 $f = 100\text{MHz}$



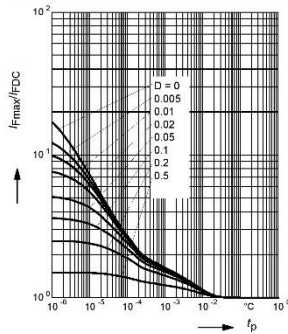
**Forward current  $I_F = f(V_F)$**   
 $T_A = \text{Parameter}$



**Permissible Puls Load  $R_{thJS} = f(t_p)$**   
BAR88-02V

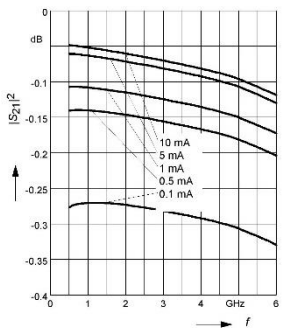


**Permissible Pulse Load  $I_{Fmax}/I_{FDC} = f(t_p)$**   
BAR88-02V



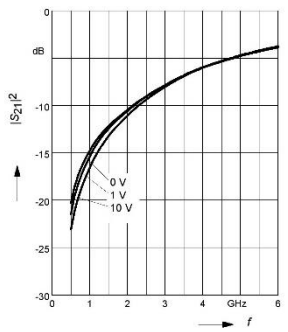
**Insertion loss  $I_L = -|S_{21}|^2 = f(f)$**   
 $I_F = \text{Parameter}$

BAR88-02LRH in series configuration,  $Z = 50\Omega$

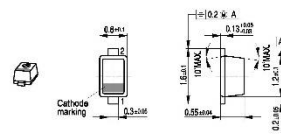


**Isolation  $I_{SO} = -|S_{21}|^2 = f(f)$**   
 $V_R = \text{Parameter}$

BAR88-02LRH in series configuration,  $Z = 50\Omega$



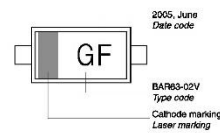
**Package Outline**



**Foot Print**

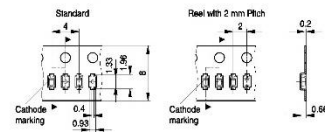


**Marking Layout (Example)**

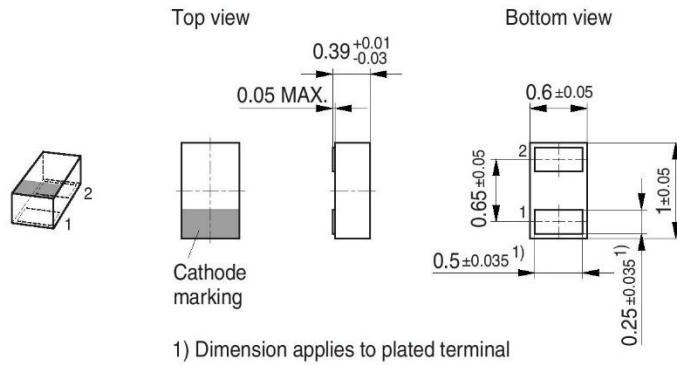


**Standard Packing**

Reel ø180 mm = 3.000 Pieces/Reel  
Reel ø180 mm = 8.000 Pieces/Reel (2 mm Pitch)  
Reel ø330 mm = 10.000 Pieces/Reel

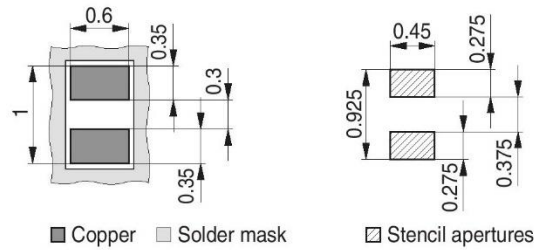


## Package Outline

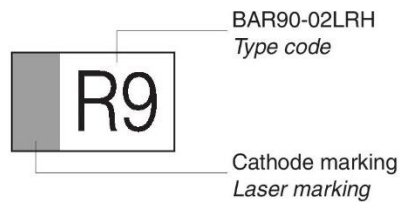


## Foot Print

For board assembly information please refer to Infineon website "Packages"

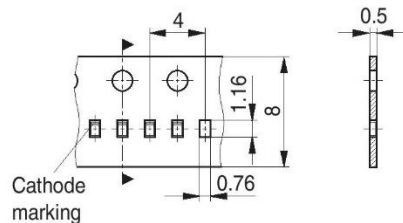


## Marking Layout (Example)



## Standard Packing

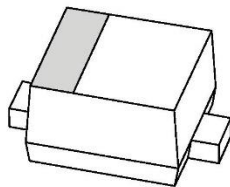
Reel ø180 mm = 15.000 Pieces/Reel  
Reel ø330 mm = 50.000 Pieces/Reel (optional)



# Annexe E. Fiche technique de la diode varactor BB145

*DISCRETE SEMICONDUCTORS*

## DATA SHEET



**BB145C**  
Low-voltage variable capacitance  
diode

Preliminary specification

2001 Dec 11

Philips  
Semiconductors



**PHILIPS**



## Low-voltage variable capacitance diode

BB145C

## FEATURES

- Ultra small plastic SMD package
- Very low capacitance spread
- High capacitance ratio
- C1 to C4 ratio: min. 2.39, max. 2.53.

## APPLICATIONS

Voltage Controlled Oscillators (VCO).

## DESCRIPTION

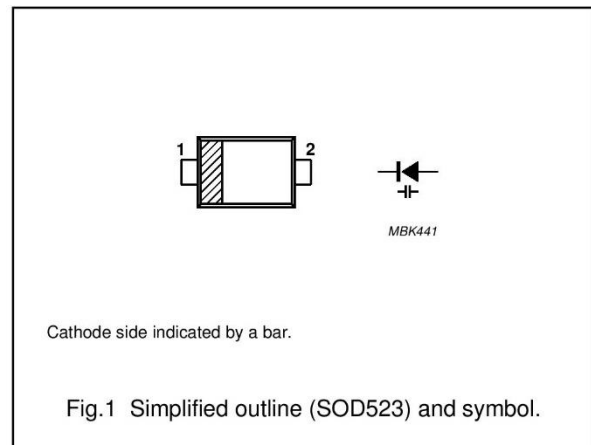
The BB145C is a variable capacitance diode, fabricated in planar technology and encapsulated in the SOD523 ultra small plastic SMD package.

## MARKING

TYPE NUMBER	MARKING CODE
BB145C	K3

## PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	cathode
2	anode



## LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_R$	continuous reverse voltage		–	10	V
$V_{RM}$	peak reverse voltage	in series with a 10 k $\Omega$ resistor	–	12	V
$I_F$	continuous forward current		–	20	mA
$T_{stg}$	storage temperature		–55	+150	$^{\circ}$ C
$T_j$	operating junction temperature		–55	+150	$^{\circ}$ C

## CHARACTERISTICS

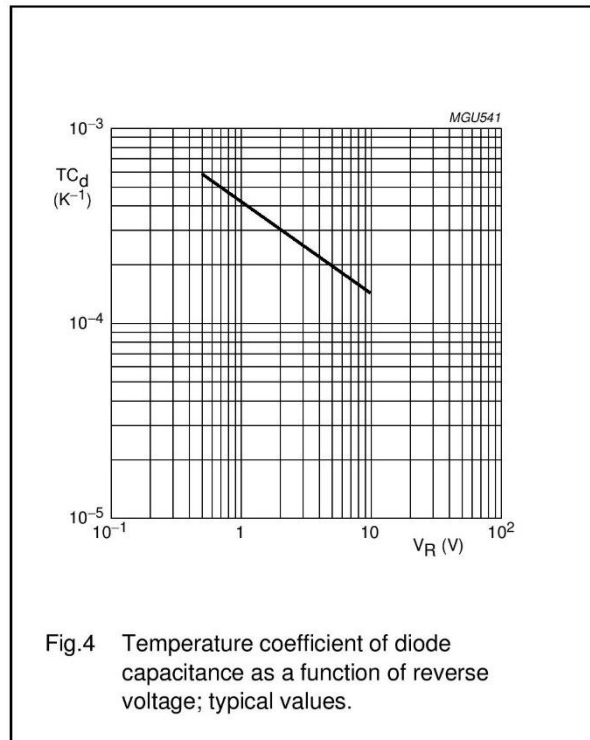
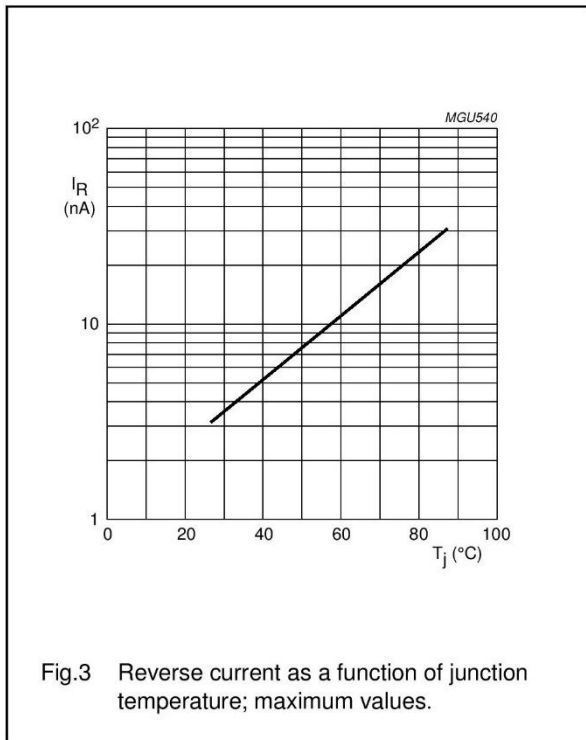
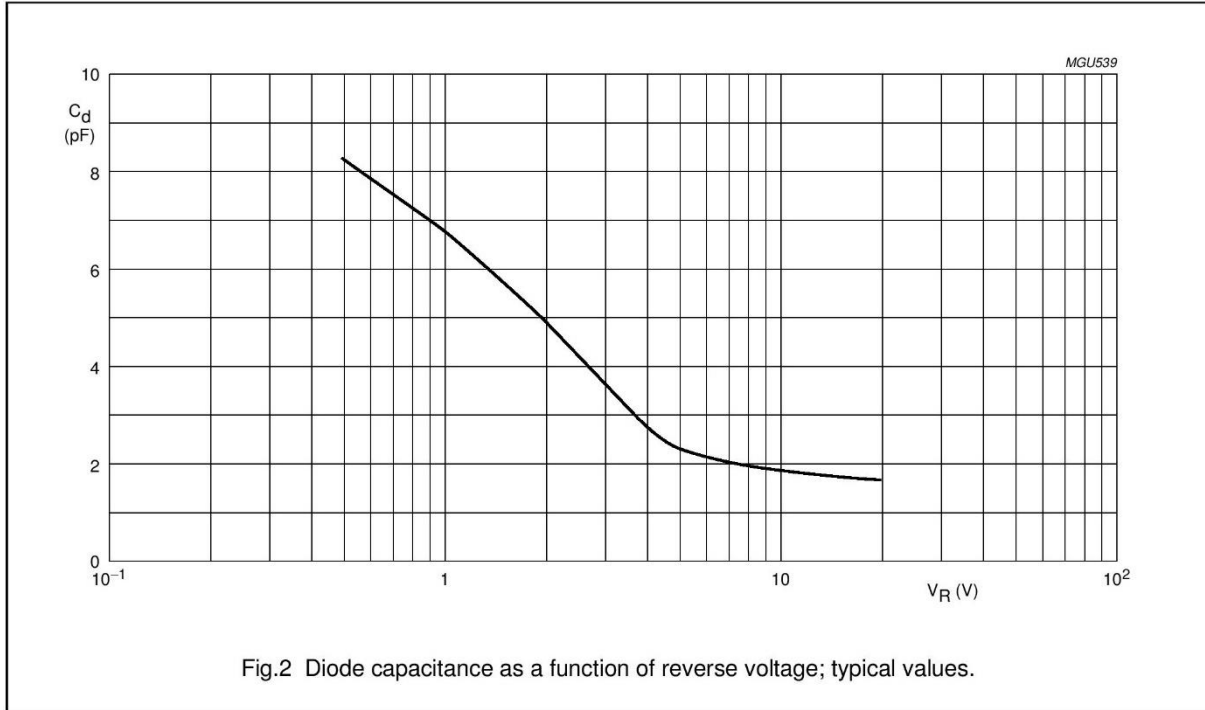
 $T_j = 25\text{ }^{\circ}$ C unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$I_R$	reverse current	$V_R = 15\text{ V}$ ; see Fig.3	–	3	nA
		$V_R = 15\text{ V}$ ; $T_j = 85\text{ }^{\circ}$ C	–	30	nA
$r_s$	diode series resistance	$V_R = 1\text{ V}$ ; $f = 470\text{ MHz}$	–	0.6	$\Omega$
$C_d$	diode capacitance	$V_R = 1\text{ V}$ ; $f = 1\text{ MHz}$	6.4	7.2	pF
		$V_R = 4\text{ V}$ ; $f = 1\text{ MHz}$	2.55	2.85	pF
$\frac{C_{d(1V)}}{C_{d(4V)}}$	capacitance ratio	$f = 1\text{ MHz}$	2.39	2.53	

Low-voltage variable capacitance diode

BB145C

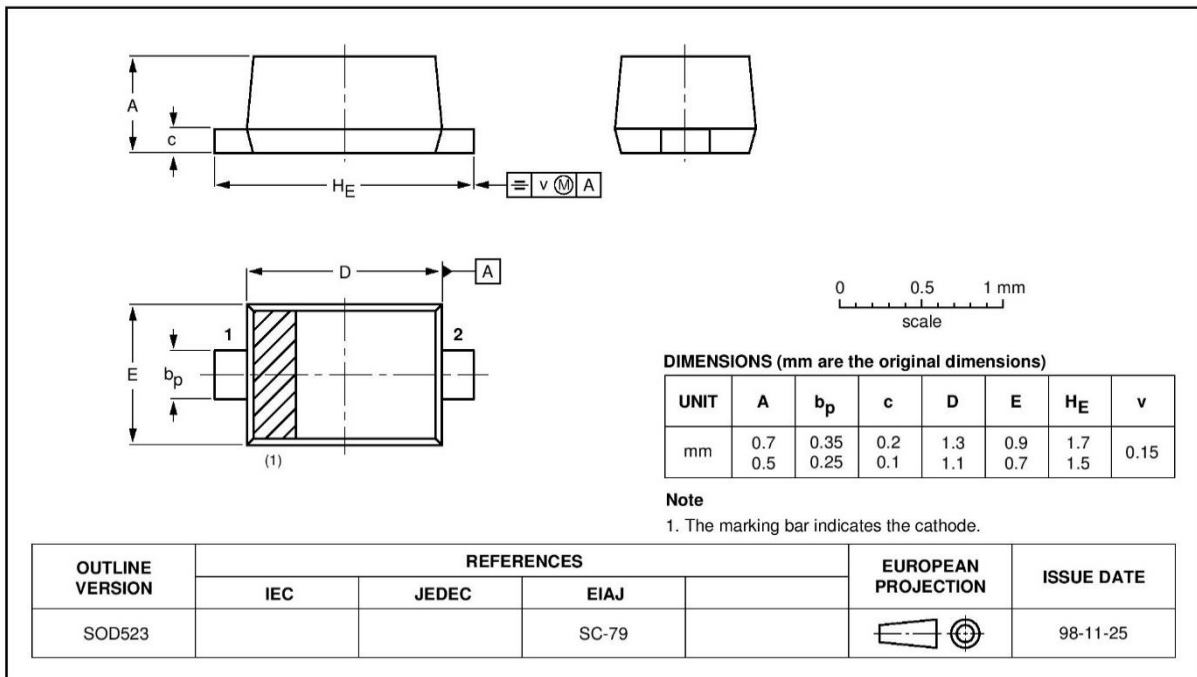
GRAPHICAL DATA



**PACKAGE OUTLINE**

Plastic surface mounted package; 2 leads

SOD523



**DATA SHEET STATUS**

DATA SHEET STATUS <sup>(1)</sup>	PRODUCT STATUS <sup>(2)</sup>	DEFINITIONS
Objective data	Development	This data sheet contains data from the objective specification for product development. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification in any manner without notice.
Preliminary data	Qualification	This data sheet contains data from the preliminary specification. Supplementary data will be published at a later date. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification without notice, in order to improve the design and supply the best possible product.
Product data	Production	This data sheet contains data from the product specification. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time in order to improve the design, manufacturing and supply. Changes will be communicated according to the Customer Product/Process Change Notification (CPCN) procedure SNW-SQ-650A.

**Notes**

1. Please consult the most recently issued data sheet before initiating or completing a design.
2. The product status of the device(s) described in this data sheet may have changed since this data sheet was published. The latest information is available on the Internet at URL <http://www.semiconductors.philips.com>.

**DEFINITIONS**

**Short-form specification** — The data in a short-form specification is extracted from a full data sheet with the same type number and title. For detailed information see the relevant data sheet or data handbook.

**Limiting values definition** — Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.

**Application information** — Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. Philips Semiconductors make no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

**DISCLAIMERS**

**Life support applications** — These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips Semiconductors customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips Semiconductors for any damages resulting from such application.

**Right to make changes** — Philips Semiconductors reserves the right to make changes, without notice, in the products, including circuits, standard cells, and/or software, described or contained herein in order to improve design and/or performance. Philips Semiconductors assumes no responsibility or liability for the use of any of these products, conveys no licence or title under any patent, copyright, or mask work right to these products, and makes no representations or warranties that these products are free from patent, copyright, or mask work right infringement, unless otherwise specified.

## ***Publications personnelles***

### **Revues internationales avec comité de lecture :**

1. H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “Two-Port Antenna for Cognitive Radio Front-Ends,” *International Journal of Microwave and Optical Technology*, vol.11, no.1, pp. 45–52, January 2016.
2. H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “Dual Port Antenna Combining Sensing and Communication Tasks for Cognitive Radio,” *International Journal of Electronics and Telecommunications*, vol. 62, no. 2, pp. 121–127, 2016. doi: 10.1515/eletel-2016-0016
3. H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “A switchable bandstop-to-bandpass reconfigurable filter for cognitive radio applications,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, pp.1–8, 2016. doi: 10.1017/S175907871600074X.
4. H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “Beamforming Antenna Array Combining Pattern and Polarization Diversity for Cognitive Radio Applications,” *Wireless Personal Communications*, vol. 91, no. 2, pp. 957–973, July 2016. Doi: 10.1007/s11277-016-3507-2
5. H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “Reconfigurable and Tunable Filtenna for Cognitive LTE Femtocell Base Stations,” *International Journal of Microwave Science and Technology*, vol. 2016, pp.1–10, 2016. Doi:10.1155/2016/9460823
6. H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “Electronically Reconfigurable Filtenna for Cognitive Radios,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 59, no. 2, pp. 399–404, February 2017. Doi: 10.1002/mop.30299

### **Conférences internationales avec actes et comité de lecture :**

1. H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “A Compact Proximity Coupled Fed Antenna for Millimetre-Wave Applications,” *9th International Conference on Intelligent Systems: Theories and Applications (SITA'14)*, 07–08 May 2014 Rabat, Morocco.
2. H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “Broadband 4x4 Butler matrix using wideband 90 hybrid couplers and crossovers for beamforming networks,” *International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS'14)*, 14–16 April 2014, Marrakech, Morocco.
3. H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “Wideband 3x4 Butler matrix using Wilkinson divider for MIMO applications,” *Fifth International Conference on Next Generation Networks and Services (NGNS)*, 28–30 May 2014, Casablanca, Morocco.
4. H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “A Low-Cost and Simple Reconfigurable and Switchable Filter for Cognitive Radio Applications,” *Mediterranean Conference on Information & Communication Technologies*, 07–09 May 2015, Saidia.
5. H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, F. Riouch, “Reconfigurable Antenna Combining Sensing and Communication Tasks for Cognitive Radio Applications,” *Mediterranean Conference on Information & Communication Technologies*, 07–09 May 2015, Saidia.