TABLE DES MATIERES

LISTE DES FIGURES VI

LISTE DES TABLEAUX..... IX

RÉSUMÉ X

ABSTRACT..... X

CHAPITRE 1. INTRODUCTION 1

1.1 Motivation..... 1

1.2 Problématique 2

1.3 Objectifs..... 4

1.4 Contributions..... 5

1.5 Plan de la thèse..... 6

CHAPITRE 2. MATRICE DE BUTLER À POLARISATION CIRCULAIRE..... 8

2.1 Introduction..... 8

2.2 Description..... 9

2.3 Composants intrinsèques de la matrice de Butler conventionnelle..... 10

2.3.1 Coupleur hybride (3dB, 90°) :..... 10

2.3.2 Croisement : 12

2.3.3 Les déphaseurs : 13

2.4 Antenne à Polarisation circulaires : 14

2.5 Conception de la matrice de Butler à polarisation circulaire : 16

2.5.1 Etat de l'art :..... 16

2.5.2 Méthodologie de conception..... 18

2.5.3 Conception du coupleur : 18

2.5.4 Antenne à polarisation circulaire : 21

2.5.5 Matrice de Butler à polarisation circulaire :..... 22

2.6 Conclusion 25

CHAPITRE 3. ANTENNES YAGI-YUDA RECONFIGURABLES..... 26

3.1 Introduction 26

3.2 Définition 27

3.3 Antenne reconfigurable 28

3.3.1 Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables [1] 29

3.4 Etat de l'art 29

3.5 Antennes Reconfigurables En Fréquence (Large Bande / Bande Etroite) 34

3.5.1 Introduction : 34

3.5.2 Conception 35

3.6 Première approche : ULB vers trois sous bandes 36

3.7 Deuxième approche : Bande ULB vers cinq sous-bandes 38

3.8 Troisième approche ULB vers 3 sous bande avec différentes largeurs de bande .. 41

3.9 Conclusions 44

CHAPITRE 4. CONCEPTION DES CROISEMENTS ET DIVISEURS DE PUISSANCE ULB EN TECHNOLOGIE MULTICOUCHE 45

4.1 Introduction 45

4.2 Diviseur de puissance 45

4.2.1 Les différents types de diviseurs de puissance 46

4.3 Etat de l'art 48

4.4 Topologie du nouveau diviseur de puissance 52

4.5 Circuit du Croissement 55

4.6 Etat de l'art 55

4.7 Structure proposée 58

4.8 Etude théorique 59

4.9 Conclusion 63

CHAPITRE 5. CONCLUSION GENERALE 64

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES 66

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1. Structure de la matrice de Butler 4x4 10
Figure 2.2 Exemple d'un coupleur hybride 90o 11
Figure 2.3 Exemple d'un circuit de croisement [4] 13
Figure 2.4 Exemple d'un déphaseur. 14
Figure 2.5 Rotation d'une onde électromagnétique 15
Figure 2.6 Matrice de Butler à base d'un coupleur large bande [16]. 16
Figure 2.7 Matrice de Butler à base d'antennes à polarisation circulaires [25]. 17
Figure 2.8 Matrice de Butler conventionnelle à base des lignes microruban [26]. 18
Figure 2.9 Coupleur proposé : (a) structure. (b) fabrication. 19
Figure 2.10 Résultats de simulations : (a) les pertes de retour, les pertes d'insertion et l'isolation (b) la différence de phase 20
Figure 2.11 Structure de l'une antenne à polarisation circulaire [27] 21
Figure 2.12 Résultats de simulations de pertes de retour (S11) et du rapport axial 22
Figure 2.13 Structure de la matrice de Butler proposée. 22
Figure 2.14 Schéma de la matrice de Butler (a) couche supérieure, (b) Couche inférieure... 23
Figure 2.15 Résultats de simulation des pertes de retour (S11, S22, S33 et S44). 24
Figure 2.16 Simulation du rapport axial (RA) en fonction de la fréquence 24
Figure 2.17 Faisceaux générés par la matrice de Butler 25
Figure 3.1 Schéma du concept d'antenne Yagi-Uda. 27
Figure 3.2 diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi-Yuda 28
Figure 3.3 Antenne quasi-Yagi et les pertes de retour S11 [35]. 30
Figure 3.4 Antenne proposée dans [36] 31
Figure 3.5 Résultats de simulation et de mesures [36]. 31
Figure 3.6 L'antenne proposée dans [37] 32
Figure 3.7 Résultats de simulation et de mesures des pertes de retour de l'antenne [37] 32
Figure 3.8 L'antenne proposée dans [17] 33
Figure 3.9 Résultats de simulation et de mesures de l'antenne [38] 33
Figure 3.10 Schéma de l'antenne Yagi-Yuda conventionnelle [18]. 35
Figure 3.11 Résultat de simulation du coefficient de réflexion S11. 35
Figure 3.12 L'antenne après intégration du résonateur 36
Figure 3.13 Résultats de simulation S11 pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite 37

Figure 3.14 Résultats du gain pour les 4 modes de fonctionnement. 37
Figure 3.15 Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) sous-bande 2. 38
Figure 3.16 L'antenne après intégration des résonateurs et des commutateurs. 39
Figure 3.17 Résultats simulés du coefficient de réflexion S11 pour chaque mode de fonctionnement. 39
Figure 3.18 Gain en fonction de la fréquence pour les 6 modes de fonctionnement. 40
Figure 3.19 Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) sous-bande 4. 41
Figure 3.20 Configuration de l'antenne après intégration des résonateurs. 42
Figure 3.21 Résultats de simulation du coefficient de réflexion S11 pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite 42
Figure 3.22 La photographie de l'antenne Yagi-Yuda pour une configuration ULB. 43
Figure 3.23 Coefficient de réflexion S11 mesuré. 43
Figure 3.24 Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) LB-2. 44
Figure 4.1 Structure du diviseur de Wilkinson 47
Figure 4.2 Structure de diviseur de puissance [44] 48
Figure 4.3 Performances du diviseur de puissance [44] 49
Figure 4.4 Diviseur de puissance ULB [45] 49
Figure 4.5 Performances du diviseur de puissance [45] 50
Figure 4.6 Diviseur de puissance ULB [46] 50
Figure 4.7 Performances du diviseur de puissance [46] 51
Figure 4.8 Diviseur de puissance double couche ULB [47] 51
Figure 4.9 Performances du diviseur de puissance double couche [47] 52
Figure 4.10 Schéma du diviseur de puissance proposé (a) couche supérieur, (b) couche de milieux, (c) couche inferieur. 53
Figure 4.11Photographie du prototype réalisé : (a) vue d'en face (b) vue d'arrière. 53
Figure 4.12 Performances du diviseur de puissance proposé (a) S11, (b) S21, (c) S31. 54
Figure 4.13 Résultats de simulation de la différence de phase entre les deux ports de sortie et le retard de groupe. 55
Figure 4.14 croissement proposé dans [48]. 56
Figure 4.15 les performances de croissement proposé dans [48]. 56
Figure 4.16 Circuit de croissement proposé dans [49]. 57
Figure 4.17 Performances de croissement proposé dans [49]. 57

Figure 4.18 Circuit de croissement proposé dans [50]..... 58
Figure 4.19 Performances de croissement proposé dans [50]..... 58
Figure 4.20 Configuration des champs électromagnétiques dans la ligne : (a) sans fente, (b) avec fente. 59
Figure 4.21 Structure du croisement proposé. 60
Figure 4.22 Photographie du prototype réalisé. 61
Figure 4.23 Coefficient de réflexion du croisement..... 62
Figure 4.24 Résultats de simulation et de mesure de l'isolation du circuit du croisement. ... 62
Figure 4.25 Résultats de simulation et de mesure du Coefficients de transmission du circuit du croisement. 63

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 Dephasage φ aux ports de sortie et la direction du dépointage de faisceaux θN 23
Tableau 3.1 Détails du fonctionnement de l'antenne dans les quatre modes..... 37
Tableau 3.2 L'état des commutateurs pour les six modes de fonctionnement..... 40
Tableau 3.3 Configuration des commutateurs pour les quatre modes de fonctionnement..... 41

RÉSUMÉ

L'objectif de cette thèse consiste à concevoir et réaliser des dispositifs hyperfréquences modernes à base de technologie micro ruban monocouche et multicouche pour les applications sans fil dans les mines. Un état de l'art bien détaillé sur chaque dispositif conçu a été présenté avec les différentes méthodes de conception et de réalisation. Plusieurs prototypes ont été développés et simulés : le premier prototype est une antenne Yagi-Yuda reconfigurable en fréquence permettant de basculer entre un mode large bande en un mode bande étroite. Le deuxième est une matrice de Butler à polarisation circulaire permettant diverses fonctions telles que la formation des faisceaux. Le troisième prototype est un diviseur de puissance et le dernier est un circuit de croisement conçu en technologie multicouche et couvrant la bande Ultra Large Bande (ULB) de 3.1 jusqu'à 10.6 GHz. Les dispositifs jugés plus originaux ont été fabriqués et mesurés. Les résultats expérimentaux obtenus concordent bien avec ceux obtenus par les simulations validant ainsi les approches proposées.

ABSTRACT

The aim of this thesis is to design and realize modern microwave devices based on single and multi-layer microwave technology for wireless applications in underground mines. A detailed state of the art of each designed device was presented with different design and realization methods. Several prototypes have been developed and simulated: the first prototype is a frequency reconfigurable Yagi-Yuda antenna allowing switching between a wide band mode to narrow band mode. The second is a circularly polarized Butler matrix allowing various functions such as beamforming. The third prototype is a power divider and crossover circuit designed in multi-layer technology, covering the Ultra Wide Band (UWB) band frequency from 3.1 to 10.6 GHz. Some devices were manufactured and measured. The experimental results obtained are in agreement with those obtained by simulation validating the proposed approaches.

Rapport-Gratuit.com

CHAPITRE 1. INTRODUCTION

1.1 Motivation

De nos jours, le domaine des communications modernes connaît une évolution très rapide. Les applications sans fil se sont multipliées : accès Internet haut débit via la Wifi, téléphonie mobile et contenu multimédia 3G, 4G voire bientôt 5G. L'intégration de ces services est devenue un élément clé dans le développement des systèmes de communication modernes. Les progrès récents dans la conception des circuits et dispositif hyperfréquences permettent aujourd'hui d'accéder à tous ces services sur un unique terminal au détriment des compromis de plus en plus drastiques entre le coût et la complexité [1].

Les régions de l'Abitibi et du Nord-du-Québec sont reconnues mondialement pour le grand nombre et la richesse de leurs gisements de métaux précieux (or, argent) et de leurs gisements polymétalliques (zinc et nickel). L'exploitation et l'exploration font de ces territoires, les principales régions minières du Québec depuis maintenant près d'un siècle. Ce secteur d'activités a donné récemment naissance à un nouveau créneau de recherche. En effet, plusieurs compagnies minières au Québec et aussi dans le reste du Canada ont montré leur intérêt dans l'utilisation de systèmes de communications modernes qui permettraient une sécurité accrue des ouvriers. De ce fait, plusieurs compagnies visent à intégrer divers services de communication, tels que ; la possibilité de radio localisation, le contrôle automatique des machines, la télésurveillance ainsi que la transmission vidéo avec une très haute vitesse sur un seul réseau de communication sans fil robuste adapté aux conditions d'une mine souterraine. Cette plateforme nécessite des systèmes multi modes et multi-bandes.

Cependant, la majorité des systèmes de radiocommunication actuels utilisés dans les mines sont généralement déployés avec des dispositifs fixes n'ayant pas des caractéristiques flexibles et reconfigurables. La reconfigurabilité dans un dispositif hyperfréquence peut impliquer la reconfiguration fréquentielle (afin d'échanger des données à travers plusieurs protocoles de communications), la reconfiguration de polarisation (afin de séparer des usagers se trouvant dans un même endroit et utilisant

les mêmes fréquences) et la reconfiguration du diagramme de rayonnement (afin d'ajuster la direction des lobes ou le gain pour le filtrage spatial) [2].

Les communications modernes offrent de très grandes opportunités aux usagers, en leur donnant accès à un grand éventail de services et dans les meilleures conditions possibles telles que [3] :

1) Les antennes peuvent être utilisées pour suivre un mobile tout au long de la communication afin de limiter l'interférence générée par la présence d'autres signaux, ou pour focaliser la puissance rayonnée dans sa direction afin d'améliorer le niveau du rapport signal sur bruit tout en minimisant l'impact des trajets multiples qui sont responsables de la dégradation de la qualité des signaux.
2) L'intégration, dans un seul terminal radio (récepteur ou émetteur), de plusieurs services qui utilisent plusieurs bandes de fréquences.

Pour ces dernières, l'opportunité s'accompagne, évidemment, de défis importants qu'elles doivent relever à plusieurs niveaux.

Pour les chercheurs, ces dispositifs posent des contraintes importantes, aussi bien au niveau hardware que software. C'est dans cette perspective que nous avons décidé d'orienter le travail de cette thèse vers la recherche de solutions hardware qui contribueraient au développement des dispositifs multiservices pour les systèmes de communication sans fil modernes dans les mines souterraines (qui peuvent changer la bande de fréquence, le diagramme de rayonnement et la polarisation).

1.2 Problématique

La tendance pour les objets communicants va vers des systèmes ayant simultanément un haut débit et un coût de fabrication acceptable [4]. Les dispositifs planaires, telles que les antennes, les coupleurs hybrides, les diviseurs de puissance, et les circuits de croissement sont des dispositifs attrayants grâce à leur profil bas et leur taille compacte. De ce fait, les techniques de conception compacte et intelligente pour des dispositifs planaires ont beaucoup l'attention des chercheurs dans le domaine des hyperfréquences [5].

Les dispositifs hyperfréquences (croisement et diviseur de puissance) utilisés dans les basses fréquences ne suffisent pas à répondre aux demandes et aux besoins des systèmes de communication modernes [3]. Pour pallier à ce problème, il s'est avéré nécessaire d'aller exploiter de nouvelles solutions dans la bande de fréquence ultra large afin d'assurer une assez large bande passante et ainsi supporter des applications multimédia stratégiques pour différents opérateurs de télécommunications modernes. Pour cela, la technologie multicouche est de plus en plus utilisée pour concevoir ces derniers et réduire les dimensions des circuits [11].

Un autre défi, de taille, est de concevoir des systèmes de commutation en utilisant des faisceaux à polarisation circulaire pour assurer de bonnes conditions de propagation dans les mines souterraines [12]. En adoptant une solution à faible coût, le choix naturel pour ce genre de systèmes consisterait à utiliser la technologie microruban et le candidat idéal serait la matrice de Butler. La matrice de Butler est un réseau fabriqué complètement en technologie microruban (imprimée) comportant un nombre égal d'entrées et de sorties (NxN) qui correspondent au nombre d'antennes (N) utilisées dans le réseau. Dans cette perspective, nous avons visé comme objectif de concevoir et développer une nouvelle structure de type matrice de Butler en technologie micro-ruban à polarisation circulaire.

En outre, le caractère multi-services dans un même terminal radio pose des défis importants. En effet, ces services sont différents les uns des autres sur plusieurs aspects techniques comme la fréquence de travail et la largeur de bande passante, les standards et protocoles de communications, ainsi que les niveaux des puissances [5]. En plus de toutes ces contraintes, il s'ajoute une autre plus importante qui consiste à faire opérer les différents services tout en minimisant les interférences entre eux [10]. Cette dernière contrainte nécessite la garantie d'une bonne isolation entre les différents signaux des différentes bandes de fréquences, ainsi que l'utilisation d'une antenne reconfigurable en termes de fréquence et de bande passante.

Le travail réalisé dans la troisième partie de cette thèse cible cette problématique en proposant une antenne reconfigurable en fréquence. Les antennes conventionnelles sont utilisées uniquement pour collecter de l'énergie électromagnétique à partir de

l'espace libre. Par contre, les antennes reconfigurables, ont la capacité d'ajuster leurs bandes d'opération aux fréquences désirées et de rejeter celles non-désirées ou bien en chevauchement avec d'autres standards.

1.3 Objectifs

Le but de notre travail est de concevoir et réaliser des dispositifs hyperfréquences pour améliorer les performances des systèmes de communication modernes dans les mines souterraines. Ces dispositifs sont capables de changer leurs caractéristiques fondamentales telles que la fréquence de travail, le diagramme de rayonnement et la polarisation.

Les objectifs visés dans ce projet peuvent être classés comme suit :

1- Les réseaux d'alimentation de faisceaux de type matrice de Butler sont utilisés avec les réseaux à commutation de faisceaux. En reliant une matrice de Butler à un réseau d'antennes à polarisation circulaire, un ensemble de faisceaux peut être formé en excitant tous les ports simultanément par des signaux RF.

Dans cette partie, la matrice développée est une matrice 4X4 uniplanaire composée de quatre coupleurs et de deux déphaseurs sans l'utilisation des croisements. Cette matrice est réalisée dans la bande 4-6 GHz et est utilisée pour alimenter un réseau d'antennes à polarisation circulaire.

2- Développement de deux nouvelles structures ultra large bande multicouches à savoir ; un circuit de croisement et un diviseur de puissance. Le but serait de passer d'une couche à une autre à travers deux fentes rectangulaires au niveau du plan de masse pour transférer le maximum de puissance d'un port à l'autre.

3- Conception et réalisation une antenne Yagi-Yuda ULB reconfigurable en fréquence par commutation entre des modes large bande et bande étroite.

1.4 Contributions

Les travaux, issus de cette thèse, ont fait l'objet de deux publication dans un journal et plusieurs communications internationales.

Journals :

1- **M. L. Seddiki**, F. Ghanem, M. Nedil and A. Bouklif, "Compact crossover on multilayer substrate for UWB applications," in Electronics Letters, vol. 53, no. 3, pp. 162-163, 2 2 **2017**.

http://ieeexplore.ieee.org/document/7843817/

2- **M. L. Seddiki**, M. Nedil, and F. Ghanem"A Novel And Compact Uwb Bandpass Filter-Crossover Using Microstrip To Cps Transitions" accepter PIER

Conférences :

3- **M. L. Seddiki**, M. Nedil, F. Ghanem and T. A. Denidni, "Frequency reconfigurable quasi-Yagi antenna using variable-length transmission line resonator," 2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Abu Dhabi, **2016**, pp. 1-4.
http://ieeexplore.ieee.org/document/7803834/

4- **M. L. Seddiki**, M. Nedil and F. Ghanem, "Wideband switched beam antenna array with circular polarization for underground mines," 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, **2016**, pp. 433-434.
http://ieeexplore.ieee.org/document/7695925/

5- **M. L. Seddiki**, F. Ghanem and M. Nedil, "A compact power divider multilayer for UWB applications," 2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Montreal, QC, **2016**, pp. 1-2.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

http://ieeexplore.ieee.org/document/7550208/

6- M. L **SEDDIKI**, A. Talbi, M.Nedil, F Ghanem "Wideband to Multi Sub-band Antenna with Different Bandwiths" 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), san Diego . (Accepté)
7- L . Arabi, M.E. El Azhari, M. Nedil, N. Kandil, **M. L. Seddiki**, L. Talbi "2.4 GHz Radio-Channel Characterization Of An Underground Mine Using Patch Antennas" 2017 IEEE International Symposium On Antennas And Propagation (APSURSI), San Diego. (Accepté)
8- L. Arabi, M. E. El Azhari, M. Nedil, N. Kandil, **M. L. Seddiki**, L. Talbi." Radio-Channel Characterization of an Underground Mine using circularly polorized antennas at 2.4 GHz" 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), san Diego. (Accepté)

1.5 Plan de la thèse

Cette thèse est organisée en quatre chapitres. Le premier chapitre est une introduction générale.

Les trois chapitres suivants présentent chacun les différents dispositifs proposés dans le cadre de cette thèse. Chaque chapitre décrit en détails les notions de base sur le dispositif développé, sa structure conventionnelle, ainsi qu'un important état de l'art sur les différents prototypes existants dans la littérature et on clôtura chaque chapitre par des conclusions.

Le chapitre II décrit en détails les notions de base sur les systèmes de commutation de faisceaux à polarisation circulaire. Une description détaillée a été menée sur la matrice de Butler, son mode de fonctionnement ainsi que chacune de ses composantes conventionnelles, suivie d'une description de la nouvelle topologie de la matrice de Butler proposée à polarisation circulaire. Pour une première tentative on a opté pour la conception d'un coupleur large bande (5-8 GHz). La conception de ce coupleur directionnel en technologie microruban a été décrite en détails dans ce chapitre. Les

travaux de recherche issus de ce chapitre ont été publiés dans un article de conférence [11].

Le chapitre III présente la démarche utilisée pour la conception des antennes Yagi-Yuda reconfigurables. La méthodologie de conception est détaillée en commençant par le choix de la structure de départ et l'ajout des résonateurs pour la reconfiguration du système d'antenne. La seconde partie, de ce chapitre, présente les trois antennes Yagi-Yuda développées. Ces dernières sont capables de commuter entre un mode de fonctionnement ULB ou large bande et un mode en bande étroite qui subdivise cette largeur de bande en plusieurs sous bandes.

Le quatrième chapitre est entièrement consacré à la technologie multicouche. La définition, l'état de l'art, suivie d'une description de la technologie Ultra large Bande (ULB) sont introduites dans ce chapitre. La conception ainsi que les tests de performance de chacun des composants à savoir ; le croissement ultra large bande et le diviseur de puissance en technologie multicouche, ont été présentés et discutés en détails. Les résultats obtenus ont fait l'objet d'une publication [11-14].

Une conclusion générale, pour clore ce mémoire, en faisant un bilan des résultats obtenus et d'évoquer les perspectives pour la continuité du travail effectué.

CHAPITRE 2. MATRICE DE BUTLER À POLARISATION CIRCULAIRE

2.1 Introduction

Ces dernières années ont été le témoin d'une évolution sans précédent du marché de télécommunication. Ce développement est lié à la nécessité constante d'améliorer la qualité d'information. Le problème que se provoque le milieu souterrain pour les communications sans fil, est lié au fait que les tunnels de la mine constituent un milieu confiné, non homogène, défavorable pour la propagation des ondes électromagnétiques, et caractérisé par la rugosité du canal. Tout ceci entraîne, fatalement, des diffractions et des réflexions multiples qui affectent considérablement les ondes propagées en introduisant des évanouissements profonds causés par des trajets multiples. Ce phénomène est, généralement, le résultat de la superposition et la combinaison constructive et destructive des trajets multiples, ce qui introduit des perturbations du signal reçu, ce qui pourrait génère des erreurs dans la transmission [4]. Ceci détériore, considérablement, la qualité de transmission. Pour éviter ce problème, l'utilisation des antennes intelligentes pourraient être une alternative aux antennes conventionnelles. En effet, ça offre la possibilité de balayer le faisceau d'une antenne, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation. En outre, le système d'antenne intelligent permet d'assurer une vaste couverture et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une même cellule en minimisant le bruit et les interférences. L'un des systèmes intelligents (à faisceaux commutés) le plus connu est la matrice Butler [15].

Dans ce chapitre, nous présentons la méthodologie pour concevoir une nouvelle matrice de Butler à polarisation circulaire. Les composants conventionnels de cette matrice, à savoir, le coupleur (3-dB, 90°) et les déphaseurs, seront présentés et discutés, ainsi que leur assemblage avec des réseaux d'antennes à polarisation circulaire. Ceci a pour but de proposer un système à commutation de faisceau et à polarisation circulaire ayant une structure simple, facile à réaliser et à faible coût.

Des exemples de matrice de Butler à polarisation circulaire ont été introduits dans [16]-[17]. Il a été rapporté que le choix de la méthode à utiliser pour obtenir la polarisation circulaire dépend du type d'antenne visée, qui est soit à large bande ou à bande étroite. Pour finir, nous analysons ces résultats afin de pouvoir mettre en évidence les atouts et les lacunes des structures étudiées.

Nous choisissons la polarisation circulaire pour les raisons suivantes :

- Le rayonnement des antennes en polarisation circulaire permet de supprimer l'effet des multi-trajets et de réflexion d'ondes provoqués par les surfaces du sol.
- Elles minimisent les coûts d'installation du terminal "utilisateur" car l'alignement de la direction de polarisation n'est pas nécessaire pour la polarisation circulaire. [18]

2.2 Description

Jesse Butler a proposé pour la première fois le concept de la matrice de Butler dans les années 1960 [3]. Ces matrices font partie des systèmes pouvant produire des faisceaux orthogonaux. Elles sont constituées de N ports d'entrée et N ports de sortie qui pilotent N éléments rayonnants où tous les chemins entre les ports de sortie et les ports d'entrée sont égaux.

La matrice de Butler est un circuit passif réciproque et symétrique produisant N faisceaux différents, composée de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission. L'alimentation du port d'entrée produit un gradient de phase fixe entre les ports de sortie. Chaque déphasage produit une déviation du faisceau par rapport à l'axe perpendiculaire au réseau. Ainsi, chaque port d'entrée peut créer un faisceau dans une direction différente des autres ports (N faisceaux peuvent ainsi être créé) [19]. La structure de la matrice de Butler et son standard sont présentés dans la Figure 2.1.

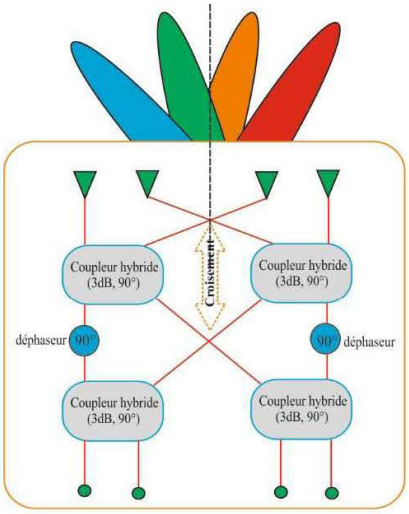


Figure 2.1. Structure de la matrice de Butler 4x4

À partir d'un réseau de N éléments, la matrice de Butler permet de créer au maximum N pointages différents. Le nombre d'éléments du réseau est une puissance de 2 ($N=2^n$). La puissance n est égale au nombre d'étages de division de puissance dans la matrice de Butler. En outre, le dernier étage, composé uniquement de coupleurs, permet d'exciter les éléments rayonnants. Puisque chaque coupleur possède 2 sorties découplées, le nombre de coupleurs sur cet étage est, donc, de N/2 [3].

2.3 Composants intrinsèques de la matrice de Butler conventionnelle

La matrice de Butler est constituée de trois dispositifs hyperfréquences : les coupleurs hybrides 3dB, les déphaseurs et les croisements.

2.3.1 Coupleur hybride (3dB, 90°) :

Les coupleurs sont des circuits passifs à quatre ports symétriques, qui permettent d'envoyer la moitié de la puissance d'entrée sur chacun des deux ports de sortie en quadrature de phase. Ce déphasage est dû au tronçon de ligne de longueur quart d'onde ($\lambda/4$) entre les ports de sortie.

Il existe deux types de coupleurs hybrides à savoir : Le coupleur hybride 180° qui dispose d'un port couplé et d'un autre de transmission en opposition de phase (180°). Par contre, le coupleur hybride 90° possède un déphasage de 90° entre le port couplé et le port direct [4]. Le coupleur 90° est le plus utilisé dans la conception des matrices de Butler [20].

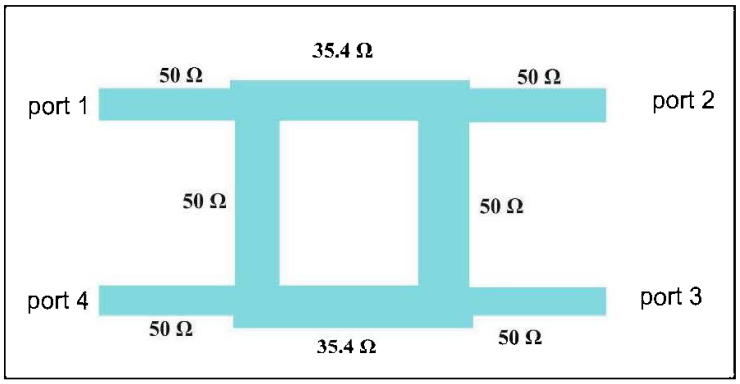


Figure 2.2 Exemple d'un coupleur hybride 90o

Sur la Figure 2.2, on constate qu'il y a deux différents tronçons de ligne quart d'onde qui forment la structure du coupleur entre les ports 1 et 4, et entre les ports 2 et 3. Nous avons une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique Z_0 équivalente à celle des ports d'entrées et de sorties du coupleur. Par contre, entre les ports 1 et 2 et entre les ports 3 et 4, nous avons une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique $Z_0/\sqrt{2}$ pour obtenir un couplage de 3 dB.

La matrice S du coupleur symétrique est donnée par [21] :

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix} \tag{2.1}$$

Tel que: $\alpha = S12 = S34$, $S13 = \beta.e^{j\theta}$ et $S24 = \beta.e^{j\varphi}$

Les coupleurs hybrides sont un cas particulier des coupleurs, ou le facteur de couplage est de −3dB, ce qui veut dire que $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$ et un d'déphasage de 90° entre les ports 2 et 3 ($\theta = \varphi = \pi/2$). La matrice S devient alors [21] :

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.2}$$

Le nombre des coupleurs hybrides utilisés dans la matrice de Butler est donné par [4] :

$$H = \frac{\mathrm{N}}{2}\log_2(N) \tag{2.3}$$

N : l'ordre de la matrice de Butler.

2.3.2 Croisement :

Le croisement entre les lignes est considéré comme le plus grand inconvénient lors de l'implémentation de la matrice de Butler. Ceci est dû au nombre de ces derniers qui augmente rapidement avec l'augmentation de l'ordre de la matrice de Butler (eq. 2.4), dégradant ainsi les performances globales de la matrice.

Le nombre de croissements déployés dans la matrice de Butler est donné par [3] :

$$\mathrm{C} = \sum_{k=1}^{\log_2(N)} \left[\frac{N}{2}\left(2^{k-1} - 1\right)\right] \tag{2.4}$$

N : l'ordre de la matrice de Butler.

La méthode la plus fondamentale pour réaliser les croisements consiste à utiliser deux jonctions (coupleurs) hybrides (3-dB, 90°) mises en cascade. Ce type de jonction est appelé, aussi, coupleur 0dB (voir Figure 2.3). Idéalement, le signal entrant dans un port traverse seulement le port diagonal sans pertes d'insertion et sans erreurs de phase [4].

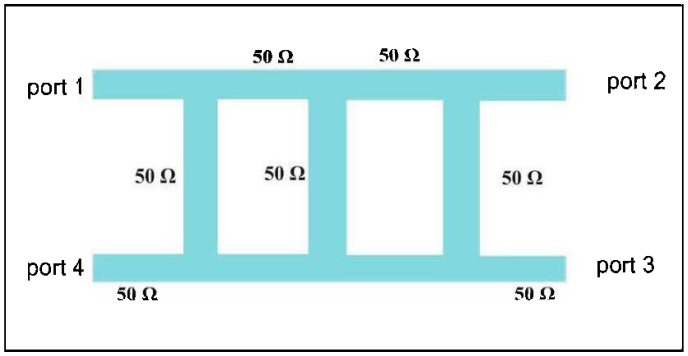


Figure 2.3 Exemple d'un circuit de croisement [4]

2.3.3 Les déphaseurs :

Dans la théorie des lignes de transmission, tout déplacement d'une onde dans une ligne de transmission génère une phase qui est en relation avec la distance parcourue. Nous présentons, dans cette section, les déphaseurs passifs utilisés dans la conception des matrices de Butler. Ces déphaseurs utilisent des sections de ligne de transmission selon la technologie des lignes des transmissions tels que ; microruban, coplanaire ou autre type de ligne de transmission.

Dans le cadre de cette thèse, la technologie microruban a été adoptée. La ligne microruban possède une certaine longueur d'onde guidée à une fréquence particulière. Cette longueur représente la distance entre deux crêtes de l'onde guidée, qui est équivalente à un cycle de phase (360 °). Pour créer un retard de phase θ avec une ligne de transmission par rapport à une autre, on ajoute une section supplémentaire X de telle manière que (voir Figure 2.4) [20] :

$$x = \theta \frac{\lambda_g}{360} \tag{2.5}$$

λ_g : Longueur d'onde guidée

La matrice S du déphaseur est donnée par :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\theta} \\ e^{-j\theta} & 0 \end{bmatrix}$$

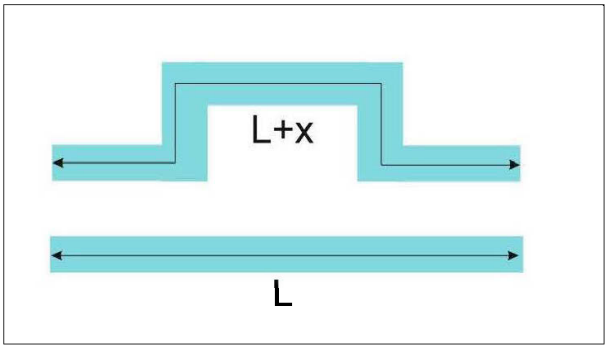


Figure 2.4 Exemple d'un déphaseur.

Le nombre de déphaseurs utilisés dans la matrice de Butler est donné par [4] :

$$D = \frac{N}{2}[\log_2(N) - 1] \tag{2.6}$$

2.4 Antenne à Polarisation circulaires :

Pour étudier la polarisation de l'antenne, on s'intéresse au rapport axial (Axial Ratio ; (AR)) qui est le rapport (dans différent axes) des champs électriques. Il est important de connaitre la polarisation d'une onde électromagnétique, qui est une caractéristique fondamentale, puisqu'elle a une influence importante sur le transfert d'énergie entre deux antennes [22].

La polarisation de l'onde, rayonnée par l'antenne dans une direction, est caractérisée par la projection dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en champ lointain. Par convention, si le sens de propagation de l'onde se fait dans la direction OX d'un repère orthonormé, alors le champ électrique $\vec{E}$ se situe dans le plan OZ et le champ magnétique $\vec{H}$ se situe dans le repère OY de ce repère [22-23].

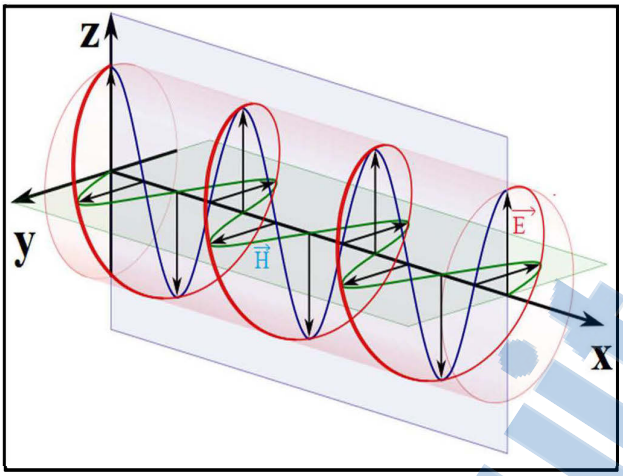


Figure 2.5 Rotation d'une onde électromagnétique.

Une onde électromagnétique est circulairement polarisée en un point donné dans l'espace si le vecteur du champ électrique (ou magnétique) en ce point décrit un cercle en fonction du temps. La polarisation circulaire peut être obtenue aux conditions suivantes : les amplitudes des deux composantes soient les mêmes et que la différence de phase est multiple de 90° [24].

En général, on considère que l'antenne fonctionne en polarisation circulaire tant qu'elle présente un rapport axial RA inférieur à 3 dB. Si le RA est égal à 1, ce qui signifie que x = y, alors l'antenne présente une polarisation circulaire pure (Figure 2.5).

$$x = \frac{\text{axe majeur}}{\text{axe mineur}} = \frac{x}{y} < 3 \text{ dB} \qquad (2.7)$$

Pour avoir une polarisation circulaire à partir d'une antenne patch, on peut utiliser une seule source d'alimentation (Troncature de deux, des quatre coins de l'antenne), ou de deux sources d'alimentation (utilisation d'un coupleur hybride 3dB) [22].

Dans les systèmes de télécommunications spatiales, la polarisation circulaire est préférée car elle est moins sensible à la dépolarisation lors du passage dans l'atmosphère [24].

Rapport-Gratuit.com

2.5 Conception de la matrice de Butler à polarisation circulaire :

2.5.1 Etat de l'art :

Dans cette section, Nous présentons les travaux les plus récents, effectués sur la matrice de Butler à polarisation circulaire.

Un exemple d'une matrice de Butler modifiée, à base d'un coupleur à large bande, est présenté dans la figure 2.6 [16]. Il s'agit de quatre antennes identiques à fente carrée. Cette structure d'antenne offre la polarisation circulaire gauche et droite. L'auteur a utilisé une nouvelle topologie permettant d'éliminer les croisements indésirables (Figure 2.6). Cette matrice de dimensions 4x4 a été conçue dans la bande 4.8 GHz–7 GHz avec 9 dB de gain.

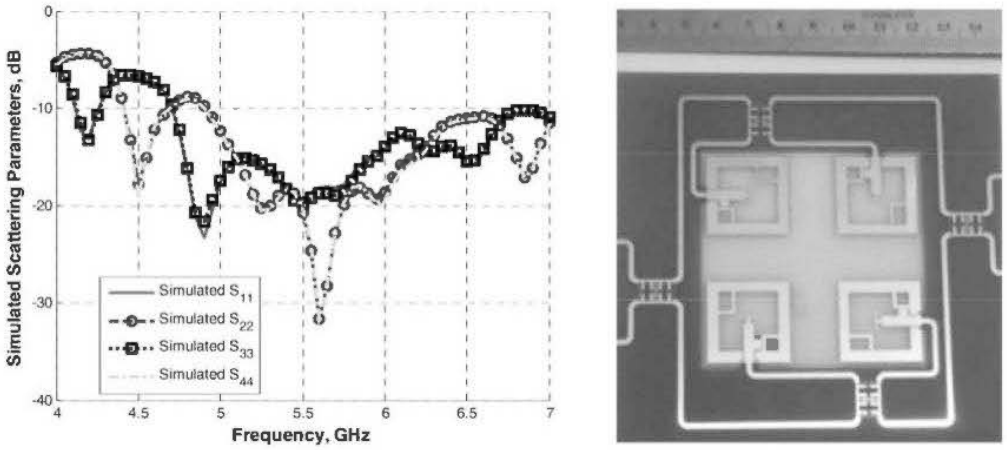


Figure 2.6 Matrice de Butler à base d'un coupleur large bande [16].

La structure proposée dans la figure. 2.7, est une matrice de Butler large bande avec une bande passante de 2 GHz [25]. Elle offre le même nombre de composants sans les croisements. Cette matrice est utilisée pour alimenter un réseau d'antennes à polarisation circulaire. Cette topologie présente le problème majeur de ne pas être extensible à des matrices plus grandes (8x8, 16x16, …) [15].

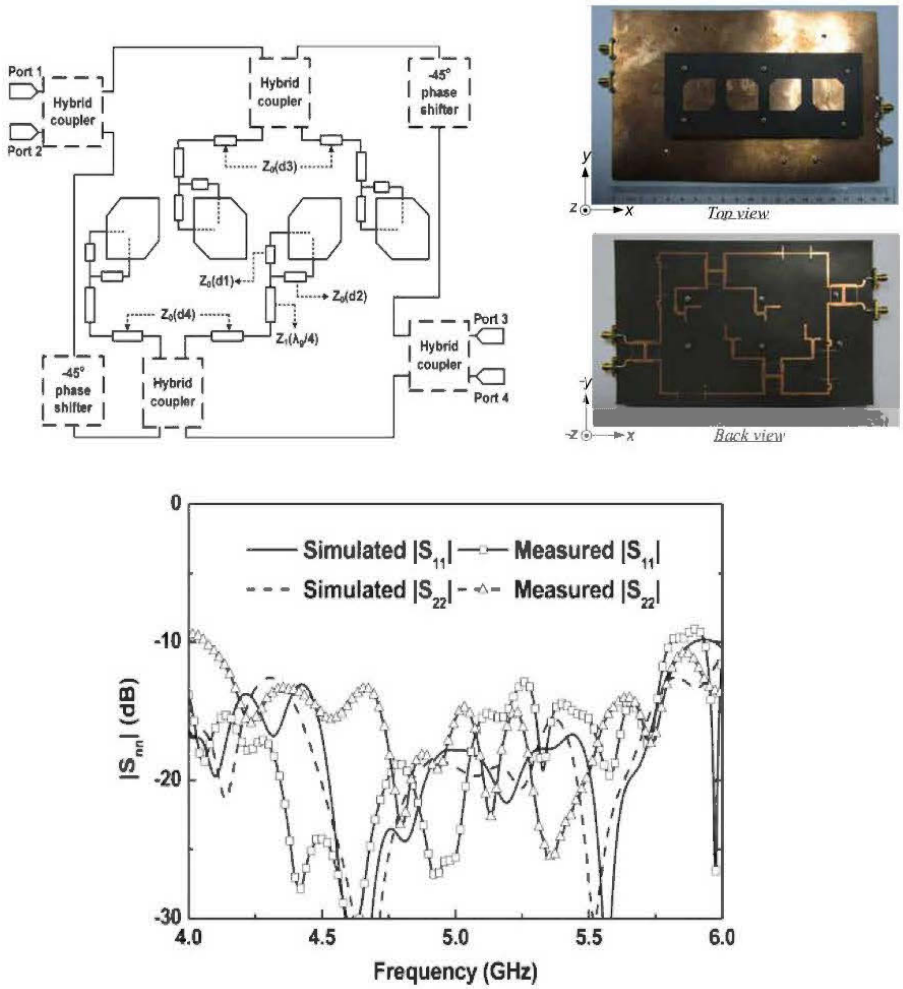


Figure 2.7 Matrice de Butler à base d'antennes à polarisation circulaires [25].

La structure conventionnelle, proposée dans [26] (Figure. 2.8), est une matrice de Butler à bande étroite imprimée sur un seul substrat. L'utilisation des coupleurs 0 dB (croisement) permet la réalisation d'une matrice totalement planaire. La nouveauté de cette structure c'est qu'elle donne des lobes latéraux avec une polarisation circulaire.

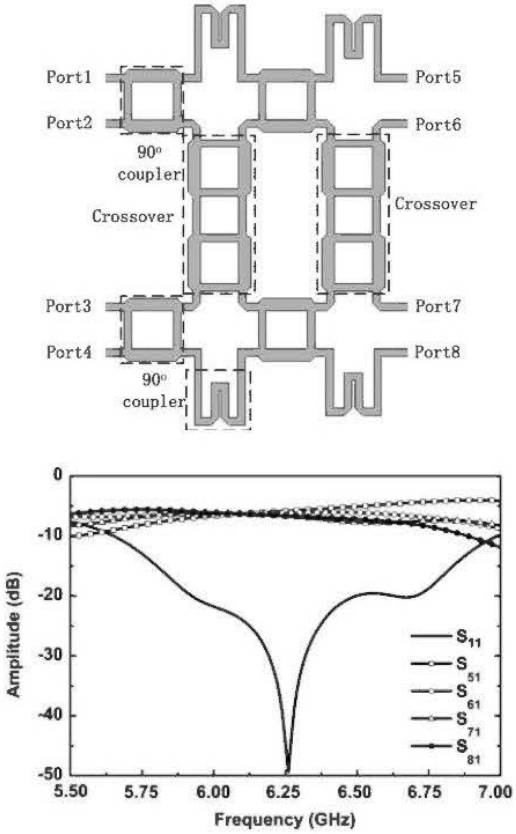


Figure 2.8 Matrice de Butler conventionnelle à base des lignes microruban [26].

2.5.2 Méthodologie de conception

Dans le cadre de ce travail de thèse, nous avons utilisé le logiciel CST Microwave Studio [7], proposé par la compagnie CST (Computer Simulation Technology), pour l'analyse et la conception électromagnétique. Il est basé sur la technique d'intégration finie (FIT) qui est une généralisation de la méthode FDTD (Finite Diference Time Domaine) dans le domaine temporel [1].

2.5.3 Conception du coupleur :

La configuration du coupleur hybride proposée est présentée dans la Figure 2.9. Cette structure est une version améliorée de celle proposée dans [28], offre de bonnes performances en terme de largeur de bande et d'isolation. Le coupleur a été optimisé [28] en lui modifiant la zone de couplage, ainsi la transition entre la ligne d'alimentation et la zone du couplage (patch). Cette technique a permis une

augmentation de la bande passante. La largeur de la ligne est de 4.6 mm qui donne une impédance de 50 ohms.

Le coupleur proposé a été fabriqué et mesuré par un analyseur de réseau HP8772. La photographie du prototype fabriqué est illustrée dans la figure 2.9.b. La taille globale du coupleur est de 60×50 mm^2 et le substrat utilisé est de type FR4 (verre époxy) de permittivité 4.9 et d'épaisseur 1.6 mm. Le coupleur a été conçu pour fonctionner en mode « large bande » [5-8 GHz] comme le montre les deux courbes du paramètre de réflexion S_{11} et de la différence de phase entre les deux ports de sortie.

La figure 2.10.a, montre les pertes de retour S11, pertes d'insertion S21 et l'isolation S_{41} du coupleur proposé. Les pertes de retour atteignent un minimum de 18 dB à travers toute la bande de fréquence. L'isolation est de l'ordre 16 dB pour la même bande. Les pertes d'insertion « S21 » (direct) et « S31 » (couplé) sont illustrées dans la même figure 2.10.a. Les résultats montrent que le couplage est de 3±1 dB dans toute la bande de fréquence.

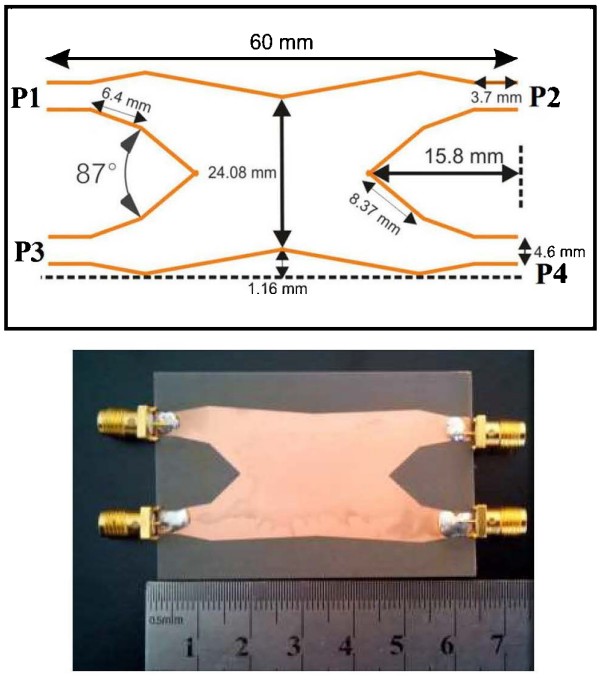
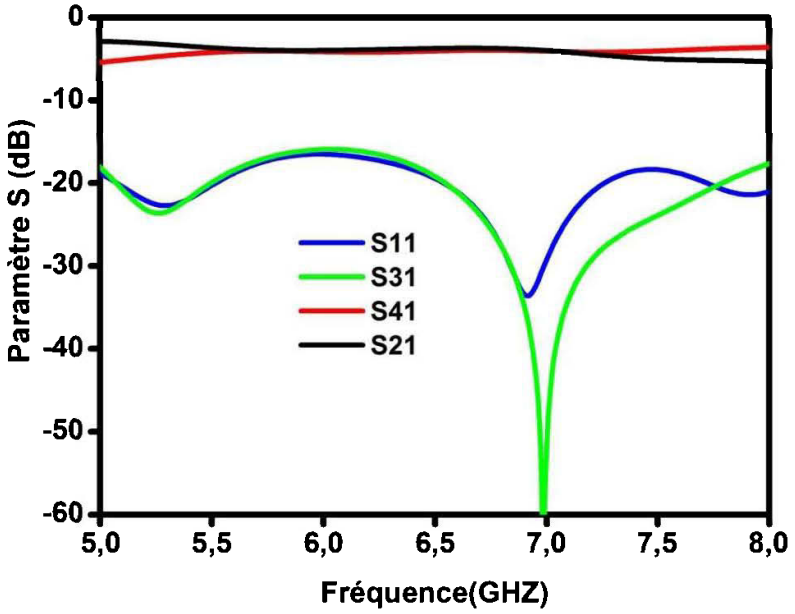
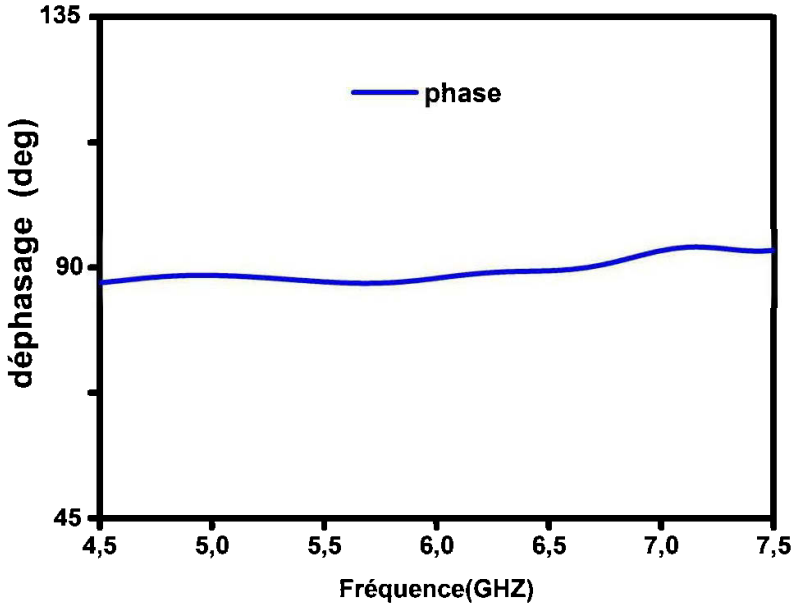


Figure 2.9 Coupleur proposé : (a) structure. (b) fabrication.



(a)



(b)

Figure 2.10 Résultats de simulations : (a) les pertes de retour, les pertes d'insertion et l'isolation (b) la différence de phase

La Figure 2.10.b montre la différence de phase entre le port 2 (direct) et le port 3 (couplés). La différence de phase est de 90°±5° dans toute la bande de fréquence [5-8] GHz. De ces résultats, on peut conclure que l'approche du coupleur proposé est validée.

2.5.4 Antenne à polarisation circulaire :

L'antenne utilisée a été proposée dans [27]. Elle est alimentée par une ligne d'alimentation micro ruban sur la couche supérieure du substrat comme il est indiqué dans la figure 2.11. La largeur de la ligne est de 3.1 mm ce qui correspond à une impédance d'entrée de 50 Ohms, pour un substrat d'épaisseur 1.6 mm et d'une permittivité relative de 4.3. L'autre couche contient le plan de masse de dimension 25×25 mm^2. Cette configuration permet d'avoir une antenne qui peut fonctionner sur une très large bande de fréquence de 5.5 GHz (53.3 %) pour un niveau de perte de retour de -10 dB comme le montre la courbe du coefficient de réflexion S_{11} simulé (Figure 2.12). Le rapport axial est inférieur à -3 dB sur toute la plage de fréquence [5-10 GHz]. La valeur minimale obtenue est de 1.4 dB à 6 GHz.

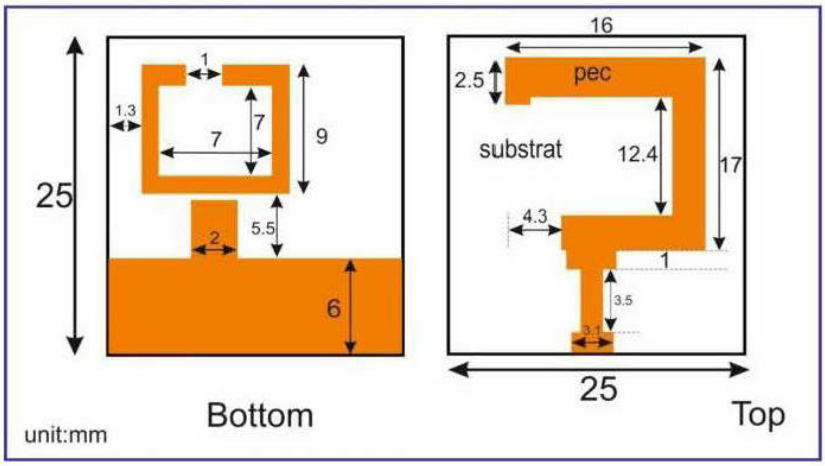


Figure 2.11 Structure de l'une antenne à polarisation circulaire [27]

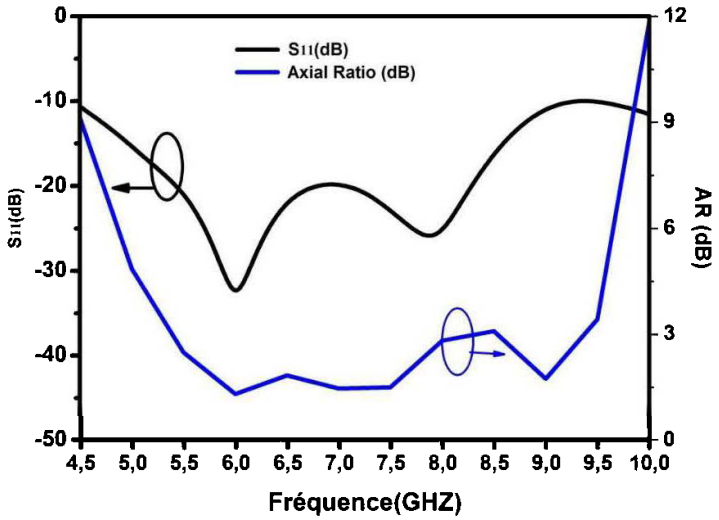


Figure 2.12 Résultats de simulations de pertes de retour (S11) et du rapport axial

2.5.5 Matrice de Butler à polarisation circulaire :

La structure et le schéma de la matrice de Butler proposée sont présentés dans la Figure 2.13 et 2.14. Cette matrice est composée de 4 coupleurs hybrides (3dB, 90°), deux déphaseurs fixes et quatre antennes. Les dimensions physiques des composants utilisés pour construire la matrice de Butler ont tous été mentionnés précédemment.

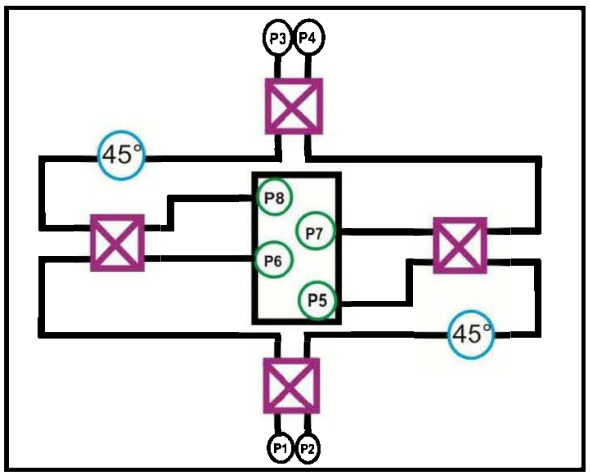


Figure 2.13 Structure de la matrice de Butler proposée.

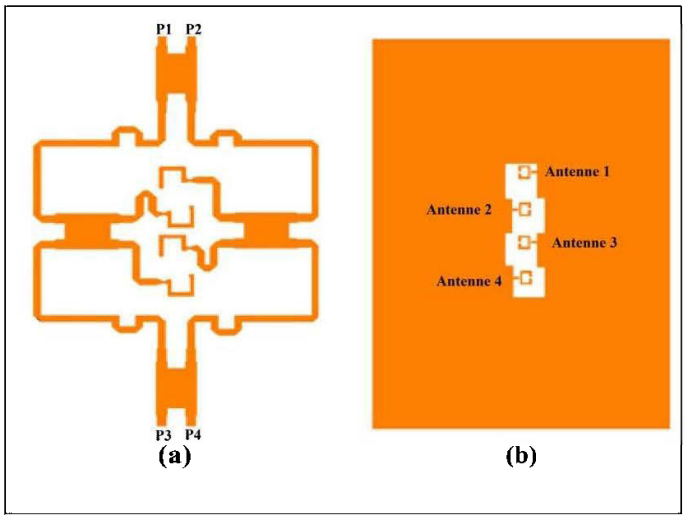


Figure 2.14 Schéma de la matrice de Butler (a) couche supérieure, (b) Couche inférieure.

Le signal d'entrée des ports (P1, P2, P3 ou P4) est divisé en quatre ports de sortie (antenne 1, antenne 2, antenne 3, antenne 4) avec des amplitudes égales et des phases proportionnelles spécifiques.

Tableau 2.1 Déphasage φ aux ports de sortie et la direction du dépointage de faisceaux θN .

Ports	5	6	7	8	φ	θN
1	45°	90°	135°	180°	***-45°***	***+15°***
2	135°	0°	225°(135°)	90°	***+135°***	***-45°***
3	90°	225°(135°)	0°	135°	***-135°***	***+45°***
4	180°	135°	90°	45°	***+45°***	***-15°***

La Figure 2.15 montre les résultats de simulations des paramètres S11, S22, S33 et S44 de la matrice de Butler. Ces résultats démontrent que la matrice possède de bonnes performances en termes d'adaptations.

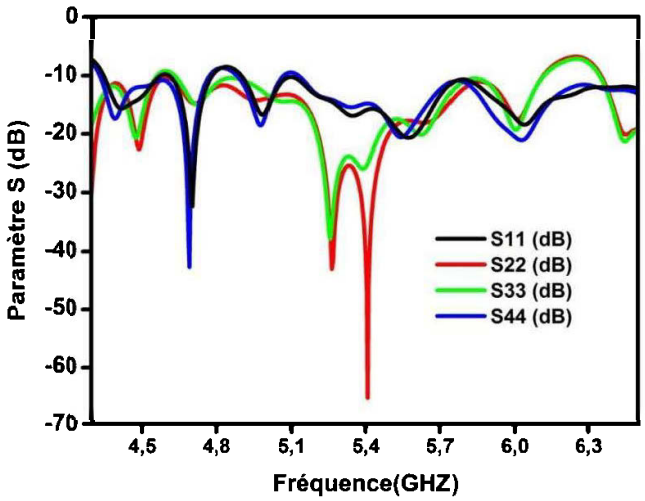


Figure 2.15 Résultats de simulation des pertes de retour (S11, S22, S33 et S44).

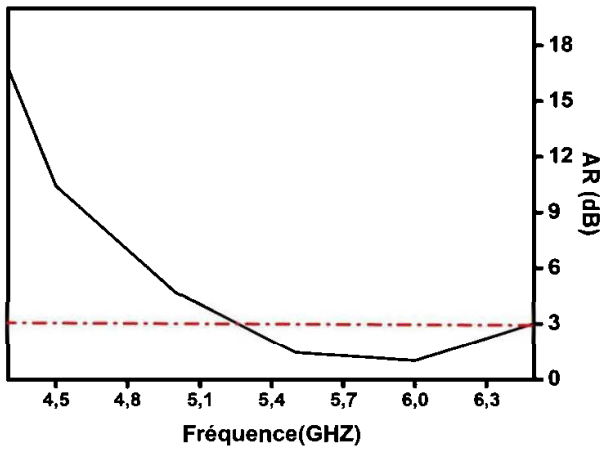


Figure 2.16 Simulation du rapport axial (RA) en fonction de la fréquence

Le RA simulée, en fonction de la fréquence, est représenté dans la Figure 2.16. La bande passante en polarisation circulaire pour un RA inférieur à 3 dB, est de 1.25 GHz (5.25-6.5 GHz) soit 21,25 %.

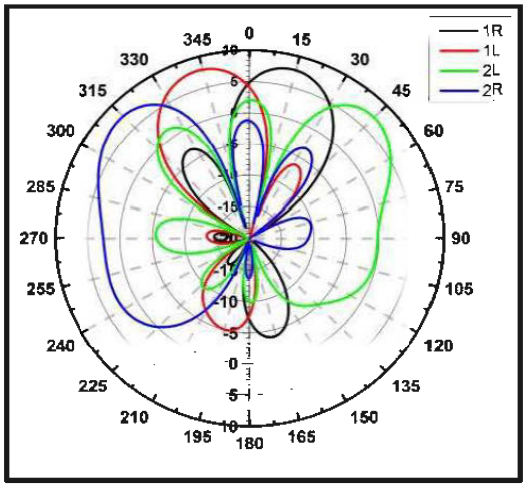


Figure 2.17 Faisceaux générés par la matrice de Butler

La Figure 2.17 montre les diagrammes de rayonnement simulés du réseau d'antenne connecté à la matrice de Butler conçue dans le plan H à 6 GHz. Avec cette matrice, quatre faisceaux sont générés à 315 º (-45º), 345º (-15º), 15º, et à 45º. De ces résultats, on peut dire que les formes de rayonnements obtenues sont tout à fait conformes à la théorie dans la bande de fréquence désirée.

2.6 Conclusion

On a présenté, dans ce chapitre, la matrice de Butler à polarisation circulaire en technologie microstrip permettant de couvrir la bande de fréquence [5.25-6.5] GHz. Nous avons présenté en premier lieu une nouvelle structure d'un coupleur hybride 3dB. Le coupleur a été également utilisé comme élément essentiel pour la conception de la matrice. Ce coupleur a été simulé et fabriqué et les résultats montrent une bonne concordance dans la bande de fréquence [5-8] GHz. Ensuite on a conçu la matrice de Butler qui a été déployée avec des antennes à polarisation circulaire afin de former un système de formation de faisceaux, ayant le caractère de polarisation circulaire. La matrice de Butler proposée nous a permis à la fois de réduire la complexité de la structure standard (éviter les croisements) tout d'ajoutant la caractéristique de polarisation circulaire.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

CHAPITRE 3. ANTENNES YAGI-YUDA RECONFIGURABLES

3.1 Introduction

La désignation de l'antenne reconfigurable fut utilisée pour la première fois, en 1998 par Mitola [10]. En général, les antennes reconfigurables sont des antennes passives auxquelles sont ajoutés des composants pour modifier les propriétés par des moyens électrique, mécanique ou autre. De ce fait, il est possible de changer leur fréquence de fonctionnement, leur polarisation ou leur diagramme de rayonnement, et cela en fonction des besoins et du contexte environnemental.

L'intérêt primordial des antennes reconfigurables réside dans leurs capacités à supporter des fonctionnalités tel que le filtrage fréquentiel ou spatial par rapport aux antennes conventionnelles (classiques), et cela afin d'améliorer les performances des systèmes de communication. Les antennes reconfigurables trouvent aussi leur intérêt dans la radio cognitive (ou CDR : Cognitive Defined Radio) [1].

Les antennes reconfigurables en fréquence connaissent un grand intérêt de la part des chercheurs dans le domaine des antennes [1]. Il s'agit de permettre à l'antenne de commuter entre plusieurs bandes d'opération. Ces antennes sont largement étudiées pour une utilisation dans les radios cognitives et les différentes applications sans fil, dont beaucoup de travaux ont été rapportés dans la littérature [1]. En effet, un grand défi apparait découlant du besoin de faire cohabiter différentes normes sur la même antenne tels que ; le GSM 850, GSM 900, GSM1800, GSM 1900, GPS, UMTS, ISM, LTE, Radio FM, Bluetooth, WiFi, WLAN et WiMAX. [29]

Dans ce chapitre, Nous présentons plusieurs prototypes d'antennes Yagi-Yuda capables soit de commuter entre un mode ultra large-bande et un mode à bande étroite (qui subdivise cette largeur de bande en plusieurs sous-bandes de même largeur avec deux résolutions, couvrant ainsi la quasi-totalité de la bande ULB [3.1-10.6 GHz]), soit entre un mode ULB et une autre large bande avec possibilité d'élargir sa largeur de bande passante. En effet, la première antenne présente trois sous-bandes avec des

largeurs de bande égales. La deuxième antenne présente cinq (05) sous-bandes avec des largeurs de bande égales. La dernière configuration proposée présente trois (03) sous-bandes avec des largeurs de bande différentes.

3.2 Définition

En 1924 Shintaro YUDA, de l'université Tohoru de Sendai (Japon), invente la première antenne Yagi [30]. Elle est devenue très populaire en raison des caractéristiques qu'elle offre, en plus de la simplicité de la fabrication et de son gain élevé. L'antenne Yagi-Yuda se compose de trois éléments principaux tel que montré dans la Figure 3.1 [40] :

- L'élément rayonnant : Une antenne dipôle de longueur $\lambda/2$, alimenté au milieu

- L'élément réflecteur : Un (ou plusieurs) élément réflecteur légèrement plus long, non alimenté.

- L'élément directeur : Un (ou plusieurs) élément directeur de l'autre côté, non alimenté.

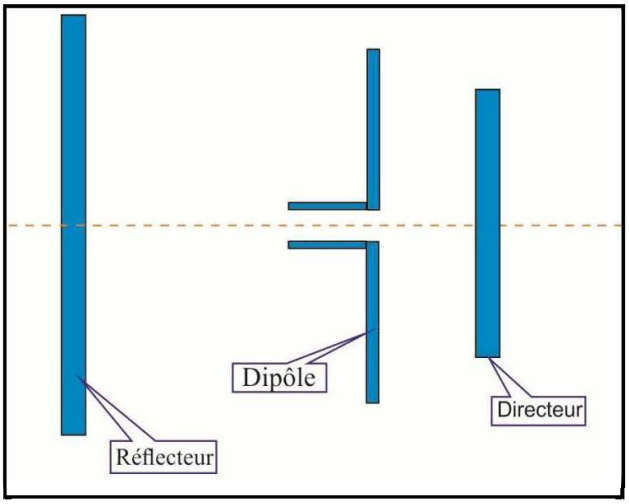


Figure 3.1 Schéma du concept d'antenne Yagi-Uda.

Le fonctionnement de base de cette antenne est semblable au fonctionnement du réseau d'antennes couplées, dont une seule est alimentée et les autres étant alimentées par couplage [31]. Autrement dit, un seul élément est alimenté (dipôle) mais tous les

autres éléments contribuent au rayonnement par couplage. Les éléments non excitées (directeurs et réflecteur) sont excités par le courant induit dû au couplage avec l'élément principal qui est alimenté. Ces éléments parasites permettent de diriger le rayonnement dans une direction désirée et de l'annuler dans d'autres directions [8]. Ils jouent alors le rôle de réflecteur ou de directeurs s'ils sont plus ou moins longs que le dipôle résonnant alimenté [32]. Donc, le niveau des lobes arrière est sensible au positionnement du réflecteur. Le niveau de directivité dépend du nombre d'éléments constituant le réseau (jusqu'à la saturation). La position relative de chacun des éléments est optimisée afin de garantir une directivité maximale [31].

Un réseau à éléments parasites, exploitant le couplage en champ proche entre plusieurs éléments rayonnants afin de former un diagramme de rayonnement souhaité, est montré dans la figure 3.2 [33].

Les principaux avantages de l'antenne Yagi-Yuda sont :

- Gain et directivité élevés.
- Facilité de manipulation et d'entretien.
- Moins de pertes.
- Couverture plus large de fréquences

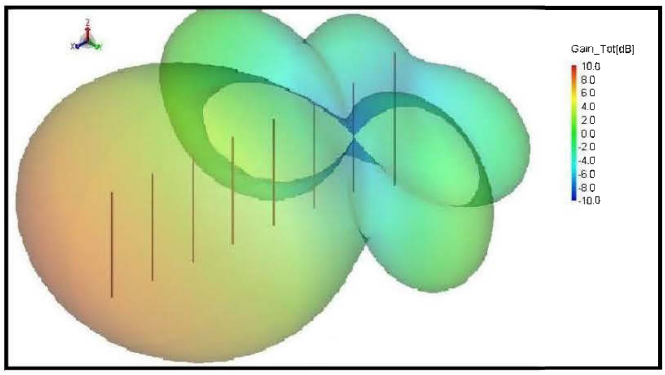


Figure 3.2 diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi-Yuda

3.3 Antenne reconfigurable

On distingue généralement trois types de reconfigurabilité :

- Reconfigurabilité en fréquence : Plusieurs fonctionnalités peuvent être obtenues à savoir : la commutation de fréquence, l'accordabilité en fréquence, le changement de largeur de bande passante ou encore des fonctionnalités de filtrage, par exemple la réjection de fréquence.
- Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement : Cette caractéristique concerne ; le balayage angulaire, les changements de directivité/ouverture de faisceau, le filtrage spatial, et de manière la plus générale, la synthèse d'un faisceau selon des caractéristiques désirées.
- Reconfigurabilité de polarisation couvre tous les changements au niveau de la polarisation tel que le passage d'une polarisation linéaire à une circulaire ou changer le sens de la polarisation circulaire [34].

3.3.1 Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables [1]

Avantages :

1. Intégration de plusieurs fonctionnalités pour la miniaturisation
2. Accès aux nouveaux standards sans changer le matériel (augmentation de la durée de vie des circuits).
3. Réalisation de plusieurs fonctionnalités généralement accompli par plusieurs antennes classiques.

Inconvénients :

1. Le coût de fabrication (plus élevé que celui d'antennes classiques).
2. Les pertes : dus aux composants semi-conducteurs, aux circuits de polarisations et aux matériaux actifs.
3. Consommation énergétique (dans le domaine du courant continu que dans le domaine RF).
4. La complexité : l'intégration de composants actifs dans une structure rayonnante, entraîne des difficultés de conception, notamment au niveau des calculs électromagnétiques.

3.4 Etat de l'art

Dans cette section, trois techniques utilisées pour obtenir une reconfigurabilité en fréquence sont présentées à savoir ; la modification géométrique de l'antenne,

l'utilisation des courts circuits commutables et l'insertion de fentes ou de lignes commutables. Ces techniques permettent à l'antenne de fonctionner dans plusieurs bandes de fréquences.

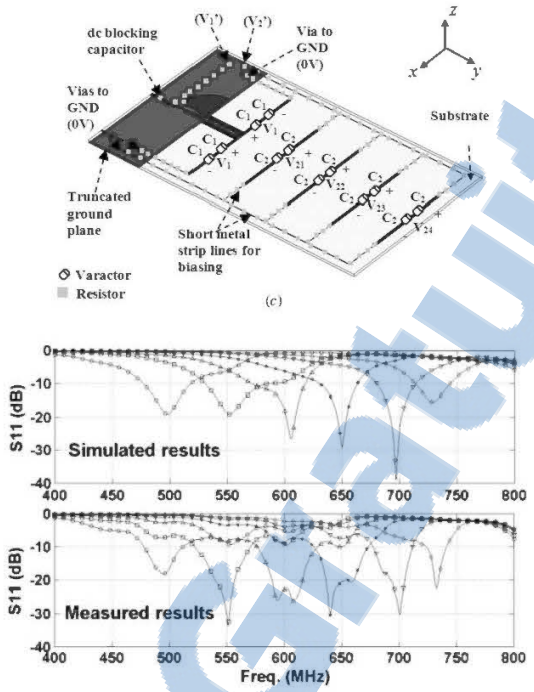


Figure 3.3 Antenne quasi-Yagi et les pertes de retour S11 [35].

Une antenne reconfigurable en fréquence utilisant des diodes varactors et exploitant la variation de la longueur électrique est introduite dans [35]. L'antenne proposée est basée sur un dipôle quasi-Yagi. Deux diodes varactors de type BB833 sont utilisées et illustré dans la figure 3.3. Un ajustement continu de la fréquence est obtenu dans une bande allant de 500 MHz à 750 MHz.

Rapport-Gratuit.com

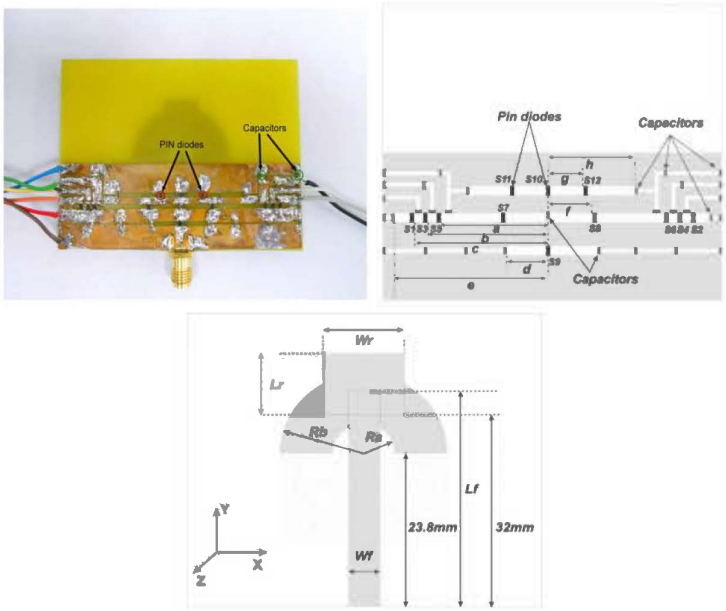


Figure 3.4 Antenne proposée dans [36]

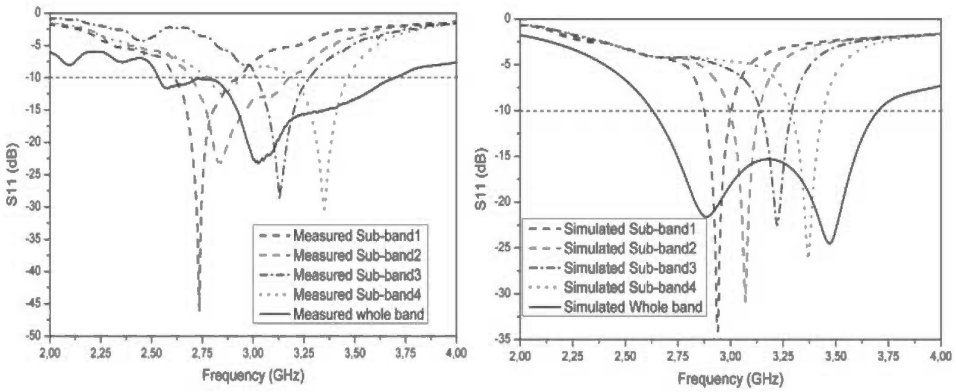


Figure 3.5 Résultats de simulation et de mesures [36]

Un autre exemple d'antennes utilisant des diodes PIN est proposé dans [36]. L'antenne présentée consiste en un monopole qui intègre, dans son plan de masse, un filtre reconfigurable composé de quatre fentes horizontales avec des commutateurs (Figure 3.4). Ces éléments agissent comme un filtre passe-bande à haute sélectivité fréquentielle qui permet de subdiviser une largeur de bande relativement faible en plusieurs sous-bandes avec des largeurs de bande très selectives. L'antenne, dans ce cas, peut basculer entre un mode de fonctionnement à bande large vers un mode de

fonctionnement en bande étroite et vis-versa. Le coefficient de réflexion obtenu par simulation pour les cinq modes de fonctionnement est représenté dans la figure 3.5.

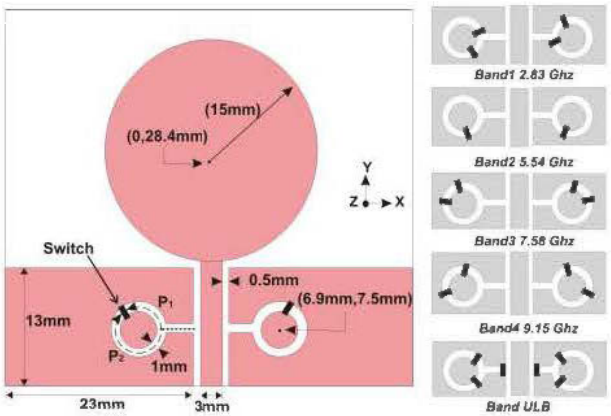


Figure 3.6 L'antenne proposée dans [37]

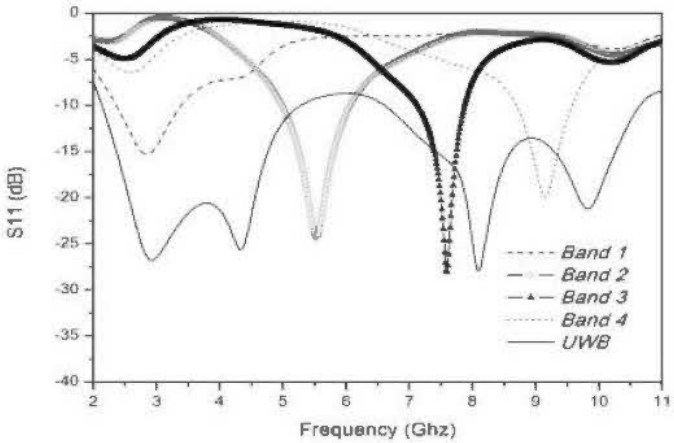


Figure 3.7 Résultats de simulation et de mesures des pertes de retour de l'antenne [37]

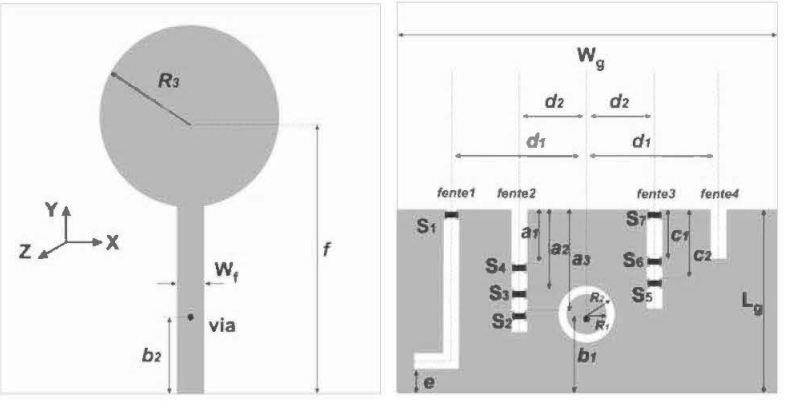


Figure 3.8 L'antenne proposée dans [17]

Dans l'approche proposée dans [37], l'antenne est capable de commuter entre un mode relativement large-bande en un mode où on subdivise cette bande en plusieurs sous-bandes, couvrant la quasi-totalité de la largeur de bande. Elle consiste en une antenne ultra-large-bande (ULB) qui intègre dans son plan de masse un filtre reconfigurable sous forme de deux anneaux avec des commutateurs (Figure 3.6). Ces éléments (anneaux avec les commutateurs) agissent comme un filtre passe-bande qui permet de subdiviser le fonctionnement ULB en des sous-bandes.

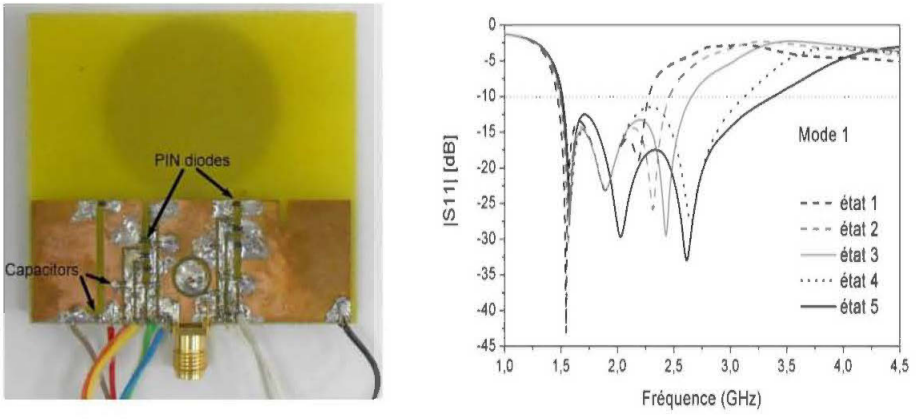


Figure 3.9 Résultats de simulation et de mesures de l'antenne [38]

Une autre technique basée sur la reconfigurabilité en largeur de bande est introduite dans [38]. Cette antenne reconfigurable permet d'ajuster graduellement sa largeur de bande en gardant la limite inférieure fixe et en variant la limite supérieure (Figure 3.9).

3.5 Antennes Reconfigurables En Fréquence (Large Bande / Bande Etroite)

3.5.1 Introduction :

Notre travail consiste à montrer qu'à partir d'une antenne Yagi-Yuda ULB conventionnelle [39], on peut obtenir une antenne reconfigurable en fréquence. Pour cela, Nous présentons trois nouvelles approches sur lesquelles on effectuera une étude paramétrique jusqu'à l'obtention des résultats désirés.

La première approche, consiste en l'intégration d'un résonateur sur une seule couche avec différentes positions horizontales. À travers l'intégration et la mise en place de ce résonateur, l'antenne peut fonctionner soit dans un mode ULB de 4 GHz à 11 GHz, soit dans l'une des trois sous-bandes qui la subdivise. La deuxième approche, repose sur l'intégration de deux résonateurs sur la même couche de l'antenne. En faisant varier la longueur de ces deux résonateurs au moyen des commutateurs, cinq sous-bandes étroites peuvent être créées. Ces commutateurs sont modélisés par la présence et l'absence du conducteur métallique (commutateur) comme première étape. Finalement, dans le but d'obtenir des largeurs différentes pour les sous-bandes sélectives, une troisième approche a été proposée. En incorporant trois résonateurs, l'antenne est capable de couvrir trois différentes largeurs de bandes. La commutation entre ces différentes bandes est réalisée en sélectionnant les résonateurs appropriés par le contrôle de leurs longueurs.

Il est important de mentionner que le mode ULB est obtenu en désactivant tous les résonateurs. Notons aussi que, pour les trois approches, l'activation et la désactivation d'un résonateur se fait par la fermeture ou l'ouverture de ce dernier.

3.5.2 Conception

La forme de l'antenne initiale choisie est une antenne Yagi-Yuda excité par coulage d'une ligne de transmission microruban (fig. 3.10). L'antenne a été conçue pour fonctionner en mode ULB comme le montre les deux courbes du paramètre de réflexion S_{11} (fig. 2.11).

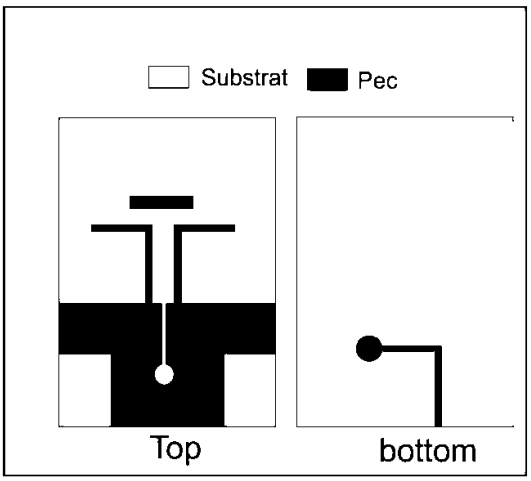


Figure 3.10 Schéma de l'antenne Yagi-Yuda conventionnelle [18].

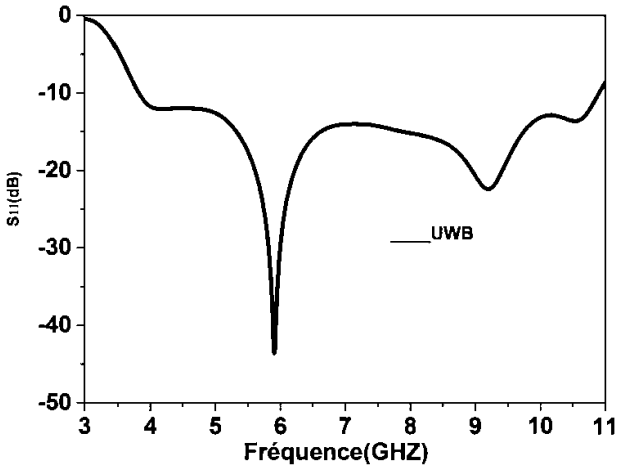


Figure 3.11 Résultat de simulation du coefficient de réflexion S11.

3.6 Première approche : ULB vers trois sous bandes

Afin d'introduire la reconfigurable fréquentielle à l'antenne Yagi-Yuda conventionnelle, des résonateurs ont été intégrés à la ligne d'alimentation (fig. 3.12).

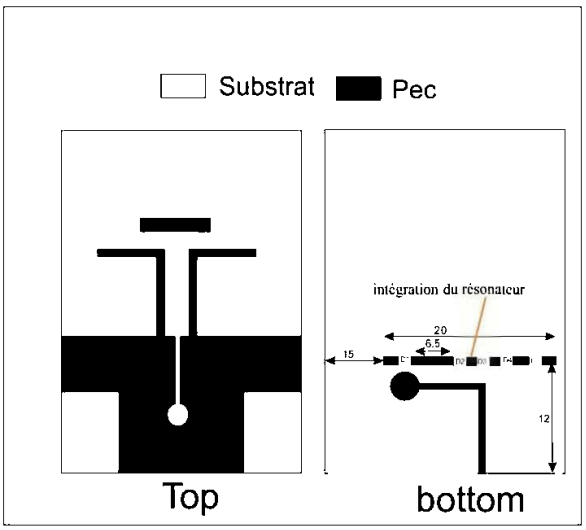


Figure 3.12 L'antenne après intégration du résonateur

Le principe de la reconfigurabilité consiste à utiliser un résonateur avec les commutateurs sur la couche inférieure qui contient la ligne d'alimentation de l'antenne. Ce résonateur agit comme un filtre passe-bande pour ne laisser passer que les fréquences proportionnelles à la longueur (du résonateur) qui varie selon l'état des commutateurs (ON ou OFF). Ainsi, les bandes de fréquence sont contrôlées par la variation de la longueur du résonateur intégré. Autrement dit, toutes les fréquences passent à travers le filtre pour être rayonnées par l'élément rayonnant de l'antenne Yagi-Yuda, formant ainsi un filtre passe-bande. En outre, pour changer la bande de fréquence, les commutateurs (court-circuit) sont déplacés vers d'autres positions spécifiques sur le résonateur, changeant ainsi les fréquences ciblées et donc la bande de fonctionnement du filtre passe-bande.

La figure 3.13 montre le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne avec les trois (3) sous-bandes de fonctionnement (bande 1, bande 2, bande 3) en plus du mode ULB.

Les bandes sont optimisées de façon à subdiviser la bande ULB en trois sous-bandes (tableau 3.1).

Tableau 3.1 Détails du fonctionnement de l'antenne dans les quatre modes.

	D1	*D2*	*D3*	*D4*	*Fréquence(GHz)*	*Gain (dBi)*
ULB	*OFF*	*OFF*	*OFF*	*OFF*	*4-11*	*7*
sous bande 1	*OFF*	***ON***	*OFF*	*OFF*	*4-6*	*6.2*
sous bande 2	*OFF*	***ON***	***ON***	***ON***	*6-8.5*	*6*
sous bande 3	***ON***	*OFF*	*OFF*	*OFF*	*8.5-11*	*5.8*

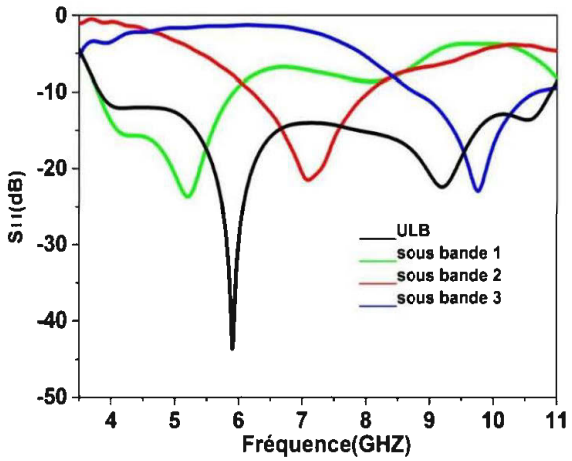


Figure 3.13 Résultats de simulation S11 pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite

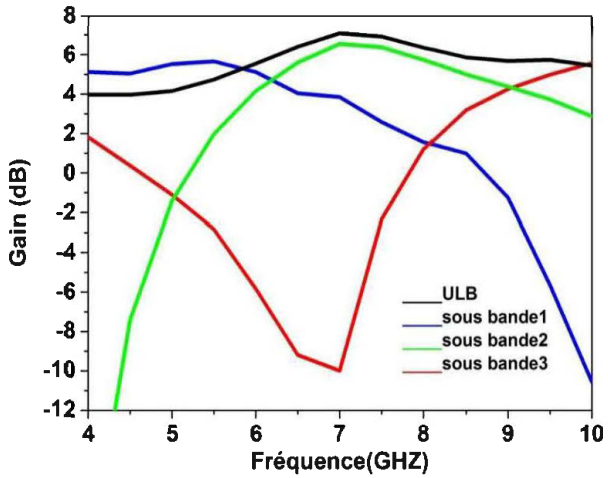


Figure 3.14 Résultats du gain pour les 4 modes de fonctionnement.

L'emplacement des commutateurs sur les résonateurs est choisi de tel sorte que l'antenne couvre entièrement la bande ULB, ou l'une de ses trois sous-bandes : sous-bande 1 (4-6GHz), sous-bande 2 (6-8.5GHz) et sous-bande 3 (8.5-11 GHz) comme indiqué dans le tableau 3.1.

Les figure (3.15.a) et (3.15.b), illustrent les diagrammes de rayonnement pour le mode ULB et la sous bande 2 dans le plan (H) à la fréquence centrale 6 GHz. On remarque que le diagramme de rayonnement dans le plan H est stable et directionnel.

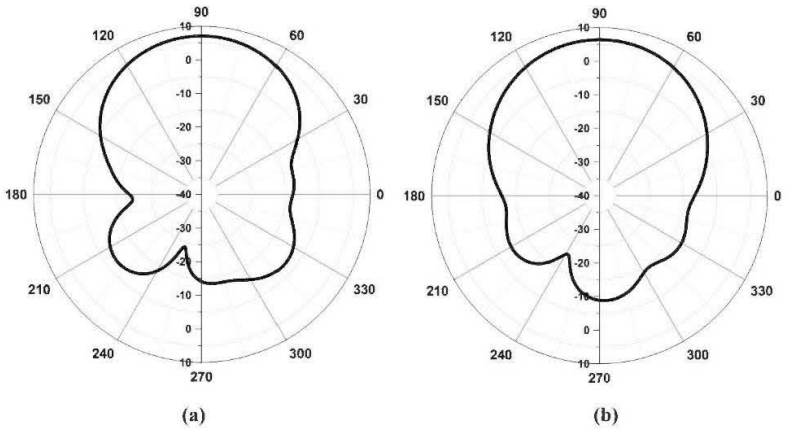


Figure 3.15 Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) sous-bande 2.

3.7 Deuxième approche : Bande ULB vers cinq sous-bandes

Le principe de reconfigurabilité pour cette approche consiste à utiliser deux résonateurs avec les commutateurs dans le plan de masse de l'antenne au lieu d'un seul pour avoir une meilleure résolution (figure 3.16). Les résonateurs opèrent comme des filtres passe-bande pour ne laisser passer que les fréquences se trouvant entre les fréquences contrôlées par la position des court-circuit. Ces fréquences sont contrôlées par les deux longueurs des deux résonateurs.

Pour changer de bande, les commutateurs (court-circuit) sont déplacés vers d'autres positions spécifiques sur les deux résonateurs, changeant ainsi les fréquences ciblées

et donc la bande de fonctionnement du filtre passe-bande. La figure 3.17 montre le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne avec les six (6) sous-bandes de fonctionnement (bande 1, bande 2, bande 3, bande 4, bande 5 et ULB). Les bandes sont optimisées de façon à subdiviser la bande ULB en cinq sous-bandes.

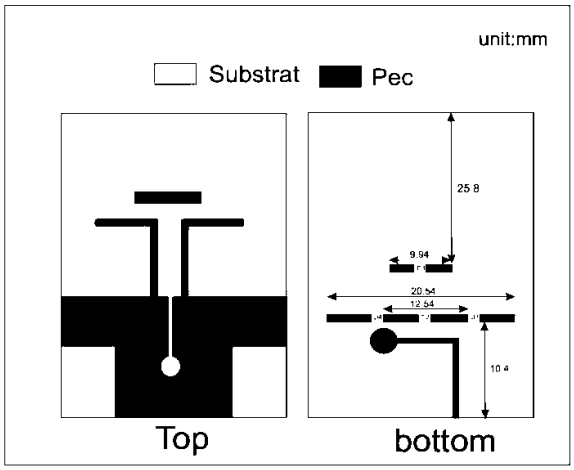


Figure 3.16 L'antenne après intégration des résonateurs et des commutateurs.

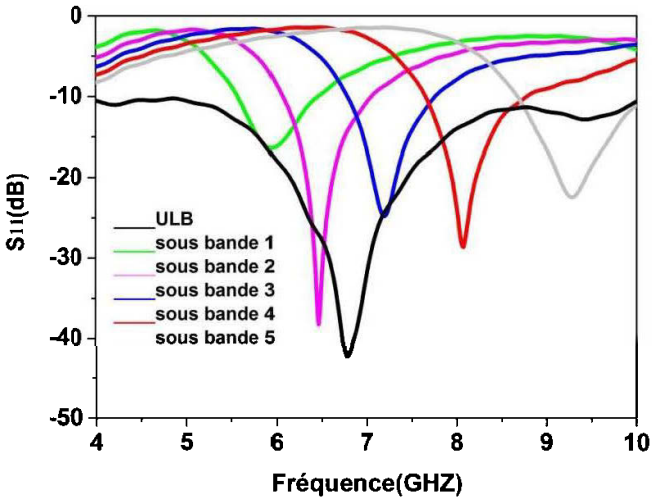


Figure 3.17 Résultats simulés du coefficient de réflexion S11 pour chaque mode de fonctionnement.

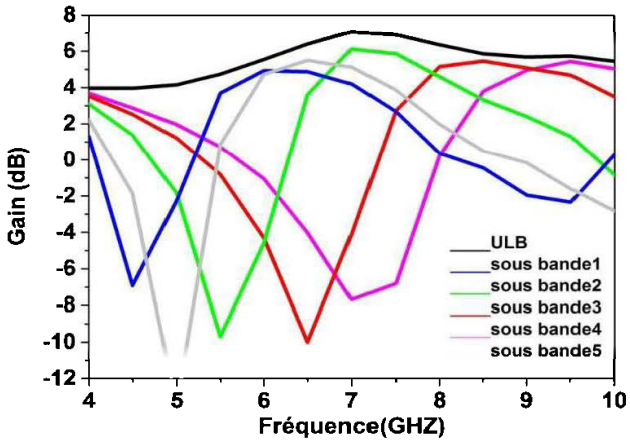


Figure 3.18 Gain en fonction de la fréquence pour les 6 modes de fonctionnement.

Les emplacements des commutateurs sur les deux résonateurs sont choisis de telle sorte que l'antenne couvre entièrement la bande ULB, ou une de ses cinq sous-bandes: sous-bande 1 (5.5-6.2GHz), sous-bande 2 (6.2-7GHz), sous-bande 3 (7-7.5GHz), sous-bande 4 (7.5-8.5GHz) et sous-bande 5 (8.5-10GHz) comme indiqué dans le tableau 3.2.

Tableau 3.2 L'état des commutateurs pour les six modes de fonctionnement.

	D1	*D2*	*D3*	*D4*	*D5*	*fréquence (GHz)*	*Gain(dBi)*
ULB	*OFF*	*OFF*	*OFF*	*OFF*	*OFF*	*4-11*	*7*
sous bande 1	***ON***	***ON***	***ON***	***ON***	*OFF*	*5.5-6.2*	*4.2*
sous bande 2	***ON***	***ON***	***ON***	*OFF*	*OFF*	*6.2-7*	*4.8*
sous bande 3	***ON***	***ON***	*OFF*	*OFF*	*OFF*	*7-7.5*	*5.5*
sous bande 4	***ON***	*OFF*	*OFF*	*OFF*	*OFF*	*7.5-8.5*	*5*
sous bande 5	***ON***	***ON***	***ON***	***ON***	***ON***	*8.5-10*	*4.8*

Les figure (3.19.a) et (3.19.b), illustrent les diagrammes de rayonnement pour le mode ULB et la sous bande 4 dans le plan (H) à la fréquence centrale 6 GHz. On remarque que le diagramme de rayonnement dans le plan H est stable et directionnel.

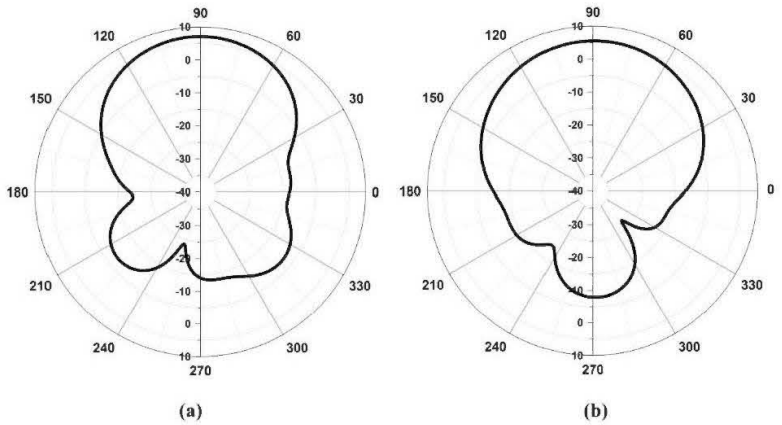


Figure 3.19 Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) sous-bande 4.

3.8 Troisième approche ULB vers 3 sous bande avec différentes largeurs de bande

La troisième approche consiste à utiliser trois résonateurs avec des commutateurs, dans le plan de masse de l'antenne, comme des filtres passe-bande pour sélectionner que les fréquences se trouvant entre les fréquences contrôlées par la position des court-circuit. Ces éléments agissent comme un filtre passe-bande à haute sélectivité fréquentielle qui permet de subdiviser une largeur de bande relativement faible en plusieurs sous-bandes. L'emplacement des commutateurs sur les résonateurs est choisi de telle manière que l'antenne couvre entièrement la bande ULB (ultra large bande), ou une de ses trois sous-bandes : sous-bande 1 (5.7-7 GHz), sous-bande 2 (6.2-7 GHz) et sous-bande 3 (5.7-6.2GHz) comme indiqué dans le tableau 3.3.

Tableau 3.3 Configuration des commutateurs pour les quatre modes de fonctionnement.

	Bande de fréquence(GHz)	*S1*	*S2*	*S3*
WB-1	*4-10*	*OFF*	*OFF*	*OFF*
WB-2	*5.7-7*	***ON***	*OFF*	*OFF*
Sub band -U	*6.2-7*	*OFF*	***ON***	*OFF*
Sub band -L	*5.7-6.2*	*OFF*	*OFF*	***ON***

L'antenne avec l'emplacement des commutateurs est représentée dans la figure 3.20. Comme illustré, pour avoir les quatre modes de fonctionnement, quatre (4) commutateurs sont nécessaires. Les différentes configurations des commutateurs, pour un fonctionnement en sous-bande ou en mode large-bande, sont données dans le tableau 3.3. Les résultats de simulation du coefficient de réflexion, correspondant à chaque configuration, est illustré dans la figure 3.21.

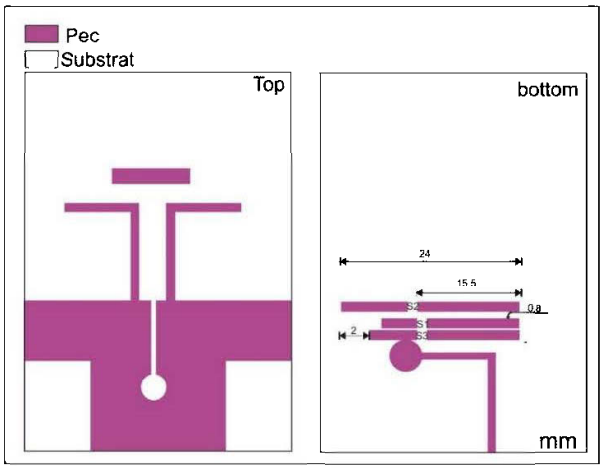


Figure 3.20 Configuration de l'antenne après intégration des résonateurs.

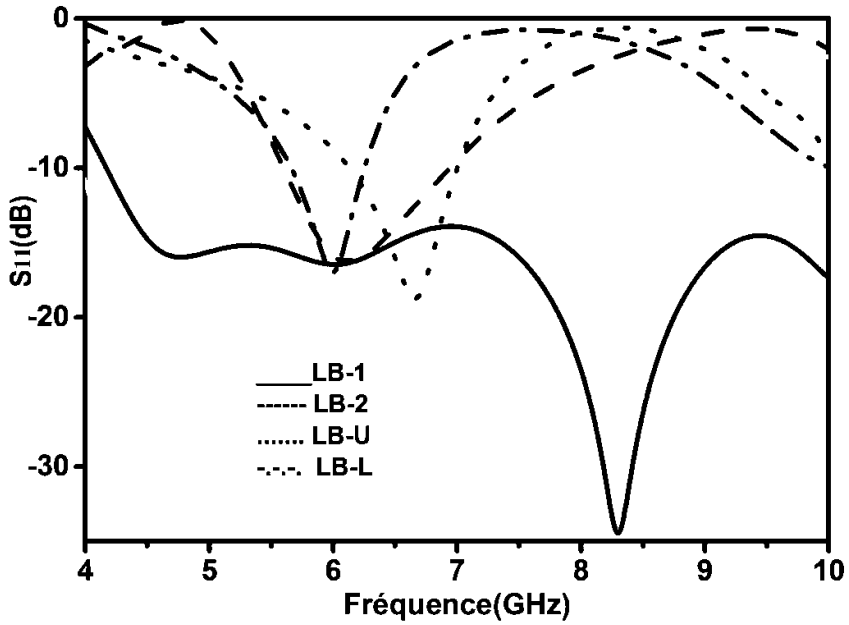


Figure 3.21 Résultats de simulation du coefficient de réflexion S11 pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite

La figure 3.22 montre la photographie du prototype réalisé. La figure 3.23 illustre le coefficient de réflexion S_{11} mesuré à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel de type Agilent pour une configuration ULB. On remarque une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure.

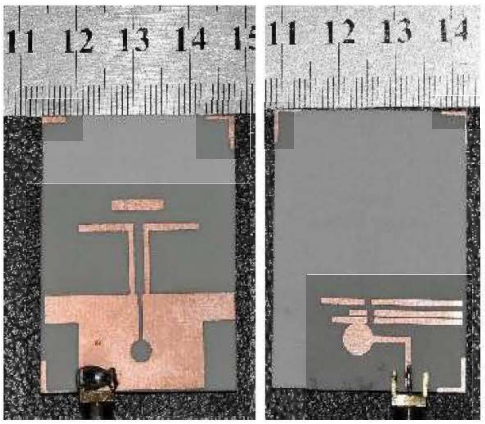


Figure 3.22 La photographie de l'antenne Yagi-Yuda pour une configuration ULB.

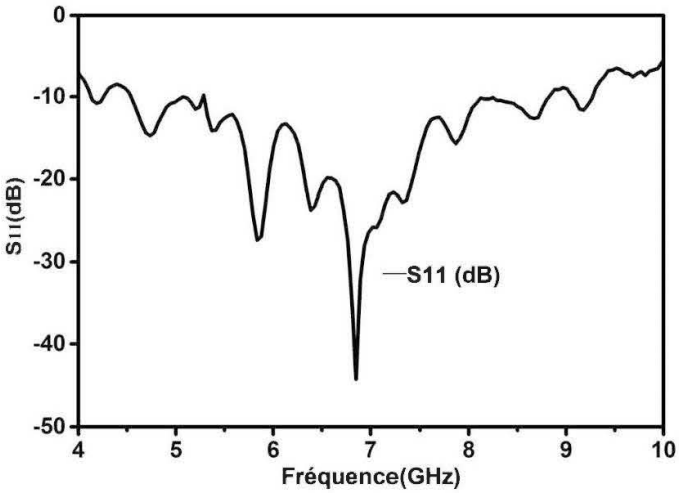


Figure 3.23 Coefficient de réflexion S11 mesuré.

La figure 2.24, compare les diagrammes de rayonnements pour les deux approche (ULB, sous bande) dans le plan (x, y) à 6 GHz. On remarque que la forme du rayonnement de rayonnement dans le plan x, y est presque semblable avec la même direction de rayonnement maximum (lobe principal).

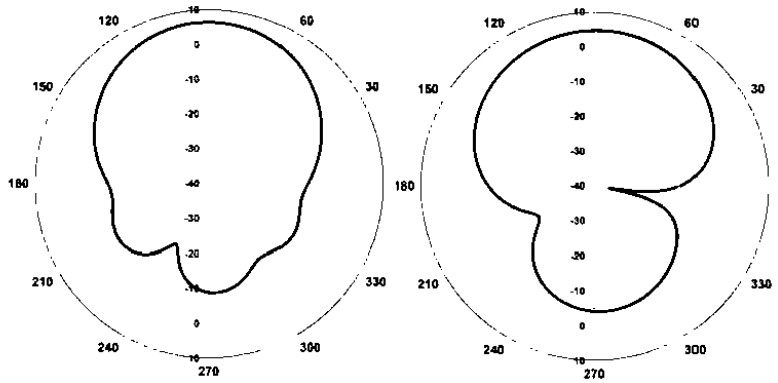


Figure 3.24 Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) LB-2.

3.9 Conclusions

Nous avons présenté, dans ce chapitre, trois approches d'antennes Yagi-Yuda reconfigurables en fréquence permettant de subdiviser une largeur de bande ULB en plusieurs sous-bandes grâces à l'intégration des résonateurs et des commutateurs. Nous avons montré, à partir d'une antenne ULB Yagi-Yuda conventionnelle, on pouvait modifier ces propriétés électriques afin de satisfaire un cahier de charge bien défini. Les résultats expérimentaux obtenus dans la troisième approche ont montré une bonne concordance avec ceux obtenus par les simulations, validant l'approche proposée.

CHAPITRE 4. CONCEPTION DES CROISEMENTS ET DIVISEURS DE PUISSANCE ULB EN TECHNOLOGIE MULTICOUCHE

4.1 Introduction

La technologie ULB (Ultra Large Bande) était, il y a encore une vingtaine d'années, réservées aux communications militaires [9]. Durant les dernières années, la technologie ULB a très fortement évolué, ce qui a mobilisé une grande attention des chercheurs. Cette technologie possède de nombreux avantages à savoir ; un très haut débit de transmission, une large bande passante et une bonne immunité aux interférences multivoies.

Le but de ce chapitre est de concevoir et réaliser un croisement et un diviseur de puissance fonctionnant dans la bande ultra large bande. La problématique rencontrée lors de la conception de ces derniers, est la difficulté à obtenir en même temps-3 dB sur chaque sortie du diviseur et 0 dB de transmission pour le croisement.

Pour pallier à cette problématique, nous proposons dans ce chapitre, l'utilisation de la technologie multicouche pour la conception des deux composants afin de corriger les erreurs de couplage en bande ULB pour les deux dispositifs en technologie mircoruban.

4.2 Diviseur de puissance

Un diviseur de puissance est un dispositif hyperfréquences essentiel dans la conception des circuits radiofréquences. Il permet de diviser le signal d'entrée en plusieurs signaux à la sortie. En effet, ces signaux ont un niveau de puissance beaucoup moins élevé que le signal d'entrée. Donc, un diviseur de puissance possède au minimum trois accès (ports) : un port d'entrée (input) et deux ou plusieurs ports de sortie (output). Les ports de sortie peuvent être isolés ou non [41].

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

La matrice S d'un diviseur de puissance idéal, dont les accès sont isolés, est exprimée : [21]:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & 0 & 0 \\ s_{31} & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{4.1}$$

$$s_{21} = s_{12} \qquad\qquad s_{13} = s_{31}$$

La puissance appliquée au port 1 est divisée entre les ports 2 et 3, avec une bonne isolation (entre les ports 2 et 3).

Il existe plusieurs paramètres qui permettent de caractériser les performances d'un diviseur de puissance, tel que mentionné dans [42] :

- L'isolation entre les différents ports de sortie.
- Stabilité des amplitudes et phases entre les différentes branches.
- L'adaptation des ports d'entrée et de sortie.
- Minimisation des pertes de transmission

4.2.1 Les différents types de diviseurs de puissance

Les diviseurs de puissance sont divisés en deux grandes catégories selon la technologie utilisée.

a) Diviseurs planaires :

Ce type de technologie correspond à une seule couche de diélectrique, sur laquelle un motif est imprimé sur une couche mince de métal (généralement cuivre), L'avantage des diviseurs planaires [51]:

- Intégration facile.
- Capacité à supporter des puissances relativement élevées
- Faibles coûts de fabrication.

b) Diviseurs non planaires :

Ce type de technologie utilise plusieurs couches de métal et de substrat. Constitué de circuits non planaires comme des guides d'ondes rectangulaires ou circulaires (diviseurs de Wilkinson à N accès).

c) Diviseur de puissance planaire de type Wilkinson :

Le diviseur de puissance planaire de type Wilkinson est un dispositif hyperfréquence largement utilisé dans les circuits hyperfréquences. Ce diviseur est composé d'une entrée d'impédance Z_0 et deux lignes quart d'onde ($\lambda/4$) d'impédance caractéristique $Z = Z_0\sqrt{2}$ suivi de deux sorties d'impédance Z_0 [21]. Une résistance $R = 2\,Z_0$ est connectée entre les deux ports de sortie et permet le maintien de l'adaptation dans le cas d'un déséquilibre de puissance en sortie [43].

Une illustration du diviseur de Wilkinson est donnée dans la Figure 4.1.

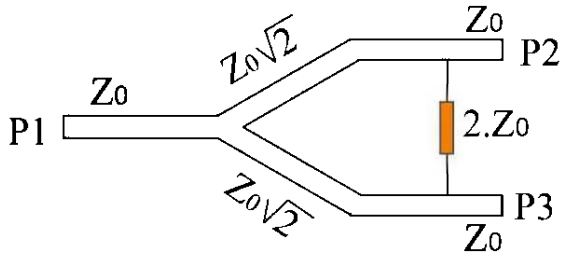


Figure 4.1 Structure du diviseur de Wilkinson

Avantage :

- Faible Pertes: le diviseur de Wilkinson ne présente pas de pertes supplémentaires.

Inconvénients

- Le problème majeur réside dans la difficulté d'intégration avec des systèmes à composants planaires.

- Réponse en fréquence : Comme le diviseur Wilkinson est basé sur l'utilisation des lignes de transmission "quart d'onde", il a une bande passante limitée, bien qu'il existe quelques diviseurs de Wilkinson disponibles qui offrent des bandes passantes assez large.

4.3 Etat de l'art

La première structure, présentée dans la Figure 4.2, correspond à un diviseur de puissance ULB monocouche très compact, opérant sur une bande de fréquence large bande. Pour la conception de ce diviseur, il utilise une jonction de forme T entre la ligne de fente et les deux lignes microruban. Cette dernière permet de réaliser un diviseur de puissance qui couvre toute la bande ULB 3.1-10.6 GHz. Les résultats de simulations et de mesures donnent une perte de retour aux niveaux des ports P1, P2 et P3 de l'ordre de 10 dB sur toute la plage de fréquence ULB. L'isolation entre les deux ports de sortie est de l'ordre de 8 dB sur la même bande (figure 4.3).

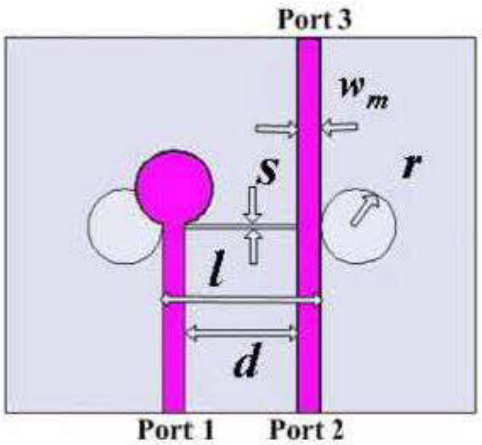


Figure 4.2 Structure de diviseur de puissance [44]

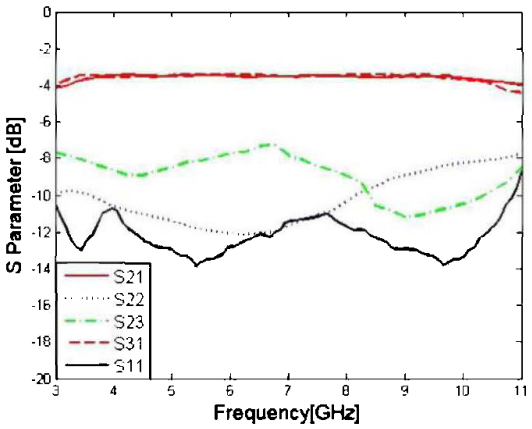


Figure 4.3 Performances du diviseur de puissance [44]

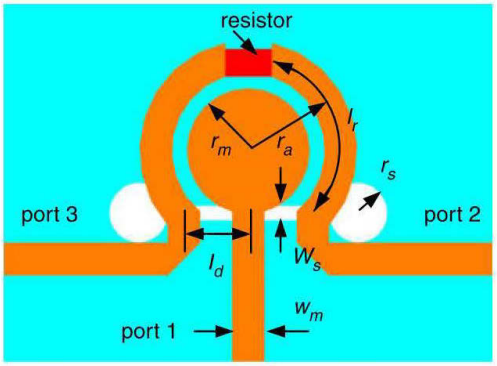


Figure 4.4 Diviseur de puissance ULB [45]

La deuxième structure illustrée dans la Figure 4.4, correspond à un diviseur de puissance ULB très compact et à faible pertes. L'approche est basée sur le principe de couplage via une fente qui permet de réaliser un diviseur de puissance couvrant toute la bande ULB. La Figure 4.5 montre les performances de ce diviseur de puissance. Ses pertes sont de < 0.7 dB à 10.3 GHz, pour une isolation supérieure ou égale à 15 dB, et une adaptation supérieure ou égale à 16 dB dans la bande 3.3-11 GHz (Figure 4.5).

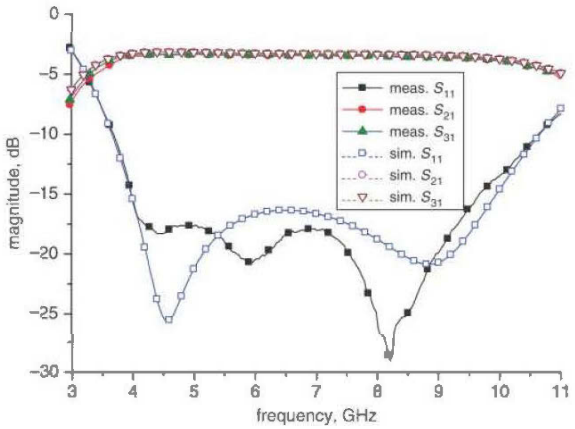


Figure 4.5 Performances du diviseur de puissance [45]

La troisième topologie présentée dans la Figure 4.6, utilise la même technologie citée précédemment pour concevoir un diviseur de puissance ULB [46]. La différence réside dans la forme du conducteur central. Les performances de ce diviseur sont montrées dans la figure 4.7.

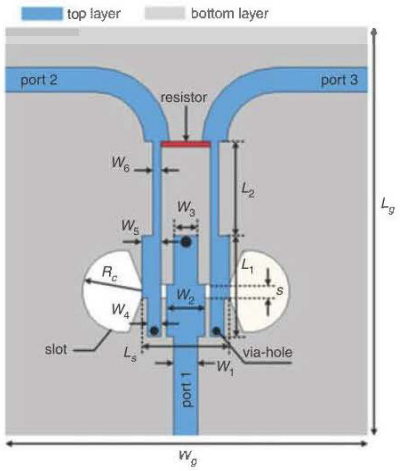


Figure 4.6 Diviseur de puissance ULB [46]

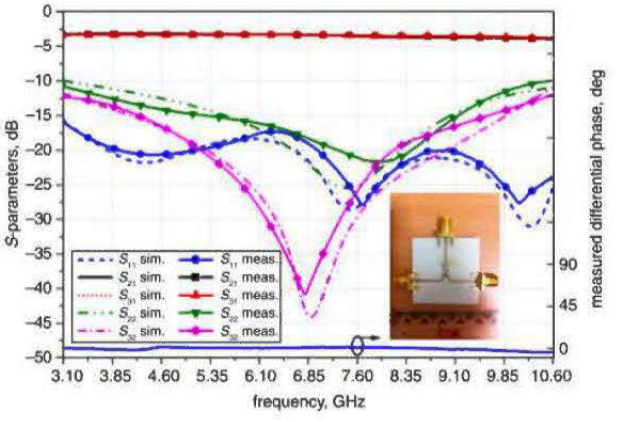


Figure 4.7 Performances du diviseur de puissance [46]

Un autre prototype de diviseur de puissance à très faibles pertes réalisé en technologie multicouche est illustré dans la Figure 4.7. Ce diviseur de puissance est basé sur le couplage par fente, qui peut non seulement diviser la puissance des signaux hyperfréquences, mais aussi rejeter les fréquences indésirables. En plus, une seule résistance est placée entre les deux ports de sortie pour l'isolation. Les résultats simulés et mesurés du diviseur de puissance ULB ont montré que le diviseur de puissance possède de bonnes performances en termes de pertes d'insertions et de retour (figure 4.9).

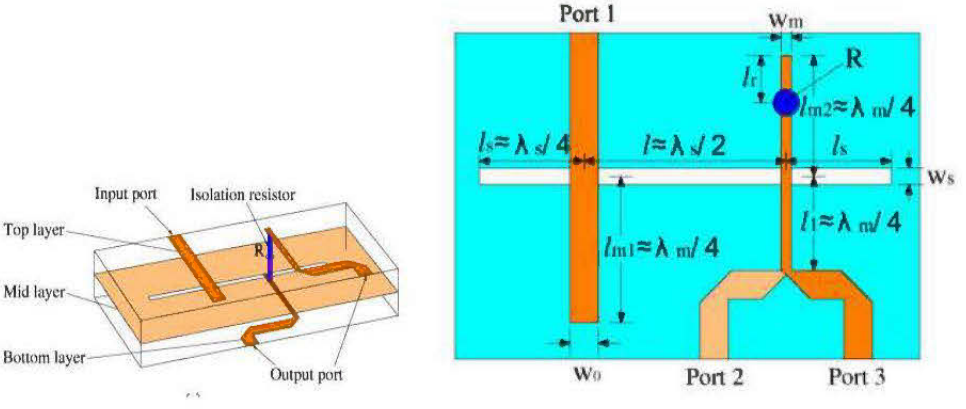


Figure 4.8 Diviseur de puissance double couche ULB [47]

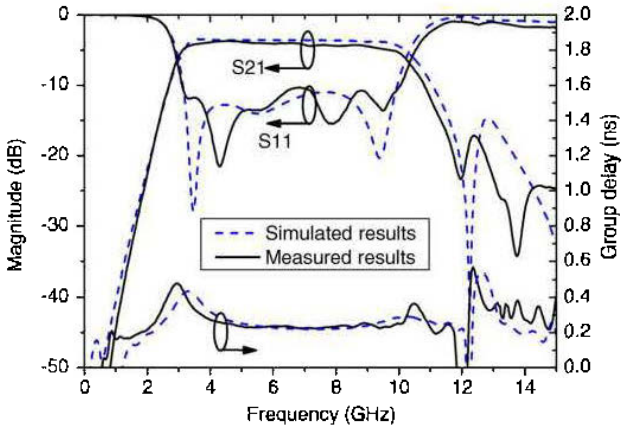


Figure 4.9 Performances du diviseur de puissance double couche [47]

Tous les circuits précédents [44], [45], [46] et [47] présentent une très large bande en termes de fréquence en utilise la technique d'intégration des composants passifs (résistance) sur la structure pour isoler les deux ports de sortie. En plus, l'intégration des composants dans une structure, entraînent des difficultés conceptuelles et de simulation, notamment au niveau des calculs électromagnétiques.

4.4 Topologie du nouveau diviseur de puissance

Le choix de la nouvelle topologie repose essentiellement sur le fait qu'on doit éliminer l'utilisation des résistances pour simplifier le prototype et augmenter la largeur de bande. Le diviseur proposé est conçu à partir de la technologie micro-ruban où les déférentes transformations d'impédance sont assurées par des transitions multicouches [13]. Les deux ports de sortie (2 et 3) sont localisés dans la couche inférieure par rapport au port d'entrée (1). La structure est conçue sur deux couches de substrat de type ROGERS RT/Duroid 5880 de permittivité $\varepsilon r = 2{,}2$ et d'épaisseur 0,508 mm. Le passage du signal du port 1 (l'entrée) vers les deux ports de sortie 2 et 3 s'effectue d'une ligne micro-ruban à une autre ligne micro-ruban, via une fente rectangulaire placée sur le plan de masse commun (entre les deux couches), tel qu'il est indiqué dans la figure 4.10. Le but est de transférer le maximum de puissance entre

les deux lignes micro-rubans placées sur deux niveaux différents (couches différentes) avec des faibles pertes.

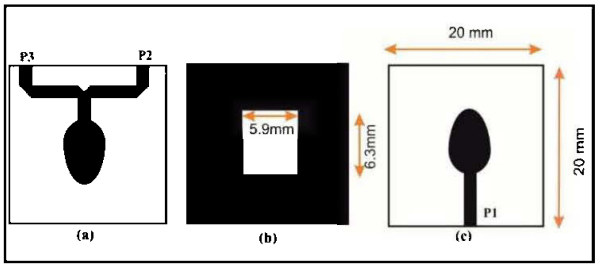
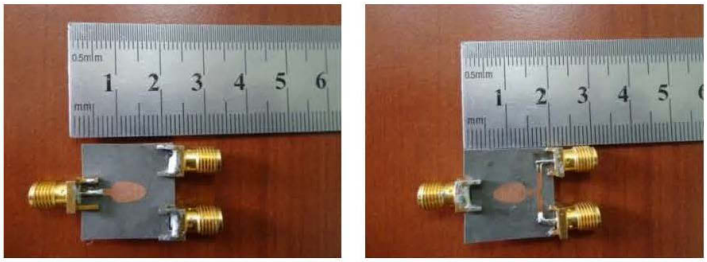


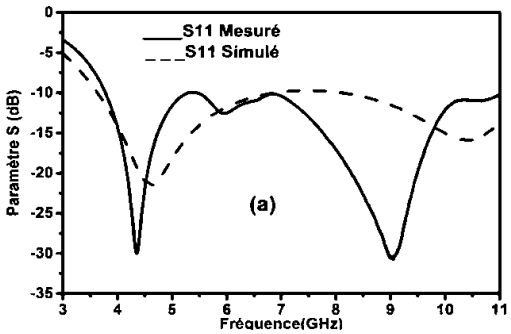
Figure 4.10 Schéma du diviseur de puissance proposé (a) couche supérieur, (b) couche de milieux, (c) couche inferieur.



(a) (b)

Figure 4.11Photographie du prototype réalisé : (a) vue d'en face (b) vue d'arrière.

La figure 4.11 illustre le prototype réalisé au laboratoire LRTCS de UQAT. D'après les résultats de simulation et de mesure présentés dans la figure 4.12, le coefficient de réflexion est inférieur à - 12 dB. On remarque, donc, qu'il y a une très bonne concordance entre les résultats de mesures et simulations. Ce qui valide l'approche proposée.



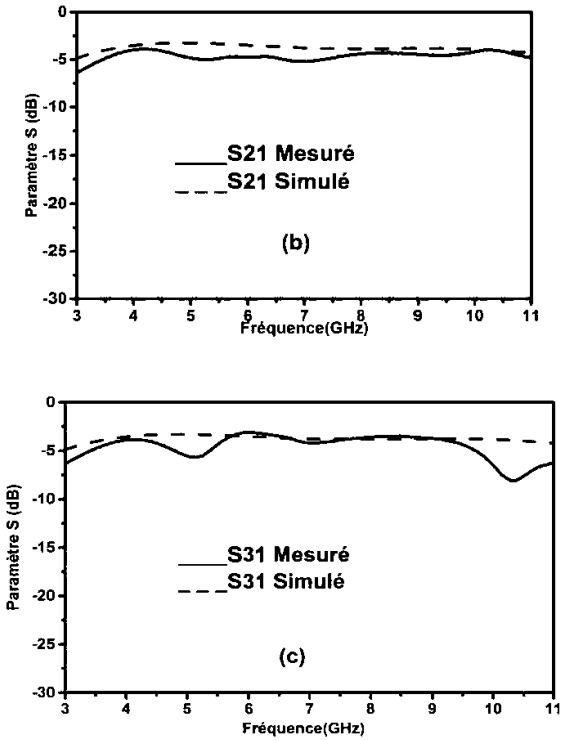


Figure 4.12 Performances du diviseur de puissance proposé (a) S11, (b) S21, (c) S31.

La figure 4.13 indique la différence de phase entre les différents ports du diviseur de puissance. Nous remarquons bien que ces différences de phase sont presque constantes et de l'ordre de 0 degré sur toute la bande. De même pour le retard du groupe (groupe delay) qui est autour de 0.15 ns, ce qui confirme les bonnes performances de notre approche proposée.

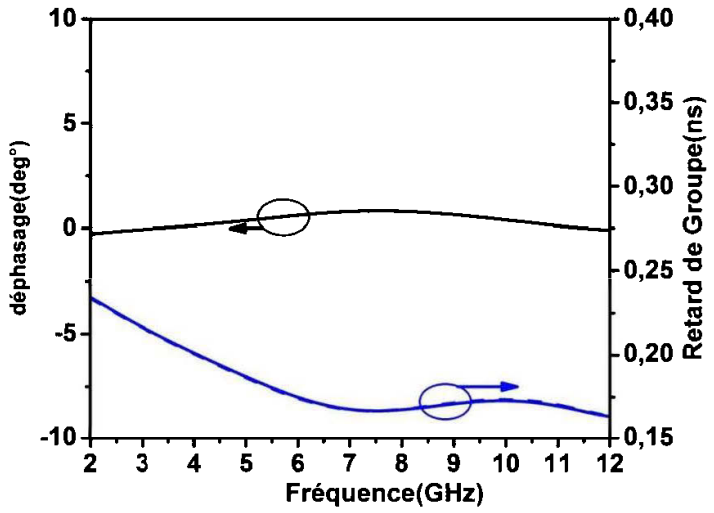


Figure 4.13 Résultats de simulation de la différence de phase entre les deux ports de sortie et le retard de groupe.

4.5 Circuit du Croissement

Dans les communications modernes, le circuit RF devient de plus en plus compliqué à cause de l'intégration de plusieurs dispositifs dans le même circuit, ce qui génère des interférences entre les différents signaux RF [4]. Le circuit de croisement est considéré comme un grand problème pour les concepteurs des circuits radio fréquence [4]. L'objectif, de cette partie, est d'introduire une nouvelle structure des croisements en technologie multicouche afin d'avoir une isolation parfaite entre les lignes de transmission.

4.6 Etat de l'art

Récemment, plusieurs travaux de recherches dans le domaine des circuits de croisement ont été proposés dans la littérature [48-50]. Dans [48], un circuit de croisement planaire est construit à partir de deux coupleurs hybrides (3dB, 90°) mis en cascade (figure 4. 14). Ce type de croisement est appelé aussi coupleur 0dB. Toutefois, le nombre de jonctions (coupleurs hybrides) utilisés dans un seul croisement augmente, ce qui a pour effet de produire des pertes supplémentaires. Aussi, la taille du

croisement augmente en conséquence. Les performances de ce croissement sont montrées dans la figure 4.15.

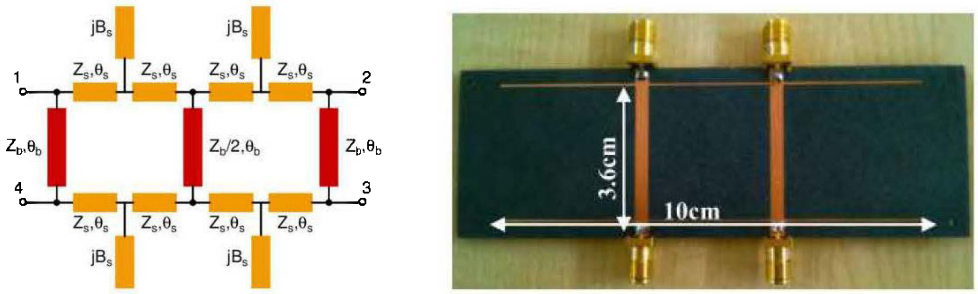


Figure 4.14 croissement proposé dans [48].

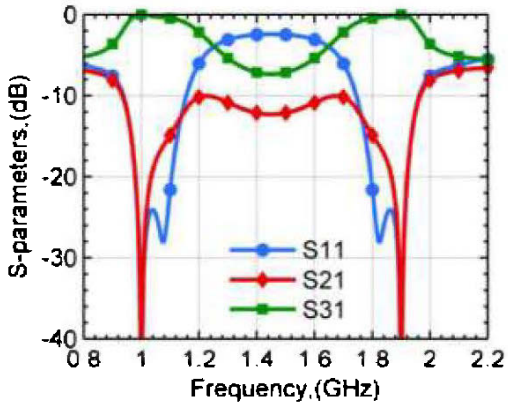


Figure 4.15 les performances de croissement proposé dans [48].

Le circuit de croisement planaire [49] est conçu en technologies microruban et ligne à fente (figure 4. 16). Le croisement a été réalisé à l'aide d'un seul substrat de type Rogers imprimé sur deux couches. Cependant, l'inconvénient de l'utilisation de cette technique est le couplage indésirable. Les performances de ce croissement sont montrées dans la figure 4.17.

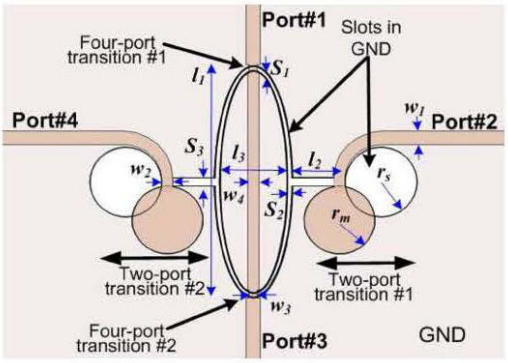


Figure 4.16 Circuit de croissement proposé dans [49].

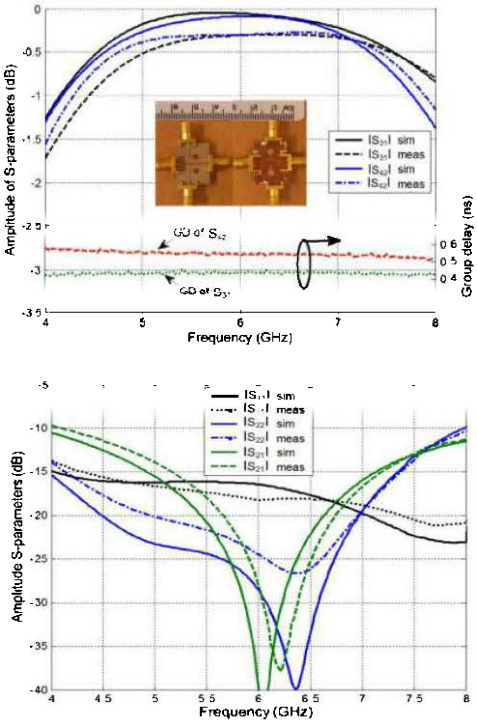


Figure 4.17 Performances de croissement proposé dans [49].

Une autre étude pertinente sur le croisement avec la technologie multicouche est celle rapportée par Wendong et al dans [50]. Les 4 ports sont placés sur la même couche. Le croisement s'effectue grâce au passage du signal 1 vers 3 d'une ligne micro-ruban direct et le passage de 2 vers 4 au moyen des vias comme illustré dans la figure 4.18. La Figure 4.19 montre les résultats des pertes de réflexion (S11) qui sont

inférieure à 20dB, l'isolation entre les ports 1 et 4 est supérieure à 30dB et l'isolation entre les ports 1 et 3 est nettement supérieure à 35dB dans la bande 1GHz-6GHz.

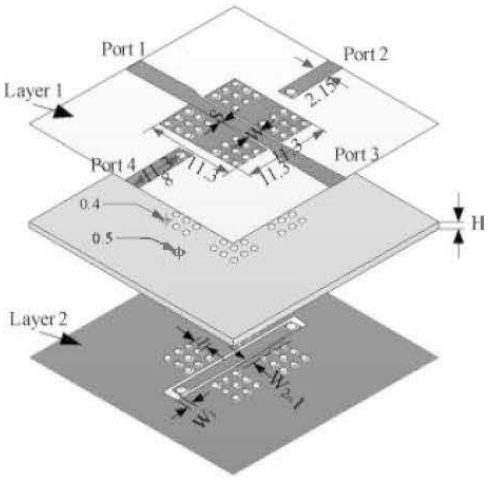


Figure 4.18 Circuit de croissement proposé dans [50].

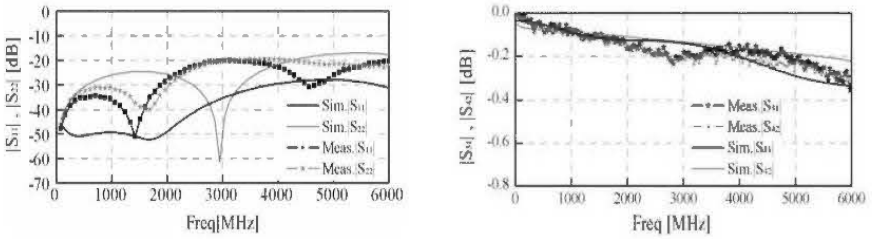


Figure 4.19 Performances de croissement proposé dans [50].

L'inconvénient des Circuit [48] et [49] présentés est que la largeur de bande est étroite. Le point critique de [50] est la présence des via qui va introduire des difficultés lors de la fabrication.

4.7 Structure proposée

Une nouvelle topologie de croisement à double couches, utilisant la technologie micro-ruban, est proposée. Le circuit est basé sur deux chemins de croissement :

Le premier chemin, du port 1 vers le port 2, s'effectue grâce au passage du signal de la ligne micro-ruban à l'une autre ligne micro-ruban, au moyen de deux fentes rectangulaires placées dans le plan de masse commun (figure 4.20). Le but est de transférer le maximum de puissance entre les deux lignes de transmission micro-rubans placées sur deux couches différentes avec un minimum de pertes et un maximum d'isolation.

Le deuxième chemin, du port 3 vers le port 4, s'effectue grâce au passage du signal d'une ligne micro-ruban à une autre ligne micro-ruban directement liée entre eux. La Figure 4.20 représente la configuration des champs électromagnétiques dans une ligne de croisement en technologie multicouche avec et sans fente. Il est à noter que la technologie multicouche permet également d'obtenir des systèmes beaucoup plus denses (compact) qu'avec des structures planaire simple couche.

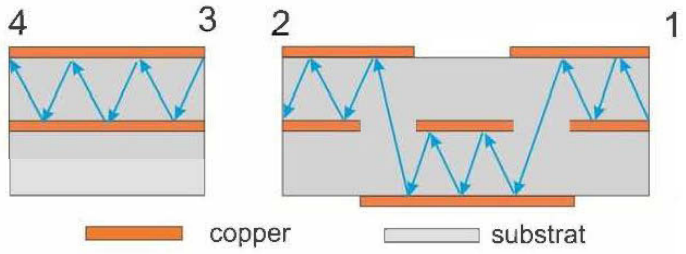


Figure 4.20 Configuration des champs électromagnétiques dans la ligne : (a) sans fente, (b) avec fente.

4.8 Etude théorique

La Figure 4.21 montre le schéma du circuit de croisement proposé. Une étude paramétrique a été réalisée pour déterminer la longueur et la largeur optimales de la fente rectangulaire.

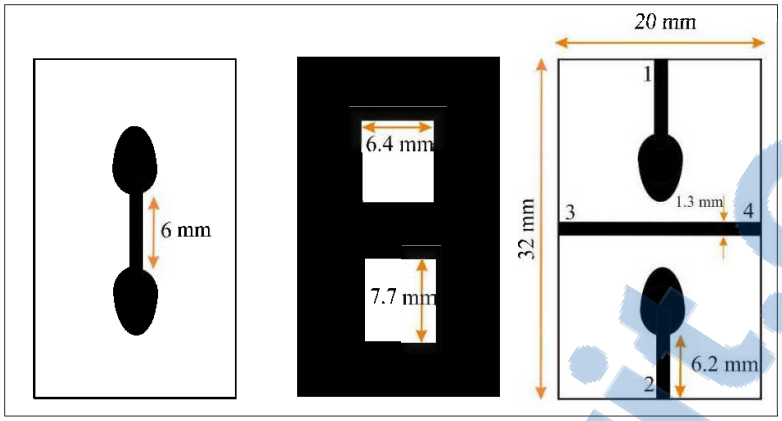


Figure 4.21 Structure du croisement proposé.

Idéalement, le signal entrant dans le port 1 passe seulement au port 2 sans perte d'insertion et sans erreur de phase (valable aussi pour le port 3 et port 4).

Dans cette section, nous introduisant des expressions analytiques permettant d'approcher les valeurs des paramètres et des caractéristiques des lignes multicouches. La fréquence maximale de fonctionnement dans ce type de structure est limitée par l'apparition des modes supérieurs de type H (composante longitudinale du champ magnétique non nulle) et elle est déterminée par l'équation suivante [11]:

$$S_{11} = \frac{1 - C^2(1 + \sin^2(\beta_{ef} L))}{(\sqrt{1 - C^2}\cos(\beta_{ef} L) + j\sin(\beta_{ef} L))^2} \tag{4.1}$$

$$S_{21} = \frac{j2C\sqrt{1 - C^2}\sin(\beta_{ef} L))}{(\sqrt{1 - C^2}\cos(\beta_{ef} L) + j\sin(\beta_{ef} L))^2} \tag{4.2}$$

L : la longueur de surface du couplage

β_{ef} : La constante de phase effective dans le milieu de la structure de couplage.

$$\beta_{ef} = \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda} \tag{4.3}$$

ε_r : permittivité du substrat

Rapport-Gratuit.com

Dans cette étude, nous supposons que le dispositif est conçu pour avoir un couplage, entre les couches supérieure et inférieure, égal à C. Dans le processus de conception, la transition du port 1 vers le port 2 doit permettre une bonne performance en termes de pertes d'insertions. En fait, les pertes d'insertions S21 optimale doit être de 0 dB (coefficient de couplage C = 1). Cependant, il ne peut être réalisé en utilisant, à partir de (4.4) et (4.5), les valeurs de Zoe (mode pair) et Zoo (mode impaire) ∞ et 0 Ω, respectivement. D'autre part, en utilisant C = 0.8, les impédances Zoe et Zoo sont, respectivement, 150 et 16,7 Ω (elles sont réalisables).

$$Z_{oe}=Z_0\sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \tag{4.4}$$

$$Z_{oo}=Z_0\sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \tag{4.5}$$

Tel que Z_{oe} et Z_{oo} sont des impédances caractéristiques du mode pair et impaire (even and odd modes) et Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne micro ruban. La figure 4.22 montre une photographie du prototype réalisé. Nous rappelons que la structure est conçue sur deux couches du substrat de type ROGERS RT/Duroid 5880 de permittivité ε_r= 2,2 et d'épaisseur 0,508 mm.

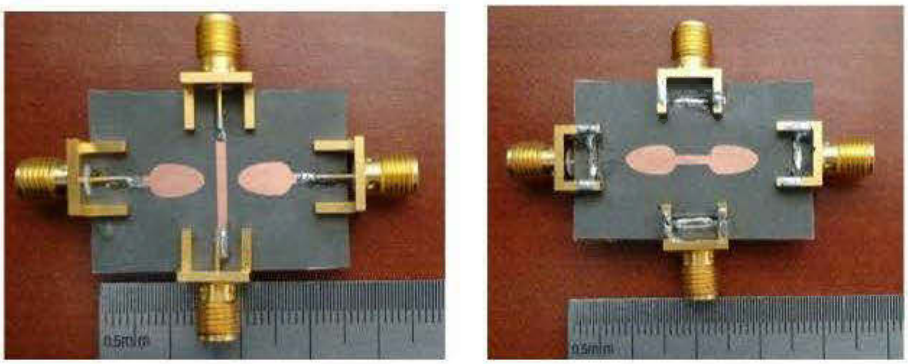


Figure 4.22 Photographie du prototype réalisé.

D'après les résultats de simulations et de mesures présentés dans la figure 4.23, les coefficients de réflexions S11, S22, S33 et S44 sont inférieures à 14 dB sur toute la bande ULB [3.1-10.6 GHz].

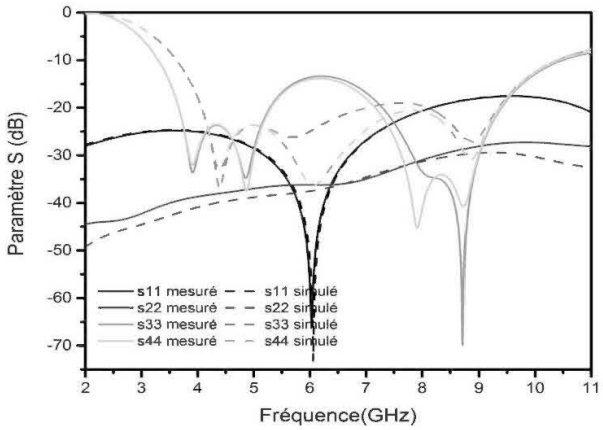


Figure 4.23 Coefficient de réflexion du croisement.

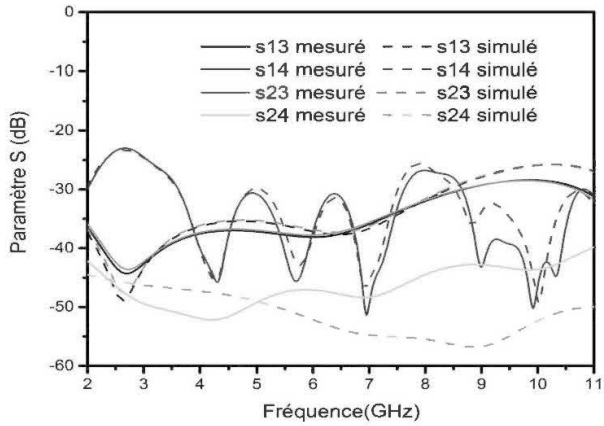


Figure 4.24 Résultats de simulation et de mesure de l'isolation du circuit du croisement.

Dans la figure 4. 24, l'isolation entre le port 1 et les deux ports 3 et 4, (S13, S14) est supérieures à 25dB, et l'isolation entre les ports 2 et les deux ports 3 et 4 (S23, S24) est supérieure à 35 dB dans toute la bande ULB [3.1-10.6 GHz].

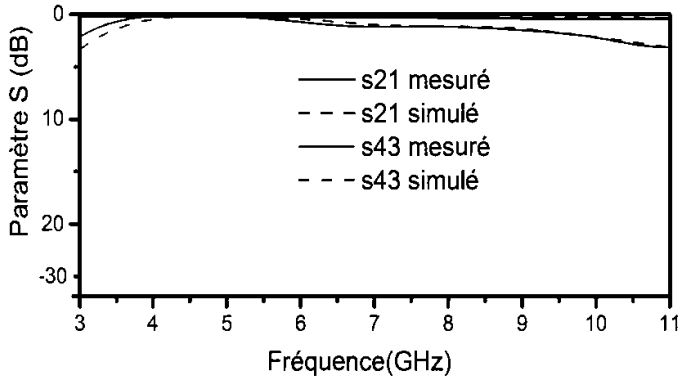


Figure 4.25 Résultats de simulation et de mesure du Coefficients de transmission du circuit du croisement.

La figure 4.25 montre le coefficient de transmission du port 1 vers le port 2 et du port 3 vers le port 4. Les résultats montrent que le coefficient de transmission est constant et de l'ordre de 0.3 dB sur toute la bande ULB [3.1-10.6 GHz].

On remarque, donc, qu'il y a une très bonne concordance entre les résultats de simulations et les mesures.

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté de nouveaux dispositifs hyperfréquences originaux en technologie multicouche. Le croisement et diviseur de puissance ont été conçus, fabriqués et mesurés. La comparaison entre les résultats de simulations et de mesures indique une très bonne concordance, ce qui valide l'approche proposée. Les dispositifs développés sont très utiles pour les applications sans fil dans la bande [3.1-10.6 GHz].

CHAPITRE 5. CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans ce mémoire, s'inscrivent dans le volet de développement incessant des dispositifs hyperfréquences de communications sans fil moderne dans les mines. Nous avons commencé par positionner le travail envisagé en précisant la problématique et l'objectif, puis nous avons exposé l'essentiel des notions théoriques en liens avec notre sujet.

Le chapitre 2 décrit, d'abord, le choix de l'architecture de la matrice de Butler à polarisation circulaire par commutation de faisceau. Nous avons ainsi axé nos travaux sur la conception des matrices de Butler à large bande 4×4 compactes et peu coûteuses en utilisant la technologie micro-ruban. Le coupleur 3dB/90° hybride conçu montre de bonnes performances en termes de pertes de retour, pertes d'insertion et le déphasage entre les ports de sortie qui était sensiblement constant à 90°. Une fois le coupleur 3dB/90° hybride conçu, on est passé à la conception d'une matrice de Butler à polarisation circulaire. La matrice conçue a permis d'éviter l'utilisation des croisements (crossover), tel qu'utilisé dans les matrices de Butler conventionnelles.

Dans le chapitre 3, Nous avons proposé une antenne Yagi-Yuda capable de commuter entre un mode ultra large-bande et un autre en bande étroite. Cette bande (ULB) est subdivisée en plusieurs sous-bandes de même largeur, ou bien de différentes largeurs, couvrant la quasi-totalité de la largeur [3.1-10.6 GHz]. Cette dernière est basée sur l'insertion d'un filtre au niveau du plan de masse. Le filtre utilise un réseau de résonateurs imprimés. La différence entre les trois approches de reconfiguration réside dans la résolution fréquentielle. En effet, la première antenne subdivise la largeur de bande (ULB) en trois (03) sous-bandes avec des largeurs de bande égales. La deuxième antenne subdivise la largeur de bande ULB en cinq (05) sous-bandes avec des largeurs de bande égales. Le dernier prototype commute entre un mode ULB et trois (03) sous-bandes avec des largeurs de bande différentes à l'intérieur de la même bande ULB.

Les deux objectifs visés par la conception de ces antennes sont :

- L'augmentation de la sélectivité fréquentielle de l'antenne en réduisant nettement sa largeur de bande grâce au filtrage introduit (résonateurs).
- La translation de la bande d'opération étroite pour balayer la quasi-totalité de la bande originale (ULB).

La procédure de conception des croisements et du diviseur de puissance ULB couplées par fente (ligne – fente – ligne) a été présentée. Une première approche analytique basée sur la méthode d'analyse paire-impaire (even-odd) a été brièvement présentée, avant d'expliquer la phase de simulation de l'approche adoptée, grâce à l'utilisation du simulateur numérique CST MW Studio. Ces derniers emploient le couplage multicouche par fente entre deux couches de substrat. Les résultats ont montrés que les dispositif multicouches proposées possèdent de bonnes performances en termes de pertes de retour « S 11 », de pertes d'insertion « S 21 » et de pertes d'isolation à travers toute la plage de fréquence d'opération. Ce qui démontre une bonne adaptation d'impédance et un bon transfert d'énergie entre les différents ports des deux dispositifs conçus.

Les dispositifs hyperfréquences proposés, bien qu'ils soient originaux, ont besoin d'amélioration. Dans le prolongement naturel de notre travail de thèse, il est recommandé d'envisager les perspectives suivantes :

- Améliorer la bande passante de ce type de coupleur directionnel ;
- Développer un modèle final pour l'antenne YAGI-YUDA avec intégration des diodes PIN pour rendre l'antenne reconfigurable, par commutation électronique.
- Transposer les différents dispositifs développés vers la bande millimétrique « V band » pour les systèmes de communications futurs.

Ces travaux, à forte teneur expérimentale, ont donné lieu à des contributions scientifiques diverses et plusieurs aspects originaux ont été soulevés et solutionnés.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] Mansoul Ali, "Conception et Réalisation d'Antennes Reconfigurables en Fréquence", thèse de doctorat, ENP, 2016.

[2] Sylvain Loizeau, "Conception et Optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande", thèse de doctorat. Université Paris-Sud Xi, 2010.

[3] Talbi Abdessalem, "Conception et réalisation d'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement", thèse de maitrise, Université de Blida, 2012.

[4] Nedil Mourad, "Développement d'un réseau d'antennes a formation de faisceaux basé sur de nouvelles matrices de Butler", thèse de doctorat, Université du Québec-INRS, 2006.

[5] S. Haykin, "Cognitive Radio: Brain-empowered Wireless Communications", IEEE Journal on Selected Areas of Communications, vol. 23, No. 2, pp. 201–220, Feb. 2005.

[6] *Antenna Engineering Handbook*, 4 edition, McGraw-Hill Education, New York, NY, United States; June 28 2007.

[7] CST studio suite Help support 2013, http://www.edatop.com/cst/CST2013/30763.html

[8] *Modern Antenna Handbook*, 1 edition, Wiley-Interscience, New York, NY, United States.; September 2, 2008.

[9] Commission, F.C., *Spectrum policy task force report*. Technical Report 02-155, November 2002.

[10] Mitola Joseph, "Cognitive Radio: An integrated agent architecture for software defined radio", PhD. dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.

[11] M. L. Seddiki, F. Ghanem, M. Nedil and A. Bouklif, "Compact crossover on multilayer substrate for UWB applications," in Electronics Letters, vol. 53, no. 3, pp. 162-163, 2 2 2017.

[12] M. L. Seddiki, M. Nedil and F. Ghanem, "Wideband switched beam antenna array with circular polarization for undergound mines," 2016 IEEE International

Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, 2016, pp. 433-434.

[13] M. L. Seddiki, F. Ghanem and M. Nedil, "A compact power divider multilayer for UWB applications," 2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Montreal, QC, 2016, pp. 1-2.

[14] M. L. Seddiki, M. Nedil, F. Ghanem and T. A. Denidni, "Frequency reconfigurable quasi-Yagi antenna using variable-length transmission line resonator," 2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Abu Dhabi, 2016, pp. 1-4.

[15] Djerafi tarek, "Étude Et Réalisation De Matrices À Commutation De Faisceaux En Technologie Guide D'ondes Intégré Au Substrat ", thèse de doctorat, École Polytechnique De Montréal, .2011.

[16] Saeid Karamzadeh , Vahid Ra fii, Mesut Kartal, Bal S. Virdee "Modified Circularly Polarised Beam Steering Array Antenna By Utilised Broadband Coupler And 4 × 4 Butler Matrix, " IET Microw. Antennas Propag., , Vol. 9, Iss. 9, Pp. 975 – 981,2015.

[17] C. Liu, S. Xiao, Y. X. Guo, M. C. Tang, Y. Y. Bai and B. Z. Wang, "Circularly Polarized Beam-Steering Antenna Array With Butler Matrix Network," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, no. , pp. 1278-1281, 2011.

[18] Fouany Jamil, "Nouvelles architectures d'antennes a éléments parasites pour la polarisation circulaire : Application à la conception d'une antenne en bande X pour nano satellite" thèse de doctorat, Université de Limoges, 2016.

[19] Abdelghani Mohamed Lamine, "Conception et réalisation d'un système réseau d'antennes ultra large bande à formation de faisceaux basé sur la matrice de Butler'', thèse de maitrise, Université du Québec-INRS, 2012.

[20] Ben Kilani Moez,"Conception et implémentation de nouvelles configurations de matrice de Butler en technologies planaire et conforme ", thèse de maitrise, Université du Québec UQAT, 2012.

[21] D. M. Pozar, "*Microwave Engineering 2nd Edition*," New York: John Wiley & Sons, Inc. 716p, 1998.

[22] Sylvain Pflaum, "Etude et conception d'antennes miniatures et directive sa polarisation circulaire pour lecteurs RFID UHF" thèse de doctorat, université de nice-sophia antipolis, 2013.

[23] Zied Harouni, "Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz" thèse de doctorat, université de Paris-Est, 2012.

[24] Grégory Beddeleem, "Antennes multistandards combinées à polarisations Antennes multistandards combinées à polarisations multiples multiples pour les applications spatiales pour les applications spatiales" thèse de doctorat, université nice-sophia antipolis, 2008.

[25] J.Changrong Liu, Shaoqiu Xiao, Yong-Xin Guo, Yan-Ying Bai, and Bing-Zhong Wang, "Broadband Circularly Polarized Beam-Steering Antenna Array," IEEE Transactions on Antennas And Propagation, Vol. 61, No.3, March, 2013.

[26] C. Liu, S. Xiao, Y. X. Guo, M. C. Tang, Y. Y. Bai and B. Z. Wang, "Circularly Polarized Beam-Steering Antenna Array With Butler Matrix Network," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, no. , pp. 1278-1281, 2011.

[27] Kang Ding, Cheng Gao, Tongbin Yu, and Dexin Qu "Broadband C-Shaped Circularly Polarized Monopole Antenna," Ieee Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 63, No. 2, February 2015.

[28] S. Zheng, W. S. Chan, S.H. Leung and Q. Xue, "Broadband Butler Matrix With flat Coupling," Electronics Letters 10 th May 2007 Vol .43 No.10.

[29] Imen Ben Trad, "Antennes agiles pour les télécommunications multistandards", Thèse De Doctorat .INSA de Rennes, 2014.

[30] Olivier kramer, "Conception Et Réalisation D'un Récepteur Composé De Réseau D'antennes Yagi Multicouches Verticales Et De composants En Ondes Millimétriques" Thèse Maîtrise, Ecole Polytechnique De Montréal, 2010.

[31] Ahmed Elssayed ahmad, "Conception D'antennes Réseaux Aux Performances Optimisées Par La Prise En Compte Des Couplages Inter Eléments. Application A La Formation De Faisceau Et A La Polarisation Circulaire" thèse de doctorat, Université De Limoges, 2010.

[32] Fabien Ferrero, "Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation" Thèse de doctorat, Université De Nice-Sophia Antipolis, 2007.

[33] Laurent petit, "Antennes Reconfigurables A Base De MEMS RF" Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, 2007.

[34] Sylvain Loizeau, "Conception et Optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande", thèse de doctorat. Université Paris-Sud Xi, 2010.

[35] Y. Cai, Y. J. Guo and T. S. Bird, "A Frequency Reconfigurable Printed Yagi-Uda Dipole Antenna for Cognitive Radio Applications," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 6, pp. 2905-2912, June 2012.

[36] A. Mansoul, F. Ghanem, M. R. Hamid and M. Trabelsi, "A Selective Frequency-Reconfigurable Antenna for Cognitive Radio Applications," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13, no. , pp. 515-518, 2014 .

[37] F. Ghanem and A. Mansoul, "An UWB to four sub-bands frequency reconfigurable CPW-fed disc monopole antenna," *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Orlando, FL, 2013, pp. 690-691.

[38] A. Mansoul, F. Ghanem, M. R. Hamid, E. Salonen and M. Berg, "Bandwidth reconfigurable antenna with a fixed lower and a variable upper limit," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, no. 15, pp. 1725-1733, 12 10 2016.

[39] J. Wu, Z. Zhao, Z. Nie and Q. H. Liu, "Design of a Wideband Planar Printed Quasi-Yagi Antenna Using Stepped Connection Structure," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation", vol. 62, no. 6, pp. 3431-3435, June 2014.

[40] http://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM08/RM08y/RM08y00.html, 2015

[41] Sekkal Wassila, "Etude Et Simulation Des Systemes Bfn Pourreseaux D'antennes A Faisceaux Multiples. Application Du Concept Corps" Thèse de Magister, Université Abou Bakr Belkaid Tlemcen, 2011.

[42] Karoline Gerard, "Hybridation De Méthodes Numériques Pour L'étude De La susceptibilité Electromagnétique De Circuits Planaires " Thèse de doctorat université de Toulouse, 2014.

[43] Harrabi Amal, "Conception Et Réalisation D'une Antenne plate Pour La Réception Satellite", Thèse de doctorat, université De Nantes ,2015.

[44] M. E. Bialkowski and A. M. Abbosh, "Design of a Compact UWB Out-of-Phase Power Divider," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 4, pp. 289-291, April 2007.

[45] K. Song, Y. Zhu, Q. Duan, M. Fan and Y. Fan, "Extremely compact ultra-wideband power divider using hybrid slotline/microstrip-line transition," in *Electronics Letters*, vol. 51, no. 24, pp. 2014-2015, 11 19 2015.

[46] L. Guo, A. Abbosh and H. Zhu, "Ultra-wideband in-phase power divider using stepped-impedance three-line coupled structure and microstrip-to-slotline transitions," in *Electronics Letters*, vol. 50, no. 5, pp. 383-384, Feb. 27 2014.

[47] Kaijun Song, Quan Xue, "Novel Ultra-Wideband (UWB) Multilayer Slotline Power Divider With Bandpass Response", IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 20, No. 1,pp.13-15, January 2010.

[48] . A. Maktoomi, M. S. Hashmi and F. M. Ghannouchi, "Systematic Design Technique for Dual-Band Branch-Line Coupler Using T- and Pi-Networks and Their Application in Novel Wideband-Ratio Crossover," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 6, no. 5, pp. 784-795, May 2016.

[49] A. M. Abbosh, "Wideband Planar Crossover Using Two-Port and Four-Port Microstrip to Slotline Transitions," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 9, pp. 465-467, Sept. 2012.

[50] W. Liu, Z. Zhang, Z. Feng and M. F. Iskander, "A Compact Wideband Microstrip Crossover," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 5, pp. 254-256, May 2012.

[51] Kobeissi Hassan, "Analyse Et Caractérisation Des Structures Planaires Multi Ports Pour La Conception Et La Réalisation Des Combineurs Et Des Diviseurs De Puissance" Thèse De Doctorat, Ecole Polytechnique De Montréal, 1997.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES