

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Djillali Liabes Sidi Bel Abbès
Faculté Génie Électrique



Thèse de Doctorat en Électronique

SPÉCIALITÉ : RÉSEAUX ET MOBILES

Présenté par :

MOHAMED LAMINE SEDDIKI

Intitulé

**Nouvelles approches pour l'amélioration des performances des
communications sans fil au niveau des résonateurs RF**

Soutenu publiquement le 03/12/2018 devant le jury composé de :

Président : kamelbelloulata	Professeur	<u>U.D. L sidi Bel Abbès</u>
Encadreur : BOUKELIF Aoued	Professeur	<u>U.D. L sidi Bel Abbès</u>
Co- Encadreur : GHANEM Farid	M.R. A	<u>CEVITAL</u>
Examineur : ZoubirMahdjoub	Professeur	<u>U.D. L sidi Bel Abbès</u>
Examineur : Mansoulali	M.R. A	<u>CDTA</u>

Laboratoire des "Réseaux de Communication, Architectures et Multimédia (RCAM))

REMERCIEMENTS

Nous remercions ALLAH le tout puissant qui nous a permis d'achever ce travail et de le présenter sous la forme de cette thèse.

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du Centre de Développement des Technologies Avancées (CDTA), Division Telecom, en collaboration avec le laboratoire des Réseaux de Communication, Architectures et Multimédia (RCAM), de Université DjillaliLiabes Sidi Bel Abbes, sous la direction du **Prof BOUKELIF Aoued** et la co-direction du **Dr Farid GHANEM**

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur **Farid GHANEM** d'avoir accepté la direction de ce travail avec beaucoup d'attention et de soin, pour la confiance qu'il m'a témoignée en m'accueillant dans son groupe. Il n'a hésité à aucun moment pour me soutenir et de me donner de son temps précieux, et m'accompagner tout au long de ce projet, en mettant à notre profit ses inestimables compétences dans un cadre conviviale et humain.

Je remercie très chaleureusement le Professeur **BOUKELIF Aoued** à qui je présente l'expression de ma profonde gratitude pour la confiance qu'il m'a témoignée, sa disponibilité et ses précieux conseils.

Je tiens à remercier, le Professeur **Belloulata Kamel** de L'Université DjillaliLiabes Sidi Bel Abbes, qui m'a fait l'honneur d'accepter de présider le jury.

J'exprime mes remerciements à :

Monsieur **ZoubirMahdjoub**, Professeur à l'université de L'Université DjillaliLiabes Sidi Bel Abbes, pour avoir accepté de faire partie des membres de jury et d'examiner ce travail.

Monsieur **Ali Mansoul**, Maître de recherche A Centre de Développement des Technologies Avancées (CDTA) pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Monsieur **TalebNasreddine** Professeur à L'Université DjillaliLiabes Sidi Bel Abbes, pour avoir accepté de faire thèse de doctorat au niveau laboratoire RCAM.

Enfin, Je tiens à remercier le docteur **MouradNEDIL**, de l'université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) campus val d'or pour ses précieux conseils.

Sans omettre bien sûr de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présent travail.

« La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne.
La pratique, c'est quand tout fonctionne et qu'on ne sait pas pourquoi.

Ici, nous avons réuni théorie et pratique : rien ne fonctionne... et on ne sait pas pourquoi ! »

Albert Einstein

Dédicaces

*A tous ceux qui me sont les plus chers : ma mère, mon père, ma femme
et mes frère et sœurs*

*A Mon fils **HABIB***

A toute ma famille, petits et grands.

A tous mes amis.

Je dédie ce modeste travail.

Mohamed Lamine

LISTE DES SYMBOLES

dB	décibels
f	fréquence
f_c	fréquence central
GHz	Gigahertz (10^9 Hertz)
S_{11}	pertes de retour
S_{21}	coefficient de transmission entre le port 1 et port 2
S_{31}	coefficient de transmission entre le port 1 et port 3
S_{32}	isolation entre port 2 et port 3
$\tan \delta$	tangente de perte
h	hauteur de substrat
W	largeur de substrat
λ	longueur d'onde
λ_0	longueur d'onde dans espace libre
λ_g	longueur d'onde guidée
ϵ_0	permittivité de l'espace libre, 8.854×10^{-12} [F/m]
ϵ_r	permittivité relative de milieu
ϵ	permittivité de milieu
ϵ_{eff}	permittivité efficace de milieu
μ	perméabilité de milieu
μ_0	Perméabilité d'espace libre, $4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]
σ	conductivité
Ω	Ohms

TABLE DES MATIERES

LISTE DES SYMBOLES.....	V
TABLE DES MATIERES	VI
LISTE DES FIGURES	X
LISTE DES TABLEAUX.....	XV
RÉSUMÉ	XVI
CHAPITRE 1. INTRODUCTION	1
1.1 Motivation.....	1
1.2 Problématique	3
1.3 . Objectifs.....	4
1.4 . Contributions.....	5
1.5 . Plan de la thèse.....	6
CHAPITRE 2. COMMUNICATION SANS FIL	8
2.1 . Introduction.....	8
2.2 . La Répartition Des Réseaux Sans Fil.....	8
2.2.1 . Les réseaux sans fil WWAN (Wireless Wide Area Network)	9
2.2.2 . Les Réseaux métropolitains sans fil (WMAN : Wireless Métropolitain Area Networks).....	10
2.2.3 . Réseaux individuels ou réseaux domestiques sans fil fil (WPAN : Wireless Personnel Area Networks)	10
2.2.4 . Les réseaux sans fil WLAN (Wireless Local Area Network).....	11
2.2.5 . Les réseaux sans fil corporels WBAN (Wireless Body Area Network)	13
2.2.6 Les liaisons terre – satellite.....	13
2.3 . Bref Historique : De La Naissance A L’explosion Des Moyens De Communication Sans Fil.....	14
2.4 . Avantages Et Inconvénients.....	15
2.5 . Les Différentes Architectures De Réseaux Sans Fil	16
2.5.1 . Les réseaux sans fil point à point et point à multi point.....	16
2.5.2 . Les réseaux sans fil avec infrastructure ou cellulaires	16
2.5.3 . Les réseaux sans fil sans infrastructure ou Ad Hoc	17
2.6 . CONCLUSION DU CHAPITRE 2.....	19
CHAPITRE 3. MATRICE DE BUTLER MULTIBANDE	20
3.1 . Introduction.....	20

3.2	. Description.....	21
3.3	. Composants intrinsèques de la matrice de Butler conventionnelle.....	23
3.3.1	. Coupleur hybride (3dB, 90°).....	23
3.3.2	. Croisement	25
3.3.3	. Les déphaseurs	26
3.4	. Faisceaux générés par la matrice de Butler 4x4.	27
3.5	. Conception De La Matrice De Butler Multi bande.	29
3.5.1	. Structure proposée.	29
3.6	. Choix des paramètres.	30
3.6.1	. Sélection du Substrat.....	30
3.6.2	. Permittivité.....	31
3.6.3	. Pertes.....	31
3.6.4	. Épaisseur.	32
3.6.5	. La Sélection.....	32
3.6.6	. Assemblage multicouches.....	33
3.6.7	. Outils d'estimation de paramètres importants (Choix de dimensions).	33
3.6.8	. Outils de conception.....	34
3.6.9	. Choix de simulateur.	34
3.6.10	. Capacité d'un ordinateur.	35
3.6.11	. Méthodologie de conception.	36
3.7	. Conception du coupleur.	36
3.8	. Matrice de Butler Multi bande.	39
3.9	. Conclusion.	44
CHAPITRE 4.	ANTENNES YAGI-YUDA RECONFIGURABLES.....	45
4.1	. Introduction.....	45
4.2	. Définition.	46
4.3	. Antenne reconfigurable.....	48
4.3.1	. Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables.....	48
4.4	. État de l'art.....	49
4.5	. Antennes Reconfigurables En Fréquence (Large Bande / Bande Étroite)	53
4.5.1	. Introduction.....	53
4.5.2	. Conception.	54
4.6	. Première approche : ULB vers trois sous bandes.....	55
4.7	. Deuxième approche : Bande ULB vers cinq sous-bandes.	57
4.8	. Troisième approche ULB vers 3 sous bande avec différentes largeurs de bande.	60

4.9	. Conclusions.....	64
CHAPITRE 5. CONCEPTION DES CROISEMENTS ULB EN DIFFÉRENTS TECHNOLOGIE		
5.1	. Introduction.....	65
5.2	. Circuit du Croisement monocouche.....	65
5.2.1	. Topologie du nouveau Circuit du Croisement.....	65
5.3	. Circuit du Croisement multicouche.	69
5.3.1	. État de l’art.....	69
5.3.2	. Structure proposée.....	72
5.3.3	. Étude théorique.	73
5.4	. Conclusion.	78
CHAPITRE 6. FILTR DE HAIRPIN RECONFIGURABLE POUR LES RADIOS COGNITIVES 79		
6.1	. Introduction.....	79
6.2	. Théorie des lignes de transmission.	80
6.2.1	. Résonateurs microondes à base de lignes de transmission.	81
6.2.2	. Résonateurs à impédance uniforme.	82
6.2.3	. Résonateurs à saut d’impédance	84
6.2.4	. Synthèse des filtres par la méthode des lignes couplées	85
6.2.5	Filtres à lignes d’extrémité couplées.....	86
6.2.6	Filtres à lignes couplées parallèlement	87
6.2.7	. Filtre Hairpin.....	88
6.2.8	Filtre interdigité.....	89
6.2.9	Filtre à stubs court-circuités shunts.....	90
6.2.10	Filtre à stubs ouverts shunts	91
6.3	. Conception D’un Filtre Hairpin Reconfigurable Pour Les Radios Cognitives basée sur des switches idéals.	93
6.3.1	. Introduction.....	93
6.3.2	. Approche proposée	94
6.4	. Conception D’un Filtre Hairpin Reconfigurable Pour Les Radios Cognitives basée sur des varactor (capacité variable).....	101
6.4.1	INTRODUCTION	101
6.4.2	CONCEPTION DU FILTRE	101
6.4.3	RÉSULTATS ET DISCUSSION.....	102
6.4.4	. une seule band stop reconfigurable	104
6.4.5	. Deux bandes stop reconfigurables.	105

6.4.6	Trois Bandes Stop Reconfigurables	107
6.5	. CONCLUSION.....	111
CHAPITRE 7.	CONCLUSION GENERALE.....	112
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES		115

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 .Exemple de réseau Ad Hoc.....	18
Figure 3.1. Structure de la matrice de Butler 4x4.	22
Figure 3.2 .Exemple d'un coupleur hybride 90°.....	24
Figure 3.3 .Exemple d'un circuit de croisement [4].	25
Figure 3.4. Exemple d'un déphaseur.	27
Figure 3.5. Schéma synoptique de la matrice de Butler 4x4.....	27
Figure 3.6 . Faisceaux générés par la matrice de Butler 4x4.	28
Figure 3.7. Topologie de la matrice de Butler en structure multicouches.	30
Figure 3.8. Permittivité d'un diélectrique représentée dans le plan complexe.	32
Figure 3.9 . Assemblage des 2 couches microruban avec un substrat Rogers RT/Duroid 5880.	33
Figure 3.10 . Calcule d'impédance d'entrée à l'aide de CST MWS.....	34
Figure 3.11 . Maillage basé sur une forme hexaèdre pour une structure d'une antenne sous CST.	35
Figure 3.12 . Coupleur proposé : (a) structure. (b) fabrication.	37
Figure 3.13. Résultats de simulations : (a) les pertes de retour, les pertes d'insertion et l'isolation (b) la différence de phase.	39
Figure 3.14 . Structure de la matrice de Butler proposée.....	40
Figure 3.15. Résultats de simulation des pertes de retour (S11), isolation (S12, S13 et S14), transmission (S15, S16, S17 et S18).....	42
Figure 3.16. Faisceaux générés par la matrice de Butler.	43
Figure 4.1. Schéma du concept d'antenne Yagi-Uda.....	46
Figure 4.2. Diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi-Yuda.	47
Figure 4.3. Antenne quasi-Yagi et les pertes de retour S11 [35].	49
Figure 4.4. Antenne proposée dans [36].	50
Figure 4.5. Résultats de simulation et de mesures [36].	50
Figure 4.6. L'antenne proposée dans [37].....	51
Figure 4.7. Résultats de simulation et de mesures des pertes de retour de l'antenne [37].	51
Figure 4.8. L'antenne proposée dans [17].....	52

Figure 4.9. Résultats de simulation et de mesures de l'antenne [38].	52
Figure 4.10. Schéma de l'antenne proposée.	Erreur ! Signet non défini.
Figure 4.11. Coefficient de réflexion et impédance.	Erreur ! Signet non défini.
Figure 4.12. Prototype réalisé.	Erreur ! Signet non défini.
Figure 4.13. Coefficient de réflexion mesuré et simulé pour les quatre modes d'opérations.	Erreur ! Signet non défini.
Figure 4.14. Gain de l'antenne de chaque modes d'opérations.	Erreur ! Signet non défini.
Figure 4.15. Distribution du courant surfacique pour les différents modes de fonctionnement.	Erreur ! Signet non défini.
Figure 4.16.	Erreur ! Signet non défini.
Figure 4.17.	Erreur ! Signet non défini.
Figure 4.18. Schéma de l'antenne Yagi-Yuda conventionnelle [18].	54
Figure 4.19 . Résultat de simulation du coefficient de réflexion S11.	54
Figure 4.20 . L'antenne après intégration du résonateur.	55
Figure 4.21 . Résultats de simulation S11 pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite.	56
Figure 4.22 . Résultats du gain pour les 4 modes de fonctionnement.	57
Figure 4.23 . Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) sous-bande 2.	57
Figure 4.24 . L'antenne après intégration des résonateurs et des commutateurs.	58
Figure 4.25 . Résultats simulés du coefficient de réflexion S11 pour chaque mode de fonctionnement.	58
Figure 4.26 . Gain en fonction de la fréquence pour les 6 modes de fonctionnement.	59
Figure 4.27 . Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) sous-bande 4.	60
Figure 4.28 . Configuration de l'antenne après intégration des résonateurs.	61
Figure 4.29 . Résultats de simulation du coefficient de réflexion S11 pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite.	62
Figure 4.30 . La photographie de l'antenne Yagi-Yuda pour une configuration ULB.	62
Figure 4.31. Coefficient de réflexion S11 mesuré.	63

Figure 4.32 . Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) LB-2.	63
Figure 5.1 . Schéma du circuit de croisement proposé (a) couche supérieur, (b) couche inférieur.....	66
Figure 5.2 . Configuration des champs électromagnétiques dans la ligne : (a) sans fente, (b) avec fente.....	67
Figure 5.3 Photographie du prototype réalisé : (a) vue d'en face (b) vue d'arrière... ..	67
Figure 5.4 . Performances du croisement proposé (a) S11, (b) S21, (c) S31.....	68
Figure 5.5 . Croisement proposé dans [48].	69
Figure 5.6 . Les performances de croisement proposé dans [48].....	70
Figure 5.7 . Circuit de croisement proposé dans [49].	70
Figure 5.8 . Performances de croisement proposé dans [49].	71
Figure 5.9 . Circuit de croisement proposé dans [50].	72
Figure 5.10 . Performances de croisement proposé dans [50].	72
Figure 5.11 . Configuration des champs électromagnétiques dans la ligne : (a) sans fente, (b) avec fente.....	73
Figure 5.12. Structure du croisement proposé.	74
Figure 5.13. Photographie du prototype réalisé.	75
Figure 5.14. Coefficient de réflexion du croisement.....	76
Figure 5.15. Résultats de simulation et de mesure de l'isolation du circuit du croisement.	76
Figure 5.16. Résultats de simulation et de mesure du Coefficients de transmission du circuit du croisement.	77
Figure 6.1. Modèle électrique d'une ligne de transmission [43].....	80
Figure 6.2. Analyse d'un quadripôle par la méthode des modes pairs et impairs. (a) mode pair. (b) mode impair [43].	81
Figure 6.3 . Résonateur à base de ligne de transmission micro-ruban de longueur $\lambda_g/2$	82
Figure 6.4 Modèle électrique d'un Résonateur à impédance uniforme. (a) circuit équivalent en ligne de transmission. (b) circuit équivalent en éléments localisés [42].	82

Figure 6.5 . Résonateur à base de ligne de transmission micro-ruban ($\lambda g/2$) court-circuitée. (a) circuit équivalent en éléments distribués. (b) circuit équivalent en éléments localisés [42].	83
Figure 6.6 Résonateur à base de ligne de transmission micro-ruban ($\lambda g/4$) ouverte. (a) circuit équivalent en éléments distribués. (b) circuit équivalent en éléments localisés [42].	83
Figure 6.7 . Résonateur à base de ligne de transmission micro-ruban ($\lambda g/4$) court-circuitée. (a) circuit équivalent en éléments distribués. (b) circuit équivalent en éléments localisés [42].	84
Figure 6.8 . Forme 1 de base d'un résonateur à saut d'impédance [10].	85
Figure 6.9 . Forme 2 de base d'un résonateur à saut d'impédance.	85
Figure 6.10 . Filtre à lignes à extrémités couplées [28].	87
Figure 6.11 . Filtre à lignes couplées parallèlement [28].	87
Figure 6.12 . Extraction des paramètres du filtre Hairpin.	89
Figure 6.13 . Topologie du filtre interdigité [28].	90
Figure 6.14 . Topologie du filtre à stubs court-circuités shunts [28].	91
Figure 6.15 . Topologie du filtre à stubs ouverts shunts [28].	93
Figure 6.16. Configuration du filtre de base [10].	94
Figure 6.17. Réponse du filtre donné dans Fig. 6.16	95
Figure 6.18 . Schéma du filtre reconfigurable proposé.	96
Figure 6.19 . Schéma du filtre reconfigurable en mode mono-bande.	96
Figure 6.20 . Distribution de courant dans le filtre donné dans Fig. 4 à la fréquence 1.9 GHz.	97
Figure 6.21 . Réponse du filtre donné dans Fig. 4.	97
Figure 6.22 . Schéma du filtre reconfigurable en mode bi-bande.	98
Figure 6.23 Réponse du filtre donné dans Fig. 6.22.	98
Figure 6.24 . Schéma du filtre reconfigurable en mode tri-bande.	99
Figure 6.25 . Réponse du filtre donné dans Fig. 24.	100
Figure 6.26 . Structure du filtre proposé.	102
Figure 6.27 . Photographie de la fabrication de filtre de hairpin	103
Figure 6.28 . Paramètres S simulées et mesurées du filtre.	103
Figure 6.29 . Structure du filtre proposé avec une bande stop reconfigurable.	104
Figure 6.30 . S11 simulé pour différentes valeurs de condensateur.	104

Figure 6.31 . S21 simulé pour différentes valeurs de condensateur.....	105
Figure 6.32 . Structure de filtre proposé avec deux bandes stop reconfigurables.....	106
Figure 6.33 . S11 simulé pour différentes valeurs de condensateur.....	106
Figure 6.34 . S11 simulé pour différentes valeurs de condensateur.....	107
Figure 6.35 . Structure de filtre proposé avec trois bandes stop reconfigurables.....	108
Figure 6.36. S11 simulé pour différentes valeurs de condensateur.....	108
Figure 6.37. S11 simulé pour différentes valeurs de condensateur.....	109

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1. Nombre de composant utilisé dans la matrice de Butler.	23
Tableau 3.2 . Gradients de phase φ et direction du pointage, pour une matrice du Butler 4×4.	29
Tableau 3.3 . Paramètres du substrat RT/Duroid 5880 et des plans conducteurs utilisés.	33
Tableau 3.4 . Déphasage φ aux ports de sortie et la direction du dépointage de faisceaux θ_N	42
Tableau 4.1. Modes de fonctionnement de l’antenne.	Erreur ! Signet non défini.
Tableau 4.2. Les bande passant de chaque modes d’opérations.	Erreur ! Signet non défini.
Tableau 4.3. Détails du fonctionnement de l’antenne dans les quatre modes.....	56
Tableau 4.4 . L’état des commutateurs pour les six modes de fonctionnement.....	59
Tableau 4.5 . Configuration des commutateurs pour les quatre modes de fonctionnement.....	61
Tableau 6.1 . Détails du fonctionnement du filtre dans les trois modes.	100
Tableau 6.2 . Different mode configurations of filter with band stop.....	110

RÉSUMÉ

L'objectif de cette thèse consiste à proposer de nouvelles approches de conception et réalisation de dispositifs hyperfréquences modernes à base de technologie micro ruban monocouche et multicouche pour les applications modernes. 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 testés : 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 multi-bandes qui permet de faire varier la direction du faisceau d'une antenne intelligente. Le troisième prototype consiste en un circuit de croisement conçu en technologie multicouches et monocouche et couvrant la bande Ultra Large Bande (ULB) de 3.1 - 10.6 GHz. Le dernier prototype est un filtre de type hairpin avec band stop reconfigurable pour les radio cognitives. Les dispositifs ont été fabriqués et mesurés, et les résultats expérimentaux obtenus concordent bien avec ceux obtenus par les simulations, validant ainsi les approches proposées.

ملخص

الهدف من هذه الأطروحة هو تصميم وإنتاج أجهزة الميكروويف الحديثة القائمة على تقنية الشريط الصغير أحادي الطبقة ومتعددة الطبقات لتطبيقات الحديثة. وقد تم عرض حالة مفصلة بشكل جيد عن كل جهاز مصمم بطرق مختلفة للتصميم والإدراك. وقد تم تطوير العديد من النماذج الأولية ومحاكيتها: النموذج الأولي هو مصفوفة بتلتر متعددة النطاق. والثاني هو هوائي Yagi-Yuda قابل للإعادة التشكيل لينتج وضع النطاق العريض ووضع النطاق الضيق. والنموذج الأولي هو دارم اتصال مصممة بتقنية الطبقات المتعددة والطبقة الواحدة التي تغطي النطاق الواسع للغاية (ULB) الذبذبة أو حبيب 3.1 و 10.6 جيجا هرتز. والدائرة الأخيرة هي فلتتر من نوع HAIRPIN مع شريط قطع قابل للإعادة التشكيل للأجهزة الراديوية الإدراكية. تمتص النماذج الأولية اعتباراً أكثر أصلياً وقياسها. النتائج التجريبية التي تم الحصول عليها تتفق بشكل جيد مع النتائج التي تم الحصول عليها من خلال عمليات المحاكاة وبالتالي التحقق من النهج المقترحة.

CHAPITRE 1. INTRODUCTION

1.1 Motivation

De nos jours le potentiel de la mobilité, de l'accès et du partage de l'information de haute qualité avec une grande vitesse entre les dispositifs portatifs s'est développé avec une rapidité extraordinaire, aussi avec l'essor des réseaux informatiques, les différents appareils électroniques et les téléphones portables, les applications sans fil ont connu récemment une formidable explosion.

Il faut noter que les fréquences utilisées par ces diverses applications s'étalent sur plusieurs octaves et l'accès simultané et efficace, à partir d'un même terminal aussi petit et compact, et à ces fréquences est impossible avec une antenne classique.

Les systèmes de communication modernes auront donc besoin d'antennes de plus en plus compactes et discrètes, fonctionnant sur une ou plusieurs fréquences, et doivent assurer la compatibilité des différentes normes et accéder à de nombreux services à partir du même appareil. Dans cette perspective, plusieurs auteurs ont proposé différentes approches antennaires qui intègrent des antennes multi-bandes et/ou larges bandes sur un même substrat, donnant ainsi des systèmes de communication de faible coût.

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].

De ce fait, plusieurs chercheurs 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 un très haut débit sur un seul réseau de communication sans fil robuste adapté aux divers milieux de

communications. Cette plateforme nécessite des systèmes multi modes et multi-bandes.

Cependant, la majorité des systèmes de radiocommunication actuels utilisés, 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 (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 [2]. Les dispositifs planaires, telles que les antennes, les coupleurs hybrides, les diviseurs de puissance, et les circuits de croisement 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 capté l'attention des chercheurs dans le domaine des hyperfréquences [4].

Les dispositifs hyperfréquences de type croisement et diviseur de puissance qui étaient utilisés dans les systèmes de communications traditionnels à bande étroite, ne suffisent pas à répondre aux demandes et aux besoins des systèmes de communication modernes en termes de bande passante [3]. Pour pallier à ce problème, il s'est avéré nécessaire d'aller exploiter de nouvelles solutions, notamment 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].

Une autre problématique qu'a essayée de traiter ce travail consiste à concevoir des systèmes de commutation de faisceaux, à base de réseaux d'antennes [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 ($N \times N$) 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 multi bande.

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. 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 [1]. 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 des filtres et des antennes reconfigurables en fréquence. Les antennes conventionnelles sont utilisées uniquement pour collecter/transmettre 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 proposer de nouvelles approches pour concevoir et réaliser des dispositifs hyperfréquences qui permettent d'améliorer les performances des systèmes de communication à travers la reconfiguration. Ces dispositifs,devraient être capables de changer leurs caractéristiques fondamentales telles que la fréquence de travail et/ou le diagramme de rayonnement.

Plus précisément, les objectifs visés dans ce projet de thèse sont :

- 1- Conception et fabrication 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.
- 2- Application des deux structures sus-citées pour la conception et fabrication d'une matrice de Butler reconfigurable en fréquence. En reliant une matrice de Butler reconfigurable en fréquence à un réseau d'antennes, on peut atténuer significativement les signaux dans des bandes de fréquences données, ce qui

permettrait d'y combattre les interférences nocives et limiter la dégradation de performances dans la commutation de faisceaux.

3- Dans cette partie, la matrice développée est une matrice 4X4 multicouche composée de quatre coupleurs multi-bande et de deux déphaseurs sans l'utilisation de croisements. Conception et réalisation une antenne Yagi-Yuda ULB reconfigurable en fréquence par commutation entre des modes large bande et bande étroite.

4- Développements d'un filtre de type hairpin reconfigurable pour les radios cognitives.

1.4. Contributions

Les travaux, issus de cette thèse, ont fait l'objet de deux publications dans des journaux et de plusieurs communications internationales.

Journaux :

- 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, 22 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" *Progress in Electromagnetics Research Letters*, Vol. 71, 103-108, 2017.
Doi:10.2528/PIERL1708270

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.
- 4- Seddiki Mohamed Lamine, Ghanem Farid, Boukelif Aoued "A Hairpin Filter with One, Two or Three Reconfigurable Notches" *International Conference on Advanced Communications Systems and Signal Processing ICOSIP'2015*.

- 5- Seddiki Mohamed Lamine, Ghanem Farid, BoukelifAoued, ``Filtre de Hairpin avec des bandes stop reconfigurables pour les radios cognitives``9, *Colloque TASSILI-SCCIBOV'2015*.

1.5. Plan de la thèse

Cette thèse est organisée en sept chapitres. Le premier est une introduction générale et le deuxième chapitre présente les différentes définitions qu'on retrouve dans les communications sans fil.

Les cinq 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 clôture chaque chapitre par des conclusions.

Le chapitre III décrit en détails les notions de base sur les systèmes de commutation de faisceaux multi bande. 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 multi bande. Pour une première tentative on a opté pour la conception d'un coupleur multi bande. La conception de ce coupleur directionnel en technologie multicouche a été décrite en détails dans ce chapitre.

Le chapitre IV 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 de l'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. Les travaux de recherche issus de ce chapitre ont été publiés dans un article de conférence [1].

Le cinquième chapitre est entièrement consacré aux croisements. La définition, l'état de l'art, suivie d'une description de la technologie utilisée sont introduites dans ce chapitre. La conception ainsi que les tests des performances de chacun des composants à savoir ; le croisement ultra large bande à double couche et le croisement ultra large bande avec la fonction de filtrage ULB, ont été présentés et discutés en détails. Les résultats obtenus ont fait l'objet d'une publication [2].

Le sixième chapitre sera consacré à la conception des filtres de type hairpin planaires reconfigurable en technologie micro-ruban pour les radios cognitives. La théorie des lignes de transmission ainsi que celle des résonateurs microondes seront d'abord abordées. En s'appuyant sur la méthode des lignes couplées, plusieurs topologies de filtres hairpin planaires seront appliquées pour en déduire l'approche la plus appropriée. Notre contribution dans la conception des filtres hairpin en technologie micro-ruban sera présentée à la fin du chapitre, une structure compacte reconfigurable en terme de bande filtrée (un , deux et trois) sera présentée en détaillant les étapes de conception jusqu'à l'obtention du schéma final du filtre et les résultats de simulation et de mesure seront comparés et discutés.

Une conclusion générale, clôtura cette thèse, tout 'en faisant un bilan des résultats obtenus les perspectives pour la continuité du travail effectué.

CHAPITRE 2. COMMUNICATION SANS FIL

2.1. Introduction

Avant d'attaquer le vif du sujet il est préférable d'expliquer la communication sans fils, et pour cette raison ce premier chapitre est consacré pour ce type de communication, ses avantages, les buts communs pour les chercheurs et surtout la part qui l'occupe dans l'évolution des systèmes distants.

Les systèmes de communication sans fil évoluent selon plusieurs directions :

- L'extension géographique : les zones les plus reculées doivent pouvoir accéder à l'Internet. A ce titre, les réseaux sans fil présentent l'avantage de ne pas nécessiter des travaux lourds pour leur mise en place.
- La deuxième évolution notable est bien sûr l'augmentation du débit, c'est à dire de la quantité d'information circulant par unité de temps.
- La troisième évolution porte sur la mobilité, ce qui nécessite d'organiser le changement de station de base de façon automatique et sans que ce soit perceptible par l'utilisateur. Finalement, la dernière évolution porte sur la convergence voix, donnée, image.
- La dernière génération de téléphones portables doit ainsi permettre d'assurer les liaisons par Internet.

2.2. La Répartition Des Réseaux Sans Fil

Les applications sans fil sont très nombreuses et peuvent être classifiées par l'étendue de la zone couverte qui va de quelques mètres, par exemple Bluetooth, jusqu'à une échelle beaucoup plus grande comme c'est le cas pour le réseau GSM. Ces réseaux sont régis par des normes établies par des organismes nationaux, européens ou internationaux. L'ETSI (European Telecommunication Standards Institute) en est un exemple à l'échelle européenne. La Federal Communications Commission (FCC) en est un autre exemple aux Etats-Unis [3].

2.2.1 . Les réseaux sans fil WWAN (Wireless Wide Area Network)

Également connus sous le nom de « réseau cellulaire mobile », utilisé par les opérateurs de téléphonie. Les principales technologies utilisées dans ce type de réseau sont les suivantes :

GSM : (Global System for Mobile Communications) C'est une norme européenne de communication radio pour la téléphonie mobile, appelée aussi technologie de deuxième génération et fonctionne dans la bande [880-960] MHz. Elle a été conçue à la base essentiellement pour le transport de la voix, mais au cours de ces développements le transport de données avec les SMS (Short Message Service) a beaucoup augmenté.

UMTS : (Universal Mobile Télécommunications System) C'est une norme de système de télécommunications mobile qualifiée de troisième génération. Elle permet de faire aussi bien de la téléphonie mobile classique que du transfert de données internet, et elle est adaptée également à la transmission de données à un débit qui peut atteindre 2 Mégabits par seconde dans la bande [1920-2170] MHz.

GPRS : (General Packet Radio Service) est une évolution du GSM. Il est pour cela nommé norme de téléphonie mobile de « génération 2,5 ». En plus des fonctions du GSM, cette norme offre des qualités de services point à point (PTP), c'est-à-dire l'aptitude à se connecter en mode client-serveur à une machine d'un réseau IP et des services point à multipoint (PMP), c'est-à-dire la capacité d'envoyer un paquet à un groupe de destinataires.

DECT : (Digital Enhanced Cordless Telecommunications) Fonctionne sur la bande [1880-1990] MHz. C'est une norme européenne de transmission numérique utilisée pour les postes téléphoniques sans fil.

2.2.2 . Les Réseaux métropolitains sans fil (WMAN : Wireless Metropolitan Area Networks)

Les plus connus des réseaux métropolitains sans fil (WMAN) sont ceux qui obéissent aux spécifications des normes 802.16. Ces normes ont la particularité de fonctionner sur une gamme de fréquences très large qui va de 2GHz à 66GHz. Les normes IEEE 802.16a et IEEE 802.16b couvrent respectivement les bandes 10-66 GHz et 2-10 GHz et leurs porteuses sont modulées en OFDM. Le débit maximal correspondant est de 75Mbits/s [4]. Quant au standard IEEE 802.16d ou norme WiMax fixe, il est apparu en 2004. Il existe aussi la norme IEEE 802.16e qui couvre la bande de 2 à 6 GHz pour un débit de 30 Mbits/s et une couverture de 3,5 km. C'est une norme qui permet une mobilité pouvant atteindre 120 km/h. Elle est également connue sous l'appellation de WiMax mobile et n'est autre qu'une extension du concept de base du label WiFi (plus de la mobilité) à un réseau métropolitain. Il offre un débit de l'ordre de 72 Mbits/s et couvre un rayon de 50 km [5-7].

2.2.3 . Réseaux individuels ou réseaux domestiques sans fil (WPAN : Wireless Personnel Area Networks)

Ces types de réseaux servent à connecter des périphériques sans fil du type imprimante, oreillettes, souris, claviers etc., à des ordinateurs et autres assistants personnels (PDA). Ils ont une faible portée, de l'ordre de quelques dizaines de mètres. Par rapport à une connexion filaire, ils apportent une grande souplesse d'utilisation.

Les technologies utilisées sur ces réseaux obéissent aux critères fixés par le comité de normalisation IEEE 802.15. Les principales technologies utilisées dans cette catégorie de réseau sont :

Bluetooth (2,45 GHz) : a été utilisée pour la première fois en 1994 par la société Ericsson et propose un débit théorique de 1Mbits. C'est une norme qui définit trois classes d'émetteurs permettant d'atteindre une portée d'une dizaine à une centaine de mètres pour une puissance émise de 1mW à 100mW à 2.45 GHz [4]. Malheureusement, elle consomme beaucoup d'énergie.

ZigBee (IEEE.802.15.4) : C'est une norme de transmission de données de machine à machine, Les débits fournis peuvent atteindre 250 kbits/s pour une portée maximale d'environ 100 mètres, permet d'obtenir des liaisons sans fil basse consommation et bas coût. Elle a été adaptée pour être directement intégrée dans de petits appareils électroniques. Elle cible également, les applications à faible débit et à faible consommation telle que la commande de l'éclairage des maisons, elle fonctionne dans la bande de fréquence des [868-928] MHz et 2,4GHz.

HomeRF : C'est une norme développée en 1998 par le « Home Radio FrequencyWorking Group », société qui comprenait à l'origine Compaq, IBM, HP, Intel et Microsoft. Ce standard utilise la bande de fréquences proche de 2,4 GHz.

Norme 802.15.3 (UWB) : Norme de transmission à très haut débit (54 à 480 Mbit/s), labellisée par l'IEEE en Mai 2003, elle a été conçue pour le transfert de fichiers audio et vidéo (consultation en ligne). L'émission s'effectue sur une très large bande de fréquence autour de 2,4 GHz.

Infrarouges sont aussi classés dans cette catégorie de liaison WPAN. Elles permettent de créer des liaisons de quelques mètres avec des débits pouvant atteindre quelques mégabits par seconde. Ces liaisons sont très utilisées en domotique [8-10].

2.2.4 . Les réseaux sans fil WLAN (Wireless Local Area Network)

Ces réseaux sont faits pour interagir avec des infrastructures filaires. Au lieu d'utiliser des câbles à paires torsadées, coaxiaux ou fibres optiques, les réseaux locaux sans fil utilisent les fréquences radio pour recevoir et émettre des données entre PCs ou d'autres équipements de réseaux sans fil. Plusieurs technologies concurrentes sont utilisées dans cette catégorie, mais les plus importantes technologies sont : Wi-Fi, WIMAX et les normes HiperLAN.

Wi-Fi : Désigne une technologie basée sur la norme internationale IEEE 802.11 pour caractériser les réseaux locaux sans fil. Cette norme a été ratifiée par l'IEEE, fonctionne sur une bande de fréquence de 2.4 GHz, propose un débit de de l'ordre du Mbits\s, et assure une couverture d'une portée de plusieurs centaines de mètres. Utilisant la bande de 5 GHz. La technologie Wi-Fi a connu une autre évolution vers

la norme IEEE 802.11a, permettant cette fois-ci un débit de l'ordre de 54 Mégabits par seconde. Aussi connu sous le nom technique « IEEE 802.11b », Wi-Fi est aujourd'hui promu par l'alliance WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance). Il permet un débit de 11 Mbits par seconde, de 50 à 100 mètres (à 2.4 GHz) [9].

Norme HiperLAN : Travaille à 5 GHz, elle est directement concurrente avec la norme IEEE 802.11a. Elle a été conçue plus spécialement pour les réseaux bureautiques, proposés par l'ETSI (Européen Télécommunications Standards Institute). Elle permet un débit de 54 Mbit/s sur 50 à 100 m.

NormeDescription

802.11a : La norme 802.11a (baptisé le Wi-Fi 5) permet d'obtenir un haut débit (54 Mb/s théoriques, 30 Mb/s réels). La norme 802.11a spécifie 8 canaux radio dans la bande de fréquence des 5 GHz.

802.11 b : La norme 802.11 b est la norme la plus répandue actuellement. Elle propose un débit théorique de 11 Mb/s (6 Mb/s réels) avec une portée pouvant aller jusqu'à 300 mètres dans un environnement dégagé. La plage de fréquence utilisée est la bande des 2,4 GHz, avec 3 canaux radio disponibles.

802.11 g : La norme 802.11g offrira un haut débit (54 Mb/s théoriques, 30 Mb/s réels) sur la bande de fréquence des 2,4 GHz. La norme 802.11g a une compatibilité ascendante avec la norme 802.11b, ce qui signifie que des matériels conformes à la norme 802.11g pourront fonctionner en 802.11b

802.11 h : La norme 802.11h vise à rapprocher la norme 802.11 du standard Européen (HIPERLAN 2, d'où le h de 802.11 h) et être en conformité avec la réglementation européenne en matière de fréquence et d'économie d'énergie.

WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), IEEE 802.16 : C'est une norme de transmission à plus grande distance que Wi-Fi, et à bonne pénétration dans les locaux. Elle n'est pas vraiment concurrente de Wi-Fi, dont les équipements sont beaucoup moins coûteux. L'utilisation du WIMAX se justifie pour connecter des locaux situés dans des régions à faible densité de population. Trois bandes de fréquences sont utilisées : [2495-3800] MHz, [5150-5350] MHz et [5750-5825] MHz [2].

2.2.5 . Les réseaux sans fil corporels WBAN (Wireless Body Area Network)

Parallèlement aux réseaux sans fil que nous venons de présenter, une nouvelle catégorie de réseau sans fil est train de voir le jour, il s'agit des réseaux sans fil corporels ou WBAN pour Wireless Body Area Network. Ce type de réseau a une couverture encore plus réduite que les réseaux sans fil personnels. Il a pour objectif de faire communiquer des équipements électroniques très proches du corps humains (téléphone, montre, PDA), des capteurs placés sur le corps et des implants. L'une des applications est l'enregistrement de données physiologiques pour des usages médicaux ou sportifs (connaissance du geste et l'effort).

Cet environnement de propagation, proche, sur ou dans le corps humain fait actuellement l'objet d'étude pour définir les couches matérielles du modèle OSI. L'interface radio devra répondre à des contraintes de miniaturisation et de consommation sévères. [5].

2.2.6 Les liaisons terre – satellite

Les liaisons terre – satellite sont un cas particulier de liaison hertzienne qui font intervenir des satellites géostationnaires ou à orbites basses. C'est un système onéreux car la construction et le lancement du satellite est une activité industrielle lourde. De plus, des difficultés liées à la distance entre l'émetteur et le récepteur apparaissent. Le temps de propagation, par exemple, doit être pris en compte. L'avantage principal est la capacité de couvrir n'importe quelle zone. Les deux principales applications sont la télévision et les VSAT pour "Very Small Aperture Terminals". Il s'agit de stations terrestres qui reçoivent des informations des satellites et communiquent avec les autres stations terrestres. Les stations VSAT peuvent également communiquer des informations au satellite. Les applications couvertes par les VSAT sont variées : réseau d'entreprise, réseau de télécommunication en milieu rural, télémédecine, gestion des catastrophes, Le débit

des communications des VSAT peut aller jusqu'à 10 Mbps et est fortement dissymétrique [4].

2.3. Bref Historique : De La Naissance A L'explosion Des Moyens De Communication Sans Fil.

L'histoire des télécommunications commence il y a 200 ans. Elle a connu plusieurs révolutions : la numérisation, la fibre optique, le satellite, le GSM. Depuis, son évolution s'est accélérée. Voici quelques dates pour mettre en lumière cette évolution [3] :

1792 : le télégraphe de Chappe. Il s'agissait de signaux visuels visibles à environ 10 km grâce à une longue-vue.

1838 : le télégraphe de Morse. Il s'agit d'un télégraphe électrique simple. En pressant un interrupteur, le circuit reliant deux points du réseau se ferme. Le code utilisé est nécessairement binaire.

1878 : le téléphone de Graham Bell. Une membrane reliée à un électro-aimant permet de convertir la pression acoustique de la voix en intensité électrique.

1906 : apparition de la triode. Par rapport à la diode à vide, un troisième élément est rajouté entre l'anode et la cathode. Ce troisième élément, la grille, permet lorsqu'il est à un potentiel négatif, d'arrêter le courant d'électrons qui allait de la cathode vers l'anode. La triode a également un effet amplificateur, c'est l'ancêtre du transistor.

La période entre 1920 et 1930 a vu la naissance et le développement de la Radio qui fut la première application grand public des ondes radio électromagnétiques.

Les décennies 1930 et surtout 1940 furent marquées par le développement du radar dont le principe a été breveté par Robert Watson-Watt en 1935.

L'intérêt militaire évident de l'application radar dans le contexte de la deuxième guerre mondiale a impulsé de très nombreux travaux et développements sur la génération, la détection, la transmission et le traitement des ondes électromagnétiques et particulièrement la fonction antenne.

Si la transmission de l'information est très ancienne, ce n'est pas le cas de la théorie la décrivant, en effet cette théorie appelée théorie de l'information est relativement récente puisque les premiers travaux sur ce sujet datent des années 1940-50. On notera notamment les travaux de Claude Shannon l'un des pères de ce domaine avec son article "A mathematical theory of communications" publié en 1949.

L'invention du transistor en 1947 par Walter Brattain, John Bardeen et William Shockley, puis celle du circuit intégré en 1958 et le développement des lignes et guides planaires dans les années 1950 ont permis l'émergence des nombreuses applications sans fil aussi bien dans le domaine civil que dans le domaine militaire. C'est vers la fin des années 1980, grâce à l'émergence de l'électronique numérique et du logiciel embarqué que de nombreuses nouvelles applications, en particulier grand public, ont vu le jour. La plus emblématique est sans doute la téléphonie mobile associée aux réseaux cellulaires [2].

Ces nouvelles applications vont introduire des contraintes supplémentaires et grandement modifier les techniques de conception des antennes. La mobilité, la mise en réseau, la miniaturisation, l'esthétisme et la faible consommation sont aujourd'hui des contraintes à respecter. Le début du 21^{ème} siècle connaît une explosion des technologies sans fil qui font maintenant partie de la vie courante.

2.4. Avantages Et Inconvénients

L'avantage principal est bien sûr qu'il n'est pas nécessaire de déployer des infrastructures coûteuses pour installer un nouveau réseau. Il n'est pas nécessaire de creuser de tranchées comme dans le cas des fibres optiques. C'est un avantage important au niveau de la boucle locale. Pour des communications à plus courte distance, c'est à dire à l'échelle d'une entreprise, d'une maison, la principale qualité des réseaux sans fil est la commodité d'utilisation : l'ordinateur ou le périphérique peuvent être déplacés plus facilement et sans que l'utilisateur soit gêné par des fils [1].

Les inconvénients sont, en environnement extérieur, la sensibilité aux conditions météorologiques telles que la pluie, la neige, le brouillard et la nécessité de protéger l'antenne, par exemple contre le gel. Les trajets multiples peuvent provoquer, aussi bien en environnement ouvert qu'à l'intérieur, des zones d'évanouissement où l'intensité du signal reçu est très faible. Le dernier problème, non le moindre, est celui de la sécurité des communications et des interférences possibles.

2.5. Les Différentes Architectures De Réseaux Sans Fil

Nous présentons dans cette partie les différentes architectures possibles pour un réseau sans fil.

2.5.1 . Les réseaux sans fil point à point et point à multi point

Ce mode de communication est le plus simple des réseaux sans fil, il met en œuvre uniquement deux unités radio présentant un lien radio privilégié. Dans la plupart des applications de ce type les deux parties sont fixes. Comme nous venons de le voir lors du rappel historique, ce type de réseau resta longtemps le seul à être mis en œuvre.

Ce type de système se caractérise généralement par la mise en œuvre d'antennes très directives comme des paraboles ou des antennes Yagi-Uda. L'objectif étant d'obtenir une connexion radio dédiée présentant des performances élevées en termes de débit et de robustesse. Ce type de topologie est généralement utilisé pour se substituer de manière plus économique à un lien filaire. Comme exemple d'architecture point à point nous pouvons citer les liaisons radio inter bâtiment pour étendre des réseaux locaux ou encore certaines liaisons satellitaires. Les liaisons point à point prennent également l'appellation de faisceau hertzien [8].

2.5.2 . Les réseaux sans fil avec infrastructure ou cellulaires

Les réseaux sans fil avec infrastructure ou réseaux cellulaires constituent certainement le type d'architecture de réseau sans fil le plus répandu dans le monde aujourd'hui. En effet il est utilisé dans la téléphonie mobile et il prédomine dans les réseaux locaux basés sur la norme wifi. Les réseaux sans fil avec infrastructure se caractérisent par la présence de deux ensembles d'entités fondamentalement différents : les unités fixes du réseau généralement appelées stations de base ou point d'accès et les unités mobiles ou terminaux mobiles localisés dans une zone géographique restreinte. Ces zones géographiques sont appelées cellules d'où le terme de réseau cellulaire [7].

Chaque station de base gère les transmissions à l'intérieur d'une cellule où la propagation des ondes électromagnétiques est assurée. L'interface entre la station de base et les terminaux mobiles situés à l'intérieur de sa cellule s'effectue par un lien radio. A l'inverse l'interface entre les stations de base est une connexion filaire généralement très fiable et haut débit. Les stations de base sont reliées à une unité de commande couramment appelée "cœur de réseau" qui assure le transfert d'information entre les différentes stations de base et éventuellement vers d'autres réseaux si nécessaire. Ainsi le réseau de téléphonie cellulaire est entièrement interconnecté avec le réseau téléphonique classique dit fixe. De même, maintenant l'un des intérêts des réseaux locaux sans fil est d'être relié au réseau internet, ou à un réseau intranet dans un environnement professionnel par exemple [10].

Dans cette architecture, un terminal mobile ne peut être connecté qu'à une seule station de base à un moment donné et il communique alors exclusivement à travers la station de base à laquelle il est directement rattaché. Il est alors libre de se déplacer au sein de la cellule tout en maintenant sa connexion.

2.5.3 . Les réseaux sans fil sans infrastructure ou Ad Hoc

A l'inverse des réseaux sans fil avec infrastructure, il existe des réseaux sans fil qui se caractérisent par l'absence de cette infrastructure fixe, il s'agit des réseaux Ad Hoc. Dans ce type de réseau il n'y a pas de notion de cellule ou de station de base. Un réseau Ad Hoc se définit par une collection d'unités mobiles équipées d'une

technologie de transmission sans fil et dotées d'un protocole permettant la mise en réseau de ceux-ci. Chaque unité mobile est alors appelée nœud et peut communiquer avec n'importe quel autre nœud du réseau. Si deux nœuds ne peuvent communiquer directement pour des raisons de portée par exemple, ils communiqueront en passant par une série de nœuds intermédiaires qui joueront le rôle de relais entre les deux entités cherchant à communiquer. L'un des grands avantages de ce type de réseau par rapport au réseau avec infrastructure est qu'ils sont très simples à mettre en œuvre et ils n'impliquent pas de surcoûts liés à la mise en œuvre d'une infrastructure. La Figure 2.1 ci-dessous montre le principe des réseaux Ad Hoc [3].

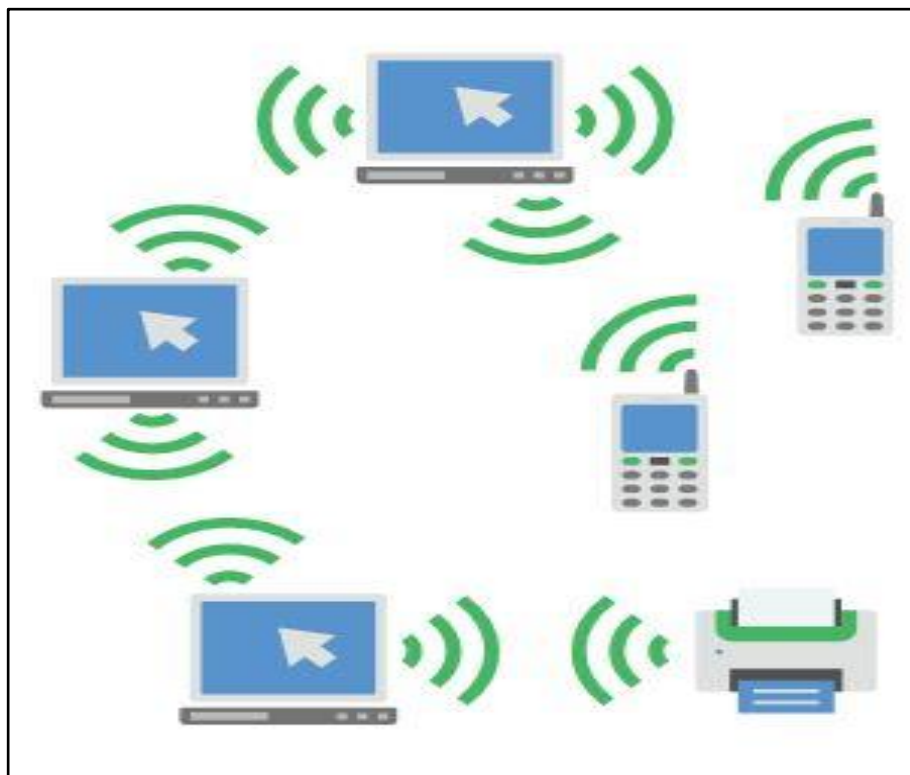


Figure 2.1.Exemple de réseau Ad Hoc.

2.6. CONCLUSION DU CHAPITRE 2

Comme nous venons de le voir dans ce chapitre l'invention collective de la radio ne remonte qu'à la fin du 19^{ème} siècle alors que le nombre d'applications utilisant cette technologie est resté faible pendant de nombreuses années.

L'augmentation continue du nombre d'applications conduit à différentes architectures radio comme les réseaux avec infrastructures dit cellulaires qui s'opposent aux réseaux Ad Hoc caractérisés par l'absence d'infrastructure. Cette croissance n'a pu se faire que par la mise en œuvre de normes au niveau mondial ou continental. Ces normes classent les réseaux sans fil selon différentes catégories fonction de la portée caractéristique du réseau et, à l'image des réseaux corporels, il semble possible que la technologie donne encore naissance à d'autres nouveaux types de réseaux sans fil [2].

Aujourd'hui, les fonctions de communication radio et de connectivité à différents réseaux s'intègrent de plus en plus dans toutes sortes d'objets. Ceci nous a conduit à définir le terme d'objet communicant. Ainsi ces objets qui se veulent de plus en plus petits, discrets, esthétiques sont capables de se connecter à plusieurs réseaux sans fil et d'être de plus en plus autonomes pour nous paraître plus simples et transparents à l'usage. En résumé, ils nous envahissent tout en voulant se faire oublier.

Nos travaux portant sur des systèmes d'antennes à même d'améliorer les liens radio, nous nous attacherons, dans le prochain chapitre, à définir les principales propriétés de cet élément passif qui sert d'interface entre l'objet lui-même et son environnement, médium de la communication radio. Nous présenterons également les principaux types d'antennes mis en œuvre dans les objets communicants.

CHAPITRE 3. MATRICE DE BUTLER MULTIBANDE

3.1. 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 pose l'environnement pour les communications sans fil, est lié au fait que le milieu non homogène, défavorable pour la propagation des ondes électromagnétiques. 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 générer 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 [11-15].

Dans ce chapitre, nous présentons la méthodologie pour concevoir une nouvelle matrice de Butler multi bande. Les composants conventionnels de cette matrice, à savoir, le coupleur (3-dB, 90°) et les déphaseurs, seront présentés et discutés. Ceci a pour but de proposer un système à commutation de faisceau ayant une structure simple, facile à réaliser et à faible coût.

Des exemples de matrice de Butler ont été introduits dans [16]-[17]. Pour finir, nous analysons ces résultats afin de pouvoir mettre en évidence les atouts et les lacunes des structures étudiées.

3.2. Description

Jesse Butler a proposé pour la première fois le concept de la matrice de Butler dans les années 1960 [14]. 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 créés) [18-23]. La structure de la matrice de Butler et son standard sont présentés dans la Figure 3.1.

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 $N/2$ [23].

Il est tout d'abord nécessaire de fixer le nombre de faisceaux désiré qui est égal au nombre de ports d'entrée de la matrice. Les différents étages de division de puissance composés de coupleurs et déphaseurs permettent ensuite d'obtenir les incréments de phase à imposer au réseau de N éléments pour aboutir aux dépointages désirés tableaux 3.1.

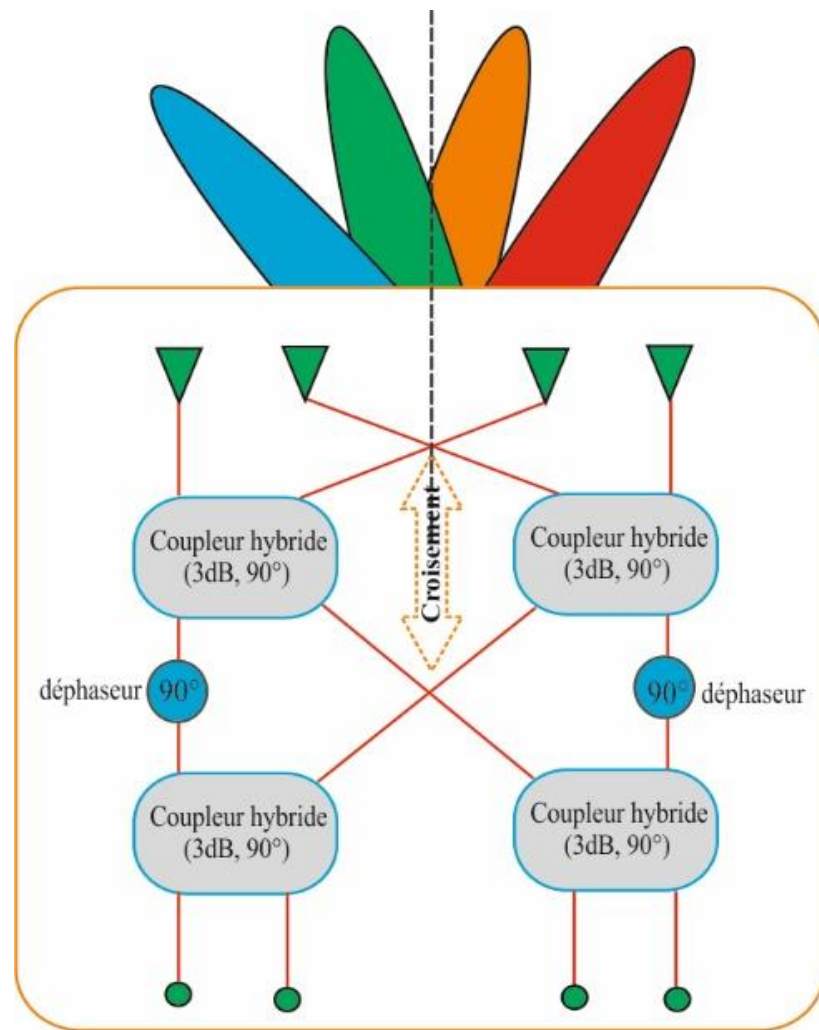


Figure 3.1. Structure de la matrice de Butler 4x4.

Nombre des ports $N=2^n$	Ordre de matrice n	Nombre des coupleurs ($N * n/2$)	Nombre des déphaseurs $N (n-1)/2$	Nombre des Croisements C_n
2x2	1	1	0	0
4x4	2	4	2	2
8x8	3	12	8	16

16x16	4	32	24	88
32x32	5	80	64	416
64x64	6	192	160	1824

Tableau 3.1. Nombre de composant utilisé dans la matrice de Butler.

3.3. 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.

3.3.1 . 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].

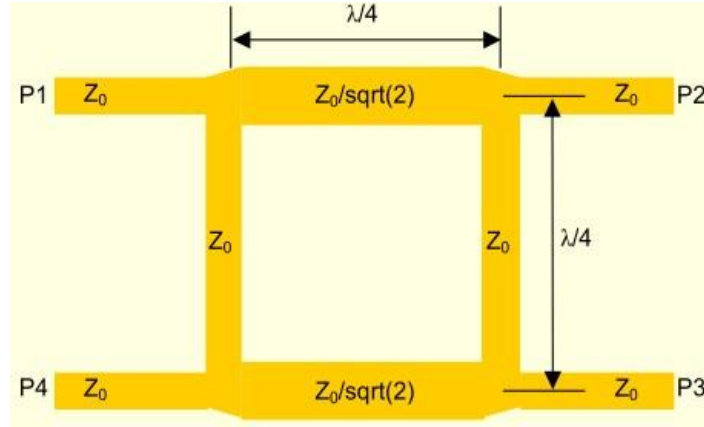


Figure 3.2.Exemple d'un coupleur hybride 90°.

Sur la Figure 3.2, 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] :

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Tel que: $\alpha = S_{12} = S_{34}$, $S_{13} = \beta \cdot e^{j\theta}$ et $S_{24} = \beta \cdot e^{j\varphi}$

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

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

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

$$H = \frac{N}{2} \log_2(N) \quad (3.3)$$

N : l'ordre de la matrice de Butler.

3.3.2 . 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 croisements déployés dans la matrice de Butler est donné par [3] :

$$C = \sum_{k=1}^{\log_2(N)} \left[\frac{N}{2} (2^{k-1} - 1) \right] \quad (3.4)$$

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 3.3). Idéalement, le signal entrant dans un port traverse seulement le port diagonal sans pertes d'insertion et sans erreurs de phase [4].

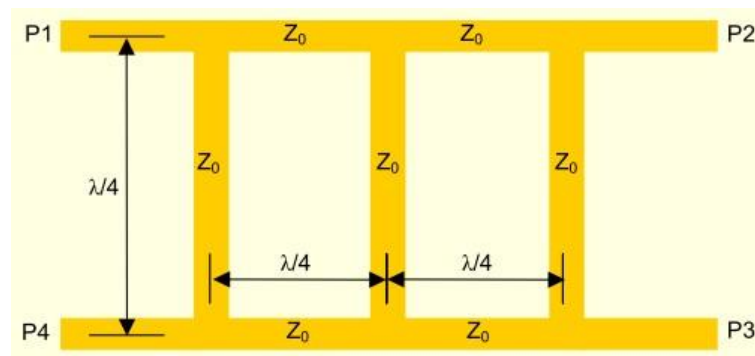


Figure 3.3.Exemple d'un circuit de croisement [4].

3.3.3 . 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 3.4) [23] :

$$x = \theta \frac{\lambda_g}{360} \quad (3.5)$$

λ_g : Longueur d'onde guidée

La matrice S du déphaseur est donnée par :

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

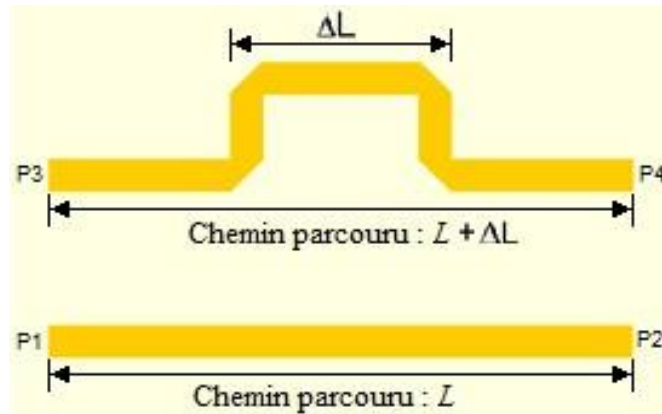


Figure 3.4. Exemple d'un déphaseur.

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

$$D = \frac{N}{2} [\log_2(N) - 1] \quad (3.6)$$

3.4 . Faisceaux générés par la matrice de Butler 4x4.

Maintenant que les bases des composants d'une matrice de Butler en technologie microruban sont établies, les caractéristiques propres à la matrice peuvent être abordées, à savoir les gradients de phase reçus en sortie de la matrice en fonction du signal appliqué à ses entrées (voir Figure 3.5).

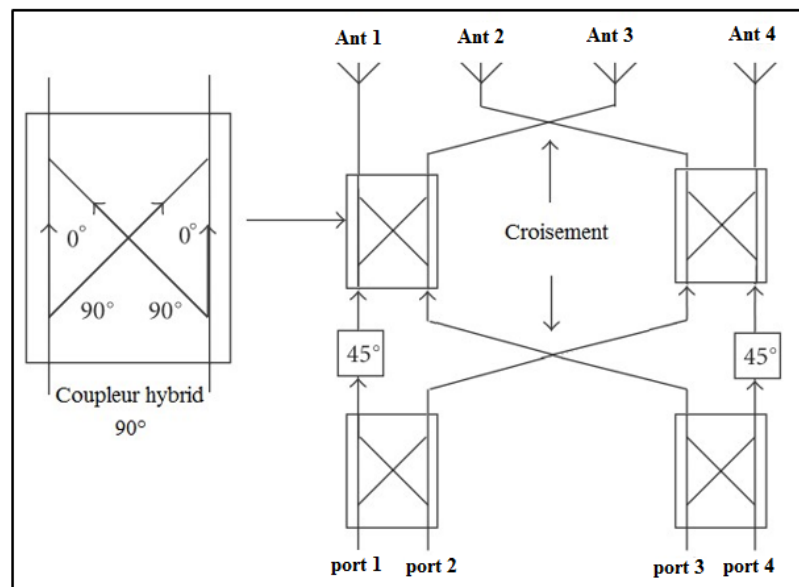


Figure 3.5. Schéma synoptique de la matrice de Butler 4x4.

Dans le cas d'une matrice de Butler 4x4, l'évolution de l'apport de gradients de phase sur le dépointage d'un réseau d'antennes est :

$$1L = A1 \angle 45^0 + A2 \angle 90^0 + A3 \angle 135^0 + A4 \angle 180^0$$

$$2R = A1 \angle 135^0 + A2 \angle 0^0 + A3 \angle 225^0 + A4 \angle 90^0$$

$$2L = A1 \angle 90^0 + A2 \angle 225^0 + A3 \angle 0^0 + A4 \angle 135^0$$

$$1R = A1 \angle 180^0 + A2 \angle 135^0 + A3 \angle 90^0 + A4 \angle 45^0$$

$$\begin{bmatrix} 2R \\ 1R \\ 1L \\ 2L \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{-j\frac{\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j0} & e^{-j\frac{5\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{5\pi}{4}} & e^{-j0} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} \\ e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 2R \\ 1R \\ 1L \\ 2L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 45 & 90 & 135 & 180 \\ 135 & 0 & 225 & 90 \\ 90 & 225 & 0 & 135 \\ 90 & 135 & 90 & 45 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix}$$

Les signaux alimentés à chaque port d'entrée sont divisés en 4 signaux d'amplitudes égales aux ports de sortie. Le réseau « la matrice de Butler », combine les signaux dans 4 chemins différents pour produire 4 faisceaux (voir Figure 3.6).

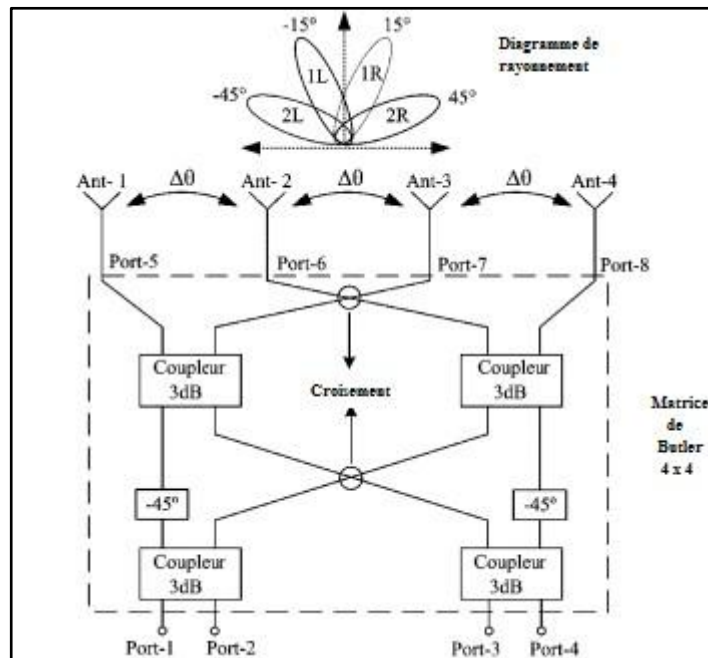


Figure 3.6. Faisceaux générés par la matrice de Butler 4x4.

Le dépointage de ces 4 faisceaux est alors donné par la formule [2] :

$$\theta_N = \cos^{-1}\left(-\frac{\phi \lambda}{2\pi d}\right) \quad (3.7)$$

Où : d : distance entre les éléments rayonnants, $d = \lambda/2$.

θ_N : l'angle fait par le faisceau N avec la normale au réseau d'antennes λ : longueur d'onde dans l'air

ϕ : gradient de phase (la différence de phase) entre deux de sortie consécutives.

Le gradient de phase entre deux port de sorties consécutives, peut être calculée à partir de la formule [4] :

$$\phi = (2m - 1) \frac{\pi}{N} \quad m, \text{entier} \in [1 - N, N/2] \quad (3.8)$$

Le Tableau 3.2 présente les gradients de phase ϕ aux ports de sortie et la direction du dépointage de faisceaux θ_N :

Ports	5	6	7	8	ϕ	θ_N
1	45°	90°	135°	180°	-45°	+14,48°
2	135°	0°	225° (-135°)	90°	+135°	-48,60°
3	90°	225° (-135°)	0°	135°	-135°	+48,60°
4	180°	135°	90°	45°	+45°	-14,48°

Tableau 3.2. Gradients de phase ϕ et direction du pointage, pour une matrice du Butler 4×4.

3.5. Conception De La Matrice De Butler Multi bande.

3.5.1 . Structure propose.

Le nombre de croisements augmente rapidement avec l'augmentation de l'ordre de la matrice de Butler, et ces derniers dégradent la performance globale de la matrice [15]. Afin de pouvoir substituer ces croisements de la matrice de Butler, on s'est basé sur une topologie multicouches à couplage par fente (Figure 3.7), cette dernière

permet un fonctionnement à large bande et avec des meilleures performances que la matrice de Butler conventionnelle.

Cette topologie offre une grande large bande et une taille compacte contrairement à l'originale. Elle offre le même nombre de composants sans les croisements. Quatre coupleurs hybride 3dB/90° et 2 déphaseur de 45°, couplés par fente sont utilisés.

Ainsi, la conception des composants constitutifs de la matrice de Butler (les transitions verticales, les coupleurs hybrides et les déphaseurs) basée sur cette approche sont détaillés dans la section qui suit ce chapitre.

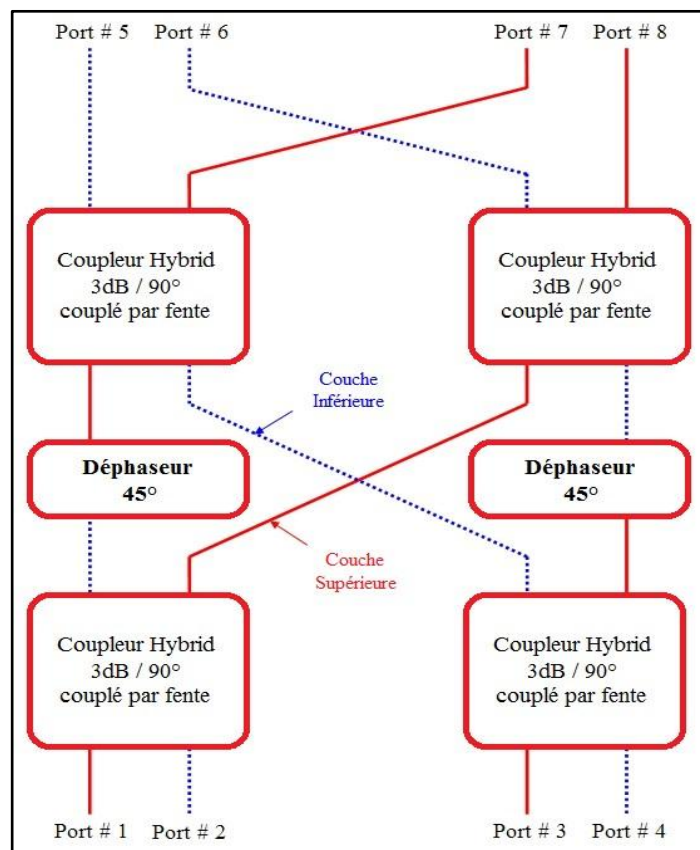


Figure 3.7. Topologie de la matrice de Butler en structure multicouches.

3.6. Choix des paramètres.

3.6.1 . Sélection du Substrat.

La conception des composants présentés dans ce chapitre repose sur un substrat micro-ondes uni. Celui-ci doit donc avoir de bonnes propriétés pour les dispositifs imprimés tels que les transitions verticales, les coupleurs hybrides et les déphaseurs, tout en favorisant les performances du système. Les principaux paramètres du substrat à considérer lors de sa sélection sont sa permittivité, sa tangente de pertes et son épaisseur [16].

3.6.2 . Permittivité.

Le substrat est un milieu diélectrique (substrat) et il peut donc être caractérisé par sa permittivité (F/m). On spécifie généralement sa permittivité relative :

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (3.9)$$

Où $\epsilon_0 \approx 8.854 \cdot 10^{-12}$ (F/m), est la permittivité du vide. Pour les lignes micro ruban, il est préférable d'avoir une permittivité élevée afin de minimiser leur rayonnement et donc réduire les pertes ainsi que l'interférence indésirable. Les antennes micro ruban, pour leur part, requièrent une permittivité aussi faible que possible afin de favoriser leur rayonnement.

3.6.3 . Pertes.

Les pertes du substrat (diélectrique) sont inévitables : nous devons en tenir compte lors de sa sélection et lors de la modélisation du circuit. Ces pertes peuvent être vues comme étant la partie imaginaire de la permittivité complexe du diélectrique soit

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$$

Il va de soi que la valeur $\tan \delta$ (souvent appelée facteur de dissipation) se doit d'être la plus faible possible et c'est un des critères importants pour la sélection du substrat. Lorsqu'un manufacturier donne les spécifications d'un substrat, il spécifie

généralement la partie réelle de la permittivité ϵ' ainsi que le facteur de dissipation (voir figure 3.8) [23].

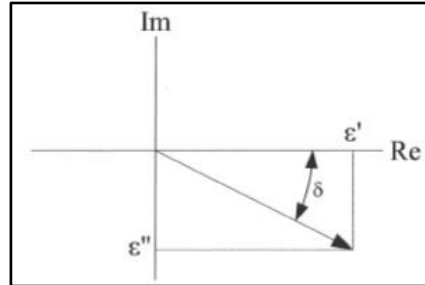


Figure 3.8. Permittivité d'un diélectrique représentée dans le plan complexe.

3.6.4 . Épaisseur.

Du point de vue des antennes, il est préférable d'avoir un substrat aussi épais que possible afin de maximiser la largeur de bande et l'efficacité. D'autre part, si le substrat s'avérait trop épais pour la fréquence d'utilisation maximale f_M (Hz), l'énergie transférée à l'onde de surface (mode TM_0) serait non négligeable et il en résulterait une perte de puissance et un rayonnement indésirable. En fait, pour une permittivité relative donnée, l'épaisseur h du substrat est dictée par la relation suivante :

$$\frac{h}{\lambda_0} \leq \frac{0.3}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.12)$$

Où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence d'utilisations maximale [23].

3.6.5 . La Sélection.

Le substrat RT/Duroid 5880 du fabricant Rogers Corporation a été retenu pour ses caractéristiques convenables pour des applications ULB. Le Tableau 3.3 regroupe ses principales spécifications. En utilisant ce substrat, la relation précédente est respectée pour des fréquences allant jusqu'à 11 GHz, ce qui est amplement suffisant pour les composants dont il est question dans notre projet de thèse [22].

<i>Paramètre</i>	<i>Symbole</i>	<i>Valeur</i>
<i>Permittivité relative</i>	ϵ_r	2.2
<i>Facteur de dissipation</i>	$\tan \delta$	0.0009
<i>Épaisseur</i>	h	0.508 mm
<i>Épaisseur des plans conducteurs</i>	t	0.035 mm
<i>Conductivité des conducteurs</i>	σ	5.8×10^7 S/m

Tableau 3.3. Paramètres du substrat RT/Duroid 5880 et des plans conducteurs utilisés.

3.6.6 . Assemblage multicouches.

La densité du circuit et le nombre de croisements de lignes en justifie l'utilisation de la technologie multicouche, nous avons réalisé les circuits sur un assemblage de deux couches micro ruban. Les lignes micro ruban du dessus et du dessous sont maintenues ensemble en partageant le même plan de masse, ce qui induit une perturbation minimale du circuit. Enfin, l'alignement de la structure est critique au bon fonctionnement des circuits réalisés (voir Figure 3.9) [14].

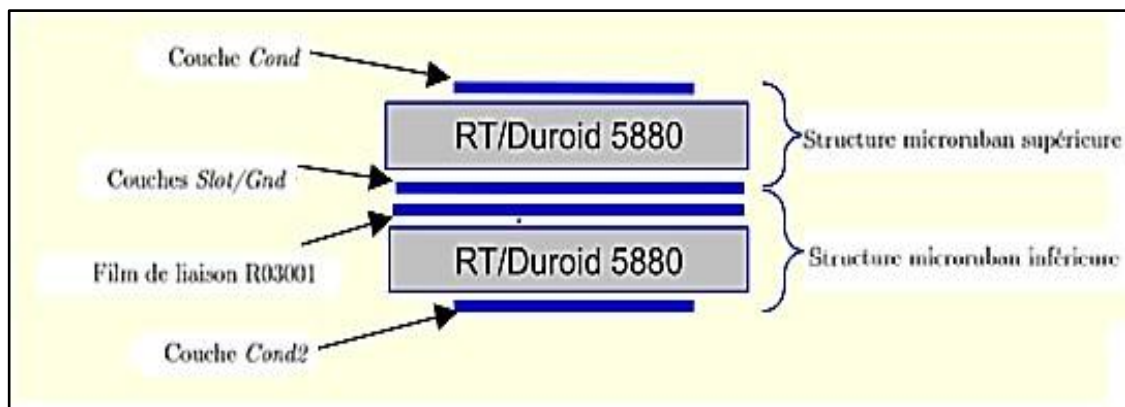


Figure 3.10 . Assemblage des 2 couches microruban avec un substrat Rogers RT/Duroid 5880.

3.6.7 . Outils d'estimation de paramètres importants (Choix de dimensions).

Lors de la conception de circuits micro-ondes, on a besoin de connaître des paramètres importants comme la longueur d'onde dans le substrat ou dans l'air,

l'impédance caractéristique d'une portion du circuit...etc. Ces paramètres peuvent être trouvés facilement grâce à d'outil (Macros) fourni avec CST MWS. La figure 3.10 illustre l'utilisation de cet outil pour calculer l'impédance caractéristique d'une ligne. On peut optimiser les dimensions des composants à l'aide des différentes méthodes numériques [24].



Figure 3.11 . Calcule d'impédance d'entrée à l'aide de CST MWS.

3.6.8 . Outils de conception.

La puissance des ordinateurs, l'ergonomie et l'expertise du scientifique des logiciels de Simulation électromagnétique permettent de restituer fidèlement les propriétés électromagnétiques des structures. Pour obtenir les meilleures prédictions des comportements électromagnétiques il est indispensable de recourir à des logiciels spécifiques.

3.6.9 . Choix de simulateur.

Les simulations électromagnétiques des antennes étudiées ainsi que les différents composants, ont été réalisées à l'aide du logiciel commercial de simulation CST « Microwave Studio ». Deux versions ont été utilisées la version 2015 et la version

2016. Le logiciel CST Microwave Studio est un outil spécialisé pour la simulation électromagnétique 3D de composants de haute fréquence.

Il est basé sur la combinaison de l'approximation des conditions aux limites par la méthode PBA (PerfectBoundary Approximation) et de la technique d'intégration finie FIT (FiniteIntegration Technique). L'importance de ce logiciel réside dans sa méthode utilisée pour le maillage des structures.

L'utilisateur précise la taille des mailles par rapport à la longueur d'onde et un ratio entre la plus grande maille et la plus petite. Ensuite le logiciel choisit habilement les endroits nécessitant plus ou moins de cellules. Bien entendu, l'utilisateur peut aussi forcer le maillage sur des dimensions particulières si cela s'avère nécessaire. Ce processus de maillage variable réduit considérablement le nombre total de mailles.

Deux différents types de maillage disponibles, à savoir les maillages hexagonal et triangulaire. Un autre type de maillage utilisé par équation d'intégrale (IE) est appelé maillage de la surface [16].

La figure 3.11 présente le maillage basé sur des formes hexaédriques

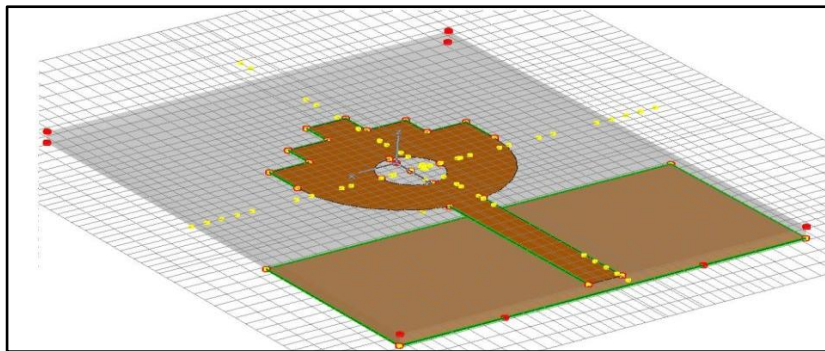


Figure 3.12 . Maillage basé sur une forme hexaèdre pour une structure d'une antenne sous CST.

3.6.10 . Capacité d'un ordinateur.

En termes de volume de calcul, la montée en puissance des moyens informatiques a permis une très nette avancée dans la résolution et la compréhension de problèmes électromagnétiques complexes, notamment en ce qui concerne la validation d'approches analytiques préalablement développées. A titre d'exemple, en 2.7, les stations de travail indépendantes d'un laboratoire de recherche étranger permettaient

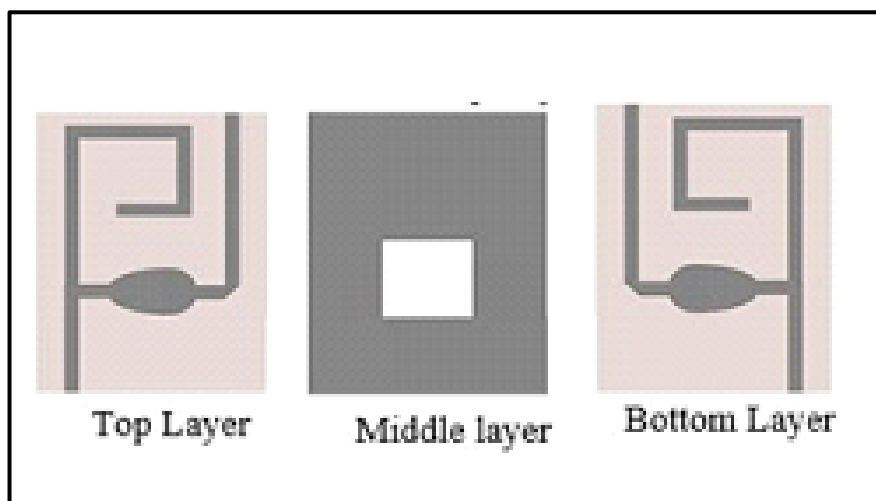
de simuler des antennes représentant un volume de calcul d'environ 6. Millions de mailles dans le logiciel CST Microwave Studio en approximativement une douzaine d'heures. En 2.6, Une structure similaire, mais possédant 4. Millions de mailles peut être résolue en moins de 8 heures avec le même logiciel et des ressources informatiques individuelles [16].

3.6.11 . Méthodologie de conception.

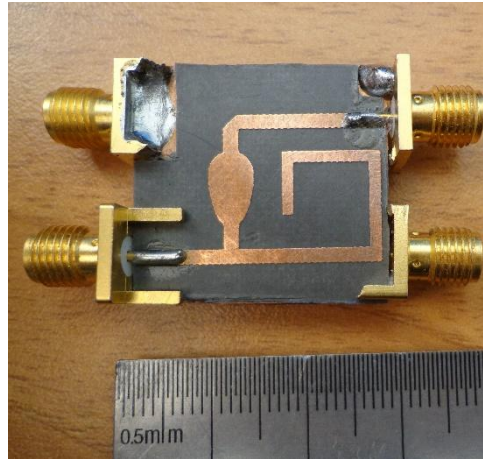
Dans le cadre de ce travail de thèse, nous avons utilisé le logiciel CST Microwave Studio [24], proposé par la compagnie CST (Computer Simulation Technology), pour l'analyse et la conception électromagnétique. Il est basé sur la technique d'intégration finie (FIT) qui est une généralisation de la méthode FDTD (FiniteDiference Time Domaine) dans le domaine temporel [24-25].

3.7. Conception du coupleur.

La configuration du coupleur hybride proposée est présentée dans la Figure 3.12.a Cette structure est une version améliorée de celle proposée dans [14], offre de bonnes performances en terme de largeur de bande et d'isolation.



(a)

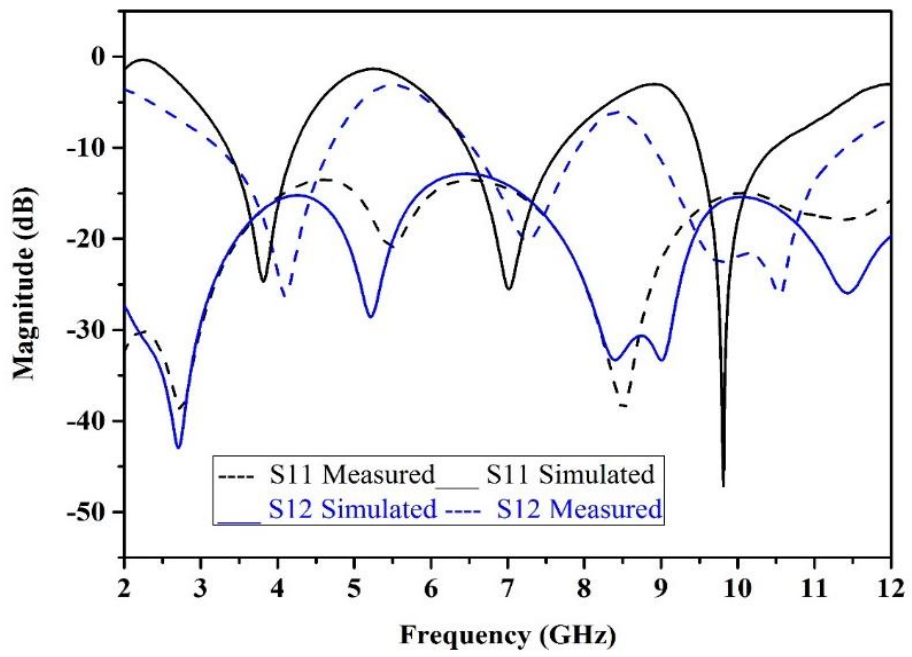


(b)

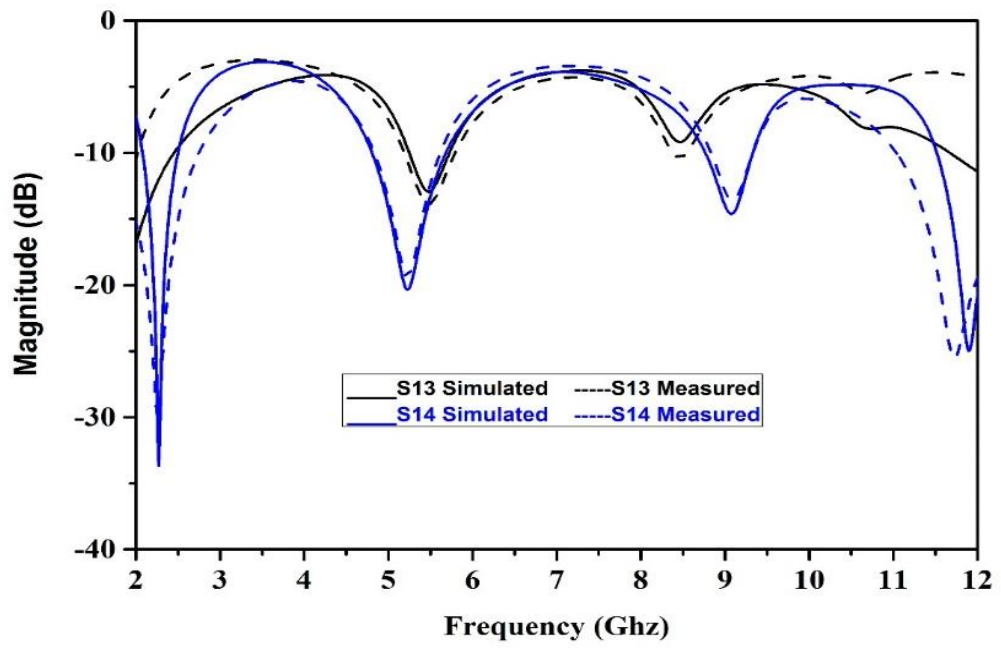
Figure 3.13. Coupleur proposé : (a) structure. (b) fabrication.

Le coupleur proposé a été fabriqué et mesuré par un analyseur de réseau HP8772. La photographie du prototype fabriqué est illustrée dans la figure 3.12.b La taille globale du coupleur est de $30 \times 25 \text{ mm}^2$ et le substrat utilisé est de type RT Druide 5880 de permittivité 2.2 et d'épaisseur 0.508 mm. Le coupleur a été conçu pour fonctionner en mode multi bande, comme le montre les deux courbes du paramètre de réflexion S_{11} et de la différence de phase entre les deux ports de sortie.

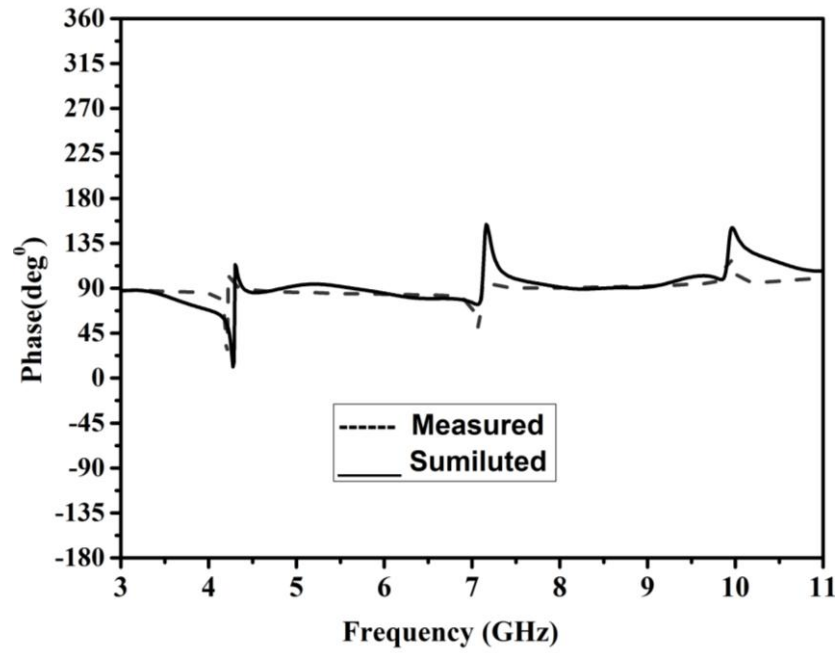
La figure 3.13.a et 3.13.b, montre les pertes de retour S_{11} , pertes d'insertion S_{21} et l'isolation S_{41} du coupleur proposé. Les pertes de retour atteignent un minimum de 25 dB à travers toute la bande de fréquence désirée. L'isolation est de l'ordre 16 dB pour la même bande. Les pertes d'insertion « S_{21} » (direct) et « S_{31} » (couplé) sont illustrées dans la même figure 3.13.a. Les résultats montrent que le couplage est de $3 \pm 1 \text{ dB}$ dans toute la bande de fréquence désirée.



(a)



(b)



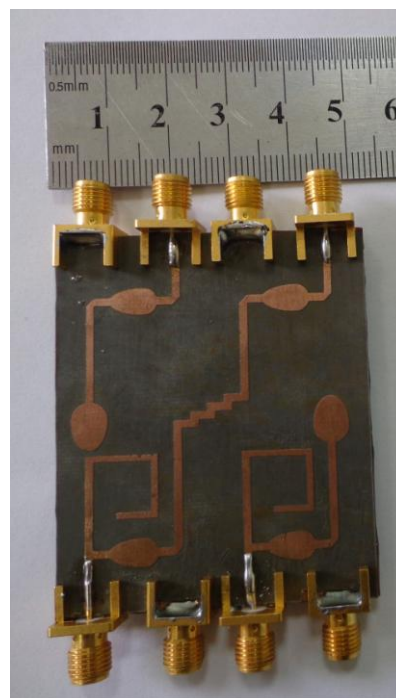
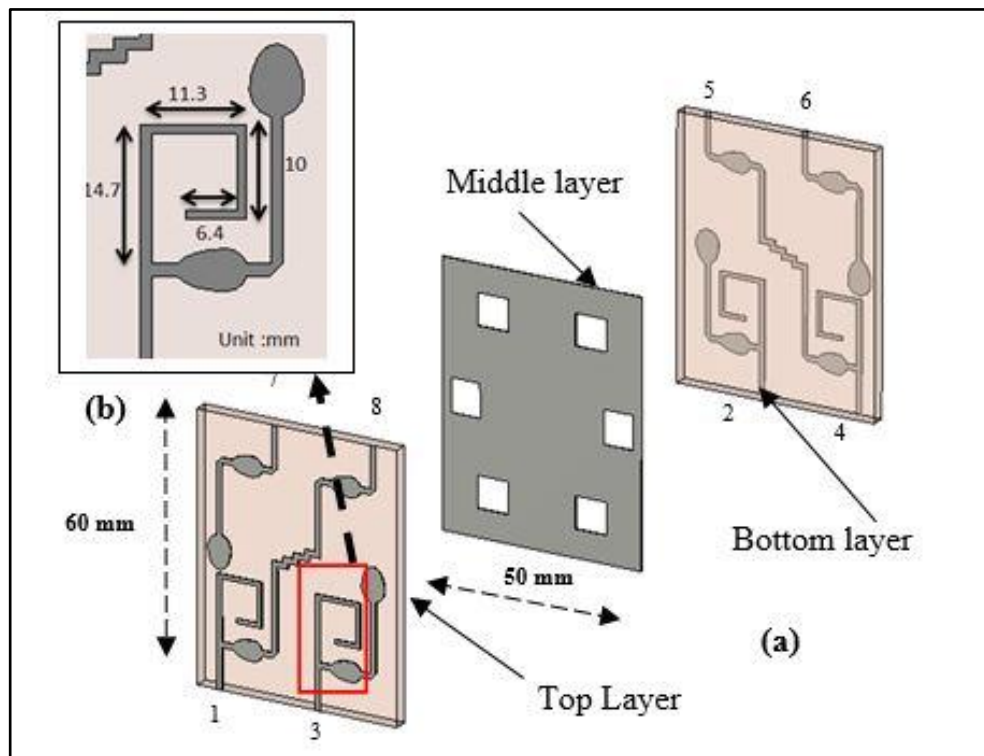
(c)

Figure 3.14. Résultats de simulations : (a) les pertes de retour, les pertes d'insertion et l'isolation (b) la différence de phase.

La Figure 2.13.c montre la différence de phase entre le port 2 (direct) et le port 3 (couplés). La différence de phase est de $90^\circ \pm 5^\circ$ dans toute la bande de fréquence désirée. De ces résultats, on peut conclure que l'approche du coupleur proposé est validée.

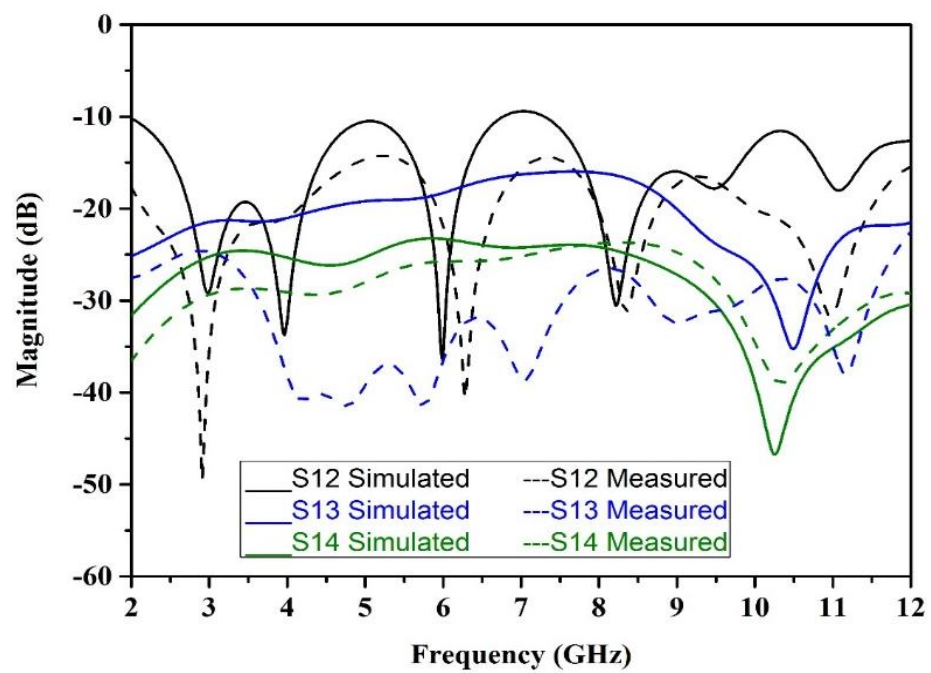
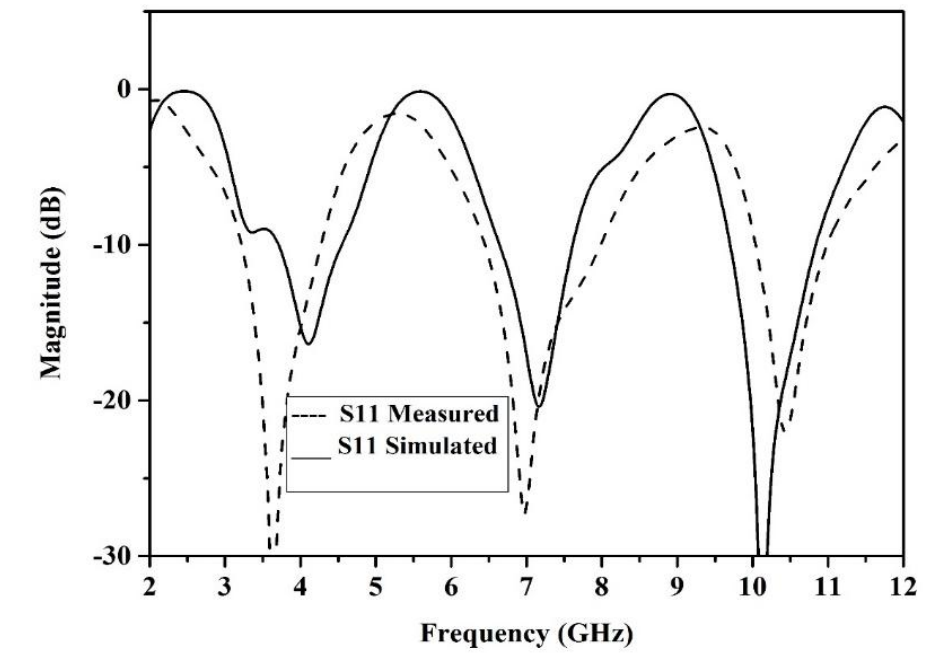
3.8. Matrice de Butler Multi bande.

La structure et le schéma de la matrice de Butler proposée sont présentés dans la Figure 3.14. 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.



(a)

Figure 3.15. Structure de la matrice de Butler proposée(a) structure. (b) fabrication.



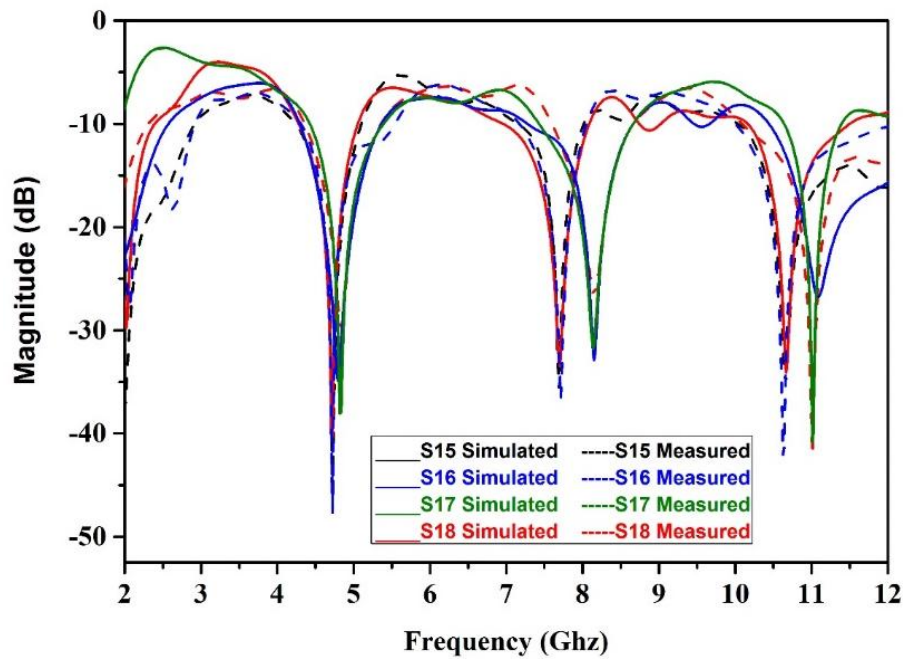


Figure 3.16. Résultats de simulation des pertes de retour (S11), isolation (S12, S13 et S14), transmission (S15, S16, S17 et S18).

Le signal d'entrée des ports (P1, P2, P3 ou P4) est divisé en quatre ports de sortie avec des amplitudes égales et des phases proportionnelles spécifiques. La Figure 3.15 montre les résultats de simulations et des mesures de la matrice de Butler. Ces résultats démontrent que la matrice possède de bonnes performances en termes d'adaptations, isolation et transmission.

Ports	5	6	7	8	ϕ	θ_N
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°

Tableau 3.4. Déphasage ϕ aux ports de sortie et la direction du dépointage de faisceaux θ_N .

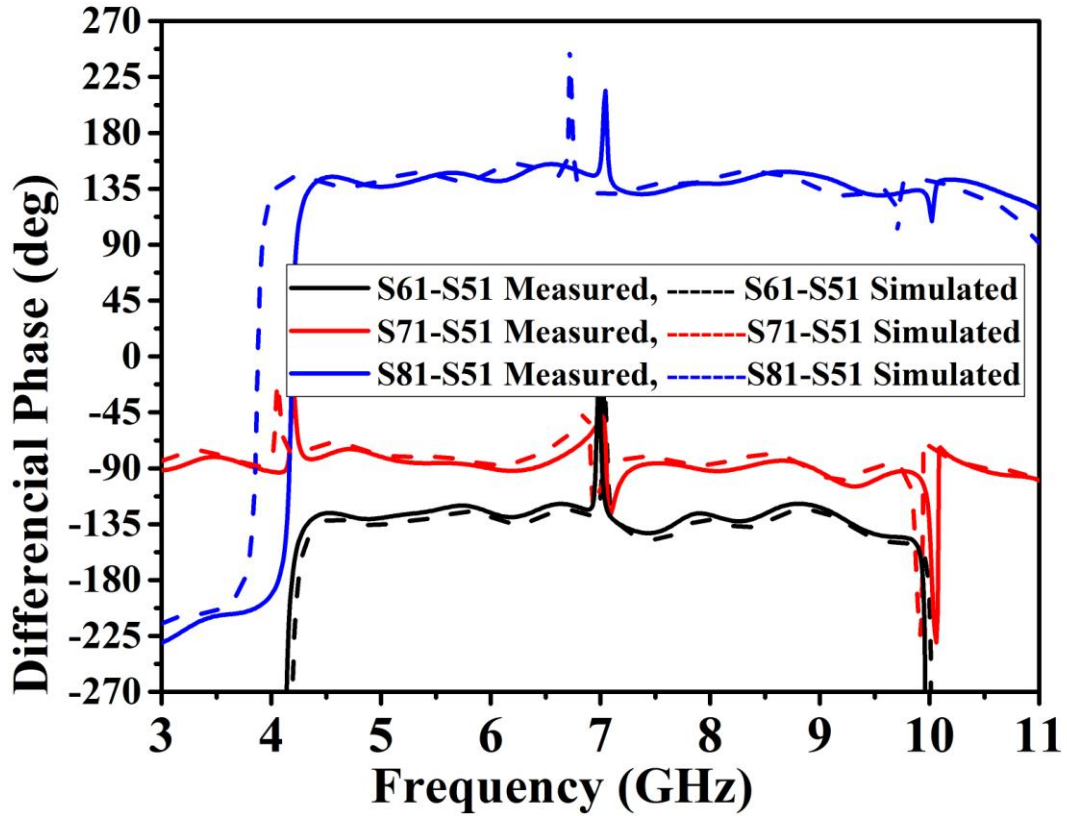


Figure 3.17. Faisceaux générés par la matrice de Butler.

La Figure 2.17 montre la différence de phase entre le port 5 (sort) et les port 6, port 7 et port 8. La différence de phase est (-135° , -90° , et 135°) de dans toute la bande de fréquence désirée. De ces résultats, on peut conclure que l'approche du coupleur proposé est validée.

On peut dire que les formes de déphasage obtenues sont tout à fait conformes à la théorie dans la bande de fréquence désirée.

3.9. Conclusion.

On a présenté, dans ce chapitre, la matrice de Butler MULTIBANDE en technologie microstrip permettant de couvrir la bande de fréquence [3.1-10.6] 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 désirée. Ensuite on a conçu la matrice de Butler qui a été déployée avec des résonateur multi bande afin de former un système de formation de faisceaux. 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 multibande de fréquence.

CHAPITRE 4. ANTENNES YAGI-YUDA RECONFIGURABLES

4.1. Introduction.

La désignation de l'antenne reconfigurable fut utilisée pour la première fois, en 1998 par Mitola [26]. 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) [27].

Les antennes reconfigurables en fréquence connaissent un grand intérêt de la part des chercheurs dans le domaine des antennes [6]. 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 apparaît 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, WLANet 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.

4.2. 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 4.1[30] :

- 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.

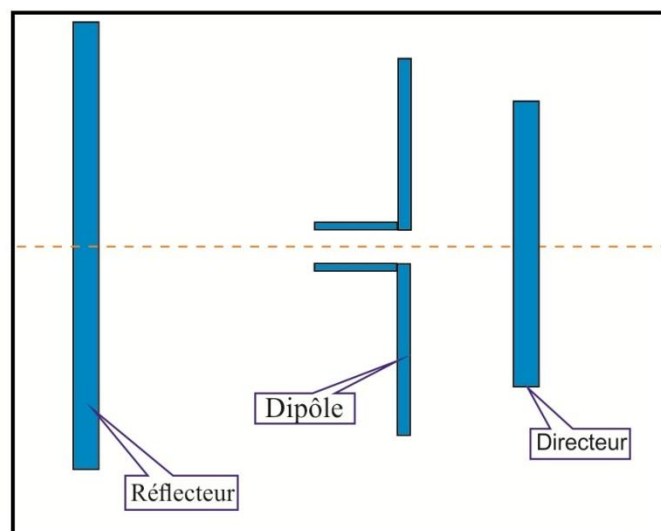


Figure 4.1. Schéma du concept d'antenne Yagi-Uda.

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 excités (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 [6]. Ils jouent alors le rôle de réflecteur ou de directeurs s'ils sont plus ou moins longs que le dipôle résonnant alimenté [32-45]. 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 [36].

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 4.2 [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

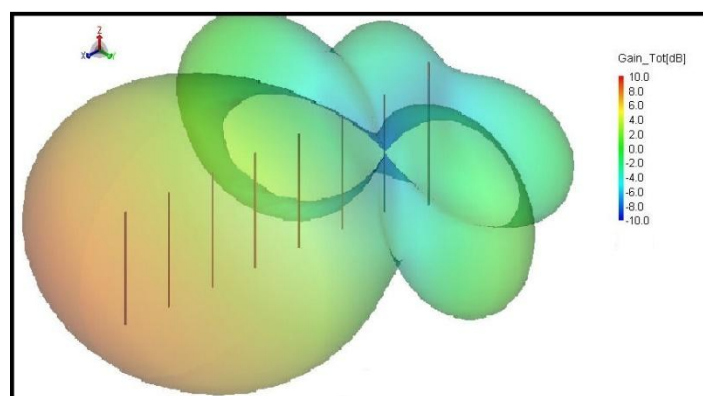


Figure 4.2. Diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi-Yuda.

4.3. 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 [36].

4.3.1 . Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables

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 [33].

4.4. État 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.

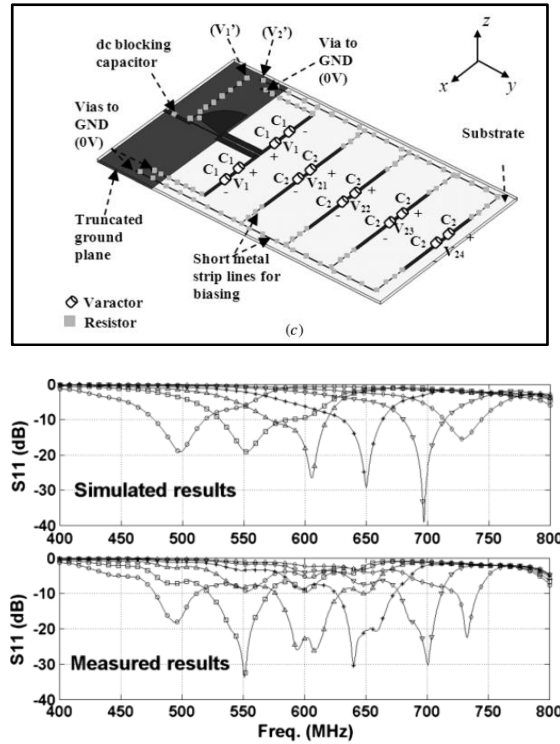


Figure 4.3. Antenne quasi-Yagi et les pertes de retour S_{11} [37].

Une antenne reconfigurable en fréquence utilisant des diodes varactors et exploitant la variation de la longueur électrique est introduite dans [37]. L'antenne proposée est basée sur un dipôle quasi-Yagi. Deux diodes varactors de type BB833 sont utilisées et illustré dans la figure 4.3. Un ajustement continu de la fréquence est obtenu plusieurs bandes allant de 500 MHz à 750 MHz.

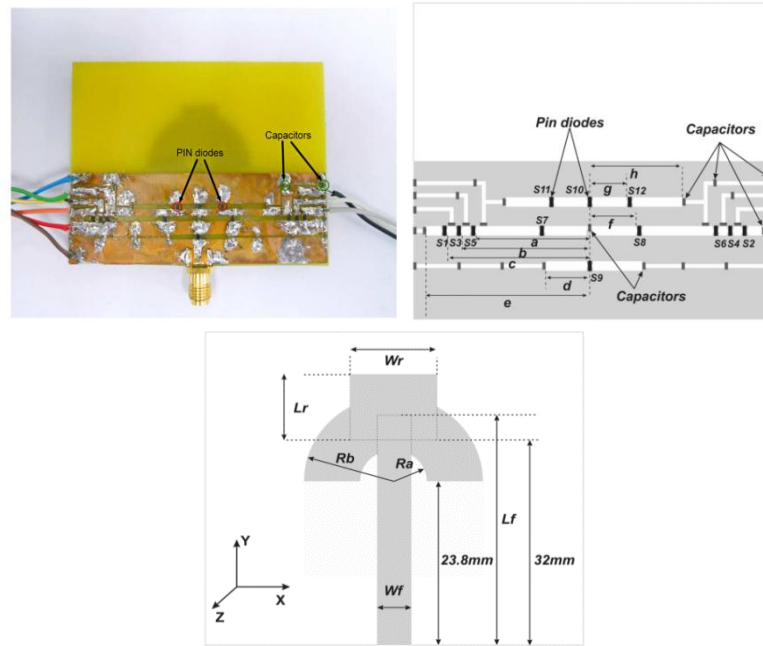


Figure 4.4. Antenne proposée dans [38].

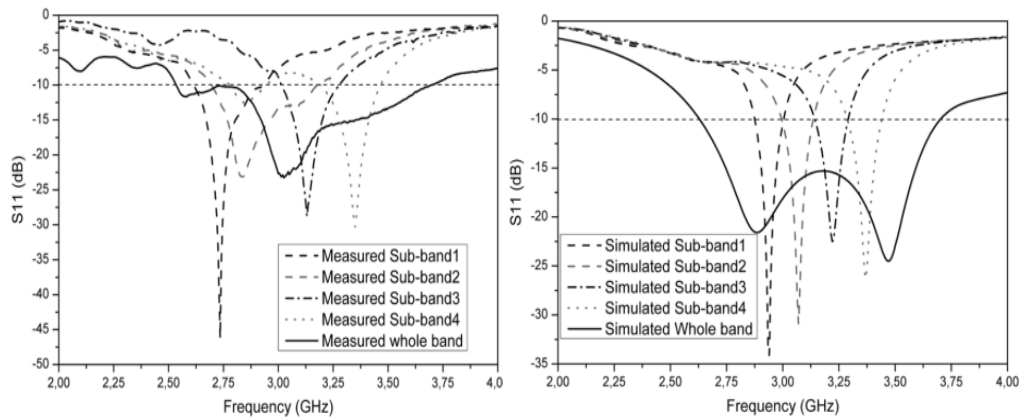


Figure 4.5. Résultats de simulation et de mesures [38].

Un autre exemple d'antennes utilisant des diodes PIN est proposé dans [38]. 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 4.5). 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 4.5.

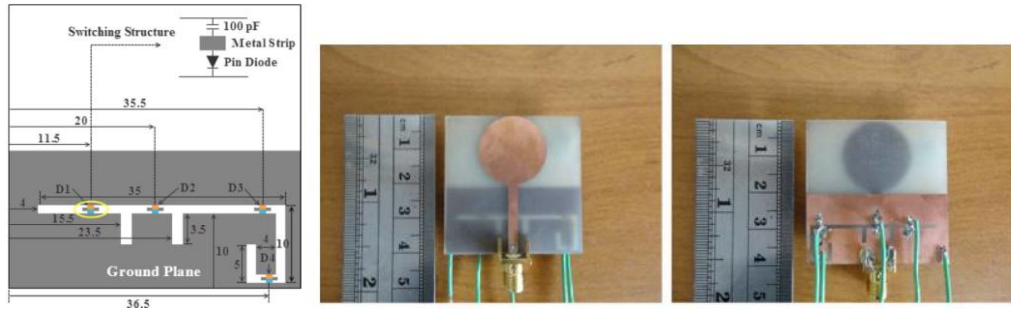


Figure 4.6. L'antenne proposée dans [39].

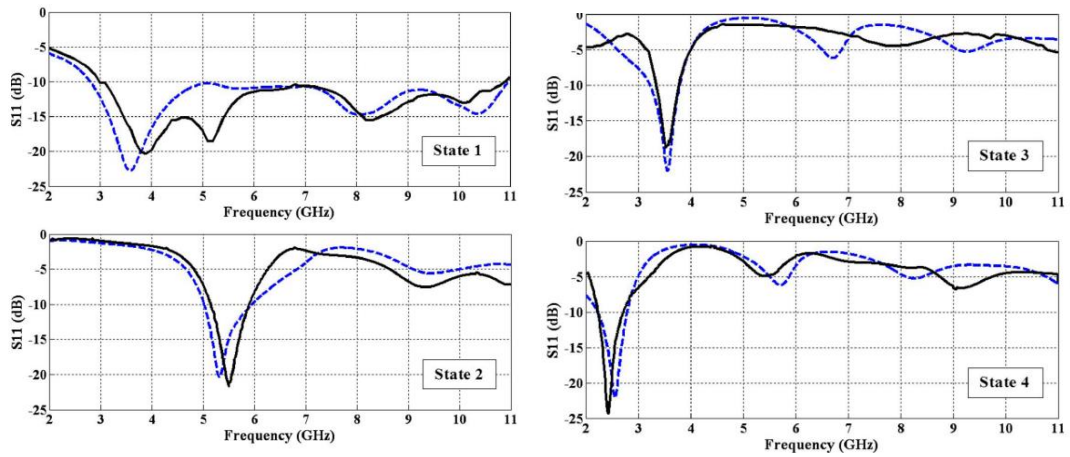
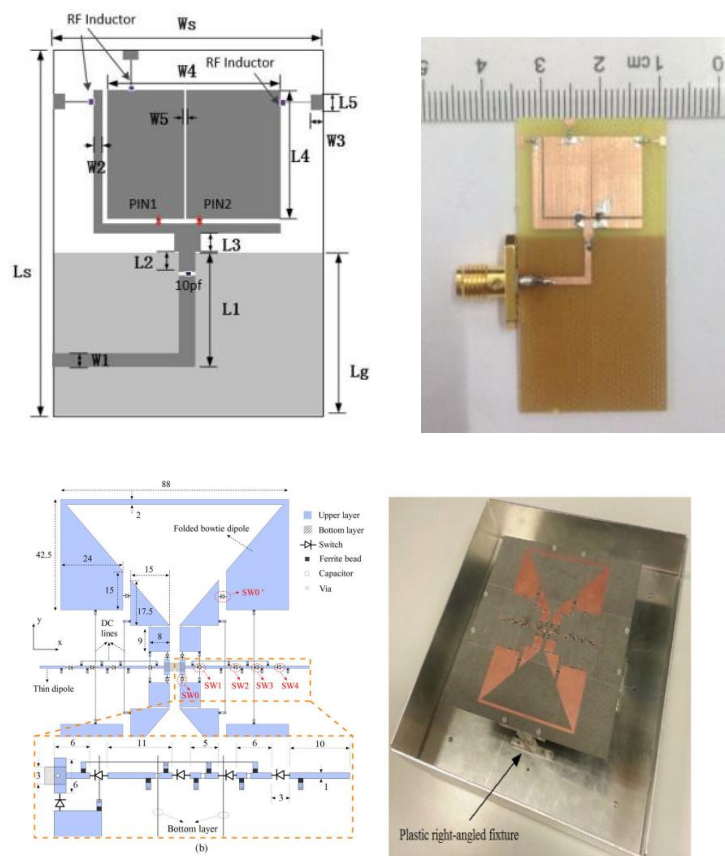


Figure 4.7. Résultats de simulation et de mesures des pertes de retour de l'antenne [39].

Dans l'approche proposée dans [39], l'antenne est capable de commuter entre un mode relativement large-bande en un mode où on subdivise cette bande en plusieurs sous-bandes,. Elle consiste en une antenne ultra-large-bande (ULB) qui intègre dans son plan de masse un filtre reconfigurable sous forme de fente (slot) avec des commutateurs (Figure 4.6). Ces éléments (fente avec les commutateurs) agissent comme un filtre passe-bande qui permet de commuter le fonctionnement l'antenne en des sous-bandes.



Une autre technique basée sur la reconfigurabilité en largeur de bande est introduite dans [40] et [67]. Cette antenne reconfigurable permet d'ajuster graduellement sa largeur de bande en gardant la limite inférieure fixe et en variant la limite supérieure (Figure 4.9).

4.5. Antennes Reconfigurables En Fréquence (Large Bande / Bande Étroite)

4.5.1 . Introduction.

Notre travail consiste à montrer qu'à partir d'une antenne Yagi-Yuda ULB conventionnelle [32], 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.

4.5.2 . Conception.

La forme de l'antenne initiale choisie est une antenne Yagi-Yuda excitée par couplage avec une ligne de transmission microruban (fig. 4.18). L'antenne a été conçue pour fonctionner en mode ULB comme le montre les deux courbes du paramètre de réflexion S_{11} (fig. 4.19).

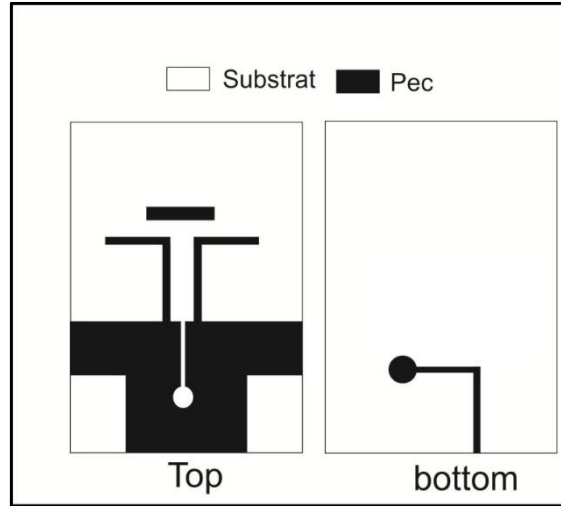


Figure 4.10. Schéma de l'antenne Yagi-Yuda conventionnelle [18].

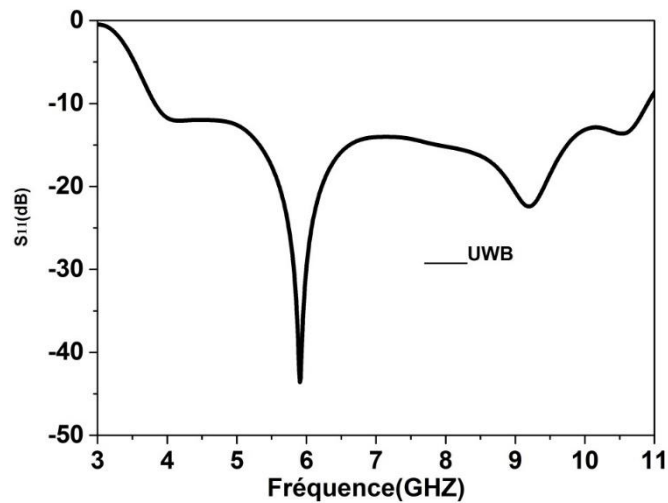


Figure 4.11. Résultat de simulation du coefficient de réflexion S_{11} .

4.6. Première approche : ULB vers trois sous bandes.

Afin d'introduire la reconfiguration fréquentielle à l'antenne Yagi-Yuda conventionnelle, des résonateurs ont été intégrés près de la ligne d'alimentation (fig. 4.20).

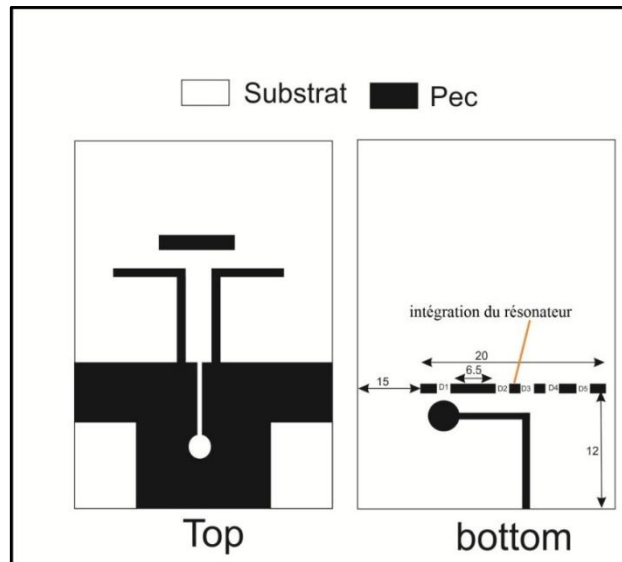


Figure 4.12. L'antenne après intégration du résonateur.

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 4.21 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 4.3).

	<i>D1</i>	<i>D2</i>	<i>D3</i>	<i>D4</i>	<i>D5</i>	<i>Fréquence(GHz)</i>	<i>Gain (dBi)</i>
ULB	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	4-11	7
sous bande 1	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	4-6	6.2
sous bande 2	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	6-8.5	6
sous bande 3	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	8.5-11	5.8

Tableau 4.1. Détails du fonctionnement de l'antenne dans les quatre modes.

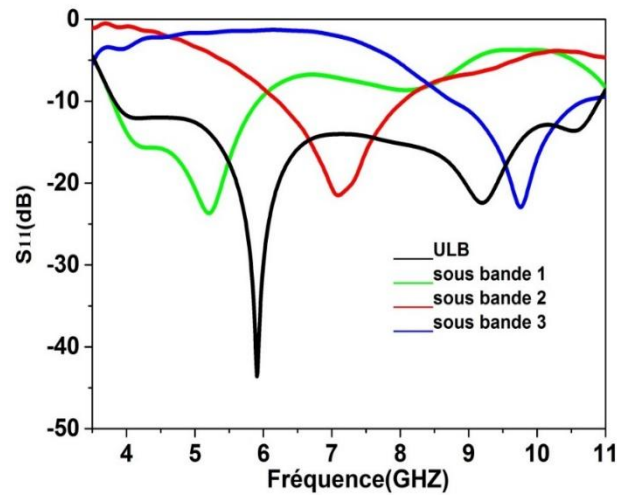


Figure 4.13. Résultats de simulation S11 pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite.

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 4.3.

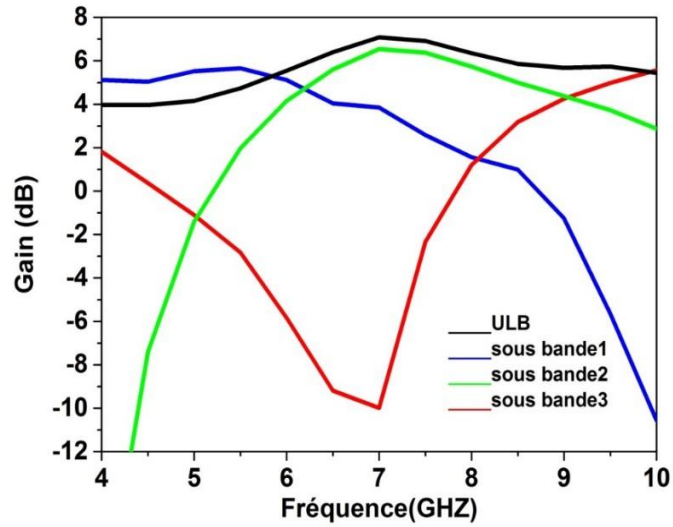


Figure 4.14. Résultats du gain pour les 4 modes de fonctionnement.

Les figure (4.23.a) et (4.23.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.

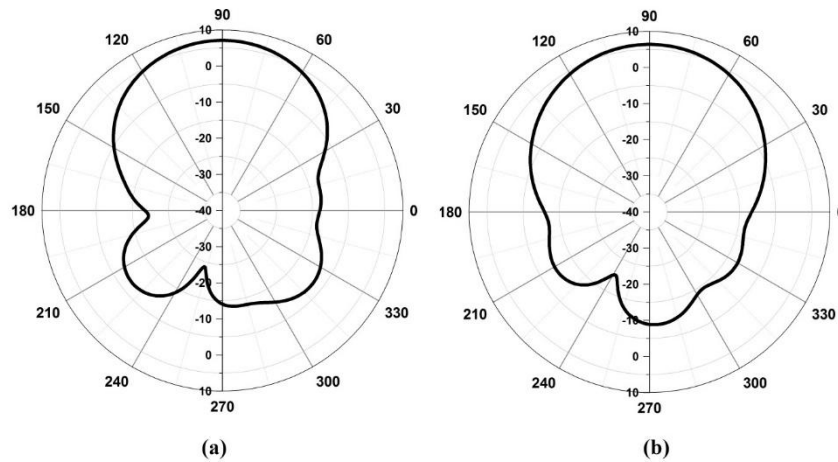


Figure 4.15. Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) sous-bande 2.

4.7. 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 4.24). 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 4.25 montre le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne avec les six (6) 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.

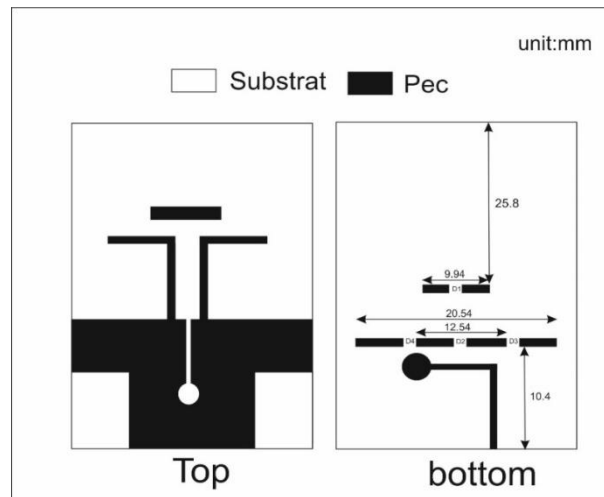


Figure 4.16. L'antenne après intégration des résonateurs et des commutateurs.

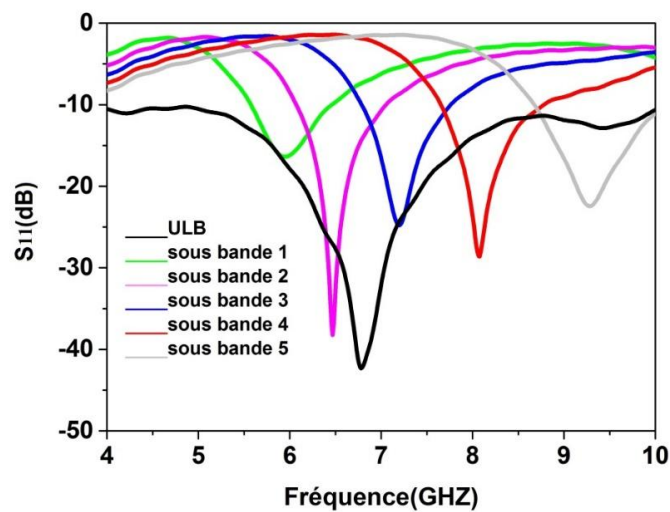


Figure 4.17. Résultats simulés du coefficient de réflexion S_{11} pour chaque mode de fonctionnement.

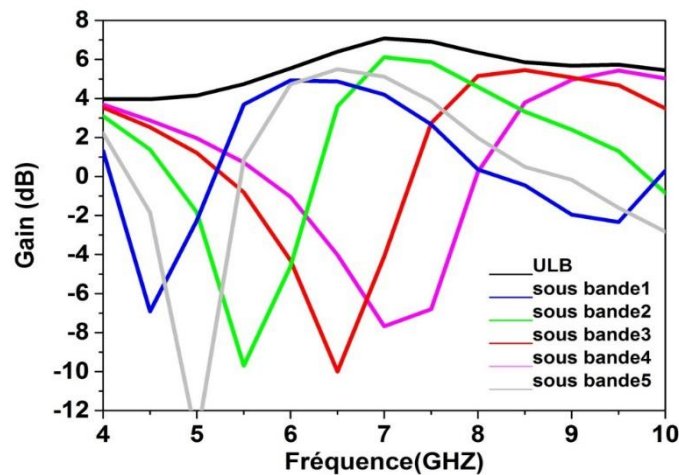


Figure 4.18. Gain en fonction de la fréquence pour les 6 modes de fonctionnement.

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 4.4.

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

Tableau 4.2. L'état des commutateurs pour les six modes de fonctionnement.

Les figure (4.27.a) et (4.27.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.

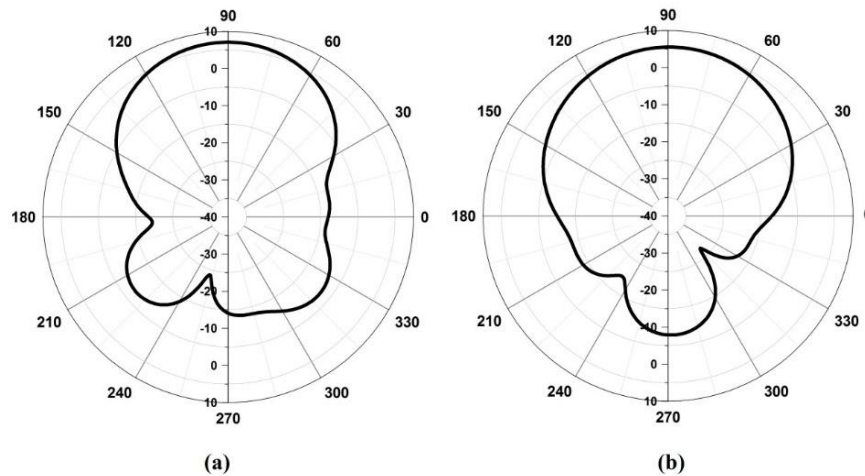


Figure 4.19. Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) sous-bande 4.

4.8. 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 4.5.

L'antenne avec l'emplacement des commutateurs est représentée dans la figure 4.28. 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 4.5. Les résultats de simulation du coefficient de réflexion, correspondant à chaque configuration, est illustré dans la figure 4.29.

	<i>Bande de fréquence(GHz)</i>	<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>
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

Tableau 4.3. Configuration des commutateurs pour les quatre modes de fonctionnement.

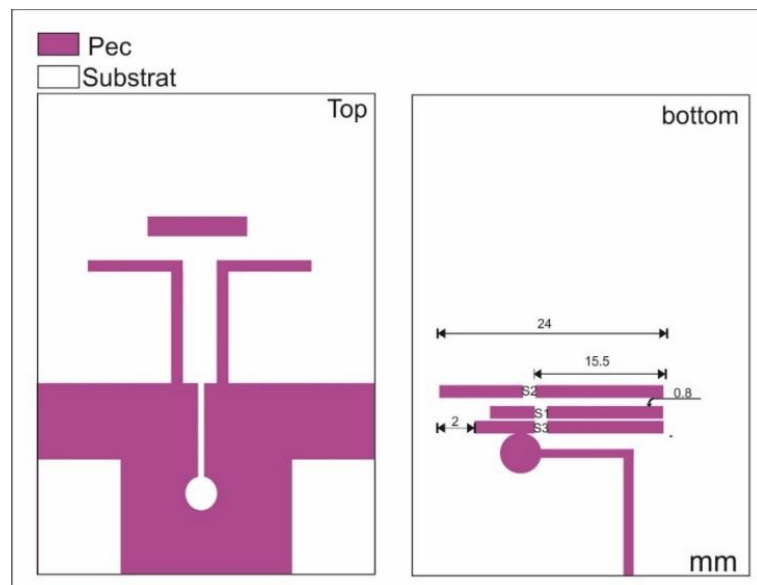


Figure 4.20. Configuration de l'antenne après intégration des résonateurs.

La figure 4.30 montre la photographie du prototype réalisé. La figure 4.31 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.

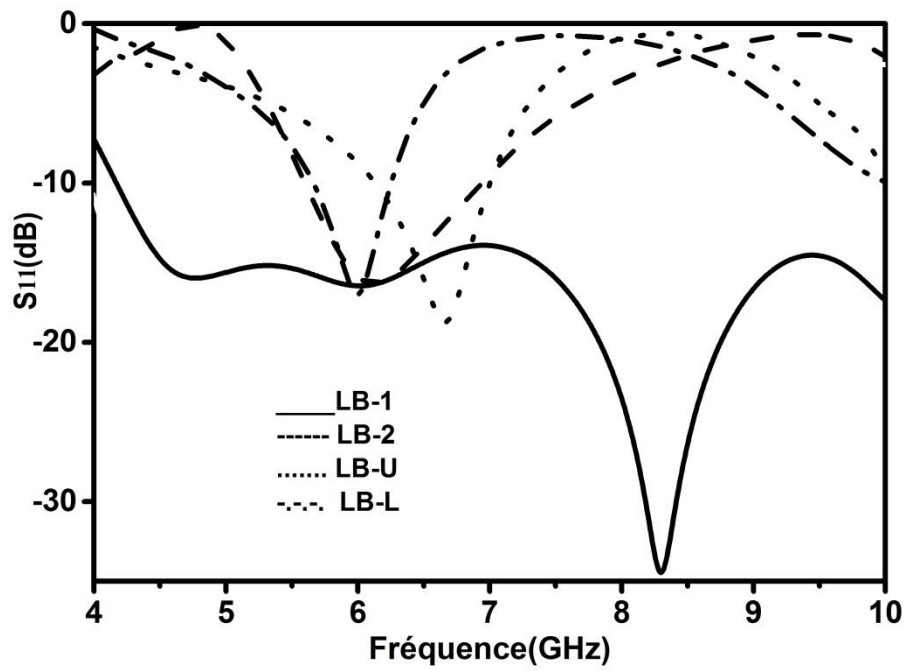


Figure 4.21. Résultats de simulation du coefficient de réflexion S_{11} pour chaque mode de fonctionnement en bande étroite.

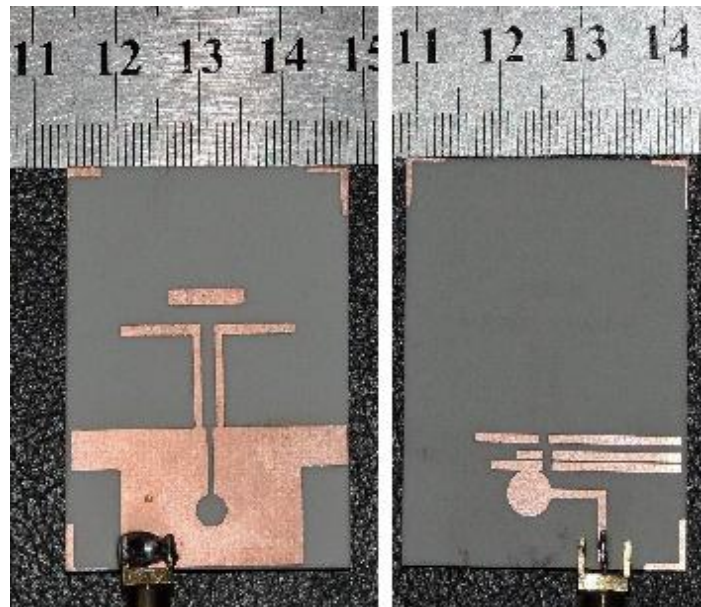


Figure 4.22. La photographie de l'antenne Yagi-Yuda pour une configuration ULB.

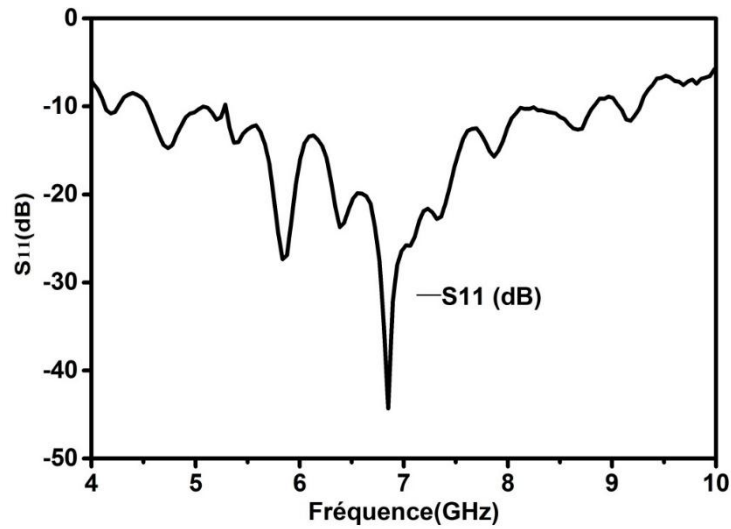


Figure 4.23. Coefficient de réflexion S11 mesuré.

La figure 4.32, 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).

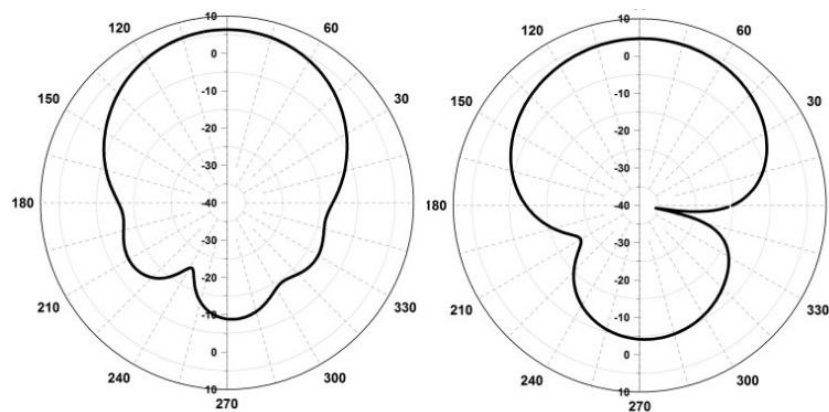


Figure 4.24. Diagramme de rayonnement dans le plan H à 6 GHz (a) ULB, (b) LB-2.

4.9. 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 grâce 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 5. CONCEPTION DES CROISEMENTS ULB EN DIFFÉRENTS TECHNOLOGIE

5.1. Introduction.

La technologie ULB (Ultra Large Bande) était, il y a encore une vingtaine d'années, réservées aux communications militaires [5]. 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 deux croisements 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 0 dB de transmission et la couverture de toute la bande ULB.

Pour pallier à cette problématique, nous proposons dans ce chapitre, l'utilisation de la technologie monocouche pour le premier croisement et technologie multicouche pour le deuxième prototype. En utilise ces technologies afin de corriger les erreurs de couplage en bande ULB pour les deux dispositifs [44-56].

5.2. Circuit du Croisement monocouche.

5.2.1 . Topologie du nouveau Circuit du Croisement.

Le choix de la nouvelle topologie repose essentiellement sur le fait qu'on doit éliminer l'utilisation des plusieurs couches pour simplifier le prototype et augmenter la largeur de bande. Le Circuit du Croisement est conçu à partir de la technologie micro-ruban et l'utilisation des lignes a fente.

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 transition micro ruban – ligne a fente placées dans le plan de masse commun (figure 5.1). Le but est de transférer le maximum de puissance entre les deux lignes de transmission micro-rubans placées sur même couche avec un minimum de pertes et un maximum de transmission.

Le deuxième chemin, du port 3 vers le port 4, s'effectue grâce au passage du signal de la ligne micro-ruban à l'une autre ligne micro-ruban, au moyen de deux transition micro ruban – ligne a fente placées dans le plan de masse commun.

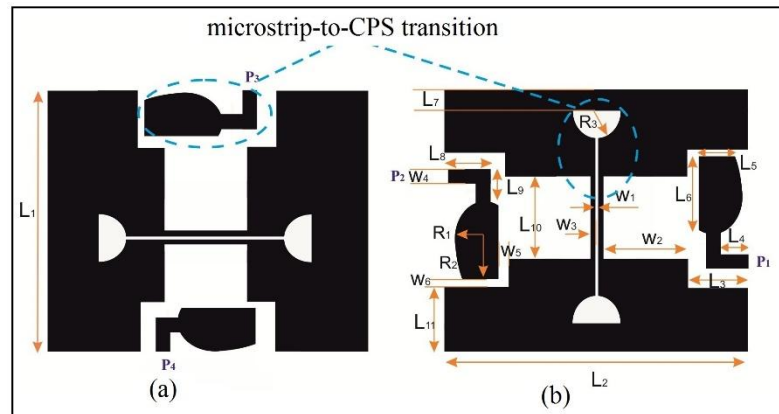


Figure 5.1. Schéma du circuit de croisement proposé (a) couche supérieure, (b) couche inférieure.

La Figure 5.2 représente la configuration des champs électromagnétiques dans une ligne de croisement en technologie microstrip. Il est à noter que la technologie monocouche permet également d'obtenir des systèmes beaucoup plus denses (compact).

La structure est conçue sur deux couches de substrat de type ROGERS RT/Duroid 4003 de permittivité $\epsilon_r = 3,38$ et d'épaisseur 0,508 mm. Le passage du signal du port 1 (l'entrée) vers les deux ports de sortie 2 s'effectue d'une ligne micro-ruban à une autre ligne micro-ruban, via une fente demi circulaire placée sur le plan de masse commun, tel qu'il est indiqué dans la figure 5.2. Le but est de transférer le maximum de puissance entre l'entrée et la sortie et maximum d'isolation entre les deux lignes du croisement [49].

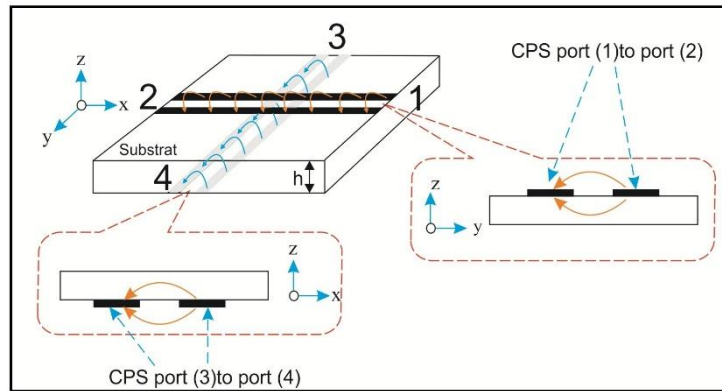


Figure 5.2. Configuration des champs électromagnétiques dans la ligne : (a) sans fente, (b) avec fente.

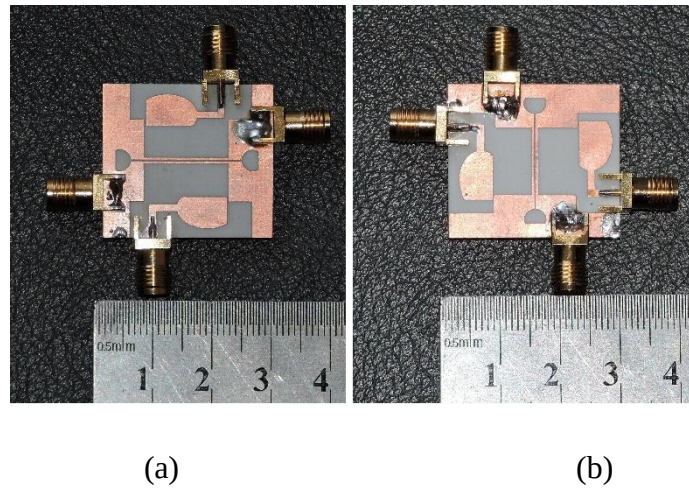
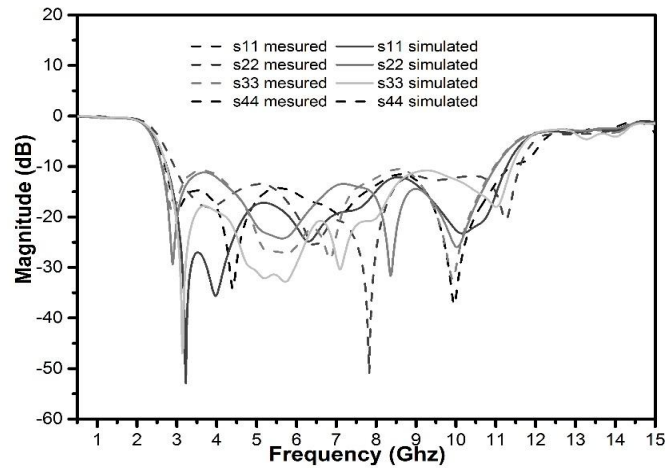


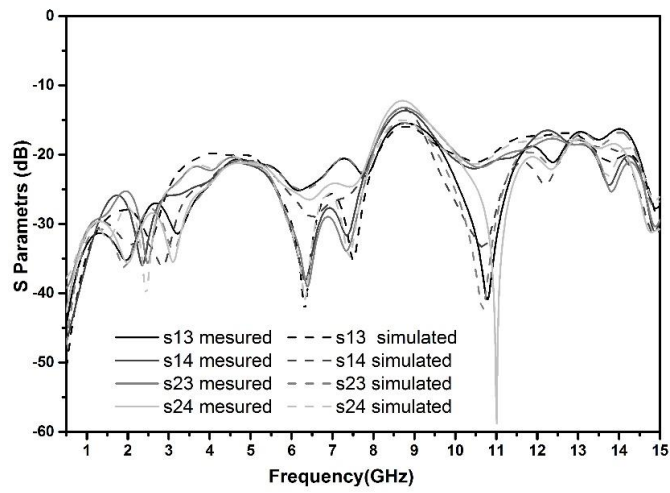
Figure 5.3 Photographie du prototype réalisé : (a) vue d'en face (b) vue d'arrière.

La figure 5.3 illustre le prototype réalisé au laboratoire. D'après les résultats de simulation et de mesure présentés dans la figure 5.4, le coefficient de réflexion est inférieur à - 15 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.

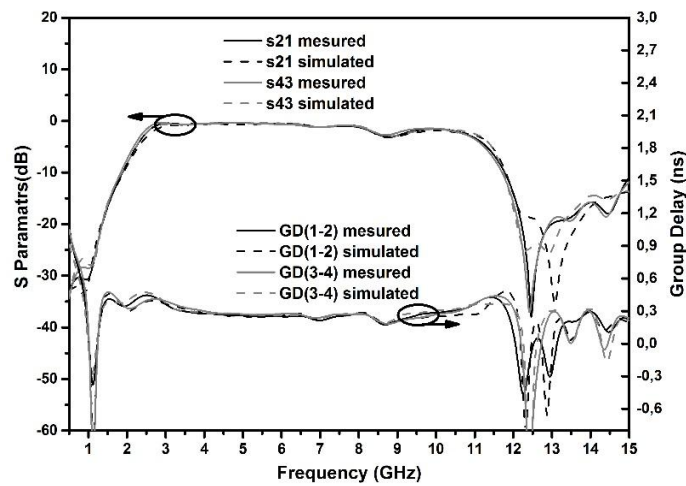
La figure 5.4.c indique le retard du groupe (groupe delay) qui est autour de 0.15 ns, ce qui confirme les bonnes performances de notre approche proposée.



(a)



(b)



(c)

Figure 5.4. Performances du croisement proposé (a) S11, (b) S21, (c) S31.

5.3. Circuit du Croisement multicouche.

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 [5]. Le circuit de croisement est considéré comme un grand problème pour les concepteurs des circuits radio fréquence [46]. 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.

5.3.1 . État de l'art.

Récemment, plusieurs travaux de recherches dans le domaine des circuits de croisement ont été proposés dans la littérature [54-58]. Dans [54], un circuit de croisement planaire est construit à partir de deux coupleurs hybrides (3dB, 90°) mis en cascade (figure 5.5). 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 croisement sont montrées dans la figure 5.6.

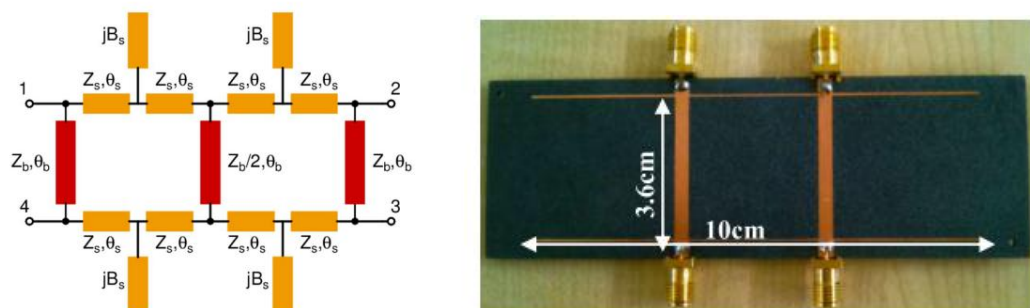


Figure 5.5. Croisement proposé dans [53].

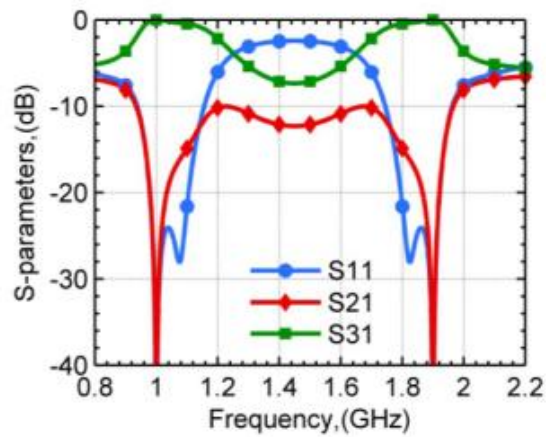


Figure 5.6. Les performances de croisement proposé dans [53].

Le circuit de croisement planaire [54] est conçu en technologies microruban et ligne à fente (figure 5.7). 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 croisement sont montrées dans la figure 5.8.

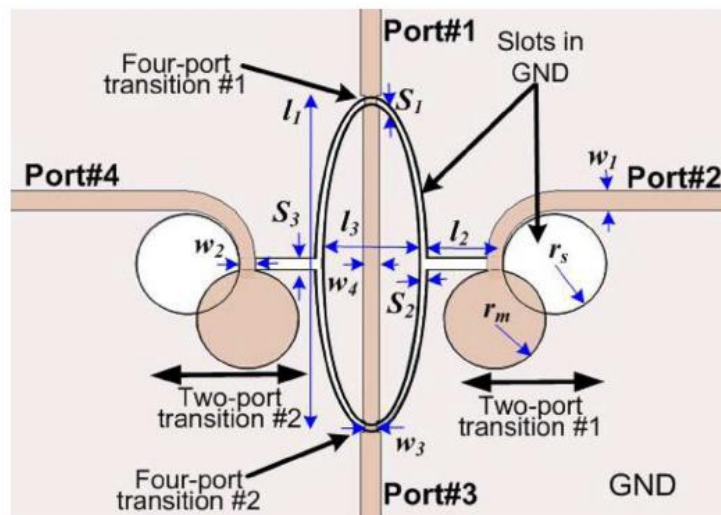


Figure 5.7. Circuit de croisement proposé dans [54].

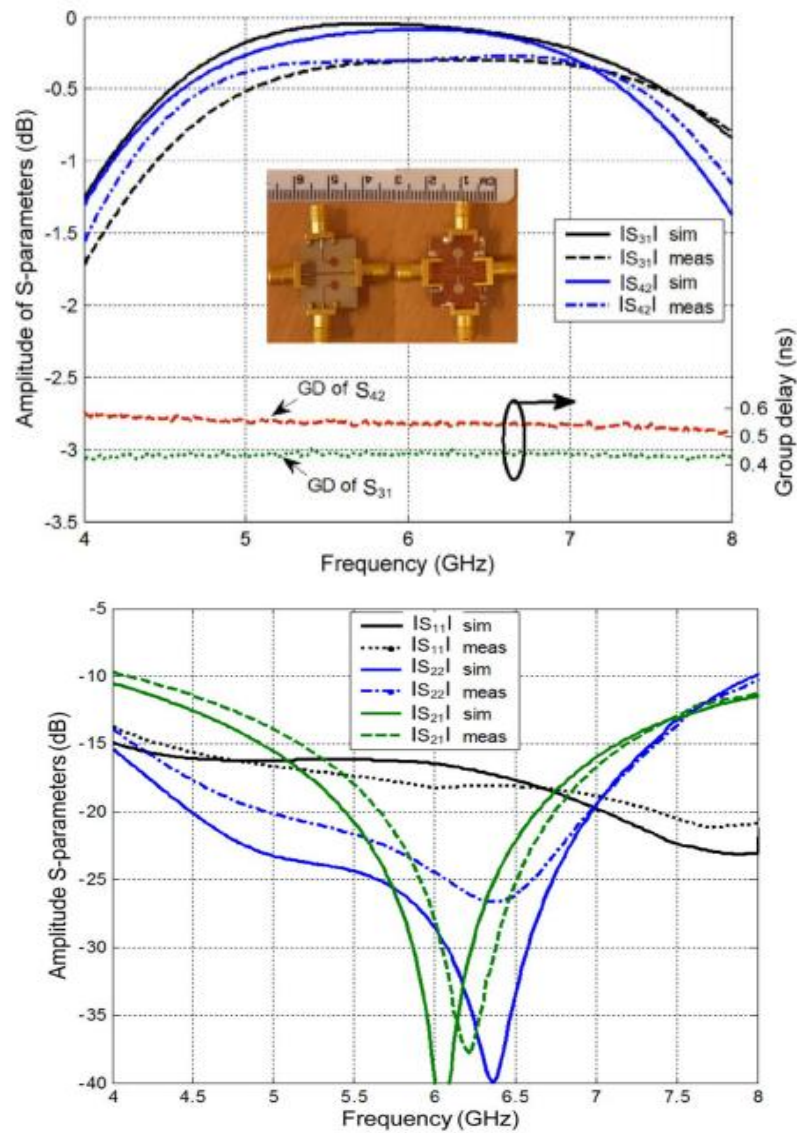


Figure 5.8. Performances de croisement proposé dans [54].

Une autre étude pertinente sur le croisement avec la technologie multicouche est celle rapportée par Wendong et al dans [55]. 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 5.9. La Figure 5.10 montre les résultats des pertes de réflexion (S_{11}) 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.

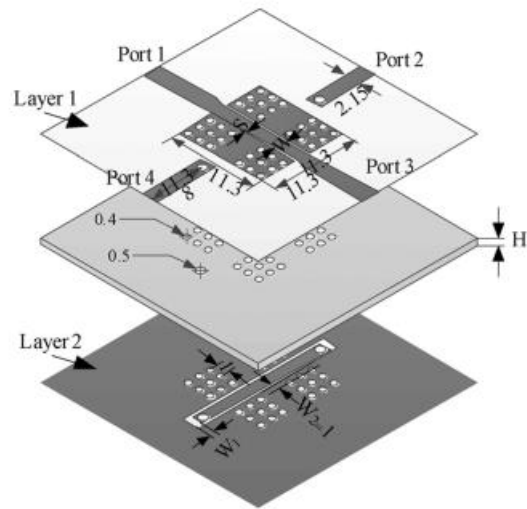


Figure 5.9. Circuit de croisement proposé dans [55].

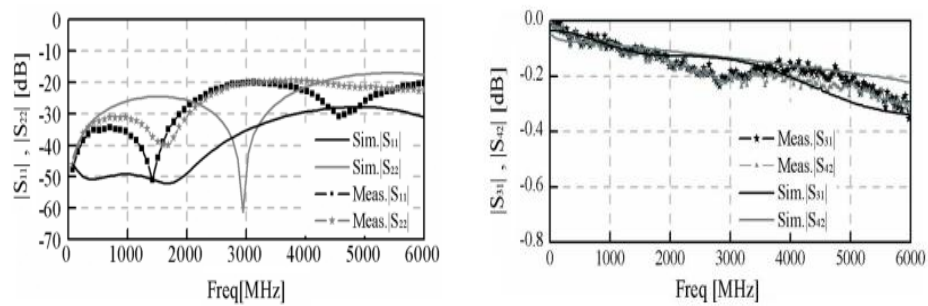


Figure 5.10. Performances de croisement proposé dans [55].

L'inconvénient des Circuit [53] et [54] présentés est que la largeur de bande est étroite. Le point critique de [55] est la présence des via qui va introduire des difficultés lors de la fabrication.

5.3.2 . 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 croisement :

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 5.11). 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 5.11 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 [46].

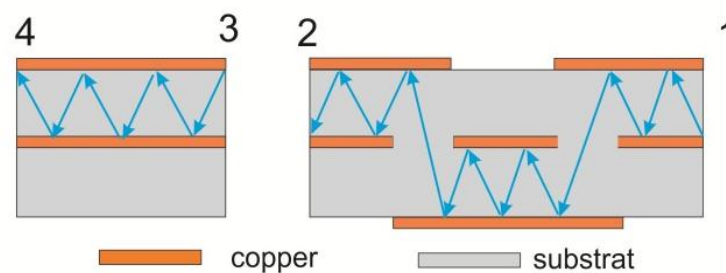


Figure 5.11. Configuration des champs électromagnétiques dans la ligne : (a) sans fente, (b) avec fente.

5.3.3 . Étude théorique.

La Figure 5.12 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.

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).

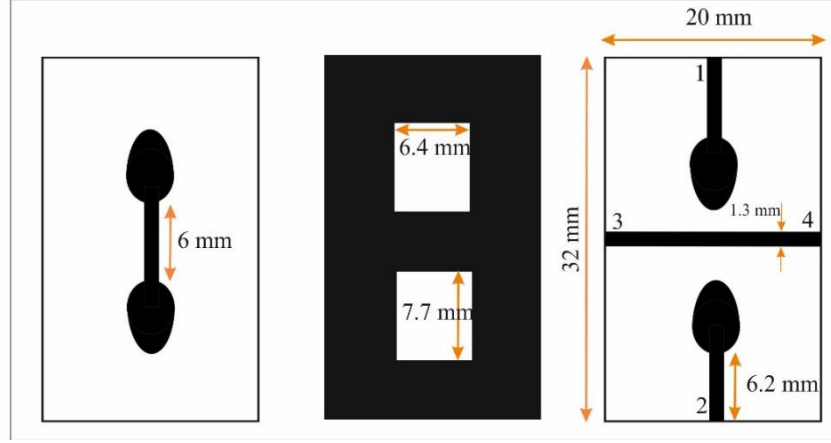


Figure 5.12. Structure du croisement proposé.

Dans cette section, nous introduisons 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 [46]:

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

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

L : la longueur de surface du couplage

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

$$\beta_{ef} = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda} \quad (4.3)$$

ϵ_r : permittivité du substrat

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 S_{21}

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 Z_{oe} (mode pair) et Z_{oo} (mode impaire) ∞ et 0Ω , respectivement. D'autre part, en utilisant $C = 0.8$, les impédances Z_{oe} et Z_{oo} sont, respectivement, 150 et 16,7 Ω (elles sont réalisables).

$$Z_{oe} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (4.4)$$

$$Z_{oo} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (4.5)$$

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 5.13 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 $\epsilon_r = 2,2$ et d'épaisseur 0,508 mm.

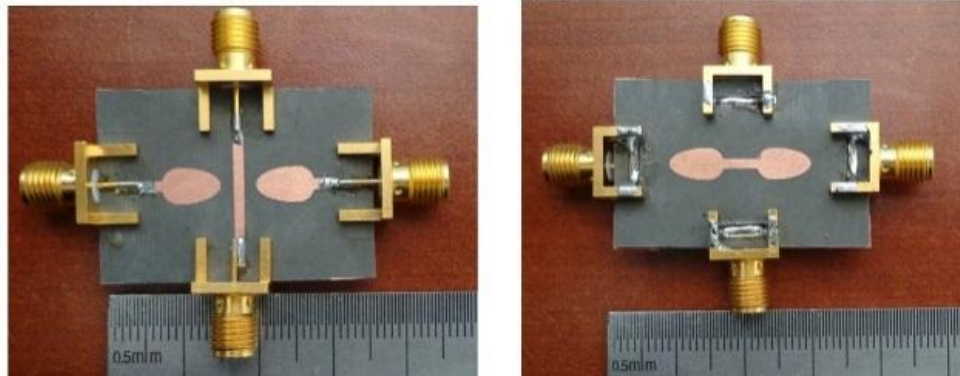


Figure 5.13. Photographie du prototype réalisé.

D'après les résultats de simulations et de mesures présentés dans la figure 5.14, les coefficients de réflexions S_{11} , S_{22} , S_{33} et S_{44} sont inférieures à 14 dB sur toute la bande ULB [3.1-10.6 GHz].

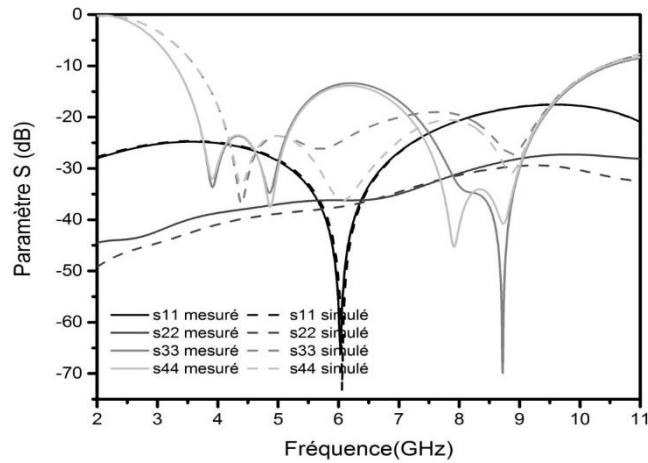


Figure 5.14. Coefficient de réflexion du croisement.

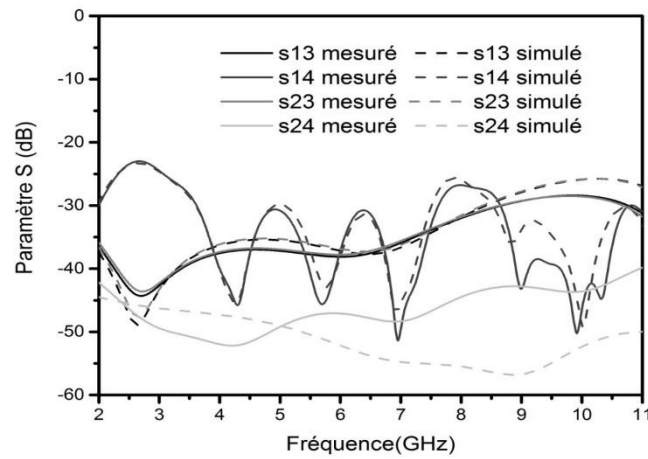


Figure 5.15. Résultats de simulation et de mesure de l'isolation du circuit du croisement.

Dans la figure 5.15, 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].

La figure 5.16 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].

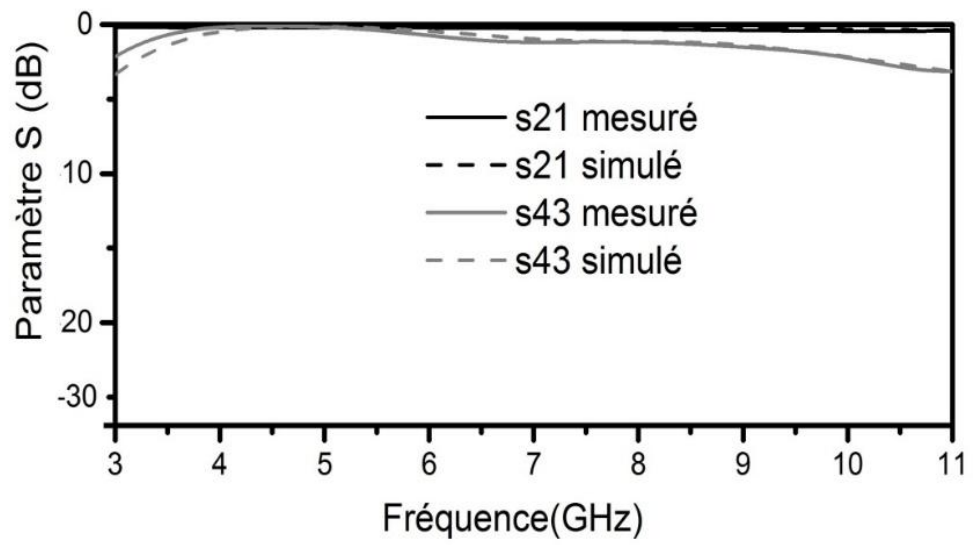


Figure 5.16. Résultats de simulation et de mesure du Coefficients de transmission du circuit du croisement.

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

5.4. Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons présenté de nouveaux dispositifs hyperfréquences originaux en technologie monocouche et multicouche. Les deux croisements proposés 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 6. FILTRE DE HAIRPIN RECONFIGURABLE POUR LES RADIOS COGNITIVES

6.1. Introduction

Les radios cognitives sont des radios dotées d'une intelligence qui leur permet de détecter les changements dans leur environnement de fonctionnement et d'ajuster leurs paramètres afin de maintenir une qualité de service donnée. Parmi ces paramètres ajustables, on trouve la fréquence. En effet, les radios cognitives pourraient, lorsque le niveau d'interférences dépasse un certain seuil, changer de bande de fréquences pour aller dans des zones du spectre où les conditions de communication sont plus favorables [6]. Ces zones peuvent être une ou plusieurs bandes à la fois. Dans leur fonctionnement, les radios cognitives ont deux modes, à savoir, sensing-mode et operating mode. Dans le premier, la radio mesure les niveaux de bruit et d'interférence dans la partie du spectre d'intérêt et dans le second, la radio en utilise une ou plusieurs parties.

Dans la partie hardware des radios cognitives, on trouve beaucoup de travaux de recherche sur la partie antennaire [26], sur les amplificateurs et même sur la partie filtre [28]. Cependant, dans ces derniers, les travaux de recherche concernent surtout la translation de bande et à un degré moindre le changement de largeur de bande. Comme les radios cognitives peuvent utiliser plusieurs bandes à la fois, il est souhaitable d'avoir un filtre qui puisse basculer entre un fonctionnement mono-bande, bi-bandes et tri-bandes.

Ce chapitre présente un filtre micro-onde. Il se compose d'un filtre de hairpin à cinq pôles avec une bande de coupure qui peut être déplacée le long de la bande de fonctionnement. Cette bande filtrée reconfigurable est obtenue en ajoutant une partie métallique en forme de U au milieu, à gauche et à droite du résonateur et l'insertion d'une capacité variable (Varactor) pour modifier la longueur électrique du résonateur. Le filtre conçu a une structure simple et compacte de 31,2 x 30 mm². On croit que le filtre proposé peut être utile pour supprimer l'interférence qui pourrait limiter les

performances des systèmes de communications. L'avantage de ce filtre est qu'il peut fonctionner en mode large bande ou créer une, deux ou trois bandes de coupure(stop-band)reconfigurables dans cette large bande sans modification sur la structure de filtre, rien qu'en faisant varier la valeur du varactor (capacité variable).

6.2. Théorie des lignes de transmission.

La théorie des lignes de transmission a toujours constitué la base de toutes les approches de synthèse et d'analyse des filtres microondes conçus à base d'éléments distribués [57], [58]-[60]. Elle suppose que la longueur de la ligne de transmission est comparable à celle de la longueur d'onde et ceci, bien évidemment, contrarie la théorie des éléments localisés dont la dimension est très petite par rapport à la longueur d'onde [60]. Une conséquence de cette propriété fait que les ondes se propageant le long de la ligne de transmission présentent des tensions et des courants qui varient en fonction de la position.

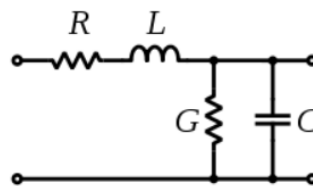


Figure 6.1. Modèle électrique d'une ligne de transmission [60].

Nous constatons que le modèle électrique de la ligne est composé de quatre paramètres primaires, à savoir [60] :

- Une résistance R symbolisant les pertes d'énergie active du conducteur.
- Une conductance G symbolisant les pertes d'énergie active du diélectrique.
- Une inductance L symbolisant les pertes d'énergie réactive du conducteur.
- Une capacité C symbolisant les pertes d'énergie réactive du diélectrique.

En appliquant les lois de Kirchhoff au réseau de la figure 6.1, des relations entre la tension $V(z)$ et le courant $I(z)$ peuvent être établies sous la forme suivante [60] :

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (6.1a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (6.1b)$$

La résolution de ces équations permet de déduire les trois paramètres secondaires de la ligne que sont : la constante d'atténuation α , la constante de phase β , toutes deux liées à la constante de propagation par la relation $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)}$, et enfin l'impédance caractéristique Z_0 donnée par :

$$Z_0 = \frac{\sqrt{(R + jL\omega)}}{\sqrt{(G + jC\omega)}} \quad (6.2)$$

Une ligne de transmission peut donc être vue comme un quadripôle. Dans ce sens, un filtre à base de lignes de transmission est une combinaison de plusieurs quadripôles menant vers un quadripôle équivalent, généralement symétrique. Cela fait de la méthode d'analyse par mode pair et impair, une méthode très puissante pour étudier ce type de filtres. L'application de cette méthode peut être observée sur la figure 6.2, où un réseau à deux accès peut être divisé en deux sections symétriques. En fonction du mode d'excitation, pair ou impair, le plan médian peut être considéré comme mur magnétique ou mur électrique [5]. En d'autres termes, cela revient à considérer le plan de symétrie soit comme un circuit ouvert, soit comme un court-circuit.

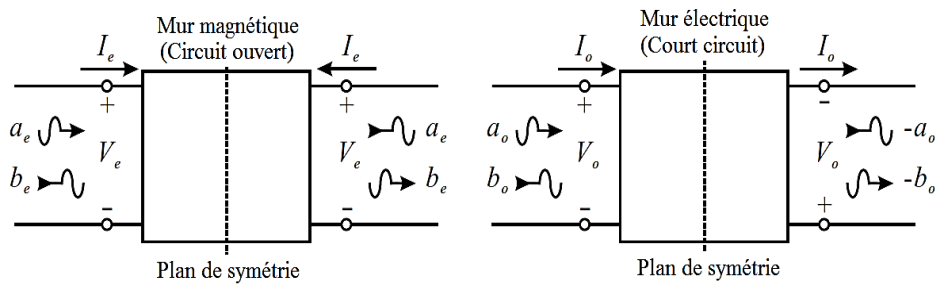


Figure 6.2. Analyse d'un quadripôle par la méthode des modes pairs et impairs. (a) mode pair. (b) mode impair .

6.2.1 . Résonateurs microondes à base de lignes de transmission.

Les résonateurs planaires basés sur les lignes de transmission ont été largement utilisés dans la conception des circuits RF et microondes. Ils peuvent prendre plusieurs topologies en fonction du type de ligne de transmission sur laquelle ils sont réalisés. Grâce à des caractéristiques remarquables (taille relativement compacte, faible poids, faible coût, facilité de fabrication en série, etc.), ces composants sont très utiles dans la conception des filtres microondes [5].

6.2.2 . Résonateurs à impédance uniforme.

La figure 6.3 présente un résonateur réalisé sur une ligne micro-ruban de longueur $\lambda_g/2$ ouverte sur les deux extrémités (λ_g étant la longueur d'onde guidée). Ce résonateur est connu sous le nom de Résonateur à Impédance Uniforme (RIU). Il constitue le composant de base de beaucoup de structures de filtres UWB comme nous allons le voir dans la suite du chapitre.

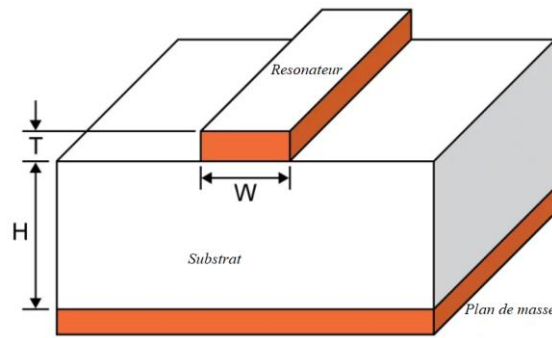


Figure 6.3 . Résonateur à base de ligne de transmission micro-ruban de longueur $\lambda_g/2$.

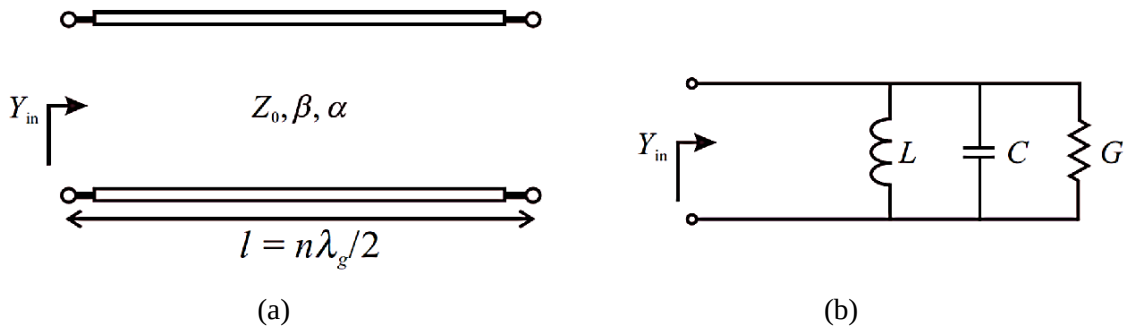


Figure 6.4 Modèle électrique d'un Résonateur à impédance uniforme. (a) circuit équivalent en ligne de transmission. (b) circuit équivalent en éléments localisés [42].

Cette structure représente la forme la plus simple d'un filtre passe-bande, et ceci est confirmé par son modèle électrique, où elle a été assimilée à un circuit résonnant parallèle (figure 6.4). Ce dernier présente en effet une réponse similaire à celle d'un filtre passe-bande dont la fréquence centrale serait en fait la fréquence de résonance du circuit LC [5].

Il existe d'autres types de résonateurs à impédance uniforme qui se comportent comme un circuit résonnant série ou parallèle en fonction de la longueur de la ligne de transmission et de l'impédance de charge utilisée. Il s'agit de la ligne de transmission micro-ruban demi-onde ($\lambda_g/2$) court-circuitée, de la ligne de transmission micro-ruban quart d'onde ($\lambda_g/4$) ouverte et de la ligne de transmission micro-ruban quart d'onde ($\lambda_g/4$) court-circuitée. Les circuits équivalents en éléments localisés pour chaque configuration sont illustrés, respectivement, sur les figures 6.5, 6.6 et 6.7.

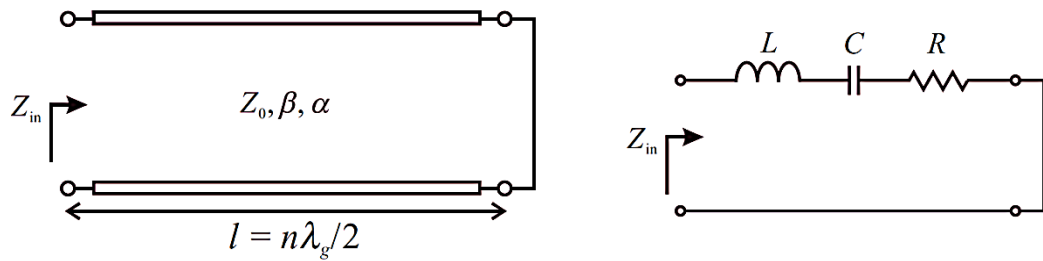


Figure 6.5. Résonateur à base de ligne de transmission micro-ruban ($\lambda_g/2$) court-circuitée. (a) circuit équivalent en éléments distribués. (b) circuit équivalent en éléments localisés [59].

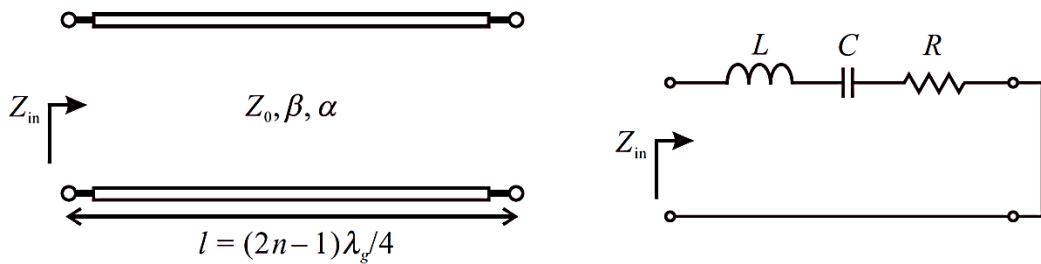


Figure 6.6 Résonateur à base de ligne de transmission micro-ruban ($\lambda_g/4$) ouverte. (a) circuit équivalent en éléments distribués. (b) circuit équivalent en éléments localisés [59].

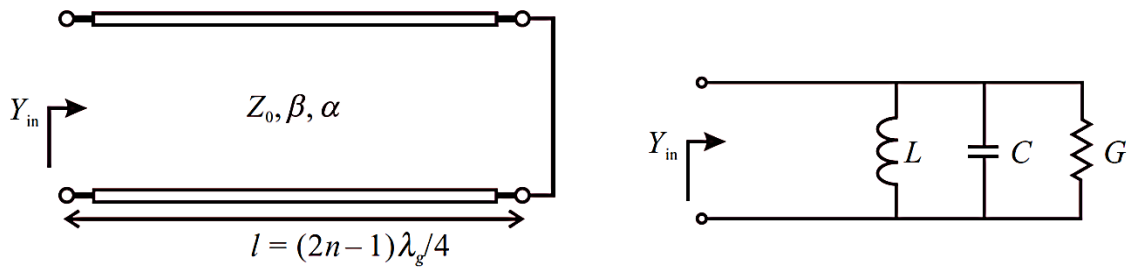


Figure 6.7. Résonateur à base de ligne de transmission micro-ruban ($\lambda_g/4$) court-circuité. (a) circuit équivalent en éléments distribués. (b) circuit équivalent en éléments localisés [59].

A présent, nous nous retrouvons avec quatre configurations de résonateur à impédance uniforme qui, non seulement sont largement présentes dans plusieurs structures existantes de filtres UWB, mais sont également utilisées dans le développement d'approches d'analyse et de synthèse de filtres.

6.2.3 . Résonateurs à saut d'impédance

Le résonateur à saut d'impédance (RSI) est une ligne de transmission subissant une variation dans sa largeur. La figure 6.8 et 6.9 illustre deux configurations fondamentales d'un RSI avec leur circuit équivalent en éléments distribués. L'idée derrière l'introduction de ce type de résonateurs est la réalisation de filtres à large bande passante par opposition aux filtres à bande étroite.

Notons que le résonateur RIU présente des réponses parasites qui apparaissent à des multiples entiers de sa fondamentale ; ces réponses sont les modes de résonances. Delà, la reconfiguration de la structure d'impédance uniforme en une topologie présentant plusieurs impédances se présente comme une solution très efficace [62]. Ainsi, en faisant rapprocher les modes de résonances, nous obtenons une réponse similaire à un filtre passe-bande avec une bande passante relativement large et il ne reste plus qu'à mettre en place le bon circuit d'excitation à ce RSI pour minimiser les ondulations de la réponse tout en améliorant les performances des bandes rejetées.

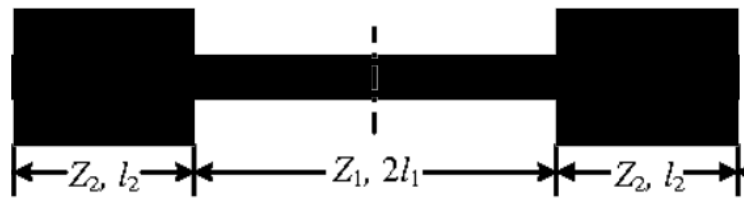


Figure 6.8. Forme 1 de base d'un résonateur à saut d'impédance [61].

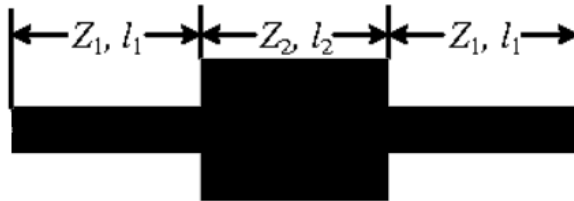


Figure 6.9. Forme 2 de base d'un résonateur à saut d'impédance.

6.2.4 . Synthèse des filtres par la méthode des lignes couplées

Cette méthode a été largement utilisée pour la conception de filtres microondes à bande étroite. Elle est souvent connue sous son nom anglais, *Direct Coupled Method* ou DCM. Comme la plupart des approches destinées à la réalisation de filtres sur substrats hybrides, elle est basée sur la théorie des lignes de transmission et plus spécialement, sur celle des résonateurs à impédance uniforme. Ces derniers sont reliés entre eux par couplage électromagnétique de manière à obtenir la fonction d'un filtre.

De ce fait, cette méthode est la seule qui fait le lien entre la méthode de pertes d'insertion dont les filtres sont composés d'éléments localisés et les méthodes basées sur la théorie des lignes de transmission où les filtres se composent d'éléments distribués. En effet, la particularité dans la DCM c'est qu'en partant du circuit prototype passe-bas all-pôle, plusieurs topologies de filtres passe-bande micro-rubans peuvent être déduites. Le fait d'avoir une multitude de topologies de structures micro-rubans, offre une diversité aux concepteurs des filtres microondes pour satisfaire leurs exigences.

Nous allons donc appliquer cette approche à notre cas d'étude. Nous allons essayer les topologies figurants dans la DCM pour en déduire celle qui serait la mieux adaptée pour répondre aux spécifications de notre cahier de charge. Pour cela, nous allons définir, dans ce qui suit, chaque topologie indépendamment puis l'utiliser pour concevoir un filtre passe-bande UWB. Enfin, une comparaison entre les performances des filtres obtenus sera établie, nous permettant ainsi de décider quelle topologie serait la plus adaptée à notre cas [5].

6.2.5 Filtres à lignes d'extrémité couplées

Ce sont des filtres formés par la juxtaposition de résonateurs micro-rubans de longueur ($\lambda_g/2$) ouverts aux deux extrémités et couplées entre eux tel que montrée à la figure 6.10. Le couplage entre deux résonateurs adjacents est du type capacitif et le gap dans ce cas est représenté par un inverseur (*J-inverter*). Ce dernier peut être calculé par les formules suivantes [57] :

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{FBW}{g_0 g_1}} \quad (6.3a)$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi \cdot FBW}{2} \sqrt{\frac{1}{g_j g_{j+1}}} \quad (6.3b)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{FBW}{g_n g_{n+1}}} \quad (6.3c)$$

où les g_i sont les éléments normalisés du prototype passe-bas donnés par les fonction de filtrage, $FBW = (f_{c2}-f_{c1})/f_{centrale}$ représente le bande passante relative, $J_{j,j+1}$ est l'admittance caractéristique du *J-inverter* et Y_0 l'admittance caractéristique de la ligne micro-ruban utilisée. Comme le couplage est du type capacitif, il pourrait être évalué comme étant une discontinuité dont la susceptance est donnée par l'équation (6.4) [57].

$$\frac{B_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}}{1 - \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)} \quad (6.4)$$

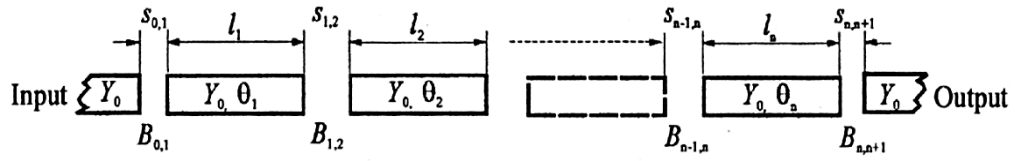


Figure 6.10. Filtre à lignes à extrémités couplées [57].

Par conséquent, nous pouvons déduire la capacité de couplage par l'équation suivante [57] :

$$C^{j,j+1} = \frac{B_{j,j+1}}{\omega_0} \quad (6.5)$$

Jusqu'à présent toutes les grandeurs ont été formalisées par des équations mathématiques. Cependant, pour passer à l'étape suivante à savoir exprimer la valeur déduite à partir de l'équation (6.5) en dimension physique du gap de couplage, nous devons faire appel aux outils de simulation électromagnétique.

6.2.6 Filtres à lignes couplées parallèlement

Ce sont des filtres composés de résonateurs micro-rubans de longueur $(\lambda_g/2)$ ouverts et disposés parallèlement les uns par rapport aux autres, où le couplage entre eux se fait sur une demi-longueur comme illustré sur la figure 6.11. L'arrangement parallèle des résonateurs augmente considérablement le couplage ce qui favorise la réalisation de filtres passe-bande avec des bandes passantes plus larges.

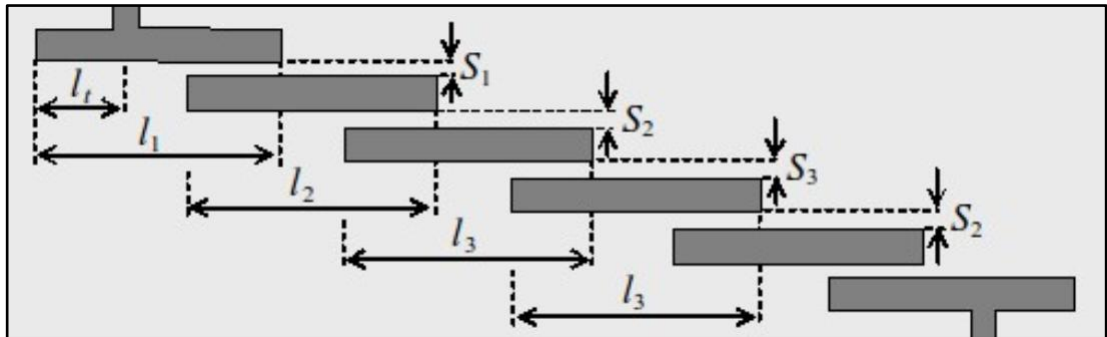


Figure 6.11. Filtre à lignes couplées parallèlement [5].

Pour répondre à des spécifications données en utilisant ce type de filtres, nous devons d'abord déterminer les impédances du mode pair et impair pour chaque section j constituant le filtre. Ces impédances sont fournies par [41] et s'expriment comme suit :

$$\text{Mode pair (e) : } (Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad j = 0 \dots n \quad (6.6a)$$

$$\text{Mode impair (o) : } (Z_{0o})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad j = 0 \dots n \quad (6.6b)$$

où J_{jj+1} sont les admittances caractéristiques du J -inverter relatif au couplage et qui peuvent être calculées à partir des équations données dans (6.3). Une fois ces impédances déterminées, les formules de synthèses proposées dans peuvent être utilisées pour déterminer les dimensions physiques des filtres en question.

6.2.7 . Filtre Hairpin

Une autre structure figurant dans la méthode *Direct Coupled* est celle du filtre *Hairpin* dont la topologie est illustrée à la figure 6.12. En réalité ce filtre résulte du filtre à lignes couplées parallèlement où les lignes ont été pliées de manière à former un 'U'. Par conséquent, la méthodologie de conception de ce type de filtre est similaire à celle des filtres à lignes couplées parallèlement. Deux autres grandeurs sont introduites, à savoir le facteur de qualité externe Q_e qui détermine la position t des ports d'accès du filtre et le coefficient de couplage mutuel $M_{i,i+1}$ qui détermine l'espacement s entre deux résonateurs. Ces grandeurs sont définies respectivement par [57]:

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (6.7a)$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (6.7b)$$

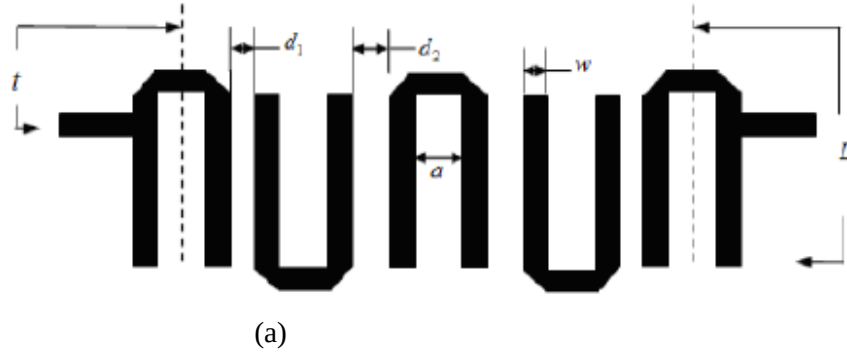


Figure 6.12. Extraction des paramètres du filtre Hairpin.

6.2.8 Filtre interdigité

Comme présenté sur la figure 6.13, le filtre interdigité est la disposition parallèle de résonateurs de longueur $(\lambda_g/4)$, ouverts sur une extrémité et court-circuités sur l'autre, et arrangés selon une orientation alternative.

Pour la conception du filtre interdigité, nous pouvons suivre les équations décrites ci-dessous [46] :

$$\begin{aligned}\theta &= \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{FBW}{2} \right), Y = \frac{Y_1}{\tan \theta} \\ J_{i,i+1} &= \frac{Y}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad i = 1, n-1 \\ Y_{i,i+1} &= J_{i,i+1} \sin \theta \quad i = 1, n-1\end{aligned} \quad (6.8)$$

Pour déduire les impédances caractéristiques des modes pair et impair les formules suivantes sont utilisées [62] :

$$\begin{aligned}Z_{0e1,2} &= \frac{1}{Y_1 - Y_{1,2}}, \quad Z_{0o1,2} = \frac{1}{Y_1 + Y_{1,2}} \\ Z_{0ei,i+1} &= \frac{1}{2Y_1 - 1/Z_{0ei-1,i} - Y_{i,i+1} - Y_{i-1,i}} \quad i = 2, n-2 \\ Z_{0oi,i+1} &= \frac{1}{2Y_{i,i+1} + 1/Z_{0ei,i+1}} \quad i = 2, n-2 \\ Z_{0en-1,n} &= \frac{1}{Y_1 - Y_{n-1,n}}, \quad Z_{0on-1,n} = \frac{1}{Y_1 + Y_{n-1,n}}\end{aligned} \quad (6.9)$$

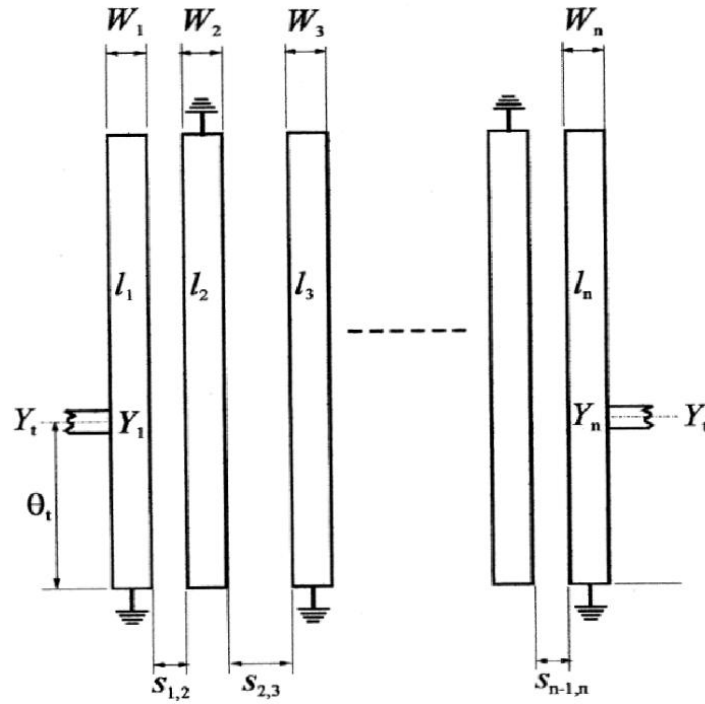


Figure 6.13. Topologie du filtre interdigité [5].

Une fois les impédances susmentionnées déterminées, les dimensions du filtre sont déduites en utilisant les formules de synthèses fournies dans la référence [45]. Aussi, la position de la ligne d'excitation du filtre, θ_t , peut être évaluée moyennant l'expression suivante [63] :

$$\theta_t = \frac{\sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{Y \sin^2 \theta}{Y_0 g_0 g_1}} \right)}{1 - \frac{FBW}{2}} \quad (6.10)$$

6.2.9 Filtre à stubs court-circuités shunts

Une autre configuration dérivant de la méthode DCM est le filtre composé de stubs shunt court-circuités de longueur $(\lambda_g/4)$ connectés entre eux par des lignes de même longueur $(\lambda_g/4)$. La figure 6.14 illustre la dite topologie. Les formules de conception pour ce cas sont données par l'équation (6.11) [58].

$$\begin{aligned}
\theta &= \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{FBW}{2} \right) \\
\frac{J_{1,2}}{Y_0} &= g_0 \sqrt{\frac{2g_1}{g_2}}, \quad \frac{J_{n-1,n}}{Y_0} = g_0 \sqrt{\frac{2g_1 g_{n+1}}{g_0 g_{n-1}}} \\
\frac{J_{i,i+1}}{Y_0} &= \frac{2g_0 g_1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad i = 2, n-2 \\
N_{i,i+1} &= \sqrt{\left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0} \right)^2 + \left(\frac{2g_0 g_1 \tan \theta}{2} \right)^2} \quad i = 1, n-1 \\
Y_1 &= 0.5g_0 Y_0 g_1 \tan \theta + Y_0 \left(N_{1,2} - \frac{J_{1,2}}{Y_0} \right) \\
Y_n &= Y_0 (g_n g_{n+1} - 0.5g_0 g_1) \tan \theta + Y_0 \left(N_{1,2} - \frac{J_{1,2}}{Y_0} \right) \\
Y_i &= Y_0 \left(N_{i-1,i} + N_{i,i+1} - \frac{J_{i-1,i}}{Y_0} - \frac{J_{i,i+1}}{Y_0} \right) \quad i = 2, n-1 \\
Y_{i,i+1} &= Y_0 \left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0} \right) \quad i = 1, n-1
\end{aligned} \tag{3.11}$$

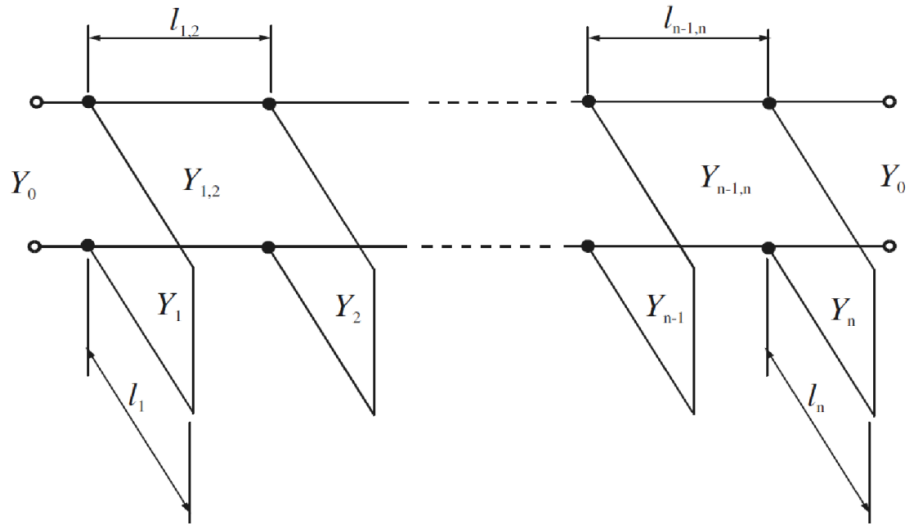


Figure 6.14. Topologie du filtre à stubs court-circuités shunts [5].

6.2.10 Filtre à stubs ouverts shunts

C'est la dernière topologie provenant de la méthode de conception DCM que nous allons introduire. Comme le montre la figure 6.15, ce filtre est similaire à celui basé sur des stubs court-circuités mais ces derniers sont remplacés par des stubs ouverts de longueur $(\lambda_g/2)$. Chaque stub est composé de deux lignes $(\lambda_g/4)$ d'impédance caractéristique respective, Y_{ia} et Y_{ib} . Le filtre résultant se comporte comme celui à stub fermé ayant les mêmes paramètres, seulement, il y a une différence dans la bande atténuée qui est plus étroite.

Si nous prenons $Y_{ia} = Y_{ib}$, deux zéros de transmission vont apparaître aux fréquences $f_0/2$ et $3f_0/2$. Si maintenant nous choisissons $Y_{ia} = \alpha Y_{ib}$, les deux zéros de transmission peuvent se reproduire à des fréquences ajustables selon la valeur de α .

Pour la conception du filtre à stubs ouverts nous utilisons les équations (6.11). Une fois les admittances Y_i déterminées, le passage au filtre à stubs ouverts est effectué moyennant les équations (6.12) [58].

$$\begin{aligned} Y_{ia} &= \frac{Y_i(\alpha_i \tan^2 \theta - 1)}{(\alpha_i + 1)\tan^2 \theta} \\ Y_{ib} &= \alpha_i Y_{ia} \\ \alpha_i &= \cot^2 \left(\frac{\pi f_{zi}}{2 f_0} \right) \quad f_{zi} < f_1 \end{aligned} \tag{6.12}$$

où f_l est la fréquence de coupure inférieure et f_{zi} la fréquence à laquelle le stub présente un court-circuit à la ligne principale provoquant ainsi la création du zéro de transmission.

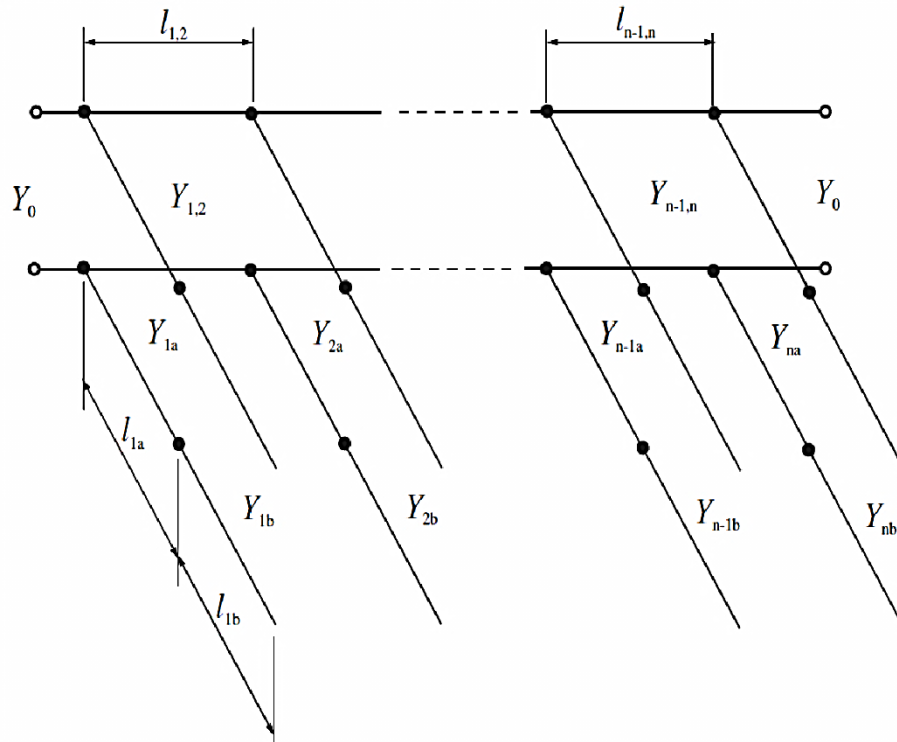


Figure 6.15. Topologie du filtre à stubs ouverts shunts [57].

6.3. Conception D'un Filtre HairpinReconfigurable Pour Les Radios Cognitives basée sur des switches idéals.

6.3.1 .Introduction

Les filtres hairpin sont largement utilisés dans les circuits micro-ondes en raison de leur faible poids, configuration simple, et la simplicité de conception. Comparés aux filtres traditionnels qui consistent en des lignes rectilignes demi longueur d'onde ($\lambda/2$), les filtres hairpin sont au moins deux fois plus petits [65]. Dans cette partir de ce chapitre, on propose une nouvelle structure de filtre hairpin reconfigurable qui permet de basculer entre un mode large bande mono-bande (1,65-2,25 GHz) et des modes bi-sous-bandes (1,63-1,72 et 1,97- 2,06) GHz et troi-sous-bandes (1,75- 1,8 GHz, 1,92-1,98 GHz, et 2.15-2.18 GHz). Le choix des sous-bandes est fait de façon à ce que les fréquences couvertes dans un ne le sont pas dans l'autre. Il faut signaler que ce travail est plus une présentation du concept qu'une démonstration. En effet, pour démontrer le concept, on doit utiliser un filtre de plusieurs Giga-Hertz de largeur de bande et le subdiviser en plusieurs sous-bandes.

6.3.2 . Approche proposée

La structure de base du filtre celle donnée dans Fig. 6.16. Elle est constituée de cinq (5) résonateurs de même forme, Cette structure est celle donnée dans [65].

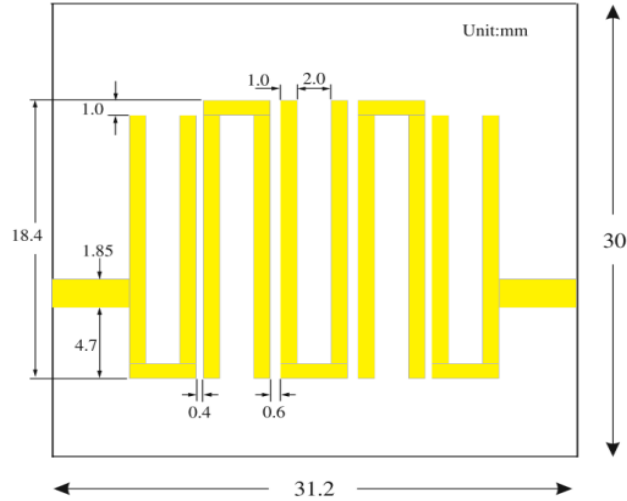


Figure 6.16. Configuration du filtre de base .

Il faut noter que pour ajuster la position des pôles et des zéros du filtre, on peut utiliser deux approches : utiliser des résonateurs de mêmes dimensions et les mettre à des distances différentes [65] ou bien utiliser des résonateurs de différentes dimensions et les mettre à une même distance. Le filtre choisi utilise les deux approches en même temps.

La synthèse de ce filtre donne un ordre $n = 5$. Nous pouvons déterminer les valeurs des éléments localisés (inductance et capacité) d'un filtre prototype passe-bas de type Tchebychev:

$$g_0=g_6 = 1, g_1=g_5 = 1,1468 , g_2=g_4 = 1,3712 , g_3= 1,9750.$$

Les paramètres de la conception en bande passante sont les facteurs de qualité externes Q_{e1} et Q_{en} et les coefficients de couplage entre les résonateurs adjacents $M_{i, i+1}$. Ces paramètres sont exprimés en fonction de la largeur de bande fractionnelle Δ et en fonction des paramètres du prototype passe-bas procurés ci-dessus :

$$Q_{e1} = \frac{g_0.g_1}{\Delta} , Q_{en} = \frac{g_n.g_{n+1}}{\Delta}$$

$$M_{i, i+1} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_i.g_{i+1}}} , \text{ pour } i=1 \text{ à } n-1.$$

Pour ce filtre, la largeur de bande fractionnelle est $\Delta = 0,2$, le facteur de qualité à l'entrée est $Q_{e1} = 5,734$ qui est semblable au facteur de qualité externe à la sortie Q_{e5} et les coefficients de couplage entre le i ème résonateur et le $i+1$ ème résonateur $M_{1,2} = 0,160 = M_{4,5}$, $M_{2,3} = 0,122 = M_{3,4}$ [5].

Le substrat utilisé pour les simulations est le Rogers R03006 ayant une constante diélectrique de 6,15 et une épaisseur de 1,27 mm. Tous les simulations fait durant ce travail ont été réalisés en utilisant CST Microwave Studio.

La réponse du filtre proposé est donnée dans Fig. 6.17.

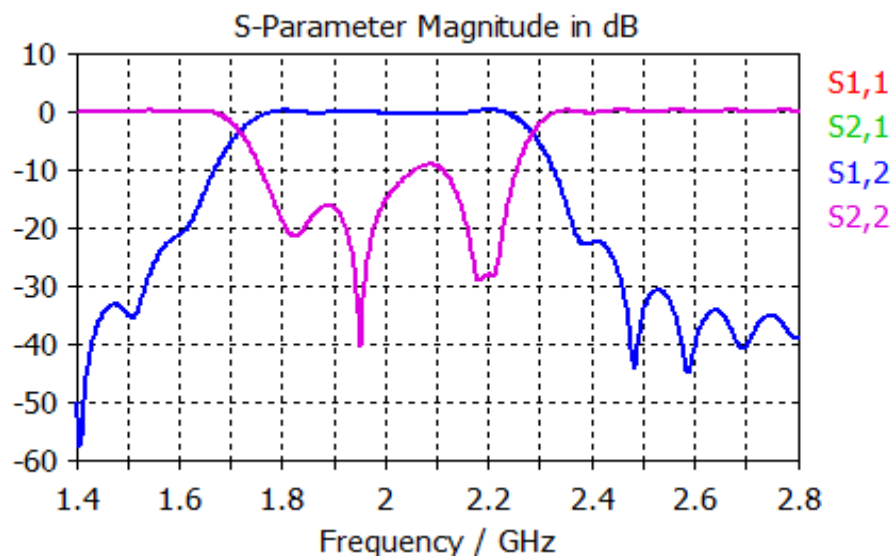


Figure 6.17. Réponse du filtre donné dans Fig. 6.16

Comme on peut le voir sur Fig. 6.17, la réponse du filtre est passe-bande et couvre les fréquences entre 1,65 et 2,25 GHz. Afin d'introduire de la reconfiguration dans la structure de base du filtre, on a opté d'introduire quatre (4) switches D1 à D4 tel que montré dans Fig. 6.18. La disposition des switches a été optimisée afin d'aboutir à des fonctionnements mono-bande (1,65-2,25 GHz), bi-bande (1,63-1,72 et 1,97- 2,06 GHz) et tri-bande (1,75- 1,8 GHz, 1,92-1,98 GHz, et 2.15-2.18 GHz). Le choix des bandes a été fait de manière arbitraire pour montrer qu'on peut subdiviser une bande donnée.

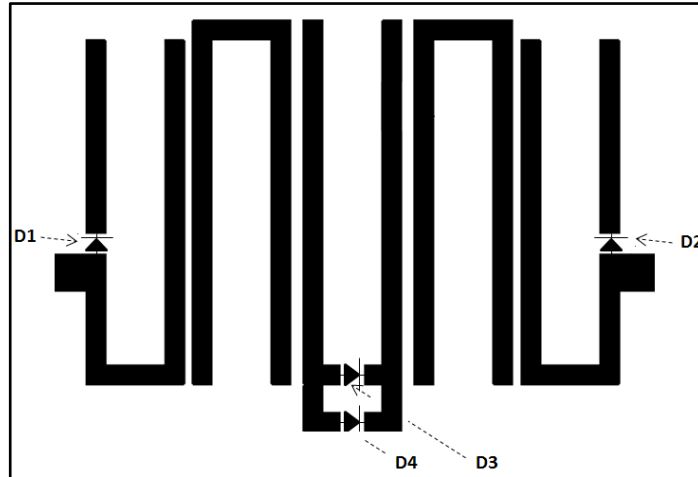


Figure 6.18. Schéma du filtre reconfigurable proposé.

Lorsque les switches D1, D2 et D3 sont fermés et D4 est ouvert, on obtient la structure donnée dans Fig. 6.19

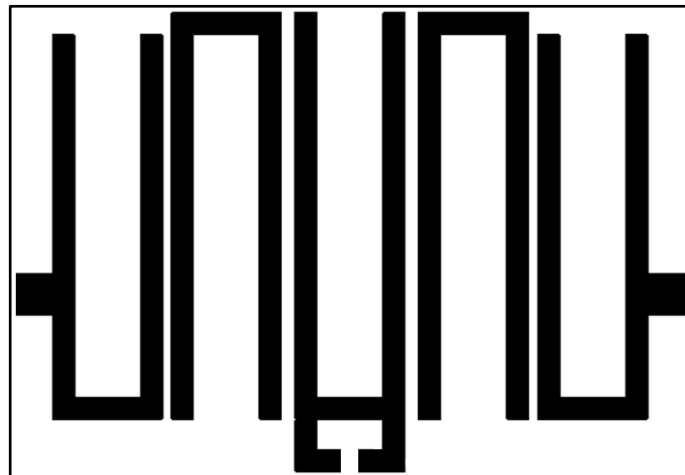


Figure 6.19. Schéma du filtre reconfigurable en mode mono-bande.

Le filtre ainsi obtenu correspond à celui donné dans Fig. 6.19 puisque la portion inférieure du résonateur du milieu ne participe presque pas dans le filtrage tel que montré dans Fig. 6.20 qui donne la distribution de courant au long de la structure.

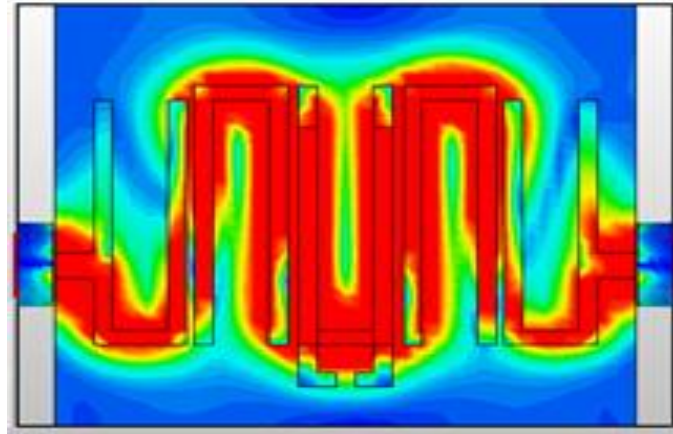


Figure 6.20. Distribution de courant dans le filtre donné dans Fig. 4 à la fréquence 1.9 GHz.

En contemplant Fig. 6.20, on constate que les couplages entre les différents résonateurs font bien acheminer le courant issu d'un port vers l'autre port sans interruption dans la trajectoire en rouge foncé, ce qui montre que le filtre est passant à cette fréquence. On peut remarquer aussi que la partie inférieure du résonateur du milieu n'est pas parcourue par le courant, ce qui signifie que celle-ci ne contribue pas à la fonction de filtrage, ce qui croirait qu'on doit obtenir une réponse semblable à celle dans Fig. 6.21. Fig. 6 donne la réponse obtenue avec la structure dans Fig. 6.19.

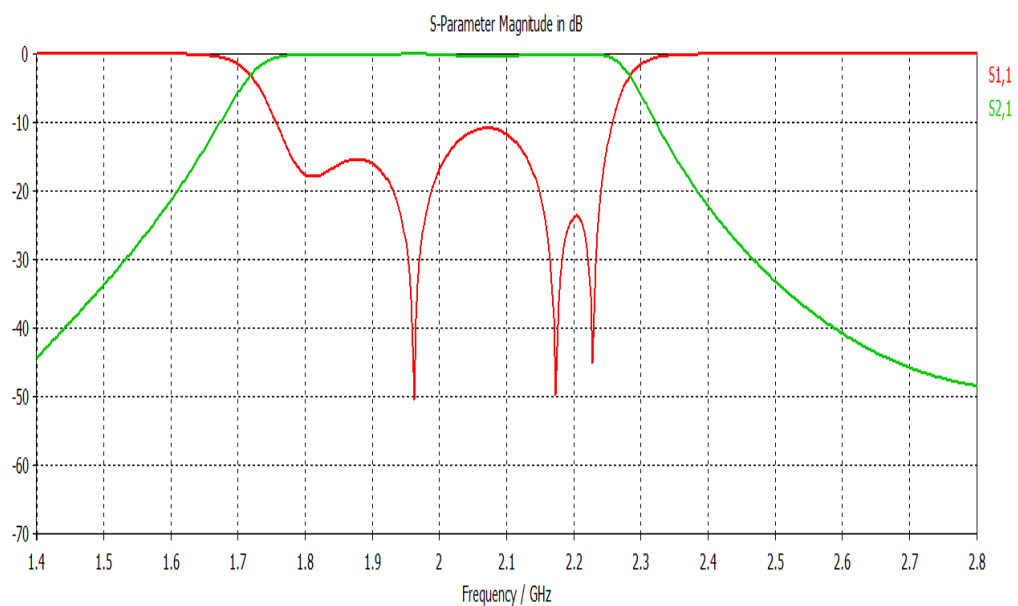


Figure 6.21. Réponse du filtre donné dans Fig. 6.20.

Lorsqu'on veut passer en mode bi-bandes, on doit fermer le switch D4 et ouvrir D3, ce qui fait que le résonateur du milieu se trouve être rallongée tel que montré dans Fig. 6.22.

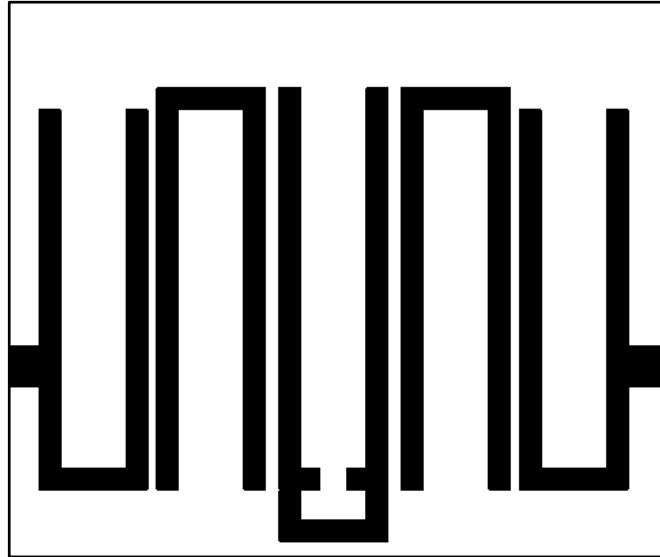


Figure 6.22. Schéma du filtre reconfigurable en mode bi-bande.

En rallongeant le résonateur du milieu, on change la position fréquentielle de sa résonance ce qui a pour effet la perturbation de la bande passante du filtre. Fig.6.23 montre la réponse du filtre dans ce mode.

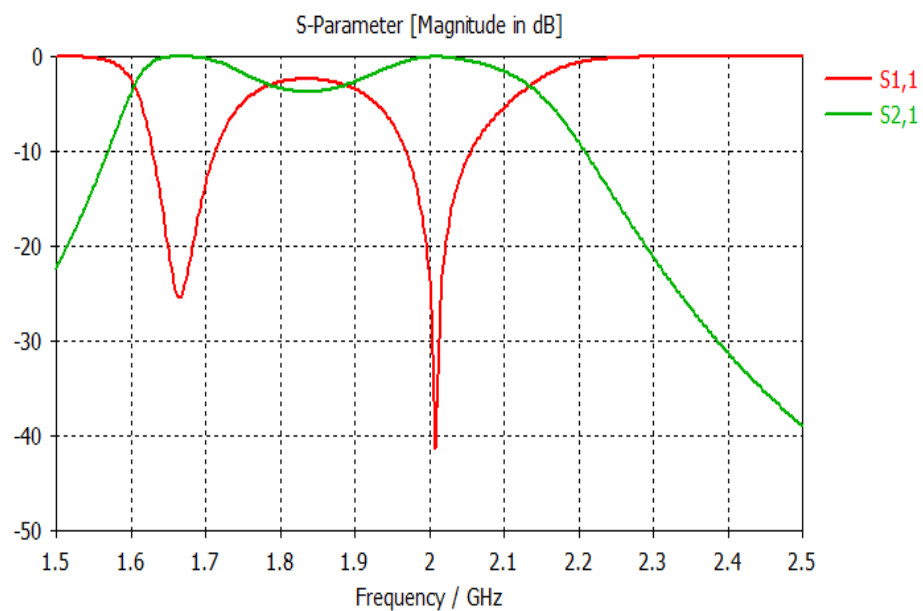


Figure 6.23 Réponse du filtre donné dans Fig. 6.22.

Comme on peut le voir sur Fig. 6.23, la réponse du filtre devient bi-bande et les deux bandes passantes sont 1,63-1,72 GHz et 1,97- 2,06 GHz.

Enfin, pour basculer en mode tri-band, on doit ouvrir D1, D2 et D4 et fermer D3. La structure ainsi obtenue est donnée dans Fig. 6.24.

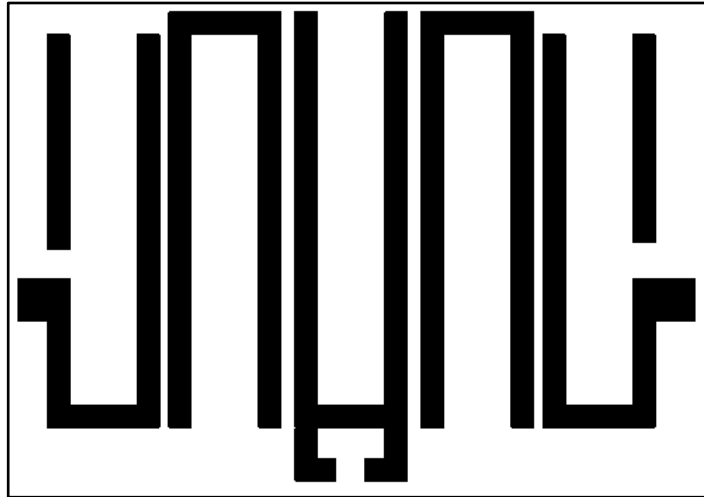


Figure 6.24. Schéma du filtre reconfigurable en mode tri-bande.

En choisissant cette configuration, on déconnecte les deux bouts aux deux extrémités du filtre. En se référant à Fig. 6.24, on constate que lorsque le filtre est en mode fonctionnement normal, les deux bouts déconnectés participent peu aux transfère des ondes électromagnétiques d'un port à l'autre du filtre. Ainsi, en les déconnectant de la structure, on s'attend à un effet réduit sur la réponse du filtre. En examinant Fig. 6.24 qui donne la réponse simulée de la structure de Fig. 6.25, on s'aperçoit que les résultats anticipés concordent avec ceux obtenus.

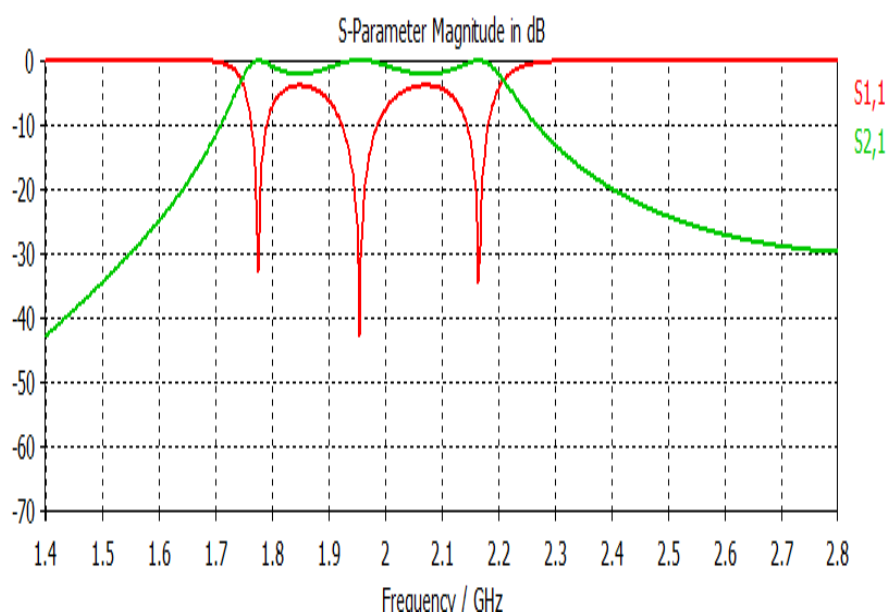


Figure 6.25. Réponse du filtre donné dans Fig. 24.

D'après les courbes de Fig.6.25, on s'aperçoit que la réponse obtenue est très semblable à elle dans Fig. 6.21 avec la différence qu'aux fréquences entre les trois résonances dans la bande passante, le paramètre S_{11} au lieu de se maintenir en dessous des -10 dB, il remonte sensiblement pour provoquer la désadaptation du filtre. On obtient ainsi trois bandes passantes, à savoir 1,75- 1,8 GHz, 1,92-1,98 GHz et 2.15-2.18 GHz.

Ce qui important à noter ici, c'est que ces trois bandes passantes ainsi obtenues ne se chevauchent pas avec celles du mode bi-bande et que l'ensemble des deux modes bi-bande et tri-bande donne le mode mono-bande. Tableau I donne le résumé du fonctionnement du filtre dans les trois modes.

	<i>D1</i>	<i>D2</i>	<i>D3</i>	<i>D4</i>	<i>Bandes de fréquences (GHz)</i>
<i>Mono-bande</i>	OF	OF	OF	ON	1.65–2.25
<i>Bi-bande</i>	OF	OF	ON	OF	1.63–1.72
					1.97–2.06
<i>Triple-bande</i>	ON	ON	OF	ON	1.75–1.82
					1.92– 1.98
					2.15–2.18

Tableau 6.1. Détails du fonctionnement du filtre dans les trois modes.

6.4. Conception D'un Filtre Hairpin Reconfigurable Pour Les Radios Cognitives basée sur des varactor (capacité variable).

6.4.1 INTRODUCTION

Les systèmes de communication sans fil ont vu au cours des dernières années, un développement remarquable. En conséquence, le nombre d'utilisateurs a considérablement augmenté, ce qui génère dans certains cas, fortes perturbations. Dans d'autres cas les plus critiques, les systèmes de communication sans fil sont soumis à des activités de brouillage. Dans chacun des deux cas, l'utilisation d'une bande stop reconfigurable [6], [66] pour supprimer les fréquences causant une dégradation des performances peut être très approprié.

Les filtres de hairpin Microstrip ont été largement utilisés dans les circuits à micro-ondes en raison de leur compacité, faible poids, configuration simple, et la facilité de conception et d'exécution. Les filtres de hairpin sont similaires dans leur principe de fonctionnement, des résonateurs parallèles couplée demi-longueur d'onde à l'exception que la flexion des résonateurs permet de réaliser une réduction importante de la taille [66].

Pour proposer un filtre large bande avec une bande stop reconfigurable, un filtre de hairpin a cinq pôles été adopté avec le résonateur central étant chargé d'un métal en forme de U et un varactor en son sein. Pour optimiser les performances du filtre, les longueurs des premiers et cinquième résonateurs ont été ajustés.

6.4.2 CONCEPTION DU FILTRE

Le filtre proposé a été conçu en utilisant logiciel CST Microwave Studio. Le filtre de hairpin a une fréquence centrale de 2,4 GHz et 700 MHz de bande passante. Il a été fabriqué en utilisant substrat FR-4 avec une constante diélectrique de 4,3 et d'une épaisseur de 1,6 mm. La ligne couplée est conçue pour avoir une impédance caractéristique de 50 Ω pour correspondre à l'impédance de source. Le filtre a été

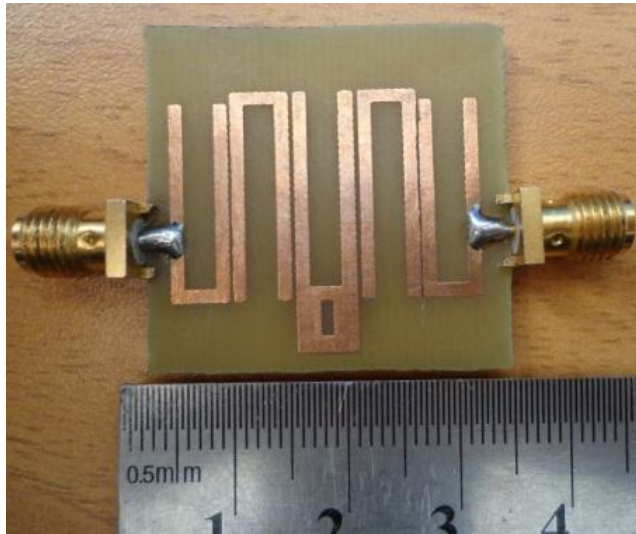


Figure 6.27. Photographe de la fabrication de filtre de harpin.

Comme il peut être vu de la figure 6.28, il y a un bon accord entre les simulations et les résultats mesurés.

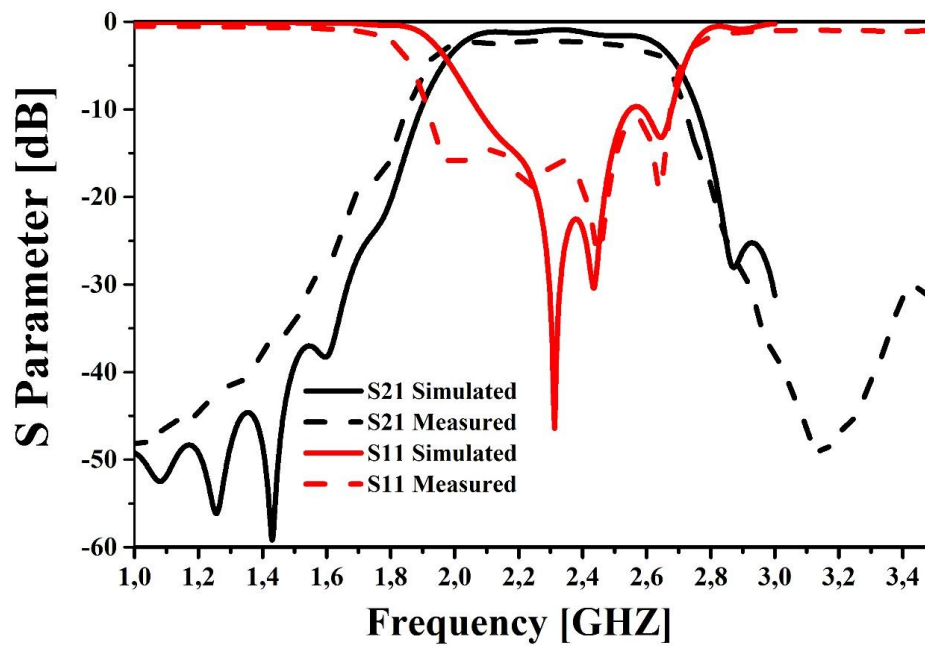


Figure 6.28. Paramètres S simulées et mesurées du filtre.

6.4.4 . une seule band stop reconfigurable

L'étape suivante consiste à insérer des valeurs de capacité variant du 4 pF à 6,5 pF. En conséquence, les bandes stop sont observées dans les deux paramètres S11 et S21 donnés respectivement dans la Fig. 6.29 et Fig. 6.30.

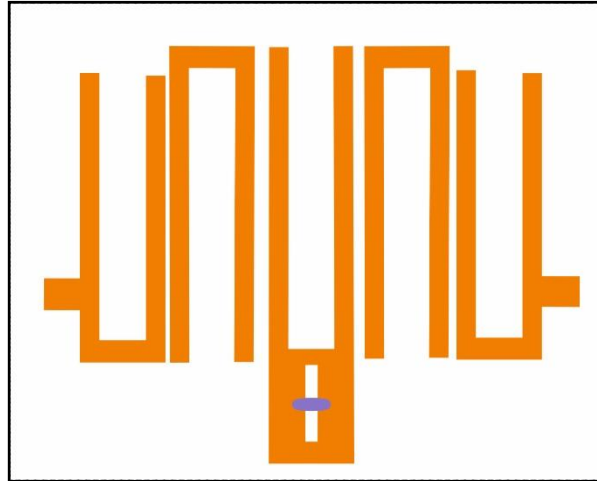


Figure 6.29. Structure du filtre proposé avec une bande stop reconfigurable.

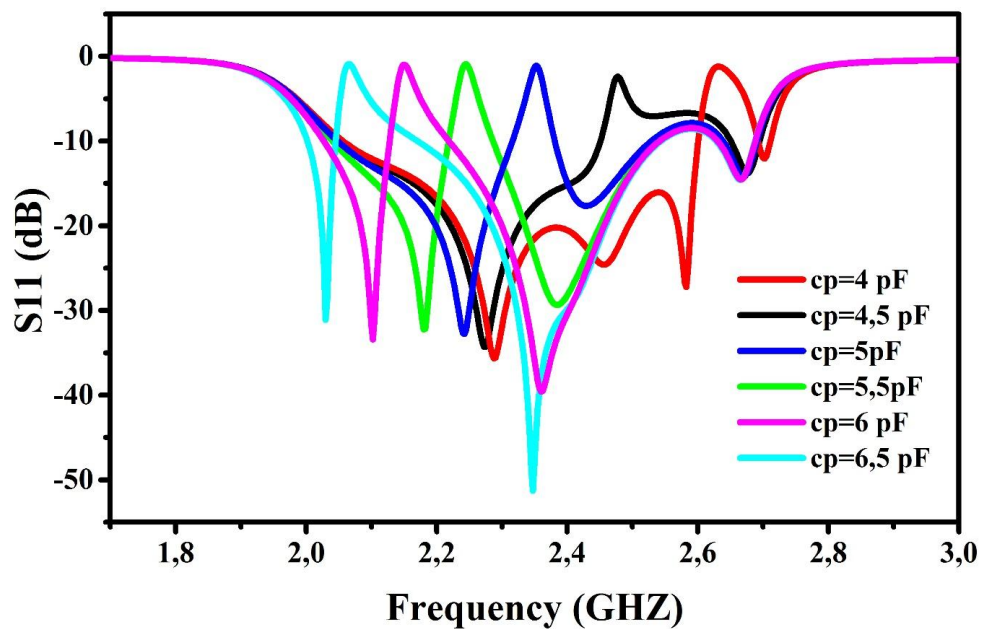


Figure 6.30 . S11 simulé pour différentes valeurs de condensateur.

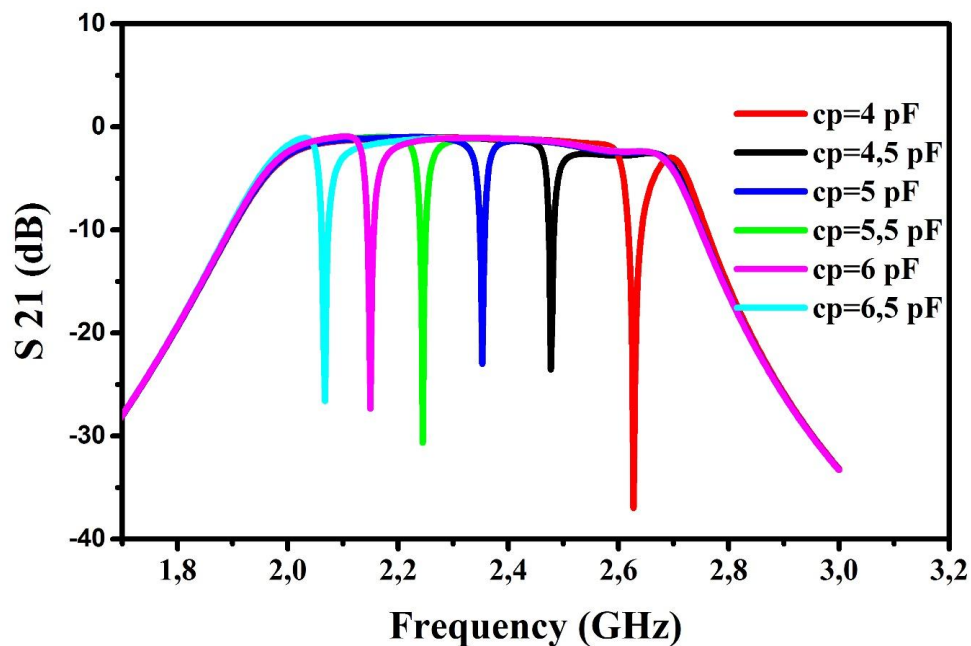


Figure 6.31. S21 simulé pour différentes valeurs de condensateur.

D'après les résultats représentés sur la Fig. 6.30 et Fig. 6.31, on peut voir que l'insertion d'une capacité de l'ordre pF peut créer des bandes stop dans la bande de fonctionnement du filtre. En faisant varier la charge capacitive, il est possible déplacer le bande stop et le mettre dans la position souhaitée. La suppression est fournie mais l'adaptation est d'au moins 25 dB pour toutes les valeurs de condensateur.

La validation expérimentale des résultats présentés sera effectuée dès que le varactor commandé et les condensateurs localisés sera reçu. L'utilisation des deux composants servira à comparer les résultats obtenus. Les résultats définitifs seront présentés pendant les dates de la conférence.

6.4.5 . Deux bandes stop reconfigurables.

Maintenant, nous allons créer deux bandes stop reconfigurables par l'insertion d'un deuxième résonateur en forme de U dans le deuxième pôle du filtre.

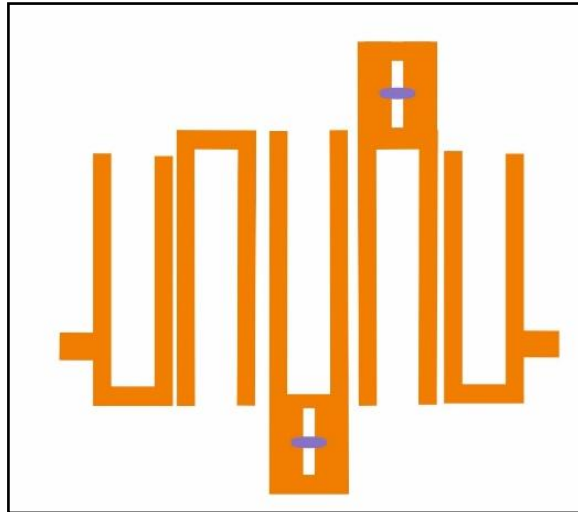


Figure 6.32. Structure de filtre proposé avec deux bandes stop reconfigurables.

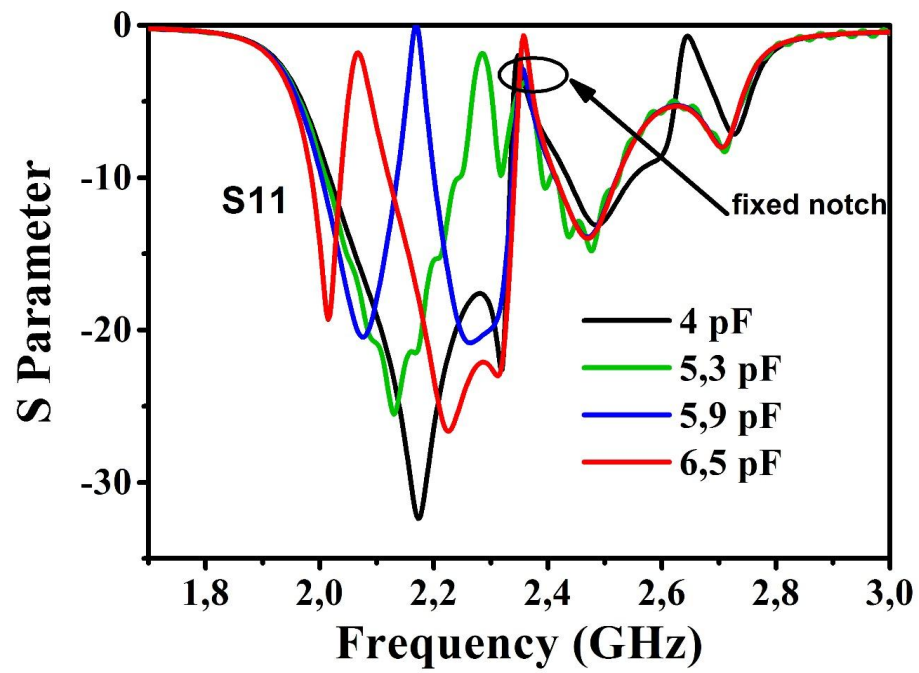


Figure 6.33. S11 simulé pour différentes valeurs de condensateur.

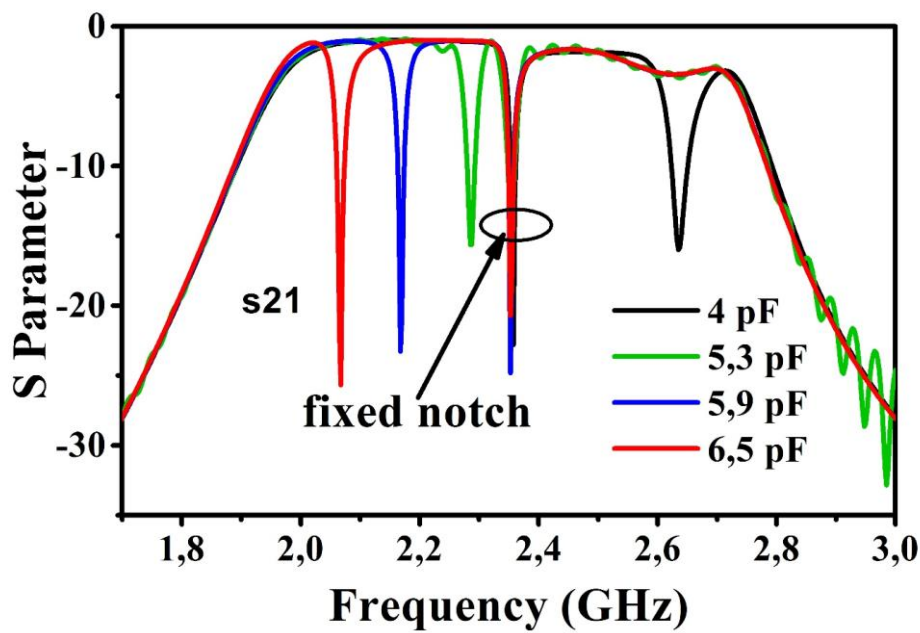


Figure 6.34. S11 simulé pour différentes valeurs de condensateur.

Fig. 6.32 représente la structure proposée du filtre avec deux bandes stop reconfigurables et Fig. 6.33 et Fig. 6.34, présentent le S11 et le S21 respectivement. La première bande stop est fixé à 2,45 GHz, Elle est liée à la valeur fixe de C_{v1} 4.6 pF et la seconde fréquence de coupure peut être réglée de 2 à 2,7 GHz (valeur à l'écoute de la capacité de 4 à 6,5 pF). Et aussi il peut être inversée entre C_{v1} et C_{v2} afin d'obtenir les mêmes résultats (ex: la première bande stop réglé et la deuxième bande stop est fixe). Donc deux varactors peuvent commandées indépendamment deux bandes stop reconfigurables (pas de relation entre eux pour le contrôle du bande stop).

6.4.6 Trois Bandes Stop Reconfigurables

Maintenant, nous allons créer trois bandes stop reconfigurables par l'insertion d'un troisième résonateur en forme de U dans le troisième pôle du filtre.

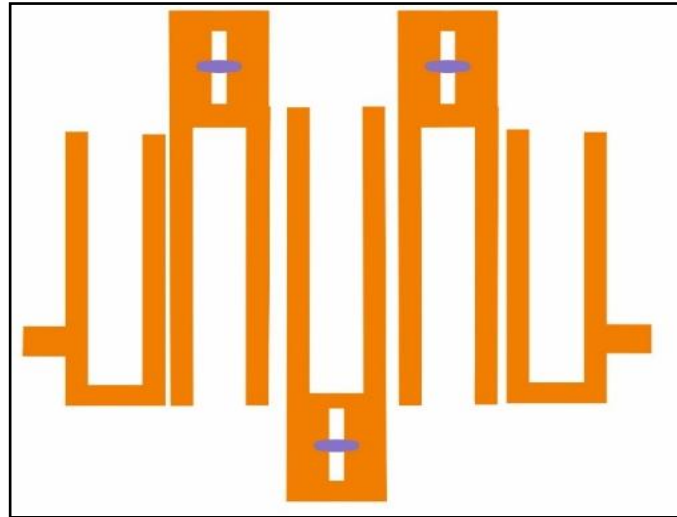


Figure 6.35. Structure de filtre proposé avec trois bandes stop reconfigurables.

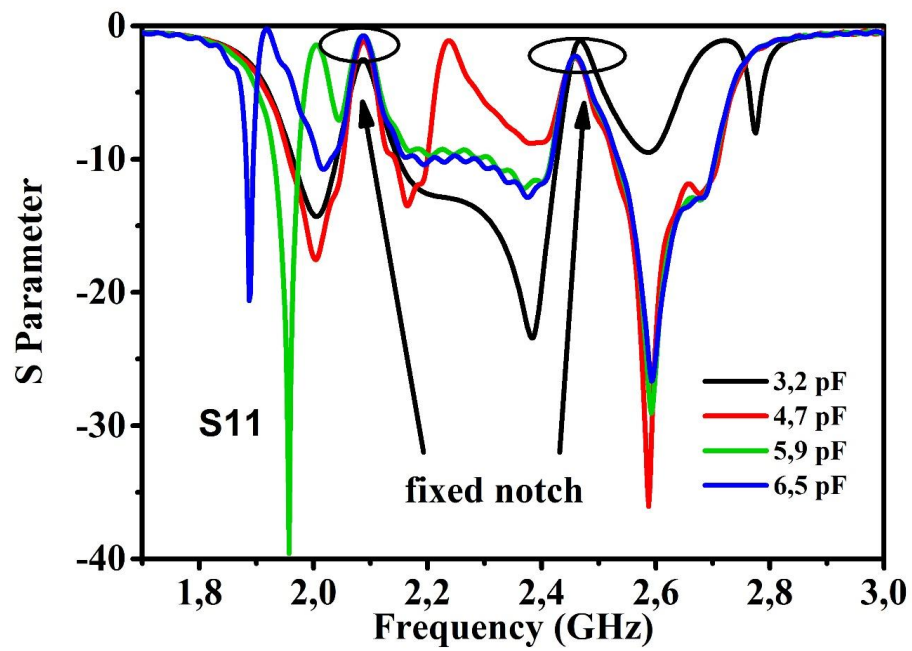


Figure 6.36. S11 simulé pour différentes valeurs de condensateur.

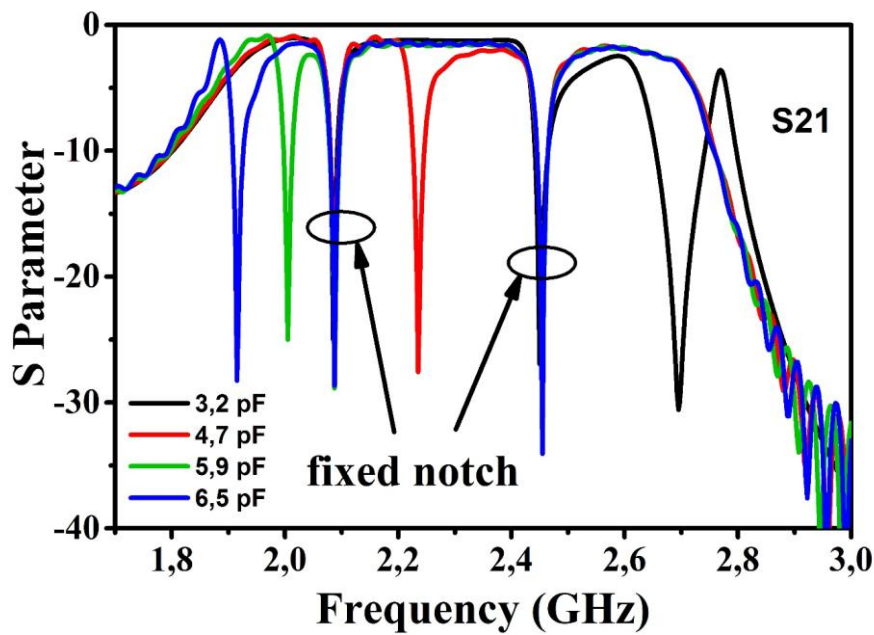


Figure 6.37. S11 simulé pour différentes valeurs de condensateur.

La première bande stop est fixé à 2,45 GHz, Elle est liée à la valeur fixe du varactor $Cv2 = 4.6\text{pF}$, la deuxième bande stop est fixé à 2.1 GHz, elle est liée à la valeur fixe du varactor $Cv3 = 5.2\text{pF}$, et la troisième bande stop peut être réglé à de 1,9 à 2,7 GHz (valeur à l'écoute de la capacité de 4 à 6,5 pF). Et aussi il peut être inversé entre $Cv1$ et $Cv2$ et $Cv3$ afin d'obtenir les mêmes résultats.

Ce filtre est capable de fonctionner en mode large bande ou de créer un, deux ou trois crans (bandes de coupures) reconfigurables dans cette large bande avec n'importe quelle variation de structure de filtre juste par variation de la valeur prise diode varactor, on peut résumer les conclusions suivantes sur ce tableau:

	<i>Valeur de varactors (pF)</i>
<i>Wide band</i>	$C_{V1}, C_{V2} \text{ et } C_{V3} \in]3.5, 7[$
<i>Une seul notch reconfigurable</i>	$C_{V1} \in]3.5, 7[\text{ et } (C_{V2}, C_{V3}) \in]3.5, 7[$ Ou $C_{V2} \in]3.5, 7[\text{ et } (C_{V1}, C_{V3}) \in]3.5, 7[$ Ou $C_{V3} \in]3.5, 7[\text{ et } (C_{V1}, C_{V2}) \in]3.5, 7[$
<i>Deux notches reconfigurable</i>	$(C_{V1}, C_{V2}) \in]3.5, 7[\text{ et } (C_{V3}) \in]3.5, 7[$ Ou $(C_{V1}, C_{V3}) \in]3.5, 7[\text{ et } (C_{V2}) \in]3.5, 7[$ Ou $(C_{V2}, C_{V3}) \in]3.5, 7[\text{ et } (C_{V1}) \in]3.5, 7[$
<i>Troisnotches reconfigurable</i>	$C_{V1}, C_{V2} \text{ et } C_{V3} \in [3.5, 7]$

Tableau 6.2. Different mode configurations of filter with band stop.

6.5. CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre un filtre reconfigurable a été présenté. Le filtre proposé consiste en un filtre qui peut fonctionner soit selon un mode mono-bande qui couvre la bande 1.65–2.25 GHz, soit selon deux autres modes qui représentent des subdivisions de la première bande; le premier consiste en un bi-bande et le second en un tri-bande. Il faut signaler que le filtre proposé ici n'est qu'un travail préliminaire dans le cadre d'un projet de recherche au sein du CDTA qui a pour but, entre autres, de proposer des filtres reconfigurables pour les radios cognitives. Ces filtres devraient être capables de permettre une flexibilité fréquentielle qui permettrait à une radio cognitive de couvrir une partie importante du spectre pour le sensing-mode puis se rabattre sur des parties où les conditions de communication sont plus favorables.

Dans deuxième partie de ce chapitre un deuxième filtre de type hairpin reconfigurable avec une, deux ou trois bandes stop reconfigurables en fréquence par accord a été présenté. Le filtre de hairpin proposé est simple à concevoir et exploiter, car il est nécessaire que l'utilisation de varactors seulement pour sélectionner la bande de fréquence désirée. On croit que le filtre proposé pourrait être adapté pour supprimer des signaux d'interférence ou des brouilleurs affectant une bande de fréquence limitée et située à l'intérieur de la fréquence de fonctionnement.

CHAPITRE 7. CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans cette thèse, s'inscrivent dans le volet de développement incessant des dispositifs hyperfréquences de communications sans fil moderne. 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 3 décrit, d'abord, le choix de l'architecture de la matrice de Butler multi bande par commutation de faisceau. Nous avons ainsi axé nos travaux sur la conception des matrices de Butler 4×4 compactes et peu coûteuses en utilisant la technologie micro-ruban. Le coupleur $3\text{dB}/90^\circ$ hybride conçu montre de bonnes performances en termes de pertes de retour, pertes d'insertion et de déphasage entre les ports de sortie qui était sensiblement constant à 90° . Une fois le coupleur multi bande $3\text{dB}/90^\circ$ hybride conçu, on est passé à la conception d'une matrice de Butler multi bande. La matrice conçue a permis d'éviter l'utilisation des croisements (crossover), tel qu'utilisé dans les matrices de Butler conventionnelles.

Dans le chapitre 4, Nous avons proposé une antenne Yagi-Yuda capable de commuter entre un mode ultralarge-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 à un 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).

Dans le chapitre qui suit ; la méthode de conception des croisements ULB couplées par fente (ligne – fente – ligne) a été présentée. Une première approche analytique basée sur la méthode d'analyse paire-impair (even-odd) a été brièvement présentée, avant d'expliquer la phase de simulation de l'approche adoptée, grâce au logiciel de simulation numérique CST MW Studio. Ces derniers emploient le couplage multicouche par fente entre deux couches de substrat. Les résultats ont montré que les dispositifs multicouches proposés possèdent de bonnes performances en termes de pertes de retour « S₁₁ », de pertes d'insertion « S₂₁ » 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.

Le dernier volet de cette thèse a été consacré à la conception des filtres de type hairpin avec bande filtrée (stopband) reconfigurable pour radios cognitives en technologie micro-ruban. Nous avons commencé par appliquer la méthode de conception des lignes couplées (*Direct coupled method*) sur notre cas. A l'issue de cette étude comparative nous avons déduit que les reconfigurations sont basées sur l'ajout d'un résonateur de forme **U** avec des varactors, pour satisfaire la reconfiguration des bandes à filtrer (notched band).

La simplicité de la structure qui se traduit par un nombre réduit de paramètres mis en jeu lors de la conception et la miniaturisation de la structure afin de concevoir des filtres compacts. Le filtre proposé a parfaitement satisfait les exigences du cahier de charges avec d'excellentes performances et une taille plus petite, par rapport aux travaux reportés dans la littérature visant le même contexte.

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 :

- Développer un modèle final pour le coupleur directionnel et la matrice de Butler avec intégration des diodes PIN pour rendre la matrice reconfigurable, par commutation électronique.

- Développer un modèle final pour l'antenne YAGI-YUDA avec intégration des diodes PIN pour rendre l'antenne reconfigurable, par commutation électronique.
- Fabrication du filtre de type hairpin avec bande filtrée reconfigurable.
- Transposer les différents dispositifs développés vers la bande millimétrique « V band » pour les systèmes de communications futurs 5G.

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

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Bernard JECKO, "Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour stations de base des réseaux de télécommunication sans fil ", Thèse de doctorat, Université De Limoges ,2004.
- [2] Nicolas FAURE-MURET, "Conception, réalisation et tests de filtres millimétriques volumiques micro-usinés", Thèse de doctorat, Université De Limoges ,2005.
- [3] DREINA Emmanuel "Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multi capteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G", Thèse de doctorat, Institut Polytechnique De Grenoble ,2010.
- [4] Charles TOUNOU, "Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel", Thèse de doctorat, Université De Limoges ,2008.
- [5] SAADI Ahmed Abdelhalim, "Étude et conception des filtres planaires pour systèmes UWB ", Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene,2016.
- [6] MANSOUL Ali, " Conception et Réalisation d'Antennes Reconfigurables en Fréquence ", Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique (ENP),2016.
- [7] Simon O. Haykin, Michael Moher, "Modern Wireless Communications" , Prentice Hall PTR, Feb. 23 2004.
- [8] Theodore S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice (2nd Edition) " , Prentice Hall PTR, 2001.
- [9] David Tse,PramodViswanath, "Fundamentals of Wireless Communication " , Cambridge University Press , 2012.
- [10] Mischa Schwartz, "Mobile Wireless Communications", Cambridge University Press; 1 edition, Dec 16 2004.
- [11] Djerafitarek, "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.

- [12] SaeidKaramzadeh ,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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] Ben KilaniMoez,"Conception et implémentation de nouvelles configurations de matrice de Butler en technologies planaire et conforme ", thèse de maitrise, Université du Québec UQAT, 2012.
- [16] D. M. Pozar, "Microwave Engineering 2nd Edition," New York: John Wiley & Sons, Inc. 716p, 1998.
- [17] Grégory Beddeleem, "Antennes multistandards combinées à polarisations Antennes multistandards combinées à polarisations multiples pour les applications spatiales pour les applications spatiales" thèse de doctorat, université nice-sophiaantipolis, 2008.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] Imen Ben Trad, "Antennes agiles pour les télécommunications multistandards", Thèse De Doctorat. INSA de Rennes, 2014.
- [22] Ahmed Elssayedahmad, "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.

- [23] Nedil Mourad, "Développement d'un réseau d'antennes à formation de faisceaux basé sur de nouvelles matrices de Butler", thèse de doctorat, Université du Québec-INRS, 2006.
- [24] <https://www.cst.com/products/cstmws>
- [25] 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.
- [26] Mitola Joseph, "Cognitive Radio: An integrated agent architecture for software defined radio", PhD. dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.
- [27] Sylvain Loizeau, "Conception et Optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande", thèse de doctorat. Université Paris-Sud Xi, 2010.
- [28] S. Haykin, "Cognitive Radio: Brain-empowered Wireless Communications", IEEE Journal on Selected Areas of Communications, vol. 23, No. 2, pp. 201–220, Feb. 2005.
- [29] *Antenna Engineering Handbook*, 4 edition, McGraw-Hill Education, New York, NY, United States; June 28 2007.
- [30] *Modern Antenna Handbook*, 1 edition, Wiley-Interscience, New York, NY, United States.; September 2, 2008.
- [31] Commission, F.C., *Spectrum policy task force report*. Technical Report 02-155, November 2002.
- [32] 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.
- [33] 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.
- [34] Fabien Ferrero, "Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité et polarisation" Thèse de doctorat, Université De Nice-Sophia Antipolis, 2007.

- [35] Laurent petit, "Antennes Reconfigurables A Base De MEMS RF" Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, 2007.
- [36] Sylvain Loizeau, "Conception et Optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande", thèse de doctorat. Université Paris-Sud Xi, 2010.
- [37] 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.
- [38] 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 .
- [39] H. Boudaghi, M. Azarmanesh and M. Mehranpour, "A Frequency-Reconfigurable Monopole Antenna Using Switchable Slotted Ground Structure," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 655-658, 2012.
- [40] S. Chen, Q. Chu and N. Shinohara, "A bandwidth reconfigurable planar antenna for WLAN/WiMAX applications," *2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, New Delhi, 2016, pp. 1-3.
- [41] 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.
- [42] <http://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM08/RM08y/RM08y00.html>, 2015
- [43] SekkalWassila, "Etude Et Simulation Des SystemesBfnPourreseaux D'antennes A Faisceaux Multiples. Application Du Concept Corps" Thèse de Magister, Université Abou BakrBelkaid Tlemcen, 2011.
- [44] KarolineGerard, "Hybridation De Méthodes Numériques Pour L'étude De La susceptibilité Electromagnétique De Circuits Planaires " Thèse de doctorat université de Toulouse, 2014.
- [45] Harrabi Amal, "Conception Et Réalisation D'une Antenne plate Pour La Réception Satellite", Thèse de doctorat, université De Nantes ,2015.

- [46] 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, 22 2017.
- [47] 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.
- [48] M. L. Seddiki, M. Nedil, and F. Ghanem "A Novel And Compact UwbBandpass Filter-Crossover Using Microstrip To Cps Transitions" *Progress in Electromagnetics Research Letters*, Vol. 71, 103-108, 2017.
- [49] 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.
- [50] 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.
- [51] 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.
- [52] Kaijun Song, QuanXue, "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.
- [53] . 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.
- [54] 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.
- [55] 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.

- [56] 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.
- [57] J.S. Hong, M.J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, J. Wiley & Sons, 2001.
- [58] G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, *Microwave Impedance-matching Networks and Coupling Structures*, Artech House, 1985.
- [59] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, J. Wiley & Sons, 2005.
- [60] I. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*. IET Electromagnetic Waves Series, vol. 48, 2006.
- [61] L. Zhu, S. Sun, and R. Li, *Microwave Bandpass Filters for Wideband Communications*, J. Wiley & Sons, Hoboken, 1st Edition, 2012.
- [62] C. Dening, "Using microwave CAD programs to analyze microstrip interdigital filters," *Microwave Journal*, pp. 147–152, 1989.
- [63] S. Caspi and J. Adelman, "Design of combline and interdigital filters with tapped-lone input," *IEEE Tran. Microw. Theory and Techn.*, vol. 60, pp. 759-763, 1988.
- [64] B.I. Lembrikov. *Novel Applications of the UWB Technologies*, InTech, 2011.
- [65] Seddiki Mohamed Lamine, GhanemFarid ,BoukelifAoued``A Hairpin Filter with One, Two or Three Reconfigurable Notches`` *International Conference on Advanced Communications Systems and Signal Processing ICOSIP'2015*.
- [66] Seddiki Mohamed Lamine, Ghanem Farid, BoukelifAoued, ``Filtre de Hairpin avec des bandes stop reconfigurables pour les radios cognitives``9, *Colloque TASSILI-SCCIBOV'2015*.
- [67] L. Ge and K. Luk, "A Band-Reconfigurable Antenna Based on Directed Dipole," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 1, pp. 64-71, Jan. 2014.

Analyse de transition microruban verticale à double Couche (even-odd mode)

D'abord, nous considérons que la transition est comme un coupleur à 4 ports avec deux ports circuits ouvert (C.O) comme il est montré dans la Figure B.1. Supposer que a_i est le signal d'entrée au $i^{\text{ème}}$ port tandis que b_i est le signal de sortie du $i^{\text{ème}}$ port, et

C'est le couplage entre les deux lignes microruban (patch) supérieures et inférieures. Les signaux de sortie à l'entrée (port # 1) et la sortie (port # 2) peuvent être calculés comme [18] et [9] :

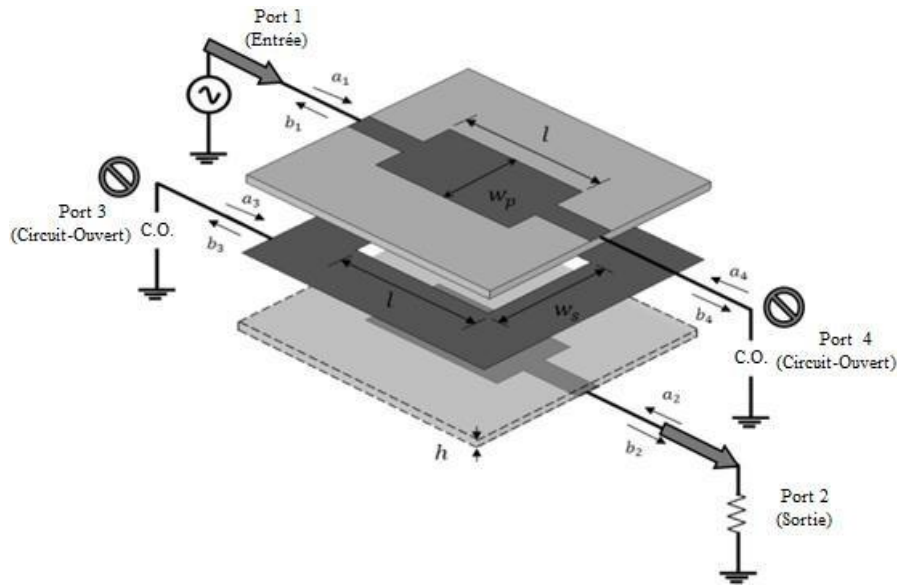


Figure A.1- Transition verticale microruban comme n coupleur à quatre ports.

Le couplage C peut être exprimé en termes d'impédances caractéristiques du coupleur proposé en mode pair et impaire Z_{0p} et Z_{0i} :

$$C = \frac{Z_{0p} - Z_{0i}}{Z_{0p} + Z_{0i}} \quad (\text{A.1})$$

$$Z_{0p} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (\text{A.2})$$

$$Z_{0i} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (\text{A.3})$$

où $Z_0 = 50 \Omega$ est l'impédance caractéristique des ports du coupleur proposé et

$$C = 10^{\frac{-C(\text{dB})}{20}} \quad (\text{A.4})$$

et $C(\text{dB})$, est une valeur positive correspondant au couplage désiré en dB.

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0p} Z_{0i}} \quad (\text{A.5})$$

$$Z_{0p} = \frac{60\pi K(k_1)}{\sqrt{\varepsilon_r} K(k_1)} \quad (\text{A.6})$$

$$Z_{0i} = \frac{60\pi K'(k_2)}{\sqrt{\varepsilon_r} K(k_2)} \quad (\text{A.7})$$

$$K'(k) = K(k') = K(\sqrt{1-k^2}); K' = \sqrt{1-k^2} \quad (\text{A.8})$$

$$k_1 = \sqrt{\frac{\sinh^2(\pi^2 w_s / (4h))}{\sinh^2(\pi^2 w_s / (4h)) + \cosh^2(\pi^2 w_p / (4h))}} \quad (\text{A.9})$$

$$k_2 = \tanh(\pi^2 w_p / (4h)) \quad (\text{A.10})$$

où h est l'épaisseur de substrat, W_p et W_s sont les largeurs des patches microruban couplées (situées sur les couches supérieures et inférieures de la structure) et de la fente de couplage (dans le plan de masse situé sur la couche intermédiaire).

La longueur de la structure de couplage à fente $l = l_p = l_s$ peut être calculée à partir de [18] en fonction de λ_c la longueur d'onde effective à la fréquence centrale du

fonctionnement $f=6.85\text{GHz}$, et les dimensions de transition W_p et W_s de la formule A.11 :

$$l = \frac{\lambda_c}{4} \left[1 - \left(\frac{\pi^2 (w_p + w_s)}{4 \lambda_c} \right)^2 \right]^{-1} \quad (\text{A.11})$$

Le couplage parfait signifie que $C = 1$ où l'impédance caractéristique en mode paire Z_{0p} tant vers l'infini et l'impédance caractéristique en mode impaire Z_{0i} égale à zéro. Dans le cas où il n'y a aucun couplage, signifie que $C = 0$ où $Z_{0p}=Z_{0i}=Z_0$. La valeur de couplage désirée peut être déterminée par la largeur de bande de fonctionnement souhaitée de la transition.

Il a noté que pour concevoir une transition pour un fonctionnement UWB, la valeur optimale de couplage C devrait être entre 0.7 (3.1 dB) où la fréquence correspondante s'étendre de 3 à 11 GHz pour couvrir tout le spectre de fréquence UWB.