

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

Talbi Abdessalem & Seddiki Mohamed Lamine

pour l'obtention du diplôme de Master en Télécommunication et Réseaux

Thème

Conception et réalisation d'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement

Proposé par : **Dr. Ghanem Farid & Prof. Bensebti Massoud**

Année Universitaire 2011-2012

Remerciements

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

*Il est le fruit d'une collaboration entre l'Université de Saad Dahleb de Blida et le groupe de recherche des Télécommunications du Centre de Développement des Technologies Avancé dirigé par Monsieur « **Ghanem Farid** », que nous remercions vivement, d'avoir accepté la direction de notre travail avec beaucoup d'attention et de soin, pour la confiance qu'il nous a témoigné en nous accueillant dans son groupe. Il n'a hésité à aucun moment pour nous soutenir et de nous donner de son temps précieux, et nous accompagner tout au long de ce projet, en mettant à notre profit ses inestimables compétences dans un cadre conviviale et humain.*

*Nos chaleureux remerciements vont à Monsieur « **Bensebti Messaoud** », Professeur à l'Université Saad Dahleb de Blida, pour avoir accepté d'être rapporteur de ce mémoire, qui nous a aidé en nous prêtant une grande attention, par son savoir, et la rigueur scientifique, pour ses remarques et suggestions qui nous ont été extrêmement précieuses, On a l'honneur d'avoir été ses étudiants et c'est l'occasion de lui exprimer tout notre respect. Merci encore une fois pour tous ce que vous nous avez appris sur le monde des télécommunications.*

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi à monsieur le président et les membres de jury qui nous ont fait l'honneur d'accepter d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les enseignants qui nous ont guidé et transmis leurs connaissances tout au long de notre vie estudiantine.

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

ملخص:

مشروعنا يهدف إلى تصميم و إنشاء هوائيات قابلة لإعادة الضبط من حيث الإشعاع, ذات أبعاد صغيرة و بأقل تكلفة. لتحقيق الأهداف المرجوة تطرقنا إلى تجسيد نظام يستند على استعمال مصفوفة "باتلر" ذات عرض نطاق ترددي عالٍ, بالاستعانة بتقنية شريطية. و نظرًا لعرض النطاق الترددي المعتبر للنظام المبتغى إنشائه (3.1 - 10.6 جيجا هرتز), تمحور التصميم على استعمال طبقتي عزل متصلة عن طريق فتوحات مستطيلة. تزامنا مع ذلك قمنا باستعمال تقنية الانتقال العمودي والتي اخذت شكلين مختلفين, التي استعملت بنجاح مع مصفوفة "باتلر".

المحاكاة

باستعمال برنامج **CST** بينت أن المصفوفة أعطت نتائج مرضية على حدى, وكذلك عندما تم إرفاقها مع شبكة هوائيات ذات الترددات العالية من نوعين مختلفين, فيفالدي و احادية القطب.

النتائج المحصل عليها تبين لنا جليا التغير الذي حدث على مستوى الشعاع المركزي وهذا ما يؤكد صحة الفرضية.

كلمات المفاتيح: شبكة هوائيات, مصفوفة "باتلر", ULB.

Résumé

Ce projet consiste à concevoir et réaliser un système d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement qui soit compact et à faible coût. Pour arriver au but, nous avons opté pour la conception d'un système basé sur la matrice de Butler ultra large bande, réalisé en technologie microruban. Etant donné la largeur de bande importante du système (3.-10.6 GHz), le choix de l'approche de conception a porté sur l'utilisation de deux couches de substrat, couplées par des fentes rectangulaires. Ainsi, deux formes de transition verticales ont été utilisées avec succès pour la conception d'une matrice de Butler 4x4. Les résultats de simulation avec le logiciel CST, ont montré des performances satisfaisantes aussi bien pour la matrice, toute seule, qu'avec des antennes ultra large bande de type disque monopole et de type Vivaldi. En effet, les résultats obtenus montrent très bien le changement de la direction de pointage du lobe principal du système d'antennes, ce qui valide l'approche proposée.

Mots clés : Réseau d'antennes ; Matrice de Butler ; ULB ; Diagramme de rayonnement

Abstract :

The present project consists in the design and fabrication of a compact and low cost antenna system with a reconfigurable radiation pattern. To this end, it has been adopted to design an ultra wide band system based on the Butler matrix in a microstrip technology. Given the extent of the considered frequency band (3.1-10.6 GHz), a multi-layer topology with rectangular slots has been adopted. Thus, two shapes for the vertical transition have been successively used to design a 4x4 Butler matrix.

Simulation results show a satisfactory behaviour of the matrix alone and when used with ultra wide band disc monopole and Vivaldi antennas. The obtained results show clearly a change in the steering angle of the main beam when changing a port, which validates the proposed approach.

Keywords :Antenna Array ;Butler Matrix ;UWB; Radiation Pattern

Listes des acronymes et abréviations

3G	3 ^{ème} Génération de communication mobile
4G	5 ^{ème} Génération de communication mobile
BFN	BeamForming Network
CPW	Co-Planar Waveguide
CST MWS	Computer Simulation Technology Microwave Studio
FIT	Finite Integration Technique
FCC	Federal Communication Commission
HDR	High Data Rate
IWAN	Intelligent Wireless Area Network
ISM	Industrial, Scientific, and Medical
LDR	Low Data Rate
LOS	Line Of Sight
MIMO	Multiple Input Multi Output
OPPN	Outdoor Peer-to-Peer Networking
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PBA	Perfect Boundary Approximation
SDR	Software Defined Radio
ULB	Ultra Large Band
VoIP	Voice over Internet Protocol
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless local Area Network
WPAN	Wireless personal Area Network
WBAN	Wireless Body Area Network

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 de espace libre, $4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]
σ	conductivité
Ω	Ohms

Table des matières

Chapitre 1	Introduction	1
1.1	Motivation	1
1.2	Problématique	4
1.3	Objectifs	5
1.4	Contributions	6
Chapitre 2	Notions théoriques	7
2.1	Caractéristiques des antennes :	7
2.1.1	Digramme de rayonnement	7
a	Le Lobe principal	8
b	Les lobes secondaires	8
2.1.2	Largeur de bande	9
2.2	Réseau d'antennes	9
2.3	<i>Systèmes ULB</i>	11
2.3.1	Définition	11
2.3.2	La normalisation	11
2.3.3	Caractéristique principale des systèmes ULB	12
a	Problème dû à la propagation par trajets multiples	12
b	Communications protégées	13
c	Capacité de la technologie ULB	13
2.3.4	Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande :	16
2.4	Antennes reconfigurables	16
2.4.1	Intérêt et applications des antennes reconfigurables	17
2.4.2	Reconfigurabilité en diagramme de rayonnement	18
a	Le système de formation de faisceaux (système adaptatif)	19
b	Le système de faisceaux commutés ou répartiteurs de faisceaux (Switching Beams Antenna - SBA)	19
2.5	Matrice de Butler	20

2.5.1	Principe de fonctionnement.....	21
2.5.2	Forme de matrice de Butler	22
a	Forme standard de la matrice d'ordre 4.....	22
b	Forme non standard de la matrice d'ordre 4.....	22
2.5.3	Les composants intrinsèques à la matrice de Butler	23
a	Les coupleurs hybrides	23
b	Les déphaseurs	24
c	Les croisements.....	25
2.5.4	Faisceaux générés par la matrice de Butler 4x4	26
Chapitre 3	Éléments de Conception.....	29
3.1	Transitions verticales ULB.....	30
3.2	Coupleurs hybride ULB	32
3.3	Déphaseurs ULB	35
3.4	Choix des paramètres.....	36
3.4.1	Sélection du Substrat	36
3.4.2	Permittivité.....	36
3.4.3	Pertes	37
3.4.4	Épaisseur	38
3.4.5	La Sélection	38
3.4.6	Assemblage multicouches.....	38
3.4.7	Outils d'estimation de paramètres importants (Choix de dimensions).....	39
3.5	Outils de conception.....	40
3.5.1	Choix de simulateur	40
3.5.2	Capacité d'un ordinateur	41
Chapitre 4	Réalisation et résultats.....	43
4.1	Conception des transitions verticales ULB	43
4.1.1	Transition verticale microruban de forme trapézoïdale	43

4.1.2	Proposition d'une nouvelle transition verticale de forme elliptico-circulaire	45
4.1.3	Interprétation des résultats de simulation	46
4.2	Conception des coupleurs hybride ULB.....	47
4.2.1	Coupleur hybride microruban de forme trapézoïdal.....	47
4.2.2	Coupleur hybride microruban de forme elliptico-circulaire	49
4.2.3	Interprétation des résultats de simulation	50
4.3	Conception des déphaseurs 45° ULB.....	51
4.3.1	Déphaseur microruban de forme trapézoïdal.....	51
4.3.2	Déphaseur microruban de forme elliptico-circulaire	53
4.3.3	Interprétation des résultats de simulation	55
4.4	La matrice de Butler ULB 4x4.....	55
4.4.1	Matrice de Butler ULB 4x4 de forme trapézoïdale	56
a	Résultat de simulation	57
4.4.2	Matrice de Butler ULB 4x4 de forme elliptico-circulaire	59
a	Résultat de simulation	61
4.4.3	Interprétation des résultats de simulation	63
4.5	Conception d'antennes reconfigurable en diagramme de rayonnement	64
4.5.1	Conception d'antenne disque monopole.....	64
4.5.2	Conception d'antenne Vivaldi	65
4.5.3	Conception antenne reconfigurable trapézoïdale.....	66
a	Antenne reconfigurable avec un réseau de disque monopole	67
b	Antenne reconfigurable avec un réseau d'antenne VIVALDI.....	68
4.5.4	Conception antenne reconfigurable elliptico-circulaire.....	69
a	Antenne reconfigurable avec un réseau de disque monopole	69
b	Antenne reconfigurable avec un réseau d'antenne VIVALDI.....	70
4.5.5	Interprétation du résultat	72
4.5.6	Etapas de fabrication	73

a	Préparation des masques.....	73
b	Implémentation des masques (fabrication).....	75
Chapitre 5	Conclusion.....	77
	Bibliographie.....	80
	Annexe A.....	83

Liste des figures

Figure 1. 1 : Schéma d'une antenne intelligente illustrant la reconfiguration du diagramme de rayonnement pour combattre l'interférence.....	2
Figure 1. 2 : Schéma d'un avion utilisant une antenne intelligente pour la poursuite d'un satellite.....	3
Figure 2. 1 : Source élémentaire liée au repère des coordonnées sphériques.	7
Figure 2. 2 : Diagramme de puissance et caractérisation des lobes et de leurs largeurs.....	8
Figure 2. 3 : Réseau d'antennes.	10
Figure 2. 4 : Propagation par trajets multiples.....	12
Figure 2. 5 : Densité spectrale de systèmes ULB et autres systèmes radio.	14
Figure 2. 6 : Différent application ULB.....	15
Figure 2. 7 : Positionnement de l'ULB par rapports aux principaux standards WLAN et WPAN.	15
Figure 2. 8 : Structure d'un système de formation de faisceaux (adaptatif).	19
Figure 2. 9 : Structure d'un système de formation à faisceaux commutés.	20
Figure 2. 10 : Structure d'une matrice de Butler 4x4	22
Figure 2. 11 : Exemple d'un coupleur hybride en technologie imprimée et sa matrice S.	23
Figure 2. 12 : Configuration des lignes, microruban.....	24
Figure 2. 13 : Lignes à retard de phase en technologie microruban et sa matrice S.....	25
Figure 2. 14 : Exemple d'un croisement en technologie imprimée et sa matrice S.	25
Figure 2. 15 : Schéma synoptique de la matrice de Butler 4x4.	26
Figure 2. 16 : Faisceaux générés par la matrice de Butler 4x4.....	27
Figure 3. 1 : Topologie de la matrice de Butler en structure multicouches.....	30
Figure 3. 2 : Transition vertical (ligne / fente / ligne) : Vue de coupe, Vue de face.	31
Figure 3. 3 : Transition microruban, ligne coplanaire (CPW) [6].	31

Figure 3. 4 : Transition microruban vertical utilisant un réseau de trous métalliques verticaux [7].	32
Figure 3. 5 : Structure d'une transition verticale alimentée par un coupleur microruban à cavité [8].	32
Figure 3. 6 : Coupleur branche-ligne [9].	33
Figure 3. 7 : Coupler à lignes couplées [9].	33
Figure 3. 8 : Coupler de Lange [9].	33
Figure 3. 9 : Différentes types de coupleur de large bande.	34
Figure 3. 10 : Déphaseur de Schiffman original [15].	35
Figure 3. 11 : Déphaseur de Schiffman modifié à large bande [16].	36
Figure 3. 12 : Permittivité d'un diélectrique représentée dans le plan complexe.	38
Figure 3. 13 : Assemblage des 2 couches microruban avec un substrat Rogers RT/Duroid 5880	39
Figure 3. 14 : Calcul de l'impédance d'entrée à l'aide de CST MWS	40
Figure 3. 15 : Maillage basé sur une forme hexaèdre pour une structure d'une antenne sous CST	41
Figure 4. 1 : configuration de la transition verticale trapézoïdale ULB.	44
Figure 4. 2 : Pertes de retour et d'insertion de la transition verticale trapézoïdale.	44
Figure 4. 3 : configuration de la transition verticale elliptique-circulaire ULB proposé.	45
Figure 4. 4 : Pertes de retour et d'insertion de la transition verticale elliptico-circulaire.	46
Figure 4. 5 : configuration du coupleur hybride trapézoïdale ULB.	48
Figure 4. 6 : (a) Pertes de retour et isolation, (b) Couplage et pertes d'insertion du coupleur trapézoïdal.	48
Figure 4. 7 : Différence de phase entre les ports 3 et 2 du coupleur trapézoïdal.	49
Figure 4. 8 : configuration du coupleur hybride elliptico-circulaire ULB.	49
Figure 4. 9 : (a) Pertes de retour et isolation, (b) Couplage et pertes d'insertion du coupleur elliptico-circulaire.	50
Figure 4. 10 : Différence de phase entre les ports 2 et 3 du coupleur elliptico-circulaire	50
Figure 4. 11 : configuration du déphaseur trapézoïdal 45° ULB	52

Figure 4. 12 : Pertes de retour et d’insertion.....	52
Figure 4. 13 : Différence de phase ($\angle S_{43}-\angle S_{21}$).	53
Figure 4. 14 : 1 configuration du déphaseur elliptiquo-circulaire 45° ULB.....	53
Figure 4. 15 : Pertes de retour et d’insertion.....	54
Figure 4. 16 : Différence de phase ($\angle S_{43}-\angle S_{21}$)	54
Figure 4. 17 : Configuration complète de la matrice trapézoïdale.....	57
Figure 4. 18 : Pertes d’insertion de la matrice trapézoïdale	58
Figure 4. 19 : Pertes de retour et isolation de la matrice trapézoïdale	58
Figure 4. 20 : Différence de phase de la matrice trapézoïdale	59
Figure 4. 21 : Configuration complète de la matrice elliptiquo-circulaire ULB.....	60
Figure 4. 22 : Différence de phase de la matrice elliptiquo-circulaire.....	61
Figure 4. 23 : Pertes de retour et isolation de la matrice elliptiquo-circulaire	62
Figure 4. 24 : Différence de phase de la matrice elliptiquo-circulaire.....	62
Figure 4. 25 : Les valeurs des couplages quand le port1 et le port2 sont utilisées.....	63
Figure 4. 26 : Antenne disque monopole et ses pertes de retour.	64
Figure 4. 27 : Rayonnement omnidirectionnel de l’antenne disque monopole	65
Figure 4. 28 : Antenne de Vivaldi et ses pertes de retour	66
Figure 4. 29 : Rayonnement directive de l’antenne Vivaldi.....	66
Figure 4. 30 : Configuration complète de l’antenne reconfigurable avec un réseau d’antenne de disque monopole et une matrice de Butler de forme trapézoïdale.	67
Figure 4. 31 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement de l’antenne.....	67
Figure 4. 32 : Configuration final de l’antenne reconfigurable avec un réseau d’antenne Vivaldi et une matrice de Butler de forme trapézoïdale	68
Figure 4. 33 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement de l’antenne.....	68
Figure 4. 34 : Configuration final de l’antenne reconfigurable avec un réseau d’antenne disque monopole et une matrice de Butler de forme elliptiquo-circulaire	69
Figure 4. 35 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement de l’antenne.....	69
Figure 4. 36 : Configuration final de l’antenne reconfigurable avec un réseau d’antenne Vivaldi et une matrice de Butler de forme elliptiquo-circulaire	70

Figure 4. 37 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement de l'antenne	70
Figure 4. 38 : Digramme de rayonnement en 3D de l'antenne reconfigurable (Réseau d'antenne disque monopole avec matrice de Butler elliptiquo-circulaire)	71
Figure 4. 39 : Digramme de rayonnement en 3D de l'antenne reconfigurable (Réseau d'antenne Vivaldi avec matrice de Butler elliptiquo-circulaire)	71
Figure 4. 40 : Masque pour la matrice de Butler de forme trapézoïdale	74
Figure 4. 41 : Masque pour la matrice de Butler de forme elliptiquo-circulaire.....	74
Figure 4. 42 : Photographie du prototype de la matrice de Butler 4x4 (Trapézoïdale).....	75
Figure 4. 43 : Photographie de la couche intermédiaire du prototype de la matrice de Butler 4x4 (Elliptiquo-circulaire)	75
Figure 4. 44 : Photographie du prototype de la matrice de Butler 4x4 (Elliptiquo-circulaire)	76
Figure 4. 45 : Photographie du prototype d'antenne Vivaldi	76

Liste des tableaux

Tableau 2. 1 : Comparaison entre les deux systèmes de formation de faisceaux.	20
Tableau 2. 2 : Nombre de composant utilisé dans la matrice de Butler.....	21
Tableau 2. 3 : Gradients de phase ϕ et direction du pointage, pour une matrice du Butler 4x4.	28
Tableau 3. 1 : Paramètres du substrat RT/Duroid 5880 et des plans conducteurs utilisés.	38
Tableau 4. 1 : Différents pointages angulaires possibles des quatre configurations	72

1.1 Motivation

Depuis son existence l'homme a toujours éprouvé le besoin de communiquer, les moyens simples naturels comme la parole ou les signaux à vue permettant de communiquer à courte distance. Le besoin de communiquer à des grandes distances dans les sociétés humaines a amené très vite le développement des télécommunications primitives telles que les tambours, les signaux de fumée, le langage sifflé.

De nos jours, le secteur des télécommunications en général, et des communications sans fil en spécial, connaît une évolution très rapide. Les applications sans fil se sont multipliées : accès Internet ou téléphonie via Wifi (VoIP), transfert de données par Bluetooth, téléphonie mobile et contenu multimédia 3G et 4G voire bientôt 5G. Les progrès récents dans la conception des circuits digitaux et circuits hyperfréquences permettent aujourd'hui d'accéder à tous ces services sur un unique terminal au détriment de compromis de plus en plus drastiques entre le coût et la complexité.

Lors de recherches récentes en radio communication, la reconfigurabilité des radios sont perçues comme la solution aux problèmes de coût et de complexité face à la multiplicité des standards. En effet, développer et améliorer l'aspect communicant des systèmes de communication spécialement sa partie antenne, tout en tenant compte des standards de communications existants et du canal de propagation mis en jeu lors de l'échange de données, nécessite la résolution des problématiques d'intégration et de reconfigurabilité.

La reconfigurabilité dans une radio 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 même fréquences) et la reconfiguration du diagramme de rayonnement (afin d'ajuster la direction des lobes ou la directivité ou le gain pour le pour le filtrage spatial).

Les systèmes actuels de radiocommunication sont généralement déployés avec des antennes classiques ayant des caractéristiques fixes. Les diagrammes de rayonnement sont déterminés avec précaution de telle sorte que la couverture soit optimale, cependant, ces diagrammes sont figés et ne peuvent donc pas s'adapter aux changements dans les conditions de propagation (tel que l'influence des obstacles et les trajets multiples).

Les antennes intelligentes, basées sur des réseaux d'antennes (linéaire, planaire, circulaire), peuvent orienter leur diagramme de rayonnement dans des directions privilégiées (balayage électronique). Ces 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.

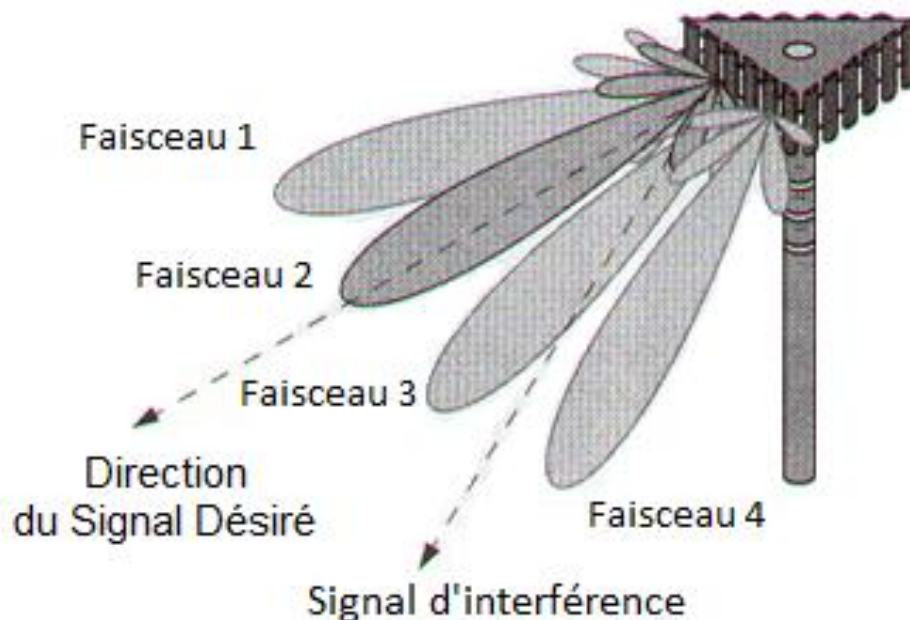


Figure 1. 1 Schéma d'une antenne intelligente illustrant la reconfiguration du diagramme de rayonnement pour combattre l'interférence.

Il existe deux principaux types d'antennes intelligentes, le système à faisceaux commutés ou répartiteurs de faisceaux (Switched Beam Antenna -SBA) et le système à formation de faisceaux (Beamforming). Les deux systèmes permettent de changer le diagramme de rayonnement du réseau ; le premier permet de changer la direction du faisceau ou du lobe du diagramme de rayonnement de l'antenne et le second permet de changer la forme du lobe en introduisant des nuls dans des directions données. Dans leur principe de fonctionnement, les systèmes à commutation de faisceaux agissent sur le déphasage entre les éléments du réseau. Alors que les systèmes à formation de faisceaux agissent simultanément sur l'amplitude et le déphasage entre eux.

La possibilité de réorienter le faisceau d'un réseau d'antennes, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation, ajoutée à la possibilité d'obtenir un ou plusieurs faisceaux ayant un gain important et une ouverture à mi-puissance étroite, permettent d'atteindre des portées importantes et une résolution spatiale appréciable. Ces caractéristiques font de ces systèmes de très bons candidats pour les applications de suppression d'interférences ou de radiolocalisation et poursuite de cibles mouvantes. La Figure 1.2 montre un scénario où une antenne intelligente est utilisée par un avion pour poursuivre un satellite au cours de son vol.

Notre étude s'intéresse au premier type des systèmes seulement, qui est celui de la commutation de faisceaux.

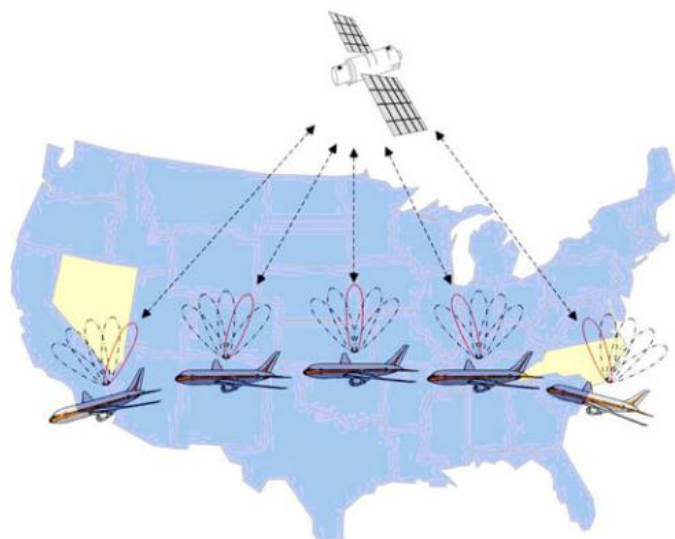


Figure 1. 2 Schéma d'un avion utilisant une antenne intelligente pour la poursuite d'un satellite.

1.2 Problématique

La tendance pour les objets communicants allant simultanément vers un fort débit binaire, un faible coût et une très faible consommation, il apparaît que l'utilisation de transmission de type Ultra Large Bande ULB (Ultra Wide Band -UWB) constitue une solution de choix par rapport aux systèmes actuels à bande étroite.

Cette technologie émergente de communication radio (ULB), qui exploite le principe de liaisons radio en impulsions de très courte durée, sans porteuse, offre des avantages intéressants par rapport aux techniques actuelles de transmission d'information et pourrait révolutionner le domaine des télécommunications d'ici quelques années. Le déploiement de ces technologies, notamment dans les applications de grande diffusion, impose l'utilisation d'antennes performantes très large bande, compactes et à faible coût. Les antennes planaires, telles que les antennes imprimées sont des dispositifs attrayants dû à leur profil bas, leur petite taille, et de la conformité. Pour cette raison, des techniques de conception compacte et à large bande pour les antennes planaires ont beaucoup attiré l'attention des chercheurs dans le domaine des antennes.

En raison des caractéristiques qui lui sont propres, comme son large support spectral et sa forte résolution temporelle, l'ULB permet de proposer des systèmes de communication à très hauts débits, allant jusqu'à plusieurs centaines de Mbits/s. Les restrictions sur le niveau de puissance d'émission, limitent en revanche la portée des communications ULB à quelques dizaines de mètres pour les débits élevés et jusqu'à quelques centaines de mètres pour les bas débits. La technologie ULB semble bien positionnée pour les radiocommunications à courte portée (WLAN, WPAN, WBAN), offrant une alternative à la fois, à faible coût et à basse consommation aux standards existants dans ces réseaux. Cependant, cette technologie soulève de nouveaux défis notamment en ce qui concerne la conception et la caractérisation des antennes. Pour cette raison la première partie de cette thèse traite de la caractérisation des systèmes ULB et l'analyse de leurs performances. Il faut mentionner aussi que le choix de l'ULB permet aussi au système de communication d'accommoder les différents

standards, permettant ainsi une reconfiguration fréquentielle du système grâce à des filtres installés dans la partie front-end de la radio.

Un autre défi important est de concevoir des systèmes de commutation des faisceaux pour les systèmes ULB. En adoptant de travailler avec des solutions 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 complètement en microruban comportant un nombre égal d'entrées et de sorties ($N \times N$) qui correspond au nombre d'antennes (N) utilisées dans le réseau. Cette matrice dans sa forme standard est composée de circuits de croisement, de coupleurs hybrides et de déphaseurs, afin d'alimenter le réseau d'antennes tout en fournissant les déphasages nécessaires pour la formation de faisceaux. Cependant, ces éléments sont intrinsèquement en bande étroite. Réaliser une matrice de Butler qui fonctionne de manière satisfaisante sur toute la bande dédiée au standard ULB (3.1 - 10.6 GHz) constitue un défi de taille pour les concepteurs de circuits RF.

1.3 Objectifs

Les réseaux d'alimentation de faisceaux de type matrice de Butler sont utilisés avec les réseaux à commutation de faisceaux. En reliant une matrice de Butler à un réseau d'antennes, un ensemble de faisceaux peut être formé en excitant tous les ports simultanément par des signaux RF. Un signal présenté à un port d'entrée/sortie produira des excitations égales à tous les ports de sortie/entrée avec un déphasage progressif entre eux, ayant comme résultat un faisceau qui pointe dans une direction précise de l'espace. Un signal à un autre port d'entrée/sortie formera un faisceau dans une autre direction. Cependant, les matrices de Butler qui sont composées de circuits formés de coupleurs directionnels, de circuits de croisement et de déphaseurs fixes, sont intrinsèquement à bande étroite.

L'objectif de notre travail est de concevoir et réaliser une matrice de Butler qui fonctionne sur toute la bande ULB (de 3.1 à 10.6 GHz).

1.4 Contributions

Nous avons proposé dans cette thèse une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement, en prenant en compte les exigences de fonctionnement des applications ULB. Ainsi nous avons conçues les différents composants du système basé sur une étude comparative avec plusieurs publications qui traitent ce sujet.

Les contributions principales de la thèse sont détaillées ci-dessous :

- Deux formes (rectangulaire et elliptico-circulaire) dont la deuxième est originale, ont été introduites pour concevoir des transitions verticales microruban à double couches, qui sont la base de conception des coupleurs hybrides 3dB/90° et des déphaseurs 45° pour des applications ULB.
- Un prototype compact de système de formation de faisceaux pour des applications ULB est également proposé dans la thèse. Ce système de formation de faisceaux proposé est une matrice de Butler 4x4 conçue à partir des composants précédemment mentionnés (soit les coupleurs hybrides et les déphaseurs), en structure multicouche afin d'éviter l'utilisation des croisements employer dans la matrice de Butler conventionnelle et qui dégradent les performances globales de la matrice, limitent sa largeur bande et occupent plus d'espace.
- Finalement, le système de commutation de faisceaux (la matrice de Butler 4x4), associé à des réseaux d'antennes linéaires à quatre éléments rayonnants (antennes Vivaldi et disque monopole) est conçue et mis en application afin d'obtenir une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement de taille compacte et de faible coût qui répond aux besoins des applications ULB.

2.1 Caractéristiques des antennes :

Les antennes sont devenues les éléments de base dans les liaisons radioélectrique. Les technologies modernes s'orientent vers la miniaturisation de ces antennes tout en essayant de garder les meilleures caractéristiques. Ces caractéristiques sont essentiellement liées à la forme du rayonnement dans l'espace.

Une antenne peut être caractérisée par : Le coefficient de réflexion (Γ) ou S_{11} , densité de puissance (P_r), gain en puissance et directivité, ouverture, Impédance d'entrée, diagramme de rayonnement, la bande passante, polarisation de l'onde rayonnée. Dans notre étude on s'intéresse principalement à la largeur de bande (bande passante) et le diagramme de rayonnement

2.1.1 Diagramme de rayonnement

La répartition dans l'espace de l'énergie rayonnée par une antenne est caractérisée par son diagramme de rayonnement.

Soit une source rayonnante positionnée au point O du repère (Oxyz) et soit OM une position quelconque, définie par les angles θ et ϕ .

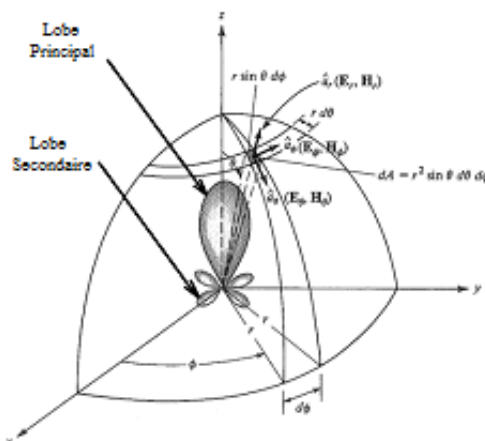


Figure 2. 1 : Source élémentaire liée au repère des coordonnées sphériques.

La détermination du champ rayonné par cette source se fait à partir de la résolution des équations de Maxwell.

a Le Lobe principal

La quasi-totalité de la puissance est concentrée dans la direction du maximum de rayonnement formant ce qu'on appelle le lobe principal, comme c'est montré dans la Figure 2.1. La caractéristique qu'on associe à celui-ci est sa largeur à mi-puissance, également appelée largeur à -3dB. Il arrive parfois de mesurer la largeur à -10 dB, lorsque l'antenne présente un lobe principal très étroit.

b Les lobes secondaires

En dehors du lobe principal, la puissance rayonnée est répartie dans l'espace, formant ce qu'on appelle les lobes secondaires ou latéraux, illustré dans la Figure 2.2.

Ces derniers sont caractérisés par leurs niveaux et leurs positions par rapport au maximum de rayonnement (lobe principale).

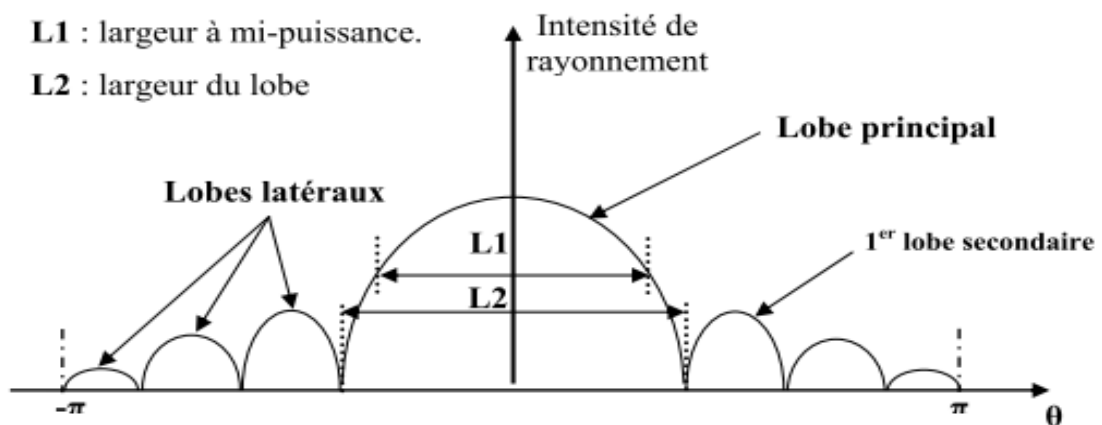


Figure 2. 2: Digramme de puissance et caractérisation des lobes et de leurs largeurs.

2.1.2 Largeur de bande

La largeur de bande, appelée aussi bande passante, d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel les performances de l'antenne présente les caractéristiques requises.

La valeur des limites sur les critères de fonctionnement de l'antenne définit un domaine de fréquences situé entre une valeur minimale f_1 et une valeur maximale f_2 . La bande de fréquence Δf est définie par la différence entre ces deux fréquences :

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad (2.1)$$

La largeur relative de bande B_r est un pourcentage exprimant le rapport de la bande à la fréquence centrale f_c .

$$B_r = \frac{f_2 - f_1}{f_c} \quad (2.2)$$

Pour connaître la largeur de bande d'une antenne relativement au rayonnement, on trace le paramètre de réflexion « S_{11} » en fonction de la fréquence. On admet généralement que si ce paramètre est inférieur à -10 dB, la puissance de rayonnement est suffisante. Il suffit alors de repérer sur la courbe les valeurs de la fréquence correspondant à cette valeur [1].

2.2 Réseau d'antennes

Un réseau d'antennes est par définition l'association régulière d'un ensemble de N éléments rayonnants (cornets, dipôles, patchs) identiques, interconnectées et réparties dans l'espace. En déphasant convenablement les signaux au niveau des différents éléments et en espaçant ces derniers judicieusement, on peut canaliser ou concentrer la puissance rayonnée dans des directions bien précises. Une variation en amplitude et/ou en phase peut être appliquée entre les différentes éléments, la puissance rayonnée est donc plus grande puisqu'on multiplie le nombre d'éléments rayonnants. Le rayonnement résulte de l'addition en phase des champs provenant de

chaque élément. Modifier seulement les déphasages entre les éléments rayonnants permet de changer la direction du lobe principal alors qu'en modifiant les amplitudes, en plus, permet de de changer la forme du lobe. A noter que dans notre cas, nous nous intéressons essentiellement au dépointage du faisceau donc à la phase appliquée à chaque élément rayonnant.



Figure 2. 3 : Réseau d'antennes.

Pour un réseau d'antennes constituées de N sources, le diagramme de rayonnement correspond à la multiplication du facteur de réseau par le rayonnement de la source élémentaire. Le module du facteur de réseau est égal à [2] :

$$AF = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (2.3)$$

Avec $\psi = kd \sin \theta + \Delta\phi$, où k est la constante de propagation ($k=2\pi/\lambda$), d est la distance inter-éléments, θ est l'angle de dépointage et $\Delta\phi$ est le déphasage entre les sources.

La direction du maximum de rayonnement est alors donnée par la formule :

$$\theta = \sin^{-1}\left(-\frac{\lambda \Delta\phi}{2\pi d}\right) \quad (2.4)$$

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. La variation de $\Delta\phi$ est de celle entraîne θ . C'est le principe des antennes à balayage électronique.

2.3 Systèmes ULB

2.3.1 Définition

Les transmissions ULB (Ultra Large Bande) étaient, il y a encore une vingtaine d'années, réservées aux communications militaires. Les technologies ULB ont très fortement évolué durant les dernières années.

Une première définition donnée au système ULB. Il s'agissait de systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative est supérieure ou égale à 0,25 avec :

$$B_r = 2 \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.25 \quad (2.5)$$

Où f_h et f_l désignent respectivement les fréquences limites basses et hautes du spectre de signal (fréquences prises en -10dB).

2.3.2 La normalisation

La première définition a été modifiée et remplacée par une nouvelle proposée par la FCC (Federal Communications Commission). Selon cette nouvelle définition, un signal ULB est un signal dont la bande passante à -10 dB dépasse à tout moment 500 MHz et 20 % de la fréquence centrale. La principale bande destinée à l'ULB se situe entre 3,1 et 10,6 GHz. Cette bande représente 7.5 GHz et pourrait donc être divisée en 14 sous-bandes de 500 MHz, permettant l'ouverture de nouvelles applications pour les transmissions à très haut débit. Par contre, la puissance émise étant limitée à 0,5 mW pour toute la bande, en conséquence les applications ne pourront être que de proximité.

Un système utilisant toute la bande, ou un ensemble de sous-bandes, sera considéré comme un système ULB. Mais il doit bien sûr respecter les normes en vigueur dans le pays considéré. Le principe de base des systèmes ULB est de pouvoir cohabiter dans des bandes de fréquences déjà utilisées par d'autres systèmes de communications. Il permet donc de ne pas passer par un mécanisme d'allocations de licences ou de se trouver confiner dans des bandes de fréquences dites sans licence (bandes ISM 2,4 et

5,2 GHz par exemple). Par contre, les systèmes ULB ne doivent pas brouiller les systèmes existants, d'où l'importance de l'aspect réglementaire.

2.3.3 Caractéristique principale des systèmes ULB

Par rapport aux autres systèmes de transmission classique, les systèmes ultra large bande dispose d'un certain nombre d'avantages remarquables :

a Problème dû à la propagation par trajets multiples

L'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples peut sensiblement réduire l'efficacité des systèmes de communications classiques. Dans le cas des communications ultra large bande, le signal transmis possède une largeur de bande très importante, quelques GHz en pratique (dit de façon équivalente une résolution temporelle très fine) comme la fenêtre d'observation du récepteur est très étroite, les réflexions multiples arrivées avec un retard de l'ordre de la nanoseconde peuvent être additionnées pour donner un gain comparable à celui obtenu dans le cas d'une propagation par trajet unique et direct. Cette caractéristique permet à la technologie ULB d'être performante dans des environnements encombrés (en pleine rue par exemple).

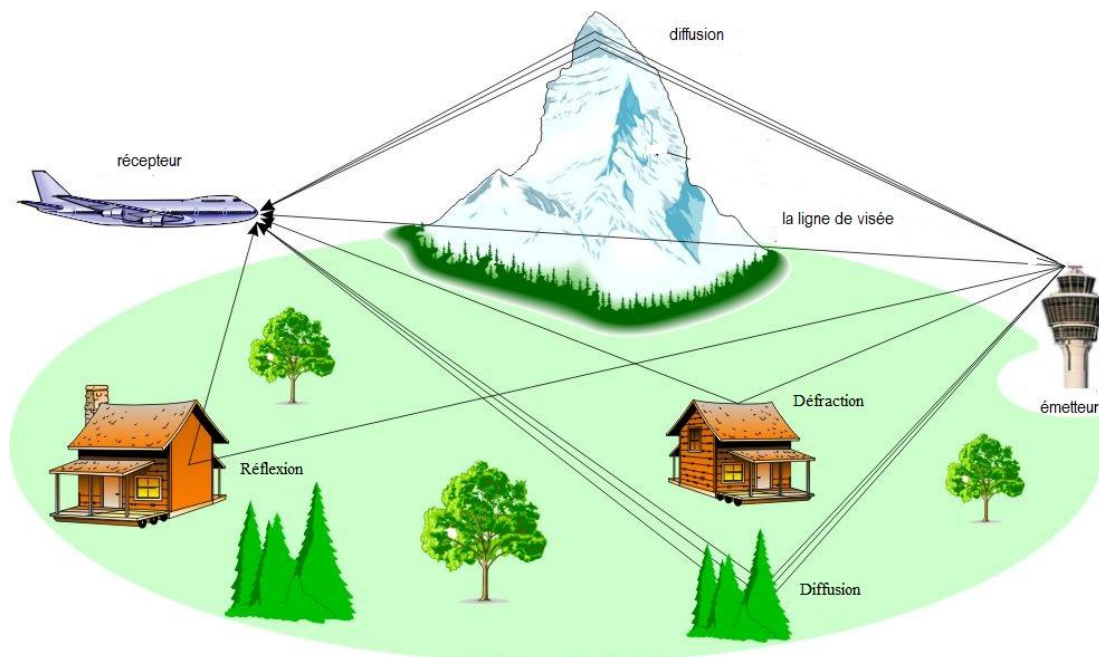


Figure 2. 4 : Propagation par trajets multiples.

b Communications protégées

Les signaux ULB sont plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunications classiques car ils utilisent une grande largeur de bande et peuvent être produits sous forme de bruit. Les signaux ULB sont quasiment indétectables parce qu'ils peuvent être transmis avec un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieure au bruit de fond des récepteurs classiques. Cette caractéristique, particulière à l'ultra large bande, permet à cette dernière de coexister avec les systèmes de communications classiques.

c Capacité de la technologie ULB

Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante :

$$C = B \log_2 (1 + SNR) \quad (2.6)$$

Où B désigne la bande passante du système et (SNR) le rapport signal sur bruit.

De cette formule, on déduit que la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante mais croît logarithmiquement avec le rapport signal à bruit. Par conséquent, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure méthode consiste à augmenter sa bande passante ; c'est ce qui est réalisé par la technique ULB.

Comme conséquence à cette faible densité spectrale de puissance, les signaux ULB sont plus difficiles à détecter et les communications ULB sont par conséquent mieux sécurisées. D'autre part, cette propriété limite la portée des communications ULB à quelques dizaines de mètres. Les applications visées par l'ULB sont donc des applications à courte portée et à haut débit, comme les réseaux ad hoc par exemple.

La Figure 2.5 situe les systèmes ULB par rapport à d'autres systèmes radio du point de vue de la densité spectrale de puissance émise.

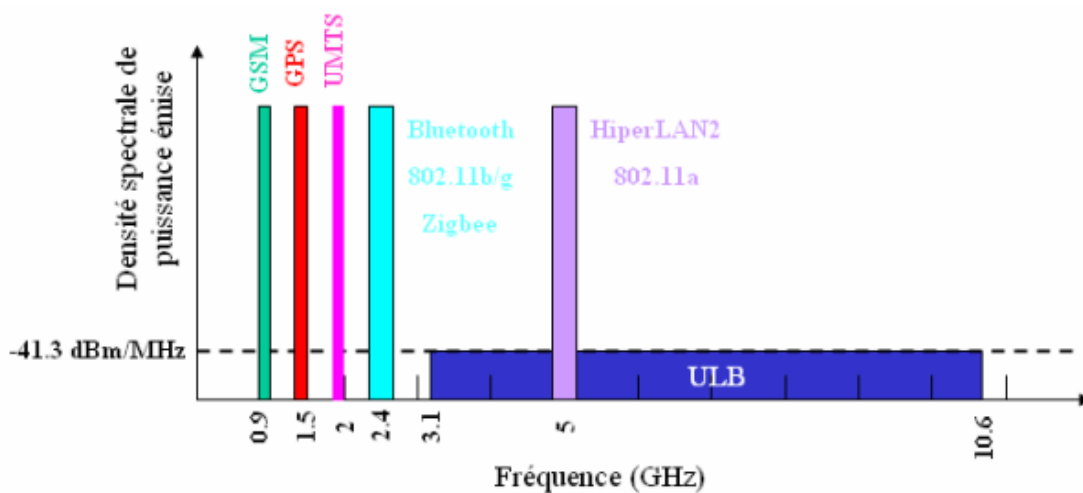


Figure 2. 5 : Densité spectrale de systèmes ULB et autres systèmes radio.

Malgré les restrictions significatives sur le niveau de puissance, l'ULB détient un énorme potentiel pour les réseaux sans fils ad-hoc et point à point (peer-to-peer). La courte durée de l'impulsion signifie aussi que l'ULB est particulièrement adaptée aux applications de localisation de grande précision. Cependant, chaque dispositif dans le réseau doit être « entendu » par un certain nombre d'autres dispositifs afin de générer une position à partir d'un délai ou d'une estimation de l'angle d'arrivée du signal.

Les systèmes ULB ont été ciblés pour des applications à très haut débit et à courte portée à cause de la faible puissance d'émission de l'ULB, pour le remplacement de l'USB par exemple, ainsi que pour des applications à très faible débit à des portées plus importantes, comme par exemple les capteurs et les étiquettes radiofréquence (tags RF). On s'attend à ce que des classes des dispositifs ULB LDR (Low Data Rate) soient d'une très faible complexité et d'un très faible coût. La prolifération attendue des dispositifs ULB à faible coût signifie que des solutions doivent être conçues afin que les dispositifs puissent coexister ou de préférence inter opérer avec différents types de dispositifs ULB de différentes capacités. Les limitations sur la complexité des dispositifs LDR pourraient exiger la mise en place de solutions très simples. En revanche, en ce qui concerne les dispositifs HDR (High Data Rate), pour lesquels on s'attend à une complexité supérieure, des solutions plus sophistiquées seront acceptables.

La Figure 2.6 montre les applications ULB envisagées par les membres du projet européen PULSERS [3]. Ces scénarios couvrent les réseaux personnels sans fils (WPAN),

les réseaux corporels (WBAN), les réseaux intelligents (IWAN), ainsi que les réseaux point à point extérieurs à courte portée (OPPN).

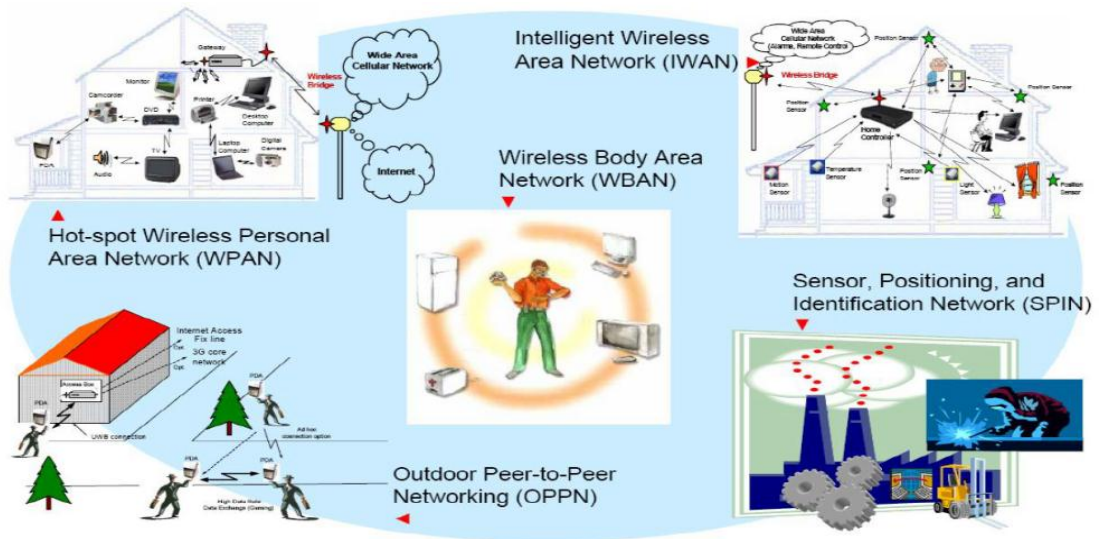


Figure 2. 6 : Différent application ULB.

La Figure 2.7 montre le positionnement de l'ULB par rapport aux principaux standards des réseaux WLAN et WPAN en termes de portée et de débit. Au vu de ces différents.

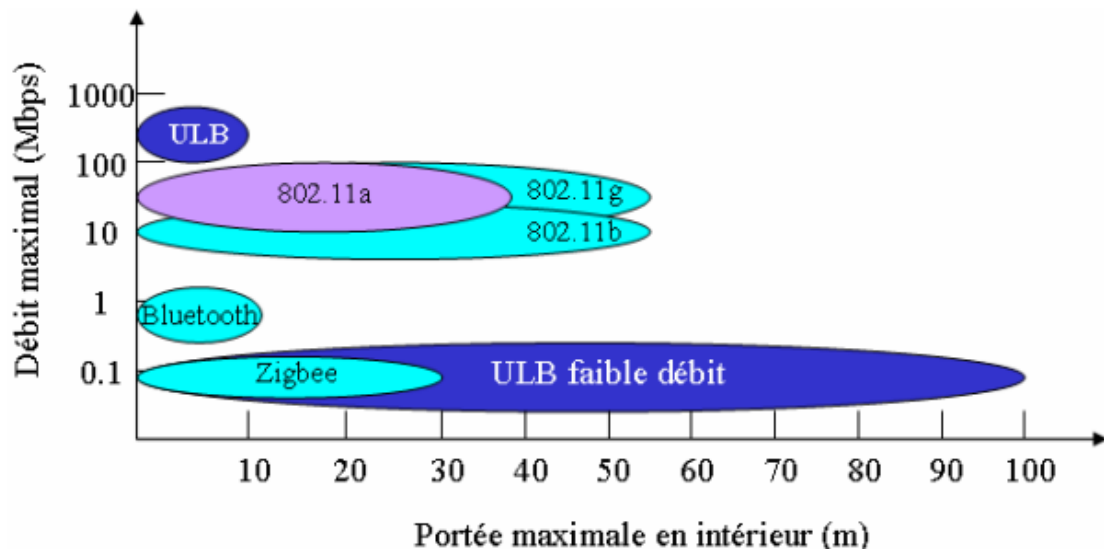


Figure 2. 7 : Positionnement de l'ULB par rapport aux principaux standards WLAN et WPAN.

2.3.4 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande :

En février 2002, la FCC a défini quatre types d'applications pour l'ULB [4] :

- Bande de fréquences 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules.
- Bande de fréquence <1 GHz : radar "See Through Wall".
- Bande 1.99-10.6 GHz : Applications médicales (imagerie).
- Bande 3.1-10.6 GHz : Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

2.4 Antennes reconfigurables

Le concept d'antenne reconfigurable n'étant pas défini de manière unifiée, nous allons adopter la définition très large suivante : une antenne reconfigurable est une antenne capable de changer une de ses caractéristiques fondamentales d'opération par un moyen électrique, mécanique ou autre. La reconfiguration peut être de nature discrète ou continue.

On distingue généralement trois types de reconfiguration d'antennes, la reconfiguration de la réponse fréquentielle, de la polarisation et celle du diagramme de rayonnement.

- A) La reconfiguration de la réponse fréquentielle recouvre différentes fonctionnalités : la commutation de fréquence, l'accordabilité en fréquence, le changement de bande passante ou encore des fonctionnalités de filtrage, par exemple la réjection de fréquence.
- B) La reconfiguration de la polarisation recouvre tous les changements dans la polarisation, par exemple passer d'une polarisation linéaire à circulaire ou changer le sens de la polarisation circulaire.
- C) Enfin, la reconfiguration du diagramme de rayonnement concerne le balayage angulaire, les changements de directivité/ouverture de faisceau, les fonctionnalités de filtrage spatial, et de manière la plus générale la synthèse d'un faisceau selon des caractéristiques souhaitées.

L'antenne reconfigurable idéale permet de faire varier toutes ces caractéristiques sur une très large plage et de manière découplée, mais c'est souvent loin d'être le cas, et cela pose de vrais défis aux concepteurs d'antennes reconfigurables.

2.4.1 Intérêt et applications des antennes reconfigurables

L'intérêt principal des antennes reconfigurables réside dans leurs capacités à apporter des fonctionnalités et des degrés de liberté supplémentaires aux systèmes de communication et de télédétection, de manière à améliorer leurs performances.

Par exemple dans le cas d'une liaison entre un dispositif portable et une station de base, l'antenne du dispositif portable est fortement contrainte dans sa conception par l'énergie et la place disponible, ainsi que par les restrictions de coût, et il n'est pas courant que plusieurs antennes puissent être utilisées pour accroître la diversité. Typiquement, le dispositif se trouve dans des conditions imprévisibles ou difficiles et la liaison n'est pas optimale. Dans ce contexte, des antennes reconfigurables peuvent être particulièrement utiles, une antenne accordable va permettre de changer de bande d'opération, de filtrer les interférences ou encore d'accorder la fréquence de résonance de l'antenne pour tenir compte d'un nouvel environnement.

Une reconfiguration du diagramme de rayonnement peut permettre de diriger le faisceau vers la station de base, pour conséquence une puissance d'émission réduite et donc des économies d'énergie pour la batterie. Un autre exemple est les traditionnels réseaux phasés, qui connaissent des limitations bien connues en termes de bande passante et d'angle de balayage. Dépasser la structure usuelle basée sur une répartition périodique d'éléments identiques en rajoutant de la reconfigurabilité peut permettre d'améliorer la bande passante instantanée, la plage de balayage angulaire ou la distribution des lobes.

Pour les applications utilisant ULB qui souffrent de la coexistence avec des bandes étroites (par exemple la bande WLAN 802.11a à 5.6 GHz), des antennes capables d'opérer la réjection de ces bandes étroites ou d'opérer la commutation bande large / bande étroite sont particulièrement utiles.

Les techniques multi antennes comme le MIMO (Multi Input Multi Output) bénéficient également de la diversité apportée par les antennes reconfigurables, puisqu'une condition nécessaire pour le bon fonctionnement du système est que les antennes multiples génèrent des signaux quasi dé corrélés. Dans ce contexte une diversité de polarisation et de diagramme de rayonnement, voire de fréquence dans des systèmes MIMO-OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est particulièrement importante.

Les antennes reconfigurables trouvent aussi leur intérêt dans des systèmes complexes et exigeants en reconfiguration comme la radio logicielle (ou SDR : Software Defined Radio) qui permet de mélanger adaptations matérielles et logicielles avec une grande flexibilité. Plus avancée encore, la radio cognitive permet de rajouter de l'intelligence artificielle et de la conscience de son environnement aux SDR. La radio cognitive peut éventuellement dialoguer avec une autre radio cognitive, optimiser les liaisons en limitant des interférences avec des utilisateurs proches, ou prendre en compte l'encombrement spectral à un instant donné, en « scannant » une large bande.

Les techniques et systèmes précités trouvent leur intérêt pour les applications civiles mais aussi militaires, ou l'antibrouillage, la sécurisation des communications et la reconfiguration dynamique des liaisons pour parer à toutes éventualités sont des fonctionnalités cruciales. De manière générale, à niveau de fonctionnalité égal, une antenne reconfigurable présente de nombreux avantages sur un système composé de plusieurs éléments à fonction unique.

2.4.2 Reconfigurabilité en diagramme de rayonnement

La reconfigurabilité en diagrammes de rayonnement est basée sur l'utilisation des systèmes d'antennes intelligentes. Le principal bénéfice d'un tel système est la possibilité d'orienter le faisceau d'une antenne, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation. Il existe deux types de système d'antennes intelligentes :

a Le système de formation de faisceaux (système adaptatif)

Le système de formation de faisceaux (système adaptatif) appelé aussi système de beamforming, peut être défini comme étant un réseau d'antennes relié à un processeur de traitement de signal qui peut adapter le diagramme de rayonnement de l'antenne en privilégiant une direction désirée et en atténuant les directions des interférences (génération des nulles). Cependant, l'architecture est complexe et onéreuse. La Figure 2.8 montre un exemple de structure d'un système adaptatif.

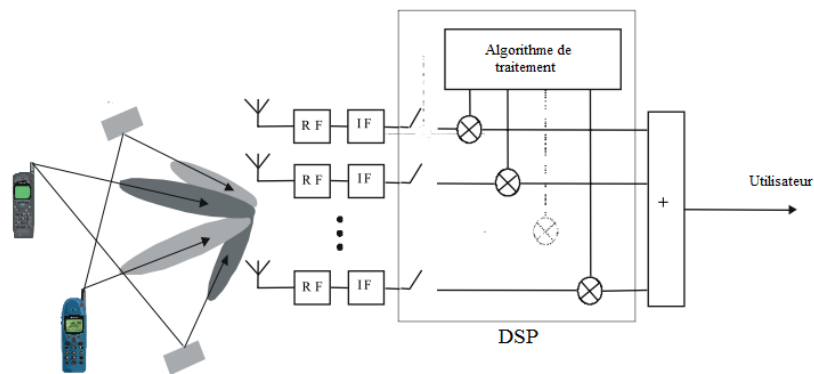


Figure 2. 8 Structure d'un système de formation de faisceaux (adaptatif).

b Le système de faisceaux commutés ou répartiteurs de faisceaux (Switching Beams Antenna - SBA)

Dans ces systèmes les faisceaux sont générés dans des directions fixes. On peut balayer entre tous les différents faisceaux en utilisant des commutateurs RF assurant la couverture de tout le secteur désiré. Cette architecture est généralement connue sous le nom de réseau d'alimentation de faisceaux (Beamforming Network –BFN ou encore Beamsteering).

En reliant un BFN à un réseau d'antenne et un commutateur RF, un ensemble de faisceaux peut être réalisé en excitant chaque port par des signaux RF. Un signal présenté à un port d'entrée produira des excitations égales à tous les ports de sortie avec un déphasage progressif entre eux, ayant comme résultat un faisceau qui rayonne dans une direction précise de l'espace. Un signal à un autre port d'entrée formera un faisceau dans une autre direction, comme c'est montré sur la Figure 2.9.

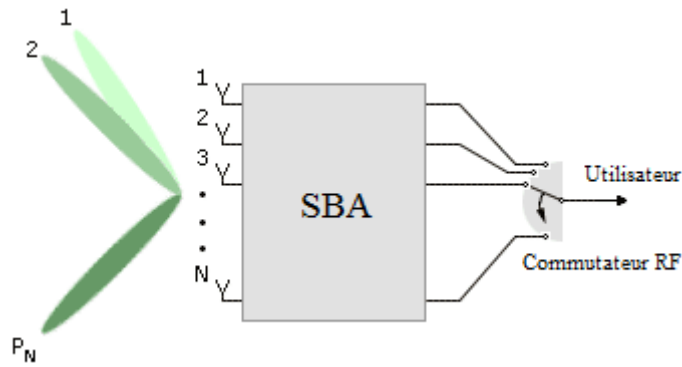


Figure 2. 9 Structure d'un système de commutation de faisceaux.

Il existe plusieurs techniques de commutation de faisceaux, qui sont en mesure de fournir des faisceaux fixes tel que, la matrice de Butler, de Blass et de Nolen.

La matrice de Butler est la plus utilisée dans les systèmes à faisceaux commutés utilisée principalement à cause de sa facilité de conception.

Le tableau suivant présente un récapitulatif entre les deux systèmes :

<i>Systeme</i>	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
Commutation de faisceaux	Simple à implémenter	Configuration limitée Localisation requis Faible gain entre les lobes
Formation de faisceaux	Grande capacité	Algorithmes complexe Cout élevé Préférable pour les liaisons LOS

Tableau 2. 1 : Comparaison entre les deux systèmes de formation de faisceaux.

2.5 Matrice de Butler

C'est en 1961 que Jesse Butler propose une solution originale pour alimenter des réseaux d'antennes afin d'établir un système de commutation de faisceaux. La matrice de Butler est un circuit passif réciproque et symétrique à N ports d'entrées et N ports de sorties qui pilote N éléments rayonnants produisant N faisceaux différents, composé de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission.

Ainsi un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé sans perte jusqu'aux ports de sorties. La Figure 2.10 montre un schéma d'une matrice de Butler 4x4.

On cherche à réaliser le pointage angulaire des faisceaux dans des directions prédéterminées. Le principe du pointage angulaire est le suivant : un ensemble de sources équiphase placées dans un plan horizontal rayonne dans la direction normale de l'antenne. Pour réaliser un rayonnement dans une direction θ , il faut appliquer un gradient de phase constant sur les sources rayonnantes. La matrice de Butler permet d'imposer ce gradient de phase.

2.5.1 Principe de fonctionnement

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.

A 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. Comme chaque coupleur possède 2 sorties découplées, le nombre de coupleurs sur cet étage est donc de $N/2$.

<i>Nombre des ports</i> $N=2^n$	<i>Ordre de matrice</i> n	<i>Nombre des coupleurs hybrides</i> $(N * n/2)$	<i>Nombre des déphaseurs</i> $N (n-1)/2$	<i>Nombre des croisements</i> 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 2. 2 : Nombre de composant utilisé dans la matrice de Butler.

2.5.2 Forme de matrice de Butler

On peut citer deux formes de matrices de Butler, l'une standard et l'autre non standard.

a Forme standard de la matrice d'ordre 4

La Figure 2.10 (b) décrit la structure de la matrice de Butler standard, elle comporte 4 coupleurs hybrides (3db, 90°) et 2 déphaseurs et 2 croisements.

b Forme non standard de la matrice d'ordre 4

La structure de la matrice de Butler non standard est présentée dans la Figure 2.10 (a), Cette matrice est composée de 4 coupleurs hybrides (3dB, 180°), un déphaseur fixe, et deux croisements.

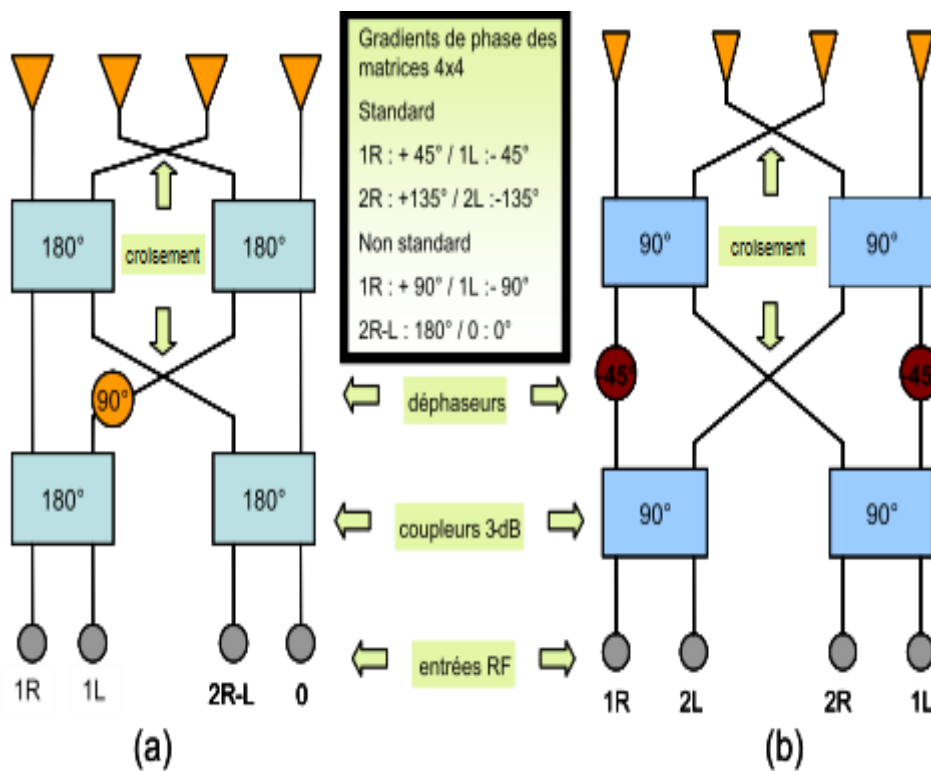


Figure 2. 10 : Structure d'une matrice de Butler 4x4

(a) Non standard, (b) Standard.

2.5.3 Les composants intrinsèques à la matrice de Butler

La matrice de Butler est constituée de trois composants constitutifs, qui sont les déphaseurs, les croisements et les coupleurs hybrides 3dB.

a Les coupleurs hybrides

Les coupleurs hybrides permettent d'envoyer la moitié de la puissance d'entrée sur chacun des deux ports de sortie mais en quadrature de phase. Ce déphasage est dû au tronçon de ligne de longueur quart d'onde ($\lambda/4$) entre les ports de sortie. Les coupleurs hybrides déployés dans la matrice de Butler sont souvent réalisés en technologie microruban. La première constatation qui s'impose est que le coupleur hybride (3dB, 90°) est symétrique. En effet, chaque port peut être utilisé comme une entrée et les sorties seront du côté opposé de l'entrée.

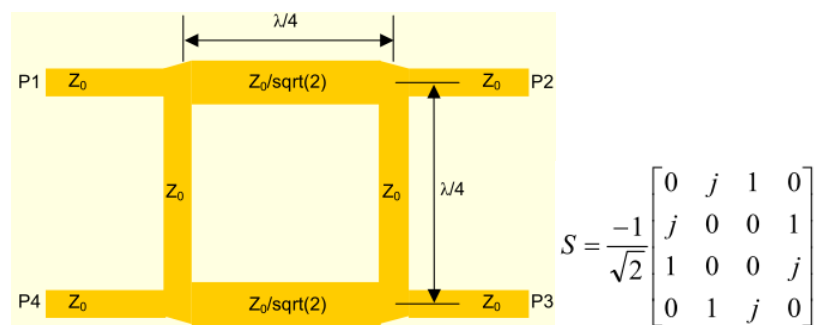


Figure 2. 11 : Exemple d'un coupleur hybride en technologie imprimée et sa matrice S.

Les différents tronçons quarts d'onde sont présents pour assurer l'adaptation d'impédance. Il y a deux différents tronçons de ligne quart d'onde qui forment la structure du coupleur illustré dans la Figure 2.11. 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'entrée 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 le couplage de 3 dB. On peut ainsi assez facilement recueillir des couplages compris entre 3 et 9 dB en changeant la valeur de l'impédance caractéristique des tronçons de ligne quart d'onde. Un autre fait important qu'il faut mentionner est qu'une ligne quart d'onde possède une longueur électrique de 90° ; cependant cette longueur électrique n'a cette valeur que pour les fréquences autour

de la fréquence correspondant à λ . De ce fait, ces lignes sont intrinsèquement à bande étroite.

Le nombre des coupleurs hybride utilisé la matrice de Butler est donné par :

$$H = \frac{N}{2} \log_2(N) \quad (2.5)$$

b Les déphaseurs

Dans ce paragraphe, nous ne parlerons pas des déphaseurs variables à commande électronique, c'est-à-dire de déphaseurs actifs tels que les déphaseurs à diodes, car les pertes engendrées par ces dispositifs sont importantes. Leurs coûts et leurs complexités deviennent vite élevés. C'est pourquoi, nous ne verrons qu'un type de déphaseur passif en technologie microruban : les lignes de transmission à retard de phase.

Ces types de déphaseurs sont les plus usités dans les matrices de Butler en technologie imprimée. Une ligne microruban est une des structures de guidage d'ondes pour circuits RF.

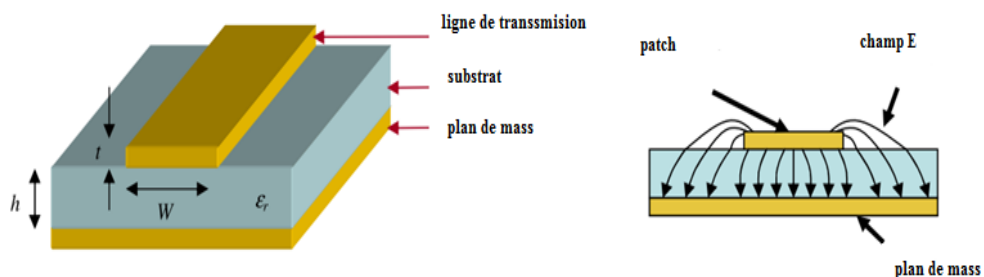


Figure 2. 12 : Configuration des lignes, microruban.

La ligne microruban possède une certaine longueur d'onde guidée (λ_g) à une fréquence particulière. Pour créer un retard de phase ϕ avec une ligne microruban par rapport à une autre, on ajoute donc une longueur de ligne supplémentaire, ΔL de telle manière que :

$$\Delta L = \phi \cdot \lambda_g / 360 \quad (2.6)$$

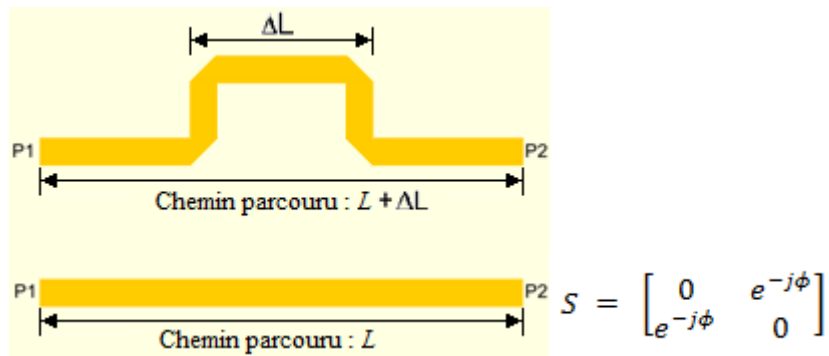


Figure 2.13 : Lignes à retard de phase en technologie microruban et sa matrice S.

Le nombre des déphaseurs utilisé dans la matrice de Butler :

$$P = \frac{N}{2} [\log_2(N) - 1] \quad (2.7)$$

c Les croisements

Dans une matrice de Butler 4x4, nous avons vu qu'il existait deux croisements (Tableau 2.2). La manière la plus utilisée pour réaliser les croisements en technologie microruban consiste à utiliser deux jonctions (coupleurs) hybrides (3-dB, 90°) mis bout à bout. Ce type de jonction est appelé aussi coupleur 0dB.

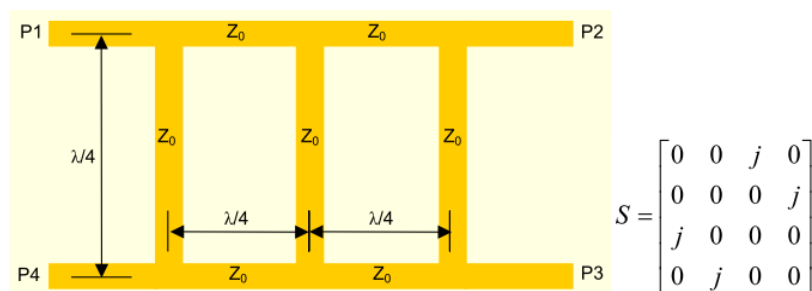
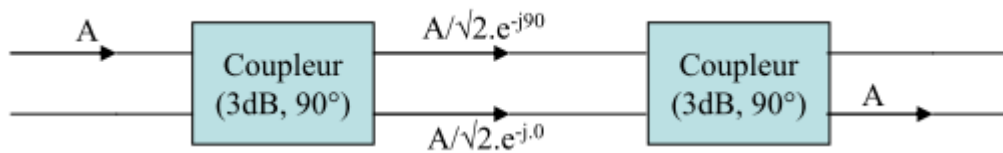


Figure 2.14 : Exemple d'un croisement en technologie imprimée et sa matrice S.

Sur une matrice Butler 4x4 planaire. Toutefois le nombre d'hybrides utilisé s'en trouve considérablement augmenté (pour une matrice 8x8, on en a deux fois plus), ce qui a pour effet de produire des pertes supplémentaires, surtout lorsque l'on monte en fréquence [5].

Le nombre des croisements déployer dans la matrice de Butler est donné par :

$$C = \sum_{k=1}^{\log_2(N)} \left[\frac{N}{2} (2^{k-1} - 1) \right] \quad (2.8)$$

2.5.4 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 au ses entrées.

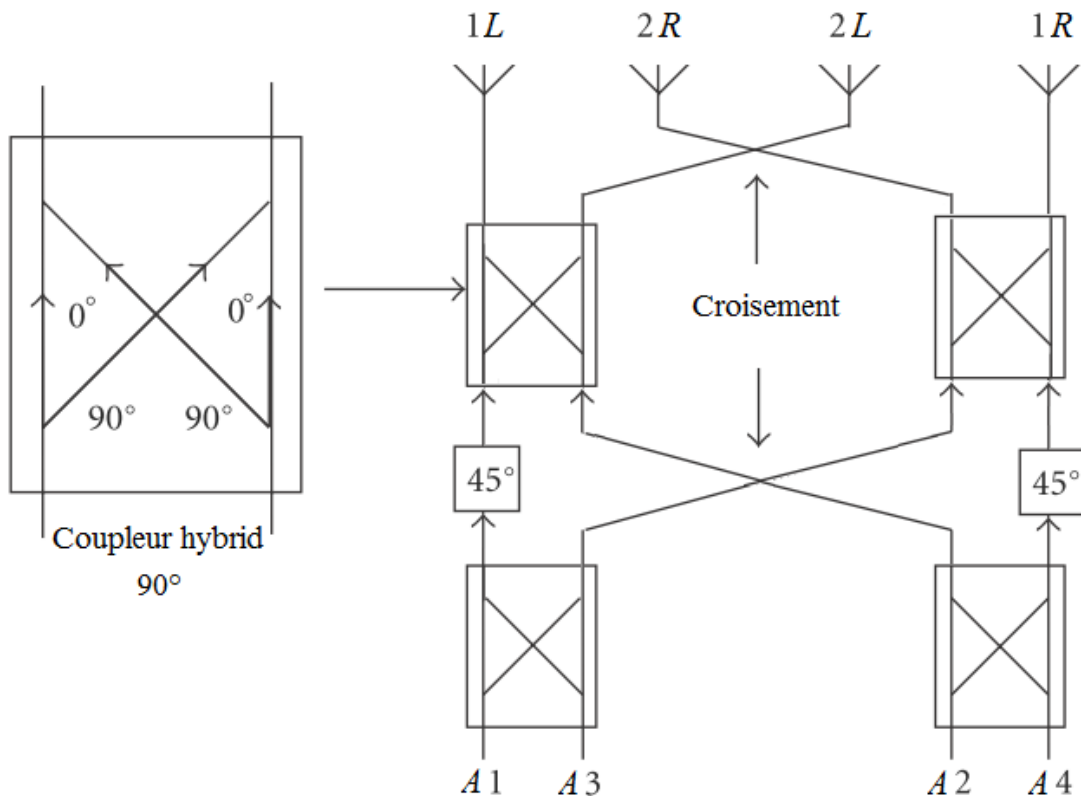


Figure 2. 15 : Schéma synoptique de la matrice de Butler 4x4.

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 :

$$1L = A_1 \angle 45^0 + A_2 \angle 90^0 + A_3 \angle 135^0 + A_4 \angle 180^0$$

$$2R = A_1 \angle 135^0 + A_2 \angle 0^0 + A_3 \angle 225^0 + A_4 \angle 90^0$$

$$2L = A_1 \angle 90^0 + A_2 \angle 225^0 + A_3 \angle 0^0 + A_4 \angle 135^0$$

$$1R = A_1 \angle 180^0 + A_2 \angle 135^0 + A_3 \angle 90^0 + A_4 \angle 45^0$$

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

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

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.

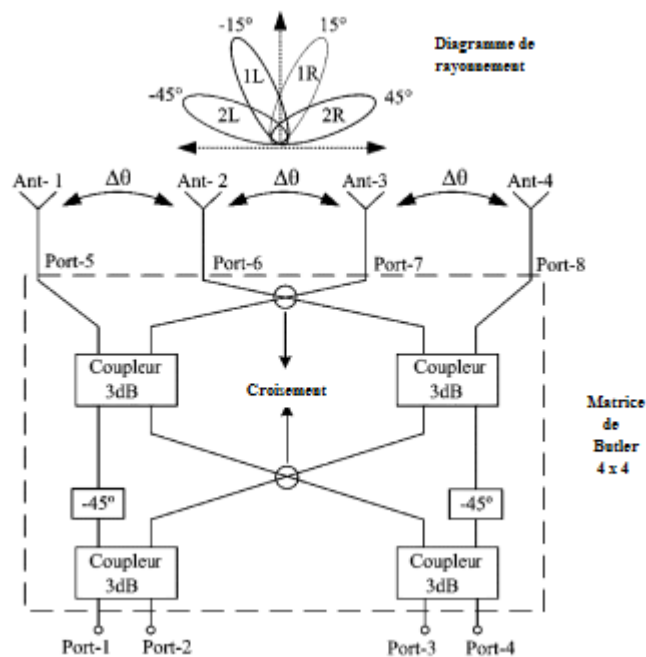


Figure 2. 16 : Faisceaux générés par la matrice de Butler 4x4

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

$$\theta_N = \sin^{-1}\left(-\frac{\phi \lambda}{2\pi d}\right) \quad (2.9)$$

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 2.10 [4] :

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

(2.10)

Le Tableau 2.3 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 2. 3 : Gradients de phase ϕ et direction du pointage, pour une matrice du Butler 4x4.

Introduction

Ce chapitre présente la démarche de conception des composants microruban nécessaires à la réalisation d'une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement basé sur l'utilisation d'une matrice de Butler 4x4, basé sur une étude comparative.

Les publications dont l'objet est la matrice de Butler sous toutes ses formes sont nombreuses. On dénombre de multiples réalisations utilisant les divers types de lignes de transmission comme les câbles coaxiaux, les guides d'ondes, les lignes microruban (microstrip), les lignes à fentes, les guides d'ondes coplanaires (CPW).

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 [5]. Afin de pouvoir substituer ces croisements de la matrice de Butler, on s'est basé sur une topologie multicouches à couplage par fente (Figure 3.1), 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 3bd/90° et 2 déphaseur de 45°, couplés par fente sont utilisés.

Ainsi, les éléments 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 ce chapitre.

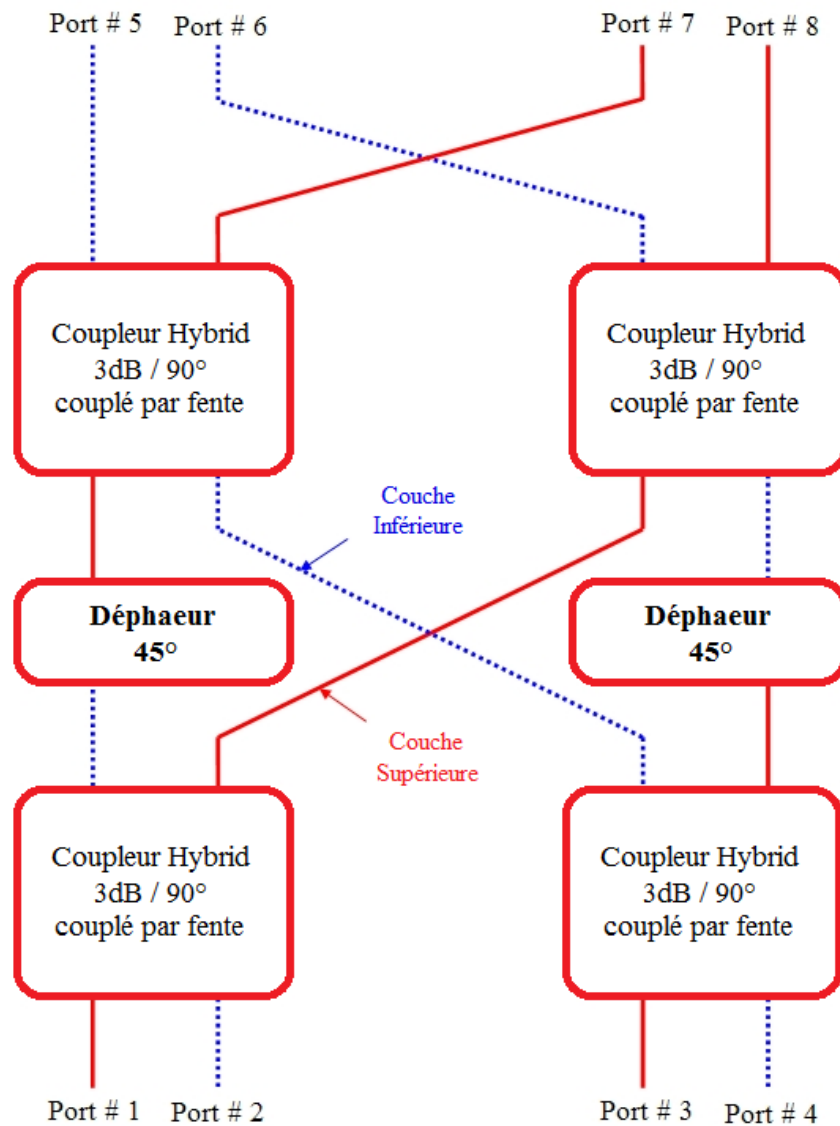


Figure 3. 1 : Topologie de la matrice de Butler en structure multicouches.

3.1 Transitions verticales ULB

La transition verticale est l'élément clé de la matrice de Butler ULB, et l'élément de base de ces composants. Elle est considérée comme une bonne solution alternative pour éviter les croisements, qui cause des problèmes tels que, la limitation de la largeur de bande d'opération et l'augmentation des pertes de rayonnement [5]. L'objectif principal dans la conception de la transition vertical c'est qu'elle doit avoir des pertes d'insertion minimums sur une grande largeur bande.

La transition entre les couches se fait sans contact via des fentes de couplage introduite dans le plan de masse.

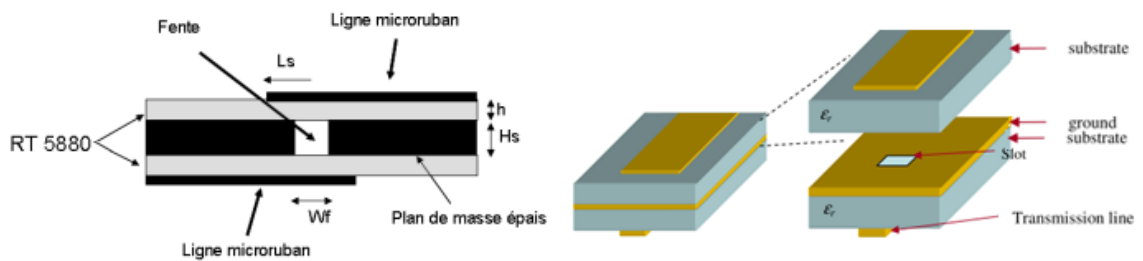


Figure 3. 2 : Transition vertical (ligne / fente / ligne) : Vue de coupe, Vue de face.

Comme il est montré dans la Figure 3.2, le passage de l'énergie d'une couche à l'autre se fait via une fente de couplage (slot), gravée dans le plan de masse situer au milieu entre le deux ligne qui sont présentes sur les deux couches supérieur et inférieur, afin de rigidifier la structure, et de permettre le couplage électromagnétique, on parle alors de transition ligne - fente - ligne.

Récemment, différentes conceptions pour les transitions verticales multicouches ont été étudiées pour des applications à grande largeur de bande avec des pertes d'insertion raisonnable.

Les Figures 3.3 et 3.5 présentent quelques conceptions pour des transitions verticales à large bande utilisant différentes technologies.

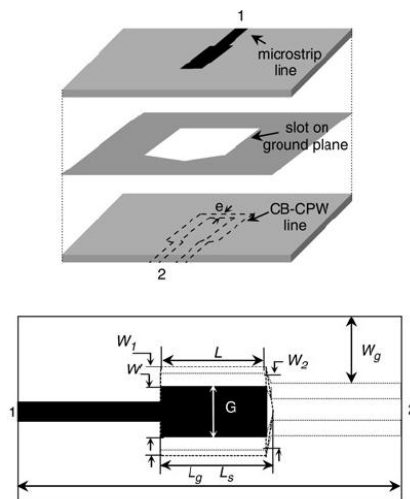


Figure 3. 3 : Transition microruban, ligne coplanaire (CPW) [6].

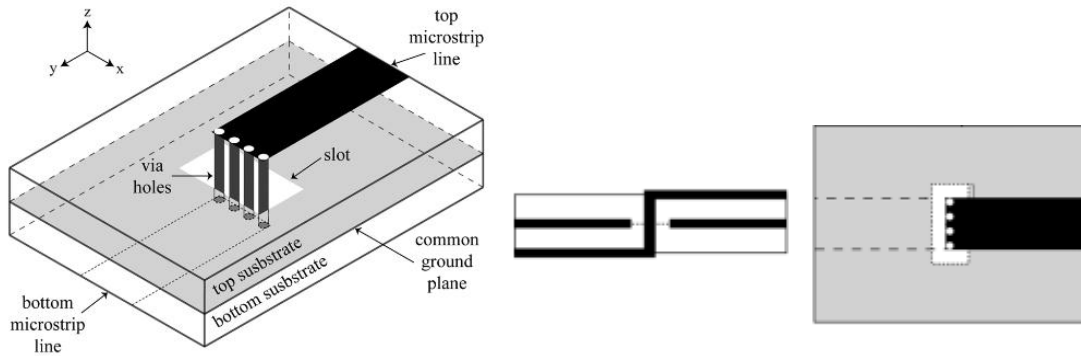


Figure 3.4 : Transition microruban vertical utilisant un réseau de trous métalliques verticaux [7].

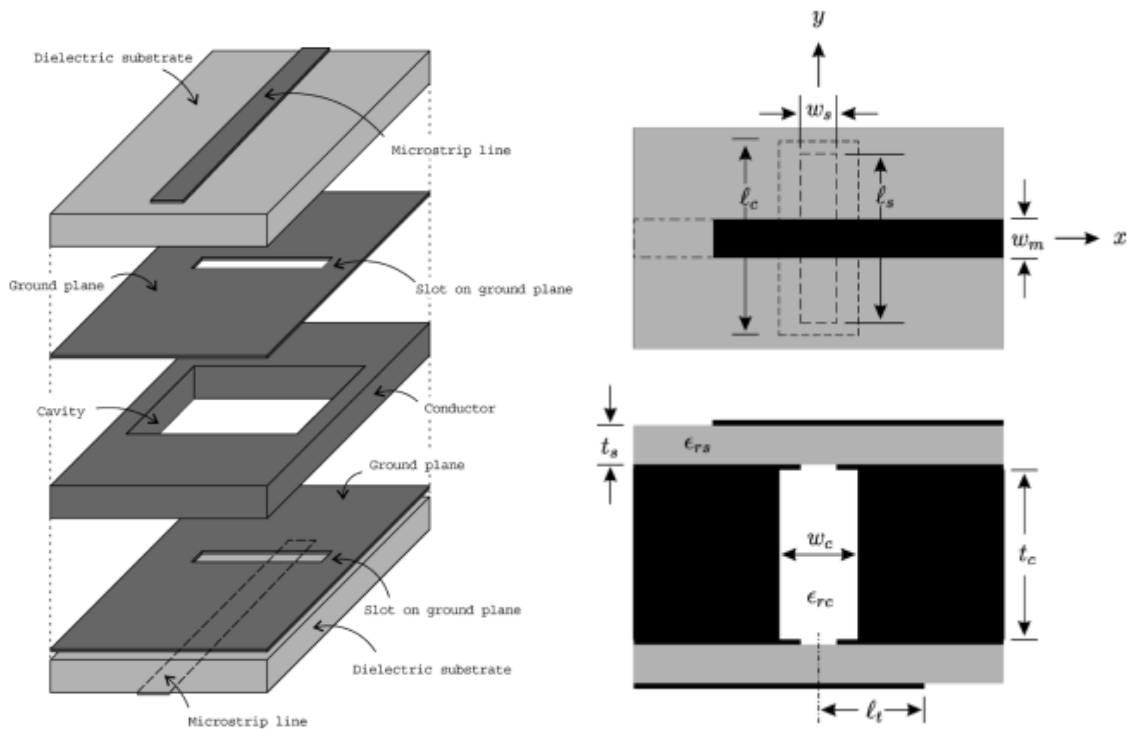


Figure 3.5 : Structure d'une transition verticale alimentée par un coupleur microruban à cavité [8].

3.2 Coupleurs hybride ULB

Les coupleurs hybrides sont des dispositifs passifs très utilisés dans la conception des circuits radiofréquences et micro-ondes.

Des exemples de coupleur directionnel 90° traditionnel et bien connus tels que le branche-ligne, les lignes couplées et le coupleur de Lange sont illustrés sur la figure 3.6 à 3.8.

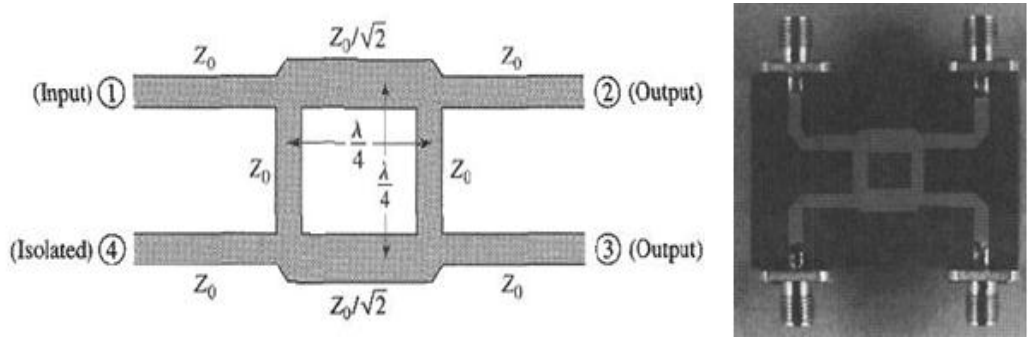


Figure 3. 6: Coupleur branche-ligne [9].

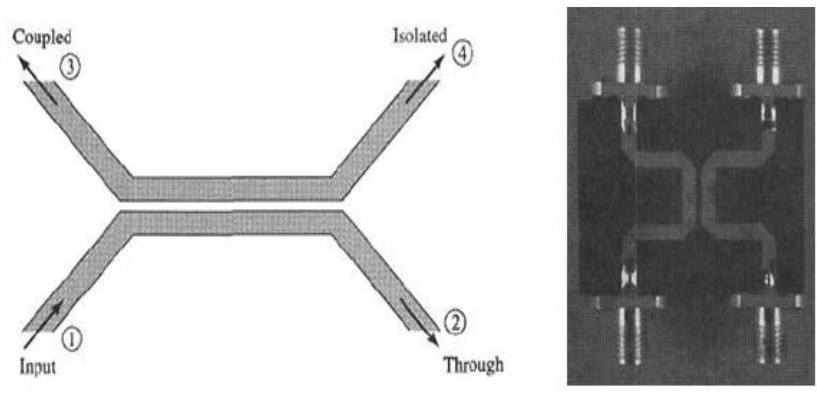


Figure 3. 7 : Coupler à lignes couplées [9].

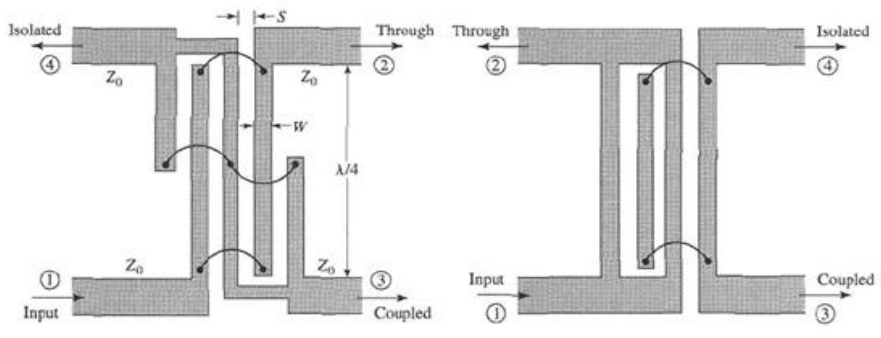


Figure 3. 8 : Coupler de Lange [9].

Ces types de coupleurs ont une caractéristique de fonctionnement à largeur de bande étroite du fait qu'ils utilisent des lignes quarts d'onde. Pour des applications à large bande dans les communications sans fil telles que des systèmes ULB, il y a certaines conditions pour concevoir des coupleurs hybrides à large bande efficace, bien qu'ils doivent avoir un rendement élevé, un coût bas et de petite taille.

La Figure 3.9 présente différentes techniques pour concevoir des coupleurs directionnels à large bande.

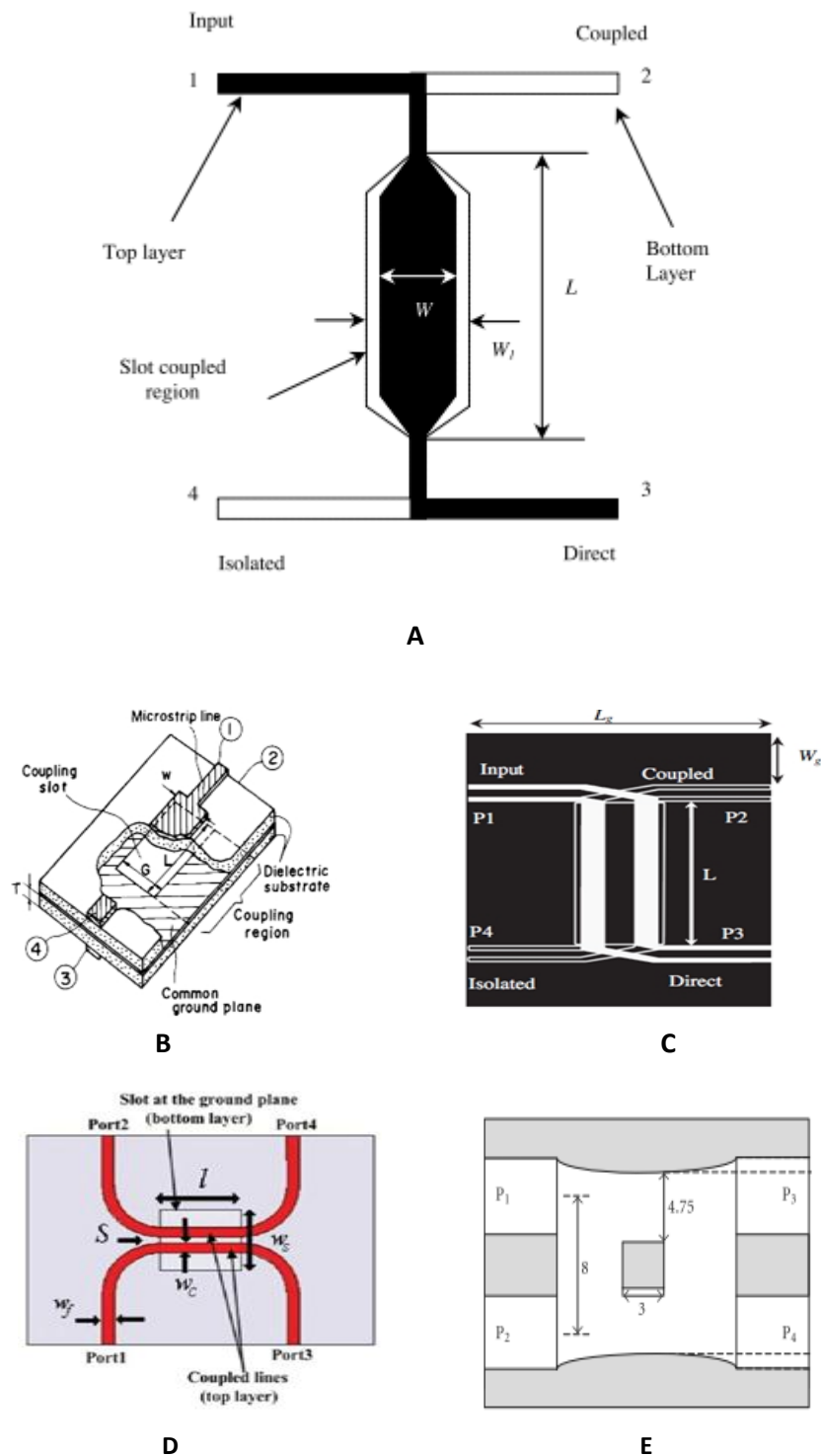


Figure 3. 9 : Différentes types de coupleur de large bande

A : structure d'un coupleur microruban couplé à fente [10]. **B :** Coupleur rectangulaire couplé par fente [11] ; **C :** Coupleur directionnel couplé par fente à proximité (Broadside) en CPW [12] ;

D : Coupleur quadrature avec plane de massé à fente [13], **E :** Coupleur Branche ligne nonuniforme large bande [14].

3.3 Déphaseurs ULB

Il y a un grand besoin des déphaseurs dû à leur considération en tant que dispositifs micro-ondes importants employés couramment dans diverses applications telles que des alignements des réseaux d'antennes et le balayage électronique des faisceaux.

Les déphaseurs conventionnels ont des performances à bande étroite où le changement de phase varie linéairement avec l'augmentation de la fréquence.

La Figure 3.10 présente le déphaseur de Schiffman, qui est considérée l'une des premières conceptions de base pour les récentes recherches sur la conception des déphaseurs ULB. En contrôlant le couplage entre les lignes couplées via la transition verticale et la longueur de ces lignes, une différence de phase constante à large bande entre ces lignes peut être obtenue. Le problème avec le déphaseur de Schiffman est que la largeur de bande réalisée ne couvre pas la plage de fréquence désirée (ULB).

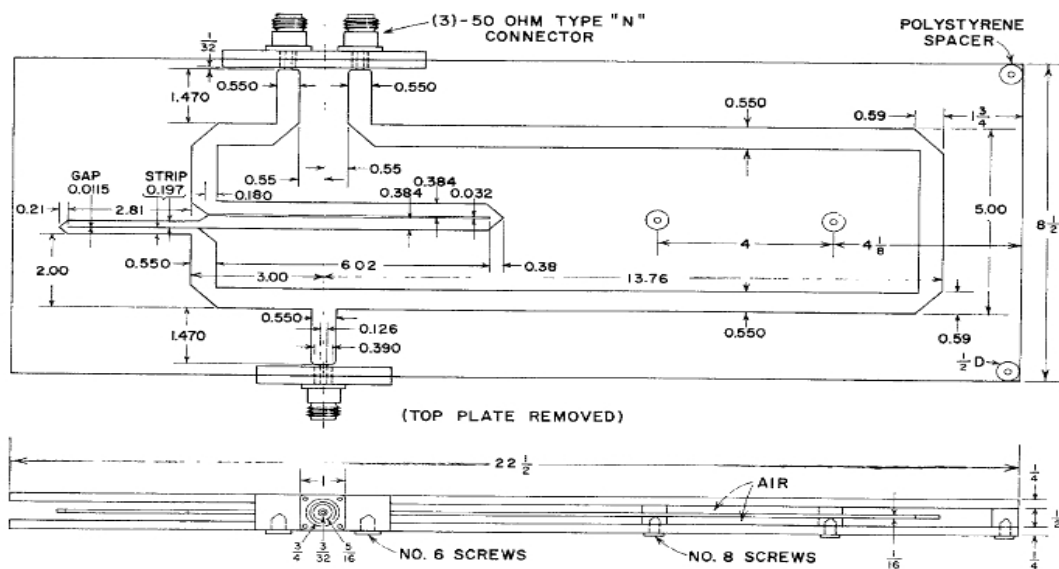


Figure 3. 10 : Déphaseur de Schiffman original [15].

Récemment, les chercheurs ont essayé d'améliorer le déphaseur initial de Schiffman pour permettre une différence de phase constante tout la plage de fréquence ULB, illustré dans la Figure 3.11 :

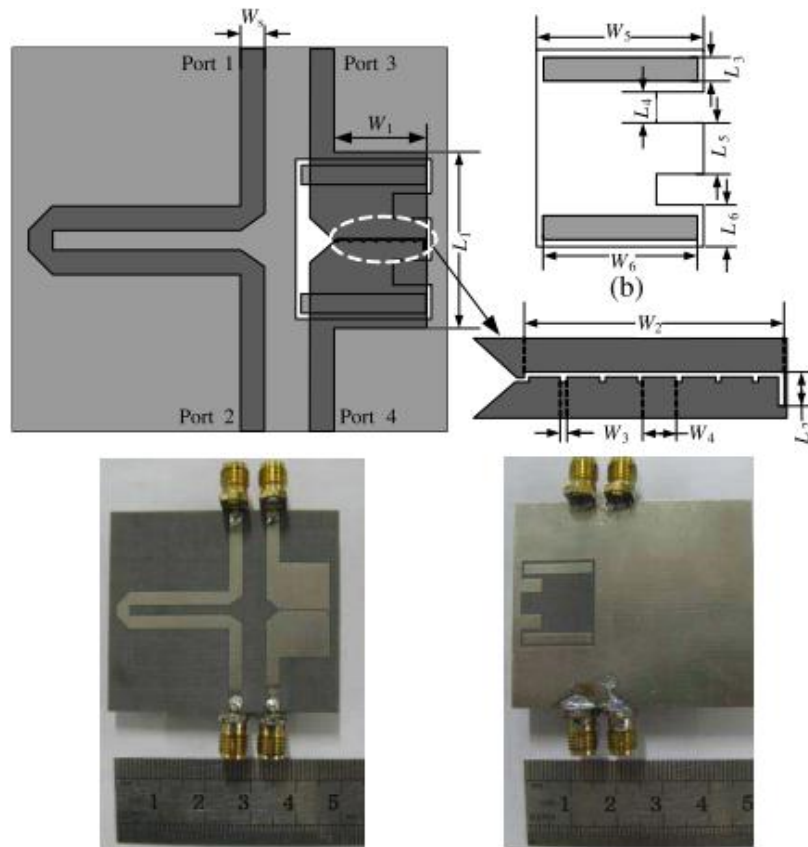


Figure 3. 11 : Déphaseur de Schiffman modifié à large bande [16].

3.4 Choix des paramètres

3.4.1 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.

3.4.2 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 :

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (3.1)$$

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.

3.4.3 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

$$\epsilon_0 = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (3.2)$$

$$= \epsilon' \left(1 - j \frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right) \quad (3.3)$$

$$= \epsilon' (1 - j \tan \delta) \quad (3.4)$$

Dans le plan complexe la permittivité forme un angle dont la valeur peut être déduite de l'équation suivante :

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (3.5)$$

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.

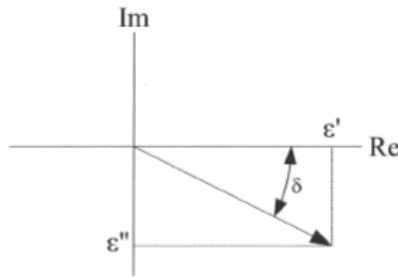


Figure 3. 12 Permittivité d'un diélectrique représentée dans le plan complexe.

3.4.4 Epaisseur

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

$$\frac{h}{\lambda_0} \leq \frac{0.3}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.6)$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence d'utilisations maximale.

3.4.5 La Sélection

Le substrat RT/Duroid 5880 du fabricant Rogers Corporation a été retenu pour ses caractéristiques convenables pour des applications ULB. Le Tableau 3.1 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.

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

Tableau 3. 1 : Paramètres du substrat RT/Duroid 5880 et des plans conducteurs utilisés.

3.4.6 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.

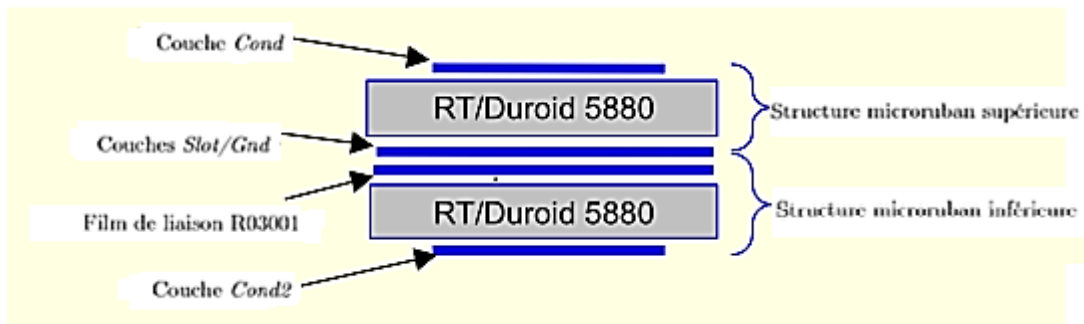


Figure 3. 13 : Assemblage des 2 couches microruban avec un substrat Rogers RT/Duroid 5880

3.4.7 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 3.14 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.

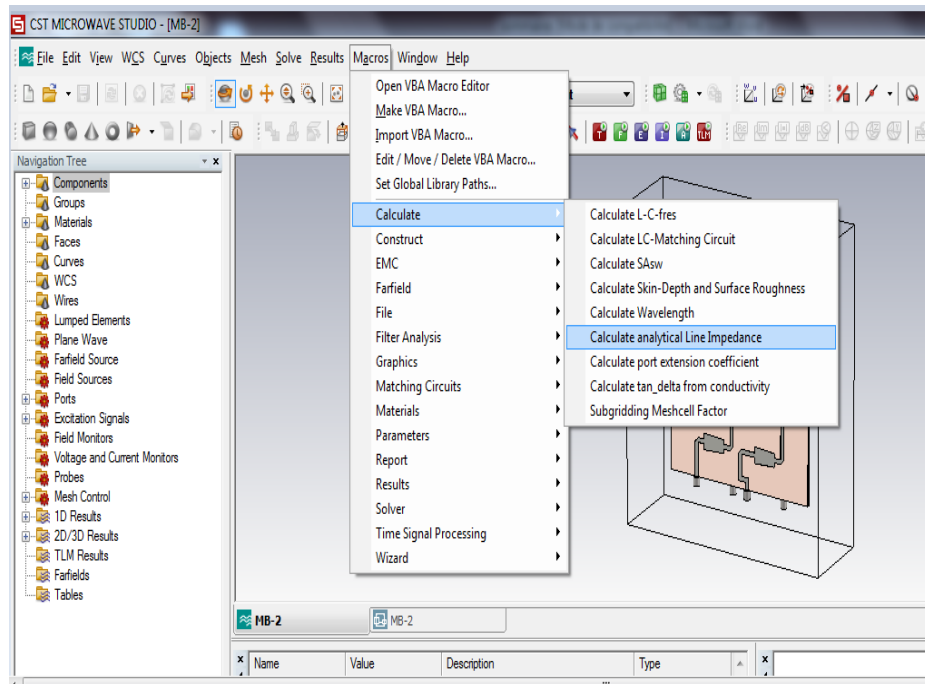


Figure 3. 14 : Calcule d'impédance d'entrée à l'aide de CST MWS

3.5 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.

3.5.1 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 2011 et la version 2009. 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 (Perfect Boundary Approximation) et de la technique d'intégration finie FIT (Finite Integration 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 3.13 présente le maillage basé sur des formes hexaédriques

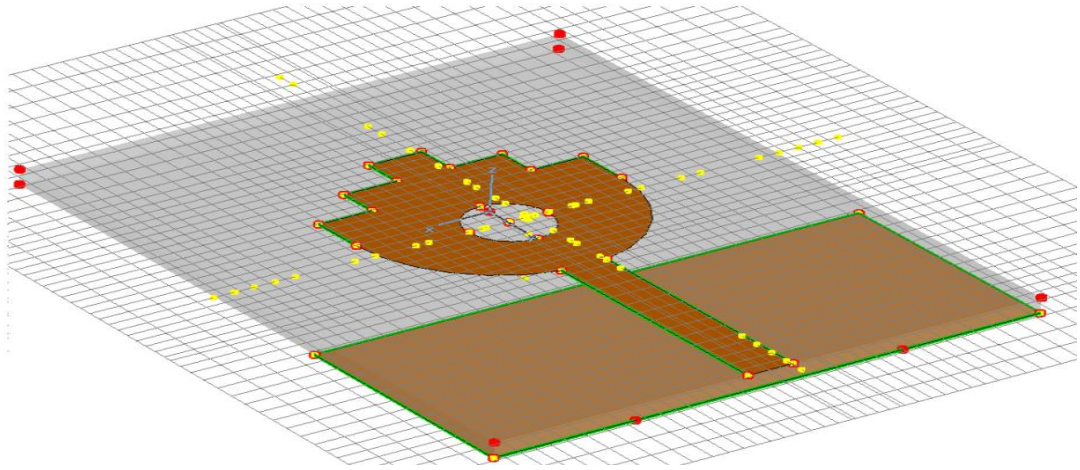


Figure 3. 15 : Maillage basé sur une forme hexaèdre pour une structure d'une antenne sous CST

3.5.2 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 2007, les stations de travail indépendantes d'un laboratoire de recherche étranger permettaient de simuler des antennes représentant un volume de calcul d'environ 10 millions de mailles dans le logiciel CST Microwave Studio en approximativement une douzaine d'heures. En 2010, une structure similaire, mais possédant 40 millions de mailles peut être résolue en moins de 8 heures avec le même logiciel et des ressources informatiques individuelles dont le coût est inférieur à 2000€.

Ce gain de temps est notamment attribuable à la généralisation des processeurs multi cœurs, l'augmentation de la mémoire vive et l'apparition de logiciels et systèmes d'exploitation 64 bits qui repoussent les allocations de mémoire. Dans le cadre de l'étude des systèmes de commutation de faisceaux, des comparaisons entre des approches analytiques, et des résolutions électromagnétiques complètes permettent alors de considérer les éléments pertinents et nécessaires pour aboutir à la conception efficace de tels systèmes.

Ce chapitre traite de la réalisation des différents composants de la matrice de Butler ainsi que leur assemblage avec des réseaux d'antennes afin de donner un système de commutation de faisceau ULB.

Toutes les caractéristiques des composants, comprenant le calcul des pertes d'insertion et les phases aussi bien que les pertes de retour et l'isolation sont calculées numériquement en utilisant le programme de simulation électromagnétique CST MWS Studio. Le substrat utilisé dans tous les simulations est Rogers RT/duroid 5880 avec l'épaisseur de $h = 0.508$ mm, et une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 2.2$.

4.1 Conception des transitions verticales ULB

4.1.1 Transition verticale microruban de forme trapézoïdale

La conception de la transition verticale microruban ULB de forme trapézoïdale à double couche représentée sur la Figure 4.1, est basée sur des travaux précédents [16]. Les patches utilisés dans cette transition sont de forme trapézoïdale, leurs paramètres sont, W_{p1} et W_{p2} respectivement la petite et la grandes base du trapèze, W_s largeur de la fente de couplage de forme rectangulaire et la longueur L_p , hauteur du trapèze qui est égale à la longueur L_s de la fente, ($L_p = L_s$).

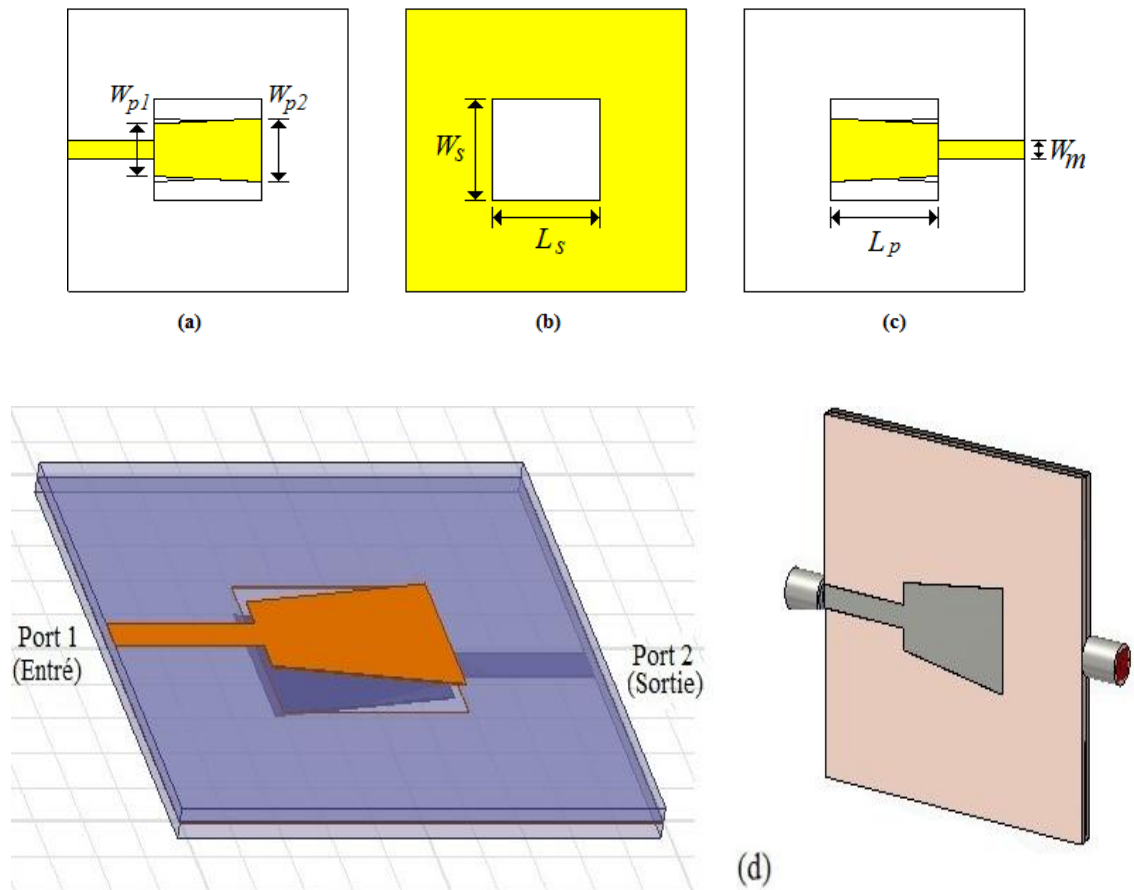


Figure 4.1 : configuration de la transition verticale trapézoïdale ULB.

(a) Couche inférieure, (b) couche de milieu, (c) couche supérieure (d) structure entière

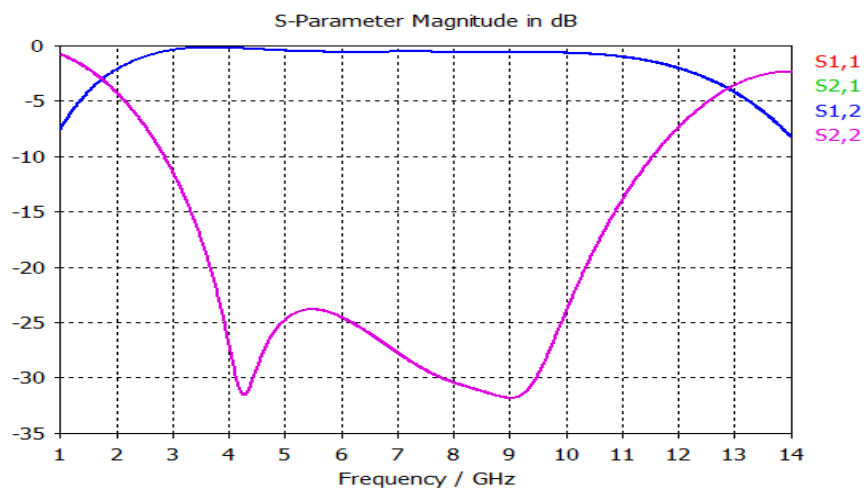


Figure 4.2 : Pertes de retour et d'insertion de la transition verticale trapézoïdale.

4.1.2 Proposition d'une nouvelle transition verticale de forme elliptique-circulaire

Dans une tentative d'apporter une contribution originale, nous avons proposé une nouvelle forme pour la transition verticale. Au lieu d'utiliser un trapézoïde, on a proposé une transition de forme elliptico-circulaire. Le choix de cette forme vient du principe que pour avoir un comportement ULB, on doit avoir des formes évasées (Tapered) au niveau de la fin de la ligne d'alimentation. Le schéma de la structure proposée est donné dans la Figure 4.3.

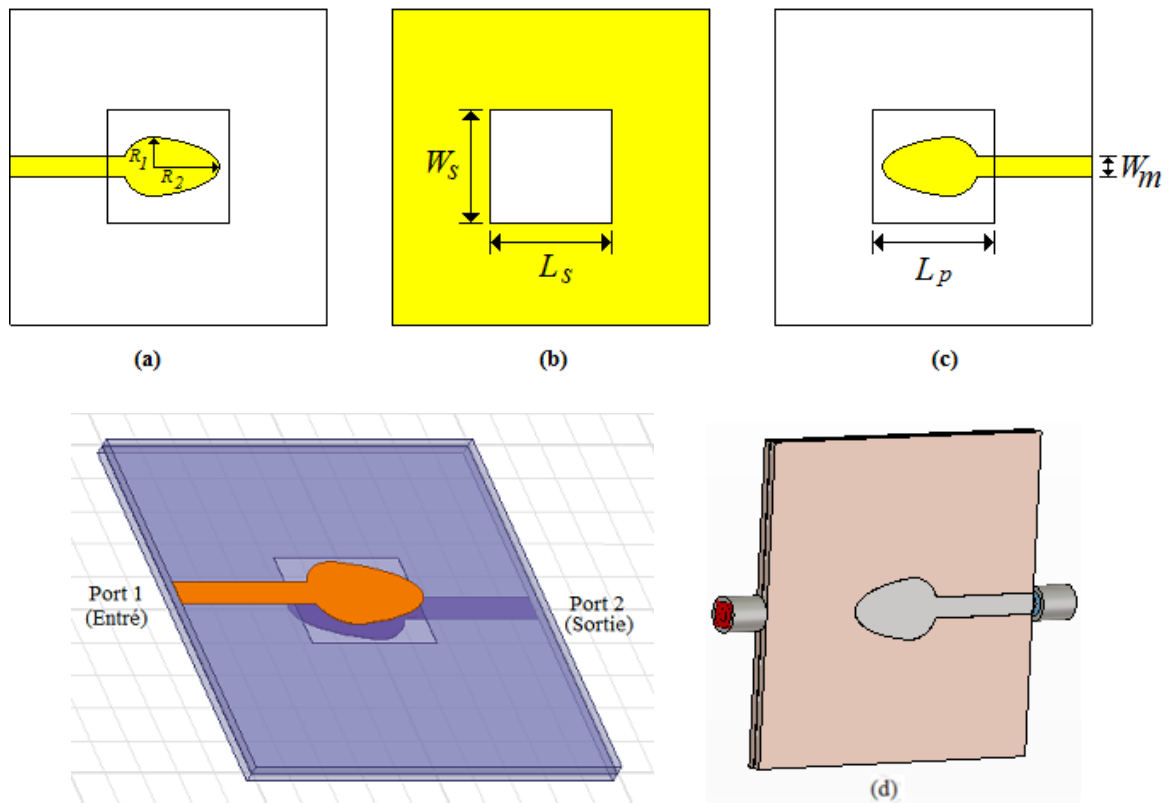


Figure 4.3 : configuration de la transition verticale elliptique-circulaire ULB proposé. (a) Couche inférieure, (b) couche de milieu, (c) couche supérieure (d) structure entière

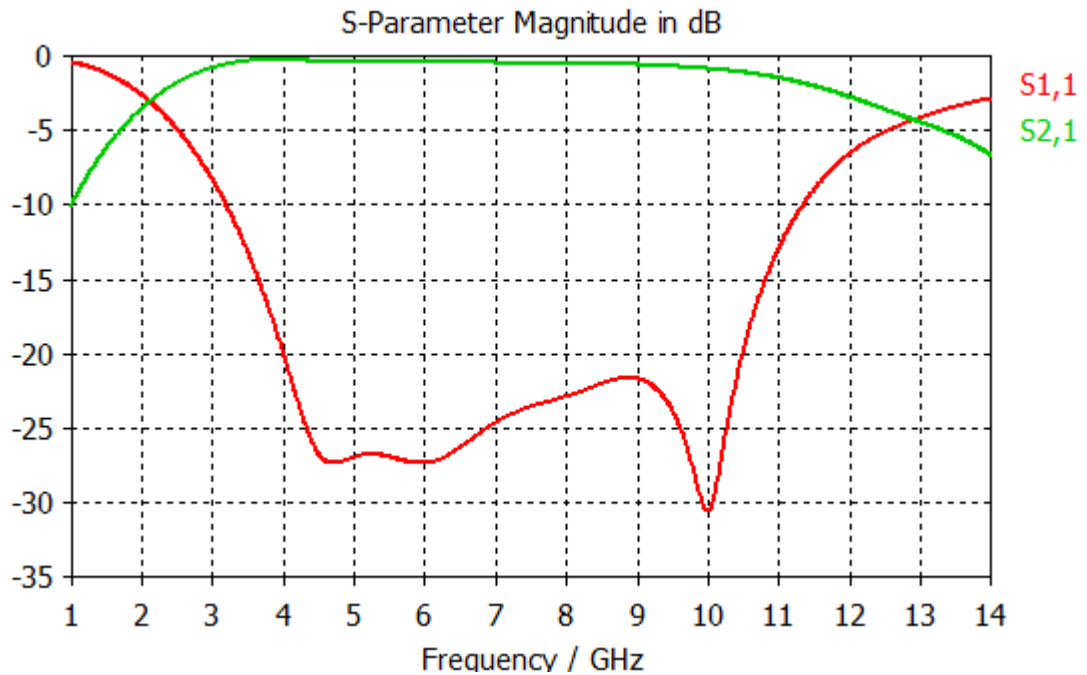


Figure 4. 4 : Pertes de retour et d’insertion de la transition verticale elliptico-circulaire.

4.1.3 Interprétation des résultats de simulation

- ❖ Les résultats de simulation de la transition verticale trapézoïdale sont présentés dans la Figure 4.2 qui affiche les pertes de retour et les pertes d’insertion entre le port d’entrée et le port de sortie de la transition. En raison de la symétrie du circuit, on a $S_{11} = S_{22}$ et $S_{21} = S_{12}$. Les pertes de retour « S_{11} » atteint plus de 25 dB à la fréquence centrale et 31 dB à quelques fréquences, tandis que les pertes d’insertion « S_{21} » entre le port d’entrée et de sortie sont moins de 1 dB sur toute la plage de fréquence ULB.
- ❖ La Figure 4.4 représente les pertes de retour et les pertes d’insertion de la transition verticale proposée de forme elliptico-circulaire. Les pertes de retour S_{11} atteint plus de 27 dB à la fréquence centrale et 31 dB à quelques fréquences, alors que les pertes d’insertion S_{21} entre le port d’entrée et le port de sortie sont moins de 1 dB dans la plage de fréquence ULB.

Le point de fonctionnement recherché nécessite que la transition verticale ait des pertes de retour évaluées à plus de 10 dB, et des pertes d'insertion autour de 0 dB. Ce que nous constatons dans les résultats obtenus de la simulation des deux transitions verticales de forme trapézoïdale et elliptico-circulaire sont conformes aux exigences mentionnées ci-dessus.

La transition que nous avons proposée a donné des pertes de retour plus stable par rapport à la transition verticale de forme trapézoïdale sur toute la largeur de bande.

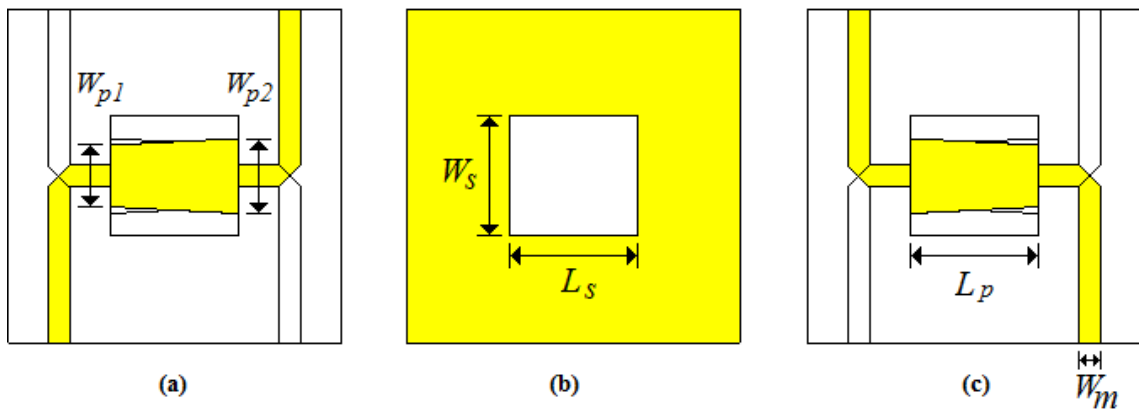
4.2 Conception des coupleurs hybride ULB

4.2.1 Coupleur hybride microruban de forme trapézoïdal

La configuration du coupleur hybride trapézoïdal est présentée sur la Figure 4.5.

Pour concevoir le coupleur hybride (3db/90°) ULB, les paramètres optimisés sont :

$$W_{p1}=3.7\text{mm}, W_{p2}=4.5\text{mm}, W_s=7.2\text{ mm}, L_p (=L_s) =7.7\text{mm et } W_m=1.3\text{mm}$$



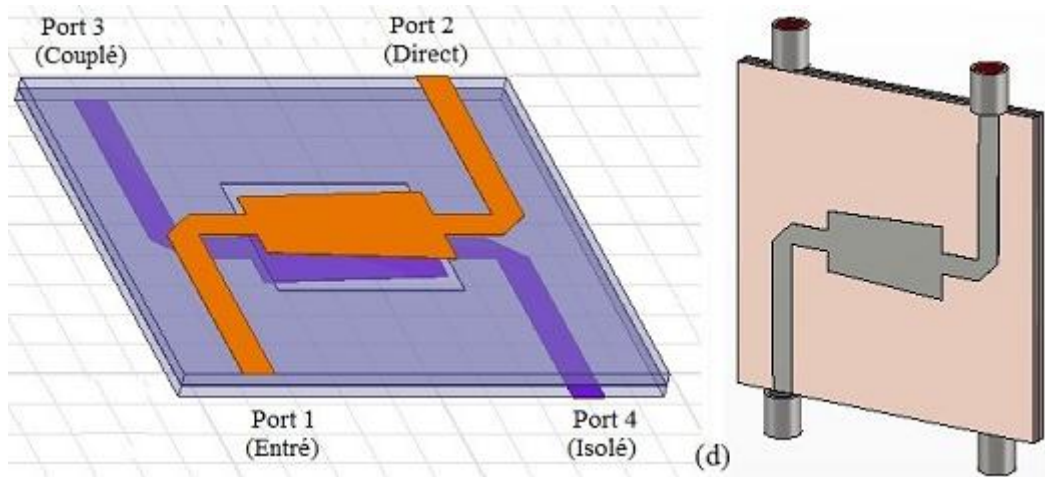


Figure 4. 5 : configuration du coupleur hybride trapézoïdale ULB.

(a) Couche inférieure, (b) couche de milieu, (c) couche supérieure, (d) et (e) structure entière

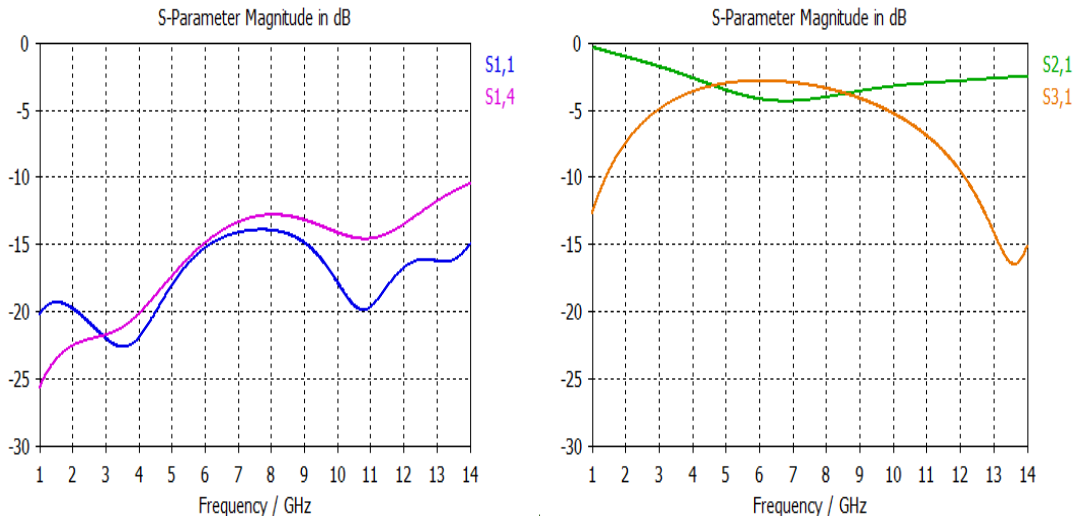


Figure 4. 6 : (a) Pertes de retour et isolation, (b) Couplage et pertes d'insertion du coupleur trapézoïdal.

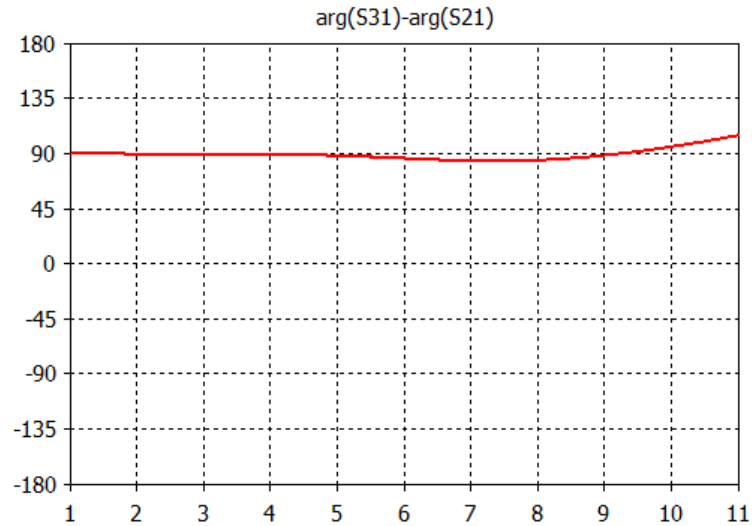


Figure 4. 7 : Différence de phase entre les ports 3 et 2 du coupleur trapézoïdal.

4.2.2 Coupleur hybride microruban de forme elliptico-circulaire

Cette partie présente les résultats de coupleur hybride 3db/90° de forme elliptico-circulaire pour de application ULB, la Figure 4.8 montre la configuration géométrique du coupleur proposé. Les dimensions optimisées du coupleur sont :

$$R_1=1.85\text{mm}, R_2=5.85\text{mm}, W_s=7.2 \text{ mm}, L_s=7.7\text{mm} \text{ et } W_m=1.3\text{mm}$$

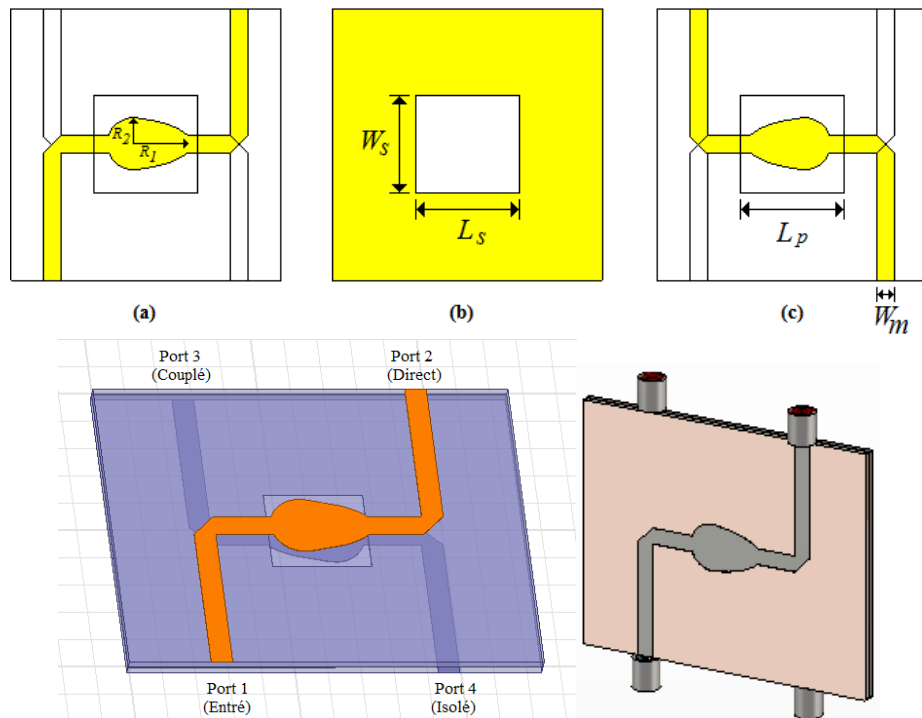


Figure 4. 8 : configuration du coupleur hybride elliptico-circulaire ULB.

(a) Couche inférieure, (b) couche de milieu, (c) couche supérieure (d) structure entière

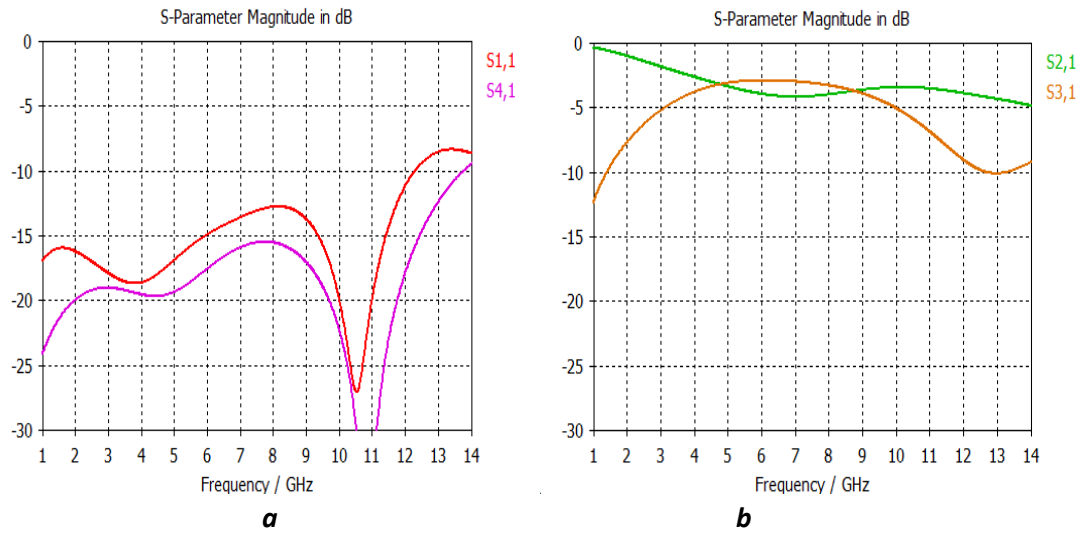


Figure 4. 9 : (a) Pertes de retour et isolation, (b) Couplage et pertes d’insertion du coupleur elliptique-circulaire.

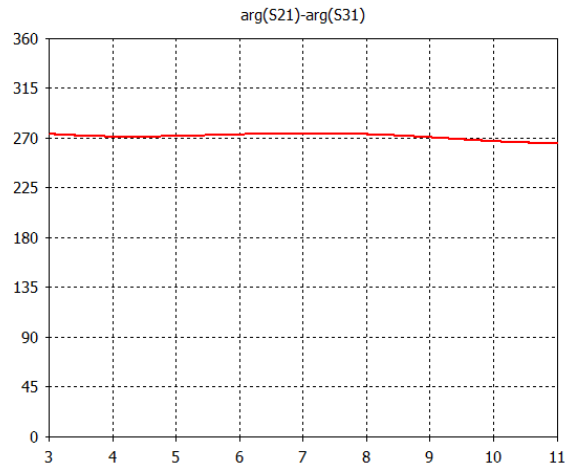


Figure 4. 10 : Différence de phase entre les ports 2 et 3 du coupleur elliptique-circulaire ($270^\circ = -90^\circ$).

4.2.3 Interprétation des résultats de simulation

- ❖ La figure 4.6 (a) affiche les pertes de retour « S_{11} » et l’isolation « S_{41} » du coupleur de forme trapézoïdale. Les pertes de retour atteignent 13 dB à travers la plage de fréquence ULB entière. L’isolation est de 14 dB pour la même bande. Les pertes d’insertion « S_{21} » (direct) et « S_{31} » (couplé) sont affichées dans la figure 4.6 (b). Les résultats montrent que le couplage est de 3 ± 2 dB dans la bande de fréquence ULB.

La Figure 4.7 représente la différence de phase entre le port 2 (direct) et le port 3 (couplés), respectivement. La différence de phase est de $90^{\circ} \pm 5^{\circ}$ dans toute la bande de fréquence ULB.

- ❖ Les pertes de retours et d'isolation ainsi que les pertes d'insertion du coupleur proposé de forme elliptico-circulaire, sont affichés dans la Figure 4.9. Les pertes de retour atteignent 14 dB et 15 dB pour l'isolation. Les résultats indiquent que le couplage est d'environ 3 ± 1.25 dB.

La différence de phase entre le port 2 (direct) et le port 3 (couplé) est afficher sur la Figure 4.10, on peut clairement voir que la différence de phase est presque constante sur toute la plage de fréquence désiré avec une différence de phase de -90° .

Afin d'avoir un fonctionnement satisfaisante du coupleur hybride, il faut avoir des pertes d'insertion (couplage) de 3 dB, des pertes retour et d'isolation plus de 10 dB avec un déphasage de 90° . Les deux coupleurs ont données des résultats acceptables sur toute la plage de fréquence ULB.

Il est bien clair d'après les résultats de simulation que le coupleur proposé à donner de bonne stabilité en ce qui concerne le déphasage par rapport au coupleur trapézoïdale qui a donné une perturbation au-dessous de 8 GHz. De plus, si on terme de couplage, le coupleur proposé a des résultats plus convenables.

4.3 Conception des déphaseurs 45° ULB

4.3.1 Déphaseur microruban de forme trapézoïdal

La configuration du déphaseur microruban 45° de forme trapézoïdale est illustrée sur la figure 4.11, Il est composé de la transition de forme trapézoïdale conçue ultérieurement connectée au port 1 et 2, et une ligne de transmission placé sur la couche supérieure entre le port 3 et 4.

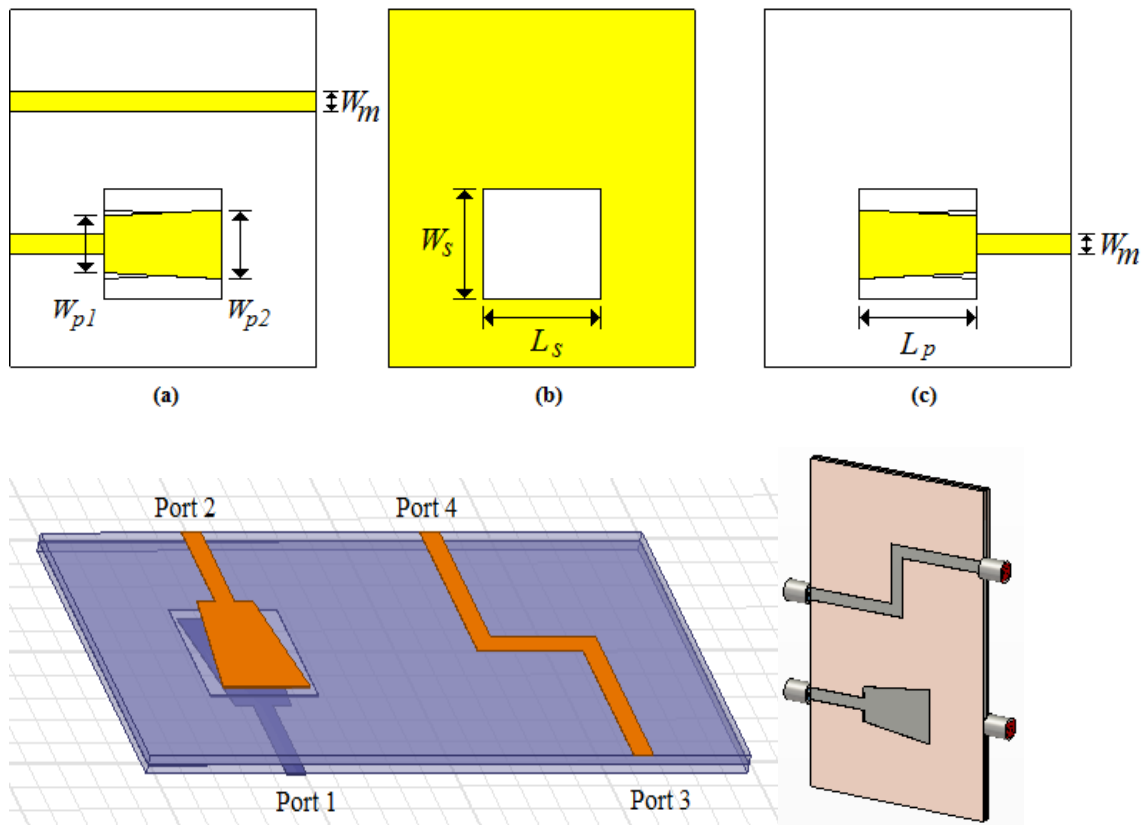


Figure 4.11 : configuration du déphaseur trapézoïdal 45° ULB.
 (a) Couche inférieure, (b) couche de milieu, (c) couche supérieure (d) structure entière

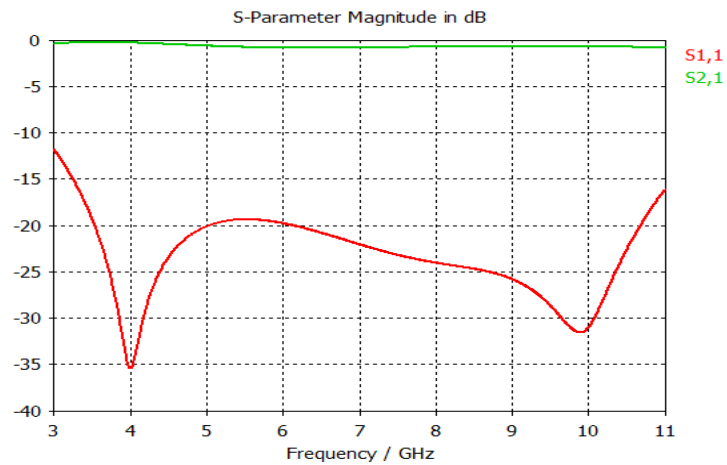


Figure 4.12 : Pertes de retour et d'insertion.

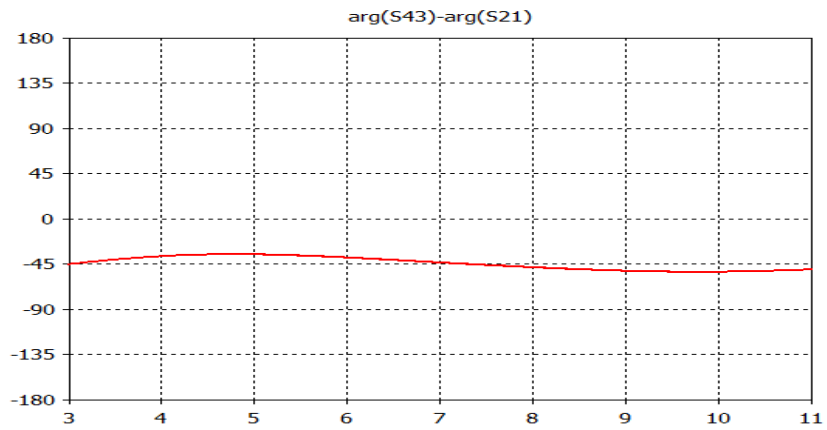


Figure 4. 13 : Différence de phase ($\angle S_{43} - \angle S_{21}$).

4.3.2 Déphaseur microruban de forme elliptico-circulaire

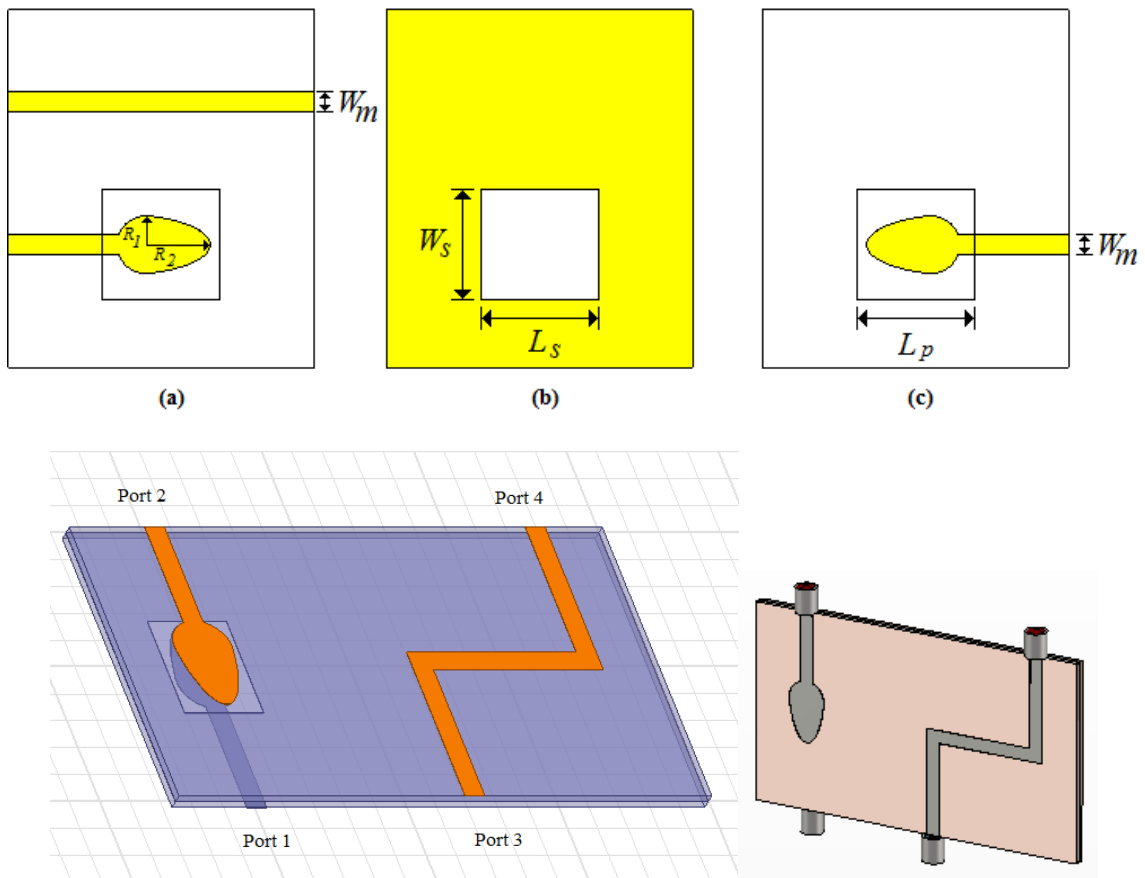


Figure 4. 14 : 1 configuration du déphaseur elliptico-circulaire 45° ULB.
 (a) Couche inférieure, (b) couche de milieu, (c) couche supérieure (d) structure entière

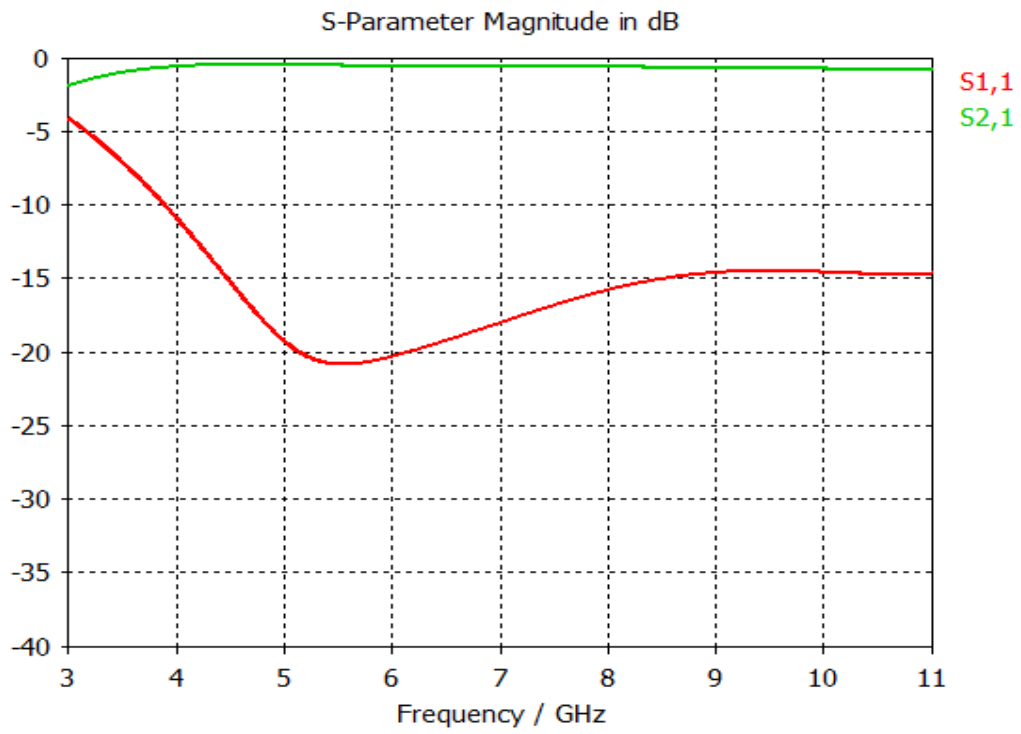


Figure 4. 15 : Pertes de retour et d'insertion

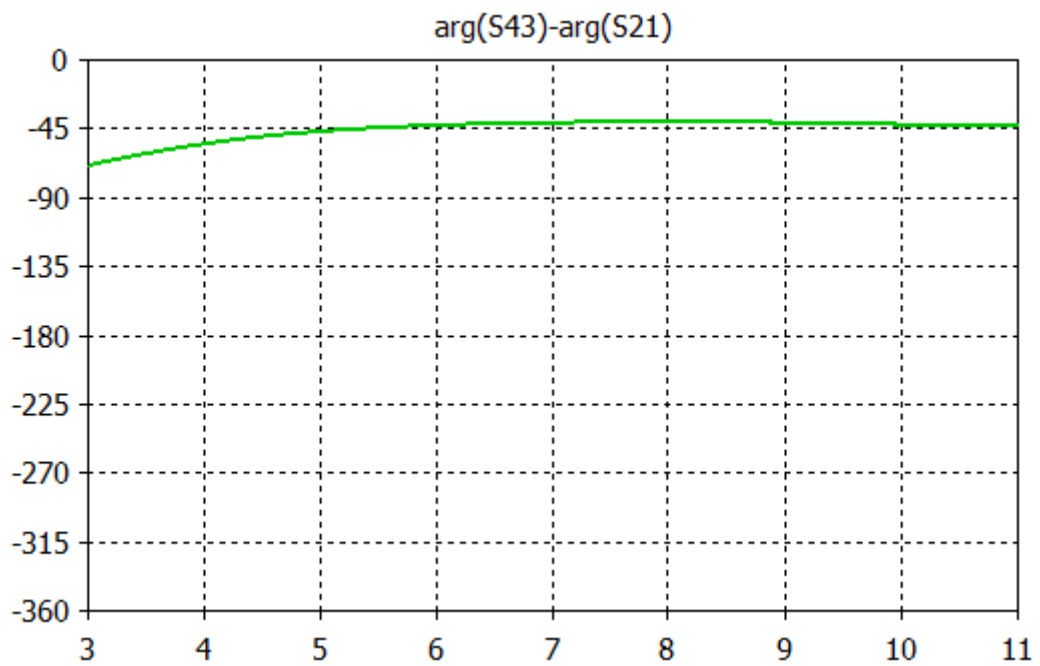


Figure 4. 16 : Différence de phase ($\angle S_{43} - \angle S_{21}$)

4.3.3 Interprétation des résultats de simulation

- ❖ La Figure 4.12 représente les pertes de retour et d'insertion du déphaseur 45° trapézoïdal. On peut voir que les pertes de retour « S_{11} » et d'insertion « S_{21} » atteignent 20dB et 1.2dB respectivement dans la bande allant de 3.1-10.6 GHz.

La différence de phase ($\angle S_{43} - \angle S_{21}$) est présentée dans la figure 4.13, la différence de phase est autour de $-45^\circ \pm 5^\circ$ dans la bande de fréquence ULB.

- ❖ Les Pertes de retour et d'insertion du déphaseur 45° elliptico-circulaire sont illustrées sur la figure 4.15. On peut voir que les Pertes de retour et d'insertion atteignent de 10dB et 1.2dB respectivement, presque dans toute la bande ULB.

La différence de phase ($\angle S_{43} - \angle S_{21}$) est tracée sur la figure 4.16, la différence de phase est de -45° sur toute la bande de fréquence ULB.

Pour un bon fonctionnement du déphaseur, il faut avoir des pertes de retour plus de 10 dB et des pertes d'insertion autour de 0 dB, en assurant un déphasage de 45°.

Les deux déphaseurs, ont données des résultats acceptables sur toute la plage de fréquence ULB.

Il est apparent d'après les résultats de simulation que le déphaseur proposé a donné de bonne stabilité de déphasage par rapport au déphaseur trapézoïdale qui a engendré une instabilité dans toute la bande de fréquence.

4.4 La matrice de Butler ULB 4x4

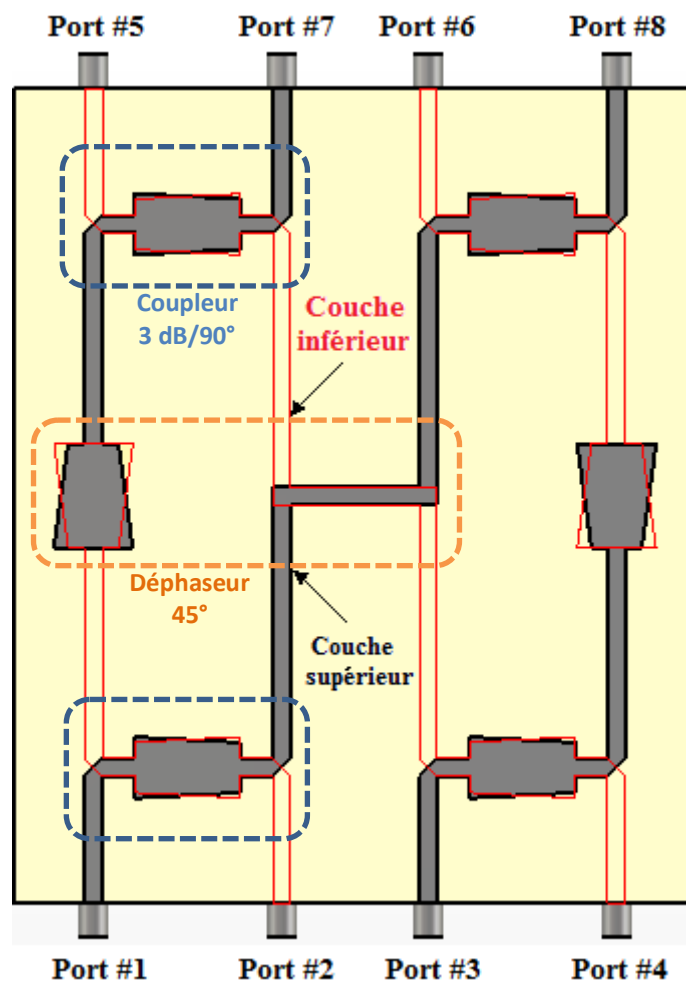
Cette partie traite la conception de matrice de Butler de taille compact à faible coût pour des applications ULB utilisant les composants antérieurement présentés dans la partie précédente.

Les matrices de Butler 4x4 sont conçues utilisant la technologie multicouche microruban, qui représente un bon choix offrant des performances à large bande pour les pertes d'insertion et les déphasages avec de bonnes pertes de retour et caractéristiques d'isolation.

Deux configurations différentes de la matrice de Butler 4x4, basé sur des formes trapézoïdales et elliptiquo-circulaires sont conçues, simulé et fabriquées.

4.4.1 Matrice de Butler ULB 4x4 de forme trapézoïdale

La configuration finale de la matrice de Butler ULB trapézoïdale, est présentée dans la figure suivante :



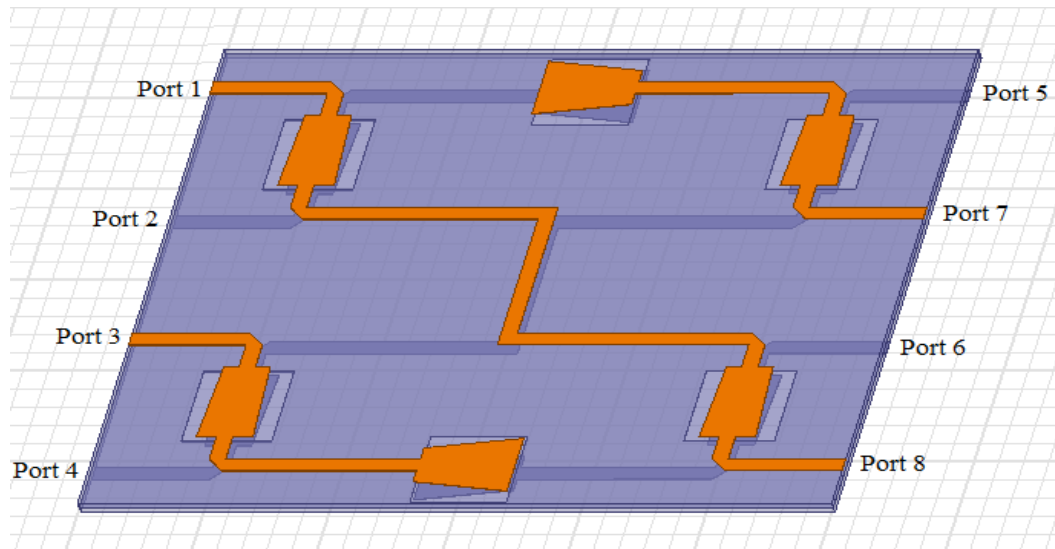


Figure 4. 17 : Configuration complète de la matrice trapézoïdale.

La Figure 4.17 représente la matrice de Butler ULB 4x4 trapézoïdal ULB développée utilisant des coupleurs hybrides 3dB/90° et déphaseur 45° avec formes trapézoïdales. Les dimensions physiques des composants employés pour construire la matrice de Butler sont identiques à ceux indiquées dans la partie précédente.

a Résultat de simulation

La Figure 4.18 (a) représente les pertes d'insertion S_{51} , S_{61} , S_{71} et S_{81} en fonction de la fréquence quand le port 1 est alimenté tandis que les autres ports sont adaptés avec des charges 50Ω .

Les pertes d'insertion S_{52} , S_{62} , S_{72} et S_{82} en fonctions de la fréquence quand le port 2 est alimenté et tous les autres ports sont adaptés, sont présentés sur la Figure 4.18 (b).

Les Pertes de retour et l'isolation simulées en fonction de la fréquence au niveau des ports 1 et 2 sont présentés sur la Figure 4.19 (a) et (b) respectivement.

Les résultats de simulation de la matrice de Butler assurent des bonnes performances à travers la plage de fréquence ULB avec des valeurs acceptables des pertes d'insertion particulièrement dans la fréquence centrale de la bande, (autour de 6.85 GHz).

Les Pertes de retour simulée S_{11} (quand le port 1 est alimenté) est en-dessous de 10 dB pour la plupart de fréquences et la même chose pour S_{22} (quand le port 2 est alimenté). En outre, les coefficients d'isolation quand le port 1 est alimenté, c.-à-d. S_{21} , S_{31} , et S_{41} sont meilleurs de 10 dB, 28 dB et 16 dB, respectivement. Quand le port 2 est alimenté, les coefficients d'isolations S_{12} , S_{32} , et S_{42} sont meilleurs à 10 dB, 16 dB et 28 dB, respectivement.

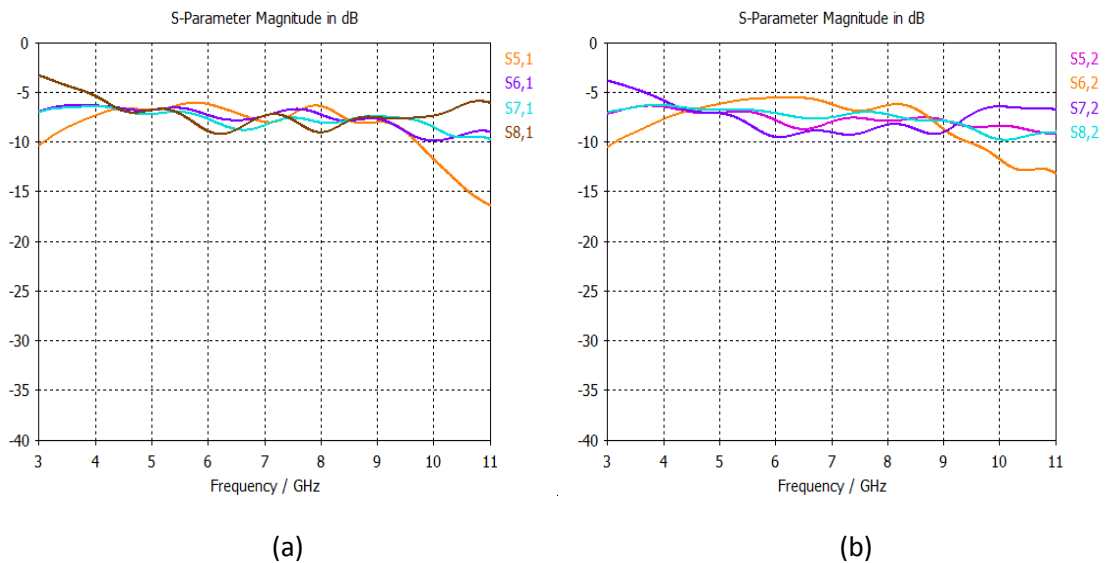


Figure 4. 18 :

- (a) :** Pertes d'insertion de la matrice trapézoïdale quand le port #1 est alimenté.
- (b) :** Pertes d'insertion de la matrice trapézoïdale quand le port #2 est alimenté.

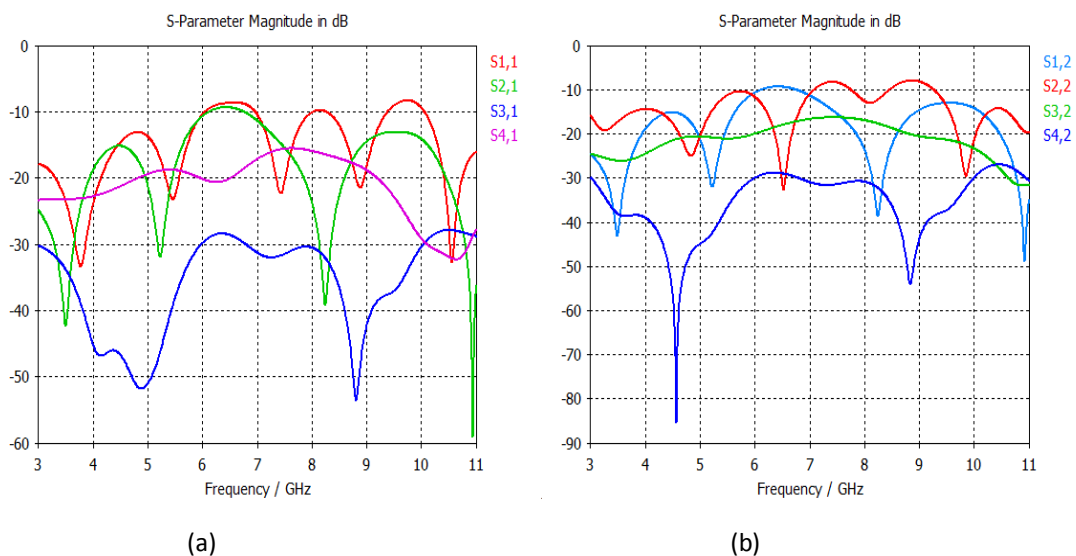


Figure 4. 19 :

- (a):** Pertes de retour et isolation de la matrice trapézoïdale quand le port #1 est alimenté.
- (b):** Pertes de retour et isolation de la matrice trapézoïdale quand le port #2 est alimenté.

Les différences de phase de la matrice de Butler sont représentées sur la Figure 4.20. La matrice a des différences de phases généralement constante, -90° , -135° et -225° quand le port 1 est alimenté, et de $+45^\circ$, -135° et -180° quand le port 2, jusqu'à la fréquence 7 GHz, ou les phases commencent à se dégrader.

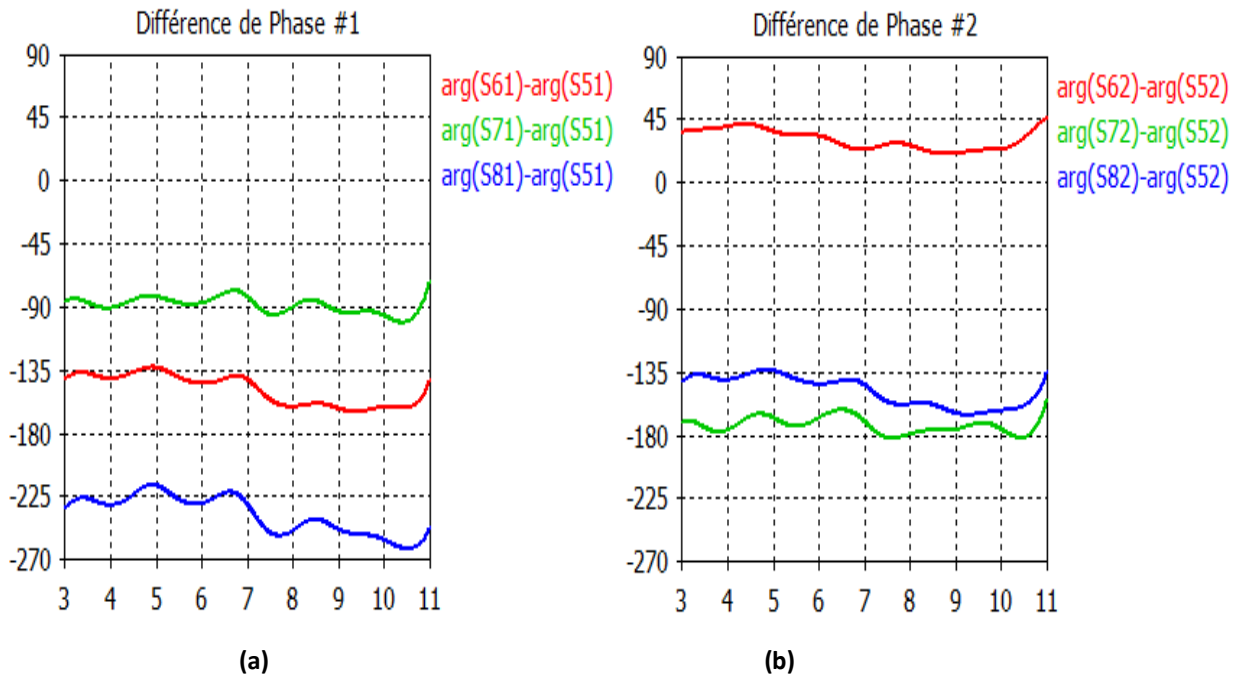


Figure 4. 20 :

(a) : Différence de phase de la matrice trapézoïdale quand le port #1 est alimenté

(b) : Différence de phase de la matrice trapézoïdale quand le port #2 est alimenté

4.4.2 Matrice de Butler ULB 4x4 de forme elliptiquo-circulaire

La configuration finale de la matrice de Butler ULB trapézoïdale, est présentée dans la Figure 4.21 :

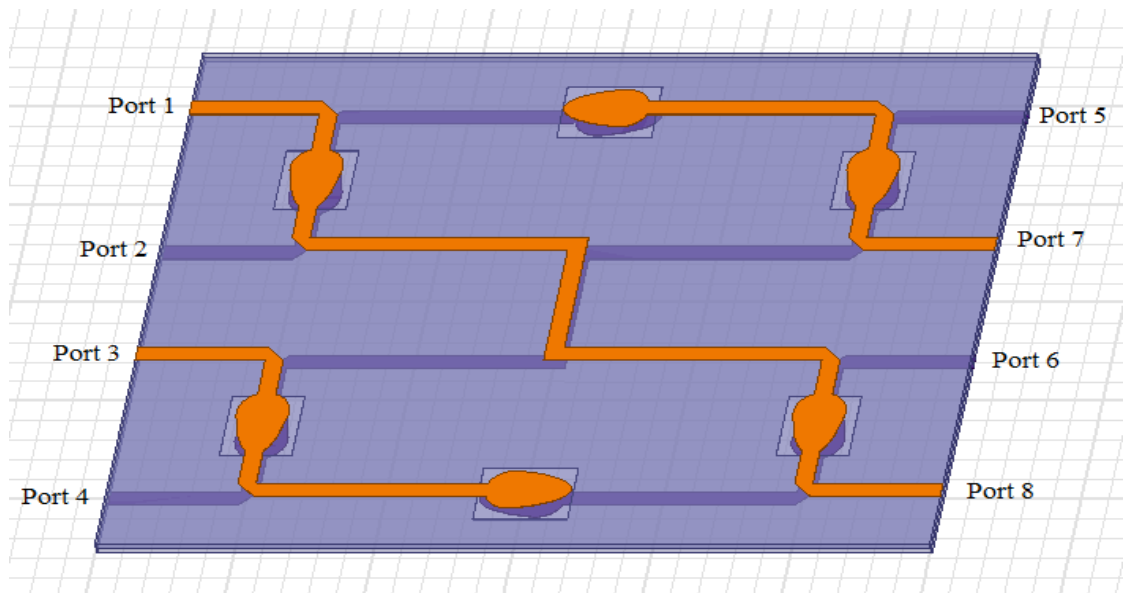
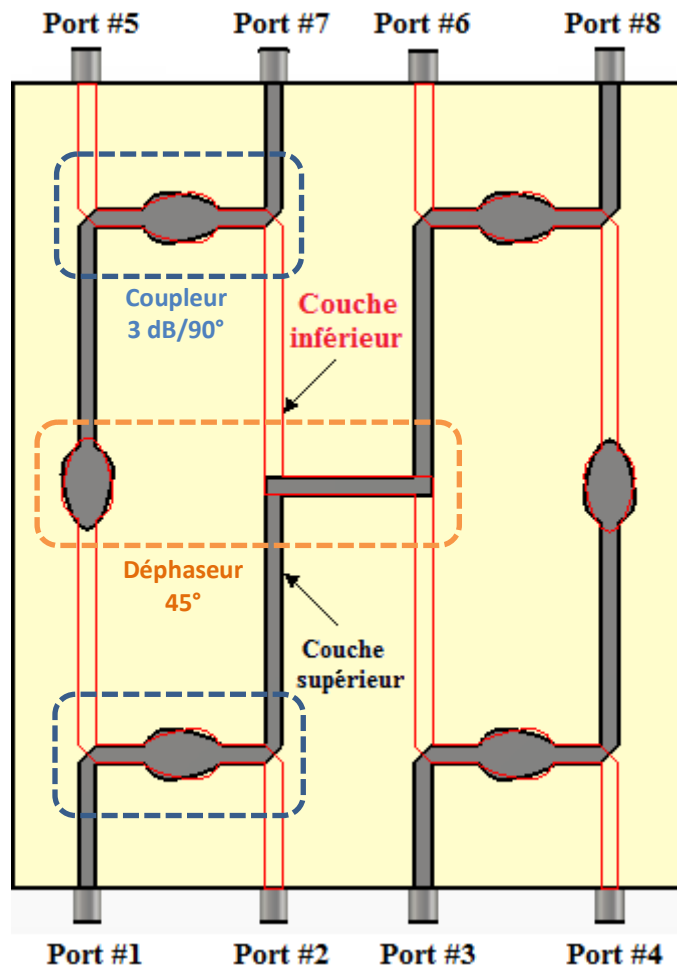


Figure 4. 21 : Configuration complète de la matrice elliptico-circulaire ULB.

a Résultat de simulation

La Figure 4.22 (a) représente les pertes d'insertion S_{51} , S_{61} , S_{71} et S_{81} en fonction de la fréquence quand le port 1 est alimenté tandis que les autres ports sont adaptés avec des charges 50Ω .

La Figure 4.22 (b) représente les pertes d'insertion S_{52} , S_{62} , S_{72} et S_{82} en fonctions de la fréquence quand le port 2 est alimenté et tous les autres ports sont adaptés.

Les Pertes de retour et l'isolation simulées en fonction de la fréquence au niveau des ports 1 et 2 sont présentés sur la Figure 4.23 (a) et (b) respectivement.

Les résultats de simulation de la matrice de Butler assurent des bonnes performances à travers la plage de fréquence ULB avec des valeurs acceptables des pertes d'insertion particulièrement dans la fréquence centrale de la bande, (autour de 6.85 GHz).

Les Pertes de retour simulée S_{11} (quand le port 1 est alimenté) est en-dessous du 10 dB pour les la plupart de fréquences et la même chose pour S_{22} (quand le port 2 est alimenté). En outre, les coefficients d'isolation quand le port 1 est alimenté, c.-à-d. S_{21} , S_{31} , et S_{41} sont meilleurs de 12 dB, 26 dB et 15 dB, respectivement. Quand le port 2 est alimenté, les coefficients d'isolations S_{12} , S_{32} , et S_{42} sont meilleurs à 12 dB, 17 dB et 26 dB, respectivement.

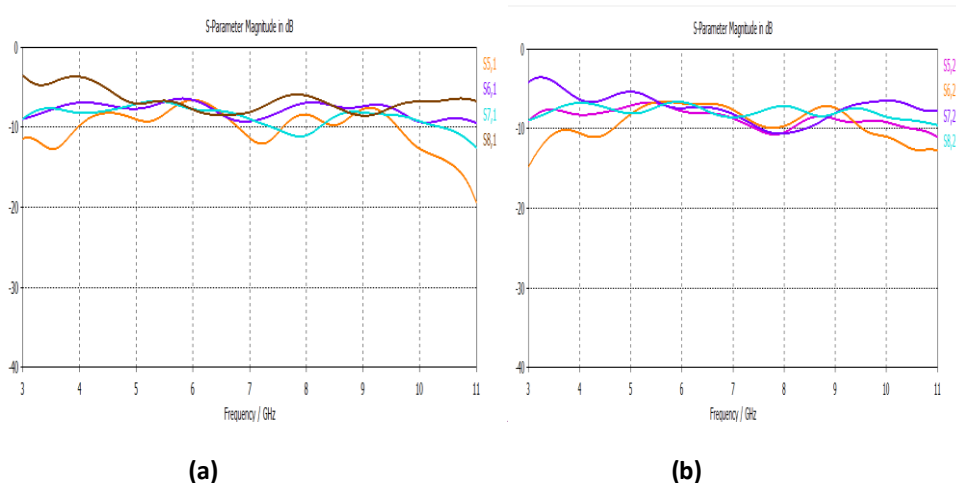


Figure 4. 22 :

(a) : Pertes d'insertion de la matrice elliptiquo-circulaire quand le port #1 est alimenté.

(b) : Pertes d'insertion de la matrice elliptiquo-circulaire quand le port #2 est alimenté.

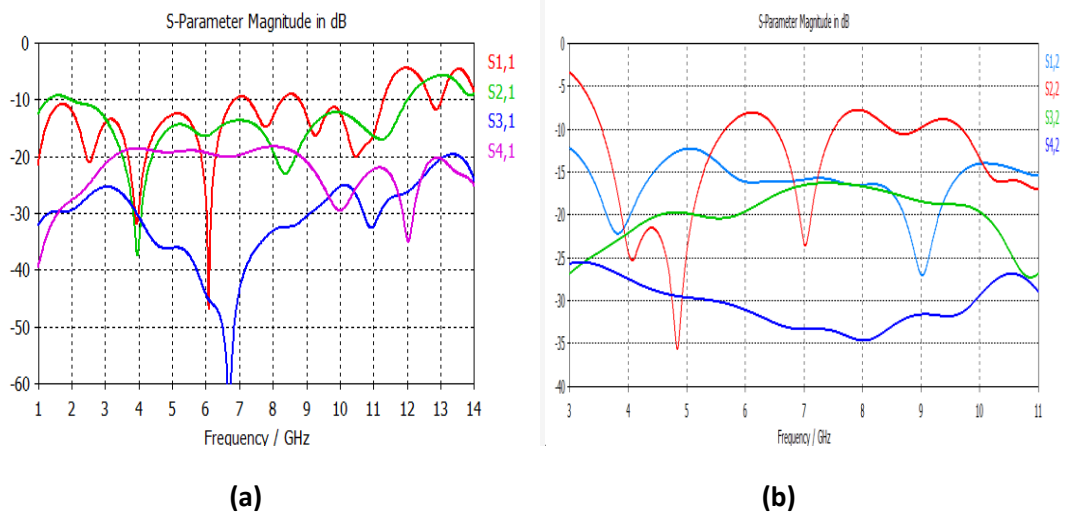


Figure 4. 23 :

- (a):** Pertes de retour et isolation de la matrice elliptico-circulaire quand le port #1 est alimenté
- (b):** Pertes de retour et isolation de la matrice elliptico-circulaire quand le port #2 est alimenté

Les différences de phase de la matrice de Butler sont représentées sur la Figure 4.24. La matrice a des différences de phases généralement constante, -90° , -135° et -225° quand le port 1 est alimenté, et de $+45^\circ$, -135° et -180° quand le port 2 est alimenté sur toute la bande fréquence ULB.

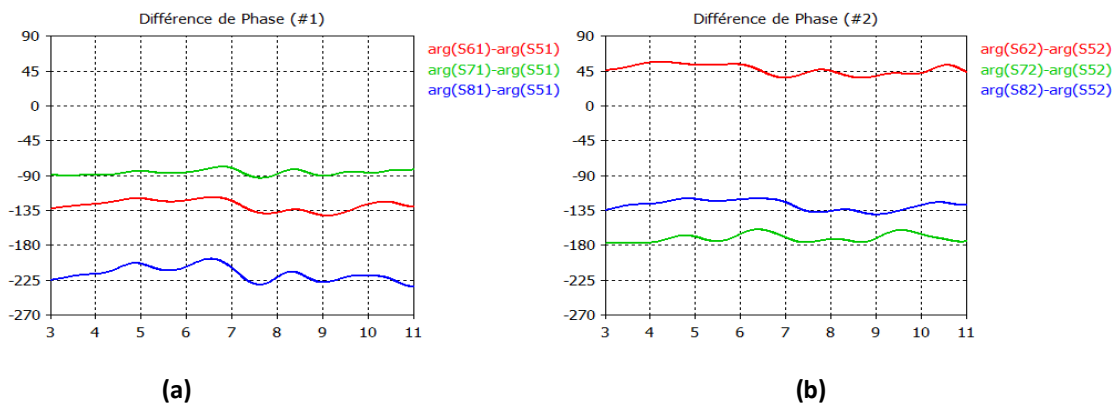


Figure 4. 24 :

- (a):** Différence de phase de la matrice elliptico-circulaire quand le port #1 est alimenté.
- (b):** Différence de phase de la matrice elliptico-circulaire quand le port #2 est alimenté.

4.4.3 Interprétation des résultats de simulation

Le but de la matrice de Butler 4x4 est de générer un déphasage progressif pour une formation de faisceau avec de bon performances, et pour cela il faut assurer des pertes d'insertion autour de 6 dB, et des pertes retour et d'isolation plus de 10 dB.

Les deux matrices ont données des bons résultats sur toute la plage de fréquence ULB. On comparant les résultats obtenus de la matrice de Butler basé sur la forme trapézoïdale avec celle de la forme elliptiquo-circulaire on constate que :

Les pertes d'insertion de la matrice de Butler basé sur la forme elliptiquo-circulaire sont bien adaptées par rapport à la forme trapézoïdale.

D'autre part, si on parle en terme d'isolation, on remarque que la forme elliptiquo-circulaire à de bonne isolation surtout les ports 1 et 3 et les ports 2 et 4 par rapport e la forme trapézoïdale.

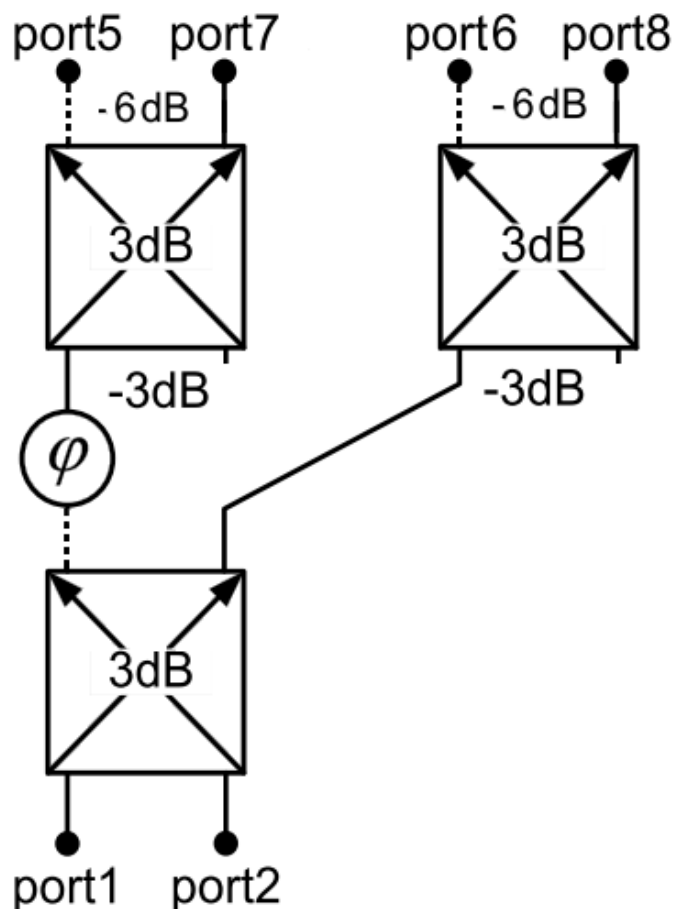


Figure 4. 25 : Les valeurs des couplages quand le port1 et le port2 sont utilisées.

4.5 Conception d'antennes reconfigurable en diagramme de rayonnement

4.5.1 Conception d'antenne disque monopole

La Figure 4.25 illustre l'antenne élémentaire de type disque monopole, conçue pour fonctionner sur toute la bande ULB. L'excitation est effectuée à partir d'un connecteur SMA (50Ω) dont l'âme centrale est soudée à la ligne d'alimentation microruban et l'embase au plan de masse. Le substrat retenu pour notre étude est un FR-4 dont les caractéristiques sont les suivantes :

Epsilon : $\epsilon_r = 4.9$, largeur : $L = 50$ mm, rayon : $r_1 = 7.5$ mm, épaisseur du diélectrique : $h = 1.6$ mm, épaisseur de la métallisation en cuivre sur la face : $t = 0.035$ mm

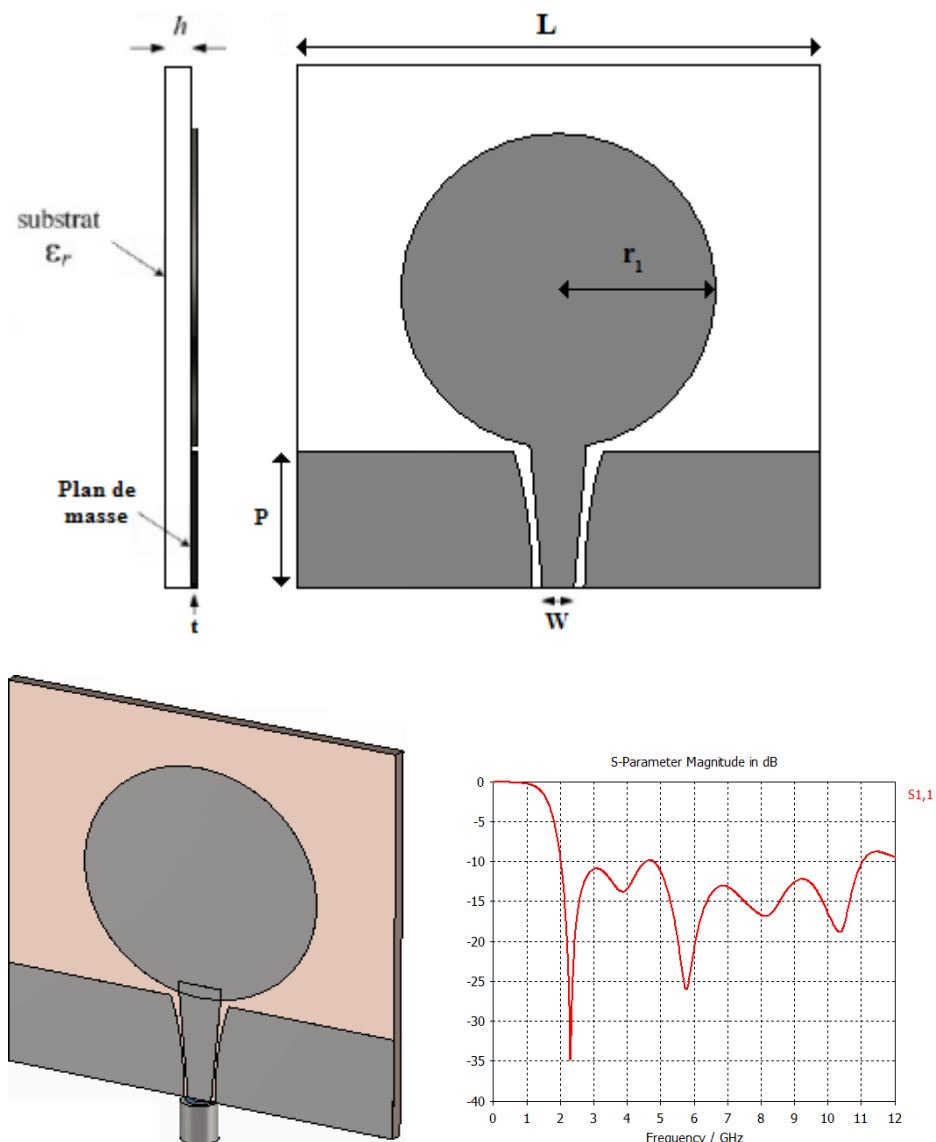
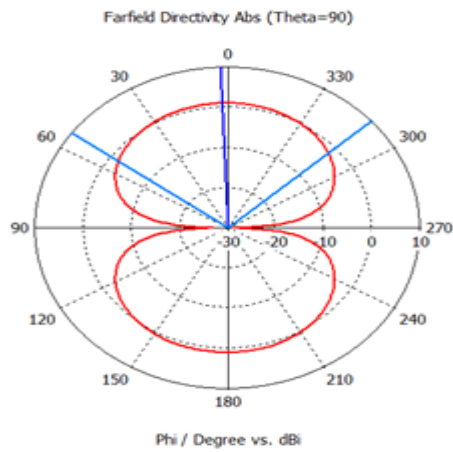
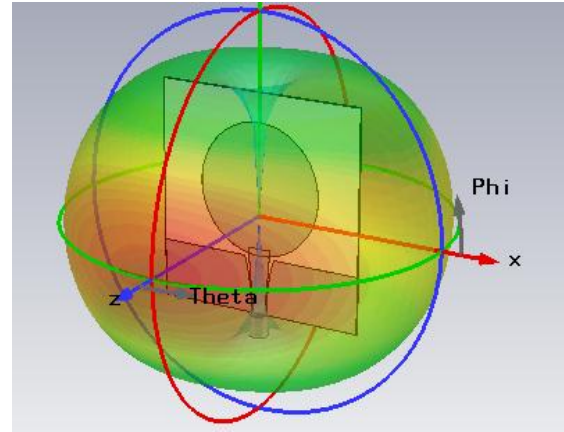


Figure 4. 26 : Antenne disque monopole est ses pertes de retour.



(a)



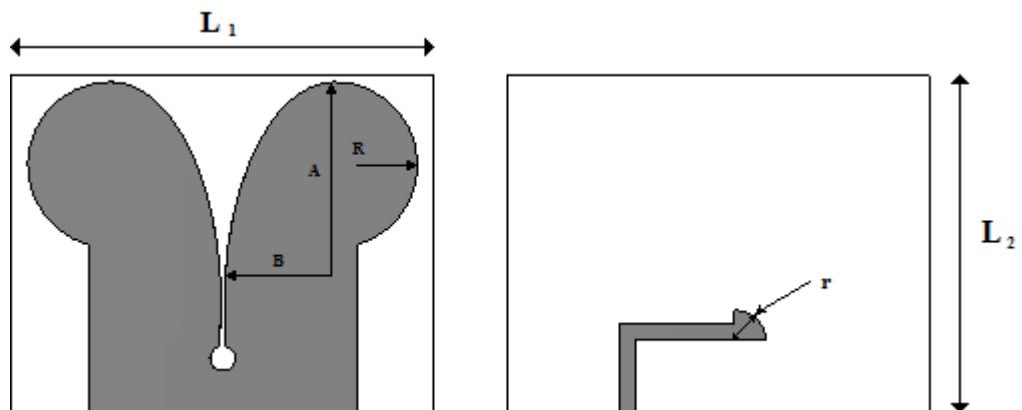
(b)

Figure 4. 27 : Rayonnement omnidirectionnel de l'antenne disque monopole
(a) : Diagramme en 2D, (b) diagramme en 3D.

4.5.2 Conception d'antenne Vivaldi

L'antenne élémentaire réalisée est une antenne Vivaldi, affichée sur la Figure 4.27, et qui fonctionne dans la bande ULB. L'excitation est effectuée à partir d'un connecteur SMA (50Ω) dont l'âme centrale est soudée au ruban d'alimentation et l'embase au plan de masse. Le substrat retenu pour notre étude est un FR-4 dont les caractéristiques sont les suivantes :

Epsilon : $\epsilon_r = 4.6$, $L_1 = 69$ mm, $L_2 = 55$ mm, $A = 25$ mm, $B = 10$ mm, $R = 7.5$ mm,
 $r = 2.5$ mm, Epaisseur du diélectrique : $h = 1.6$ mm,
 épaisseur de la métallisation en cuivre sur la face : 0.035 mm



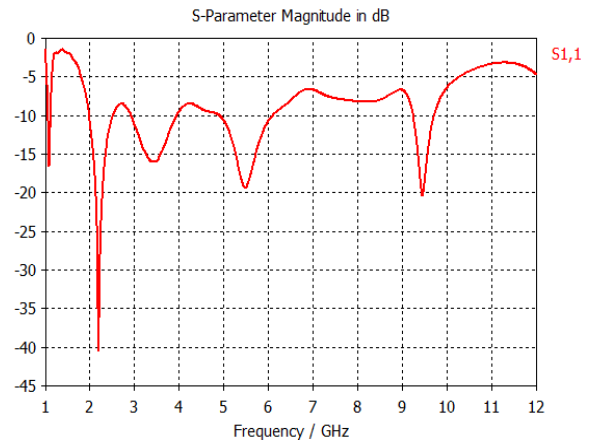
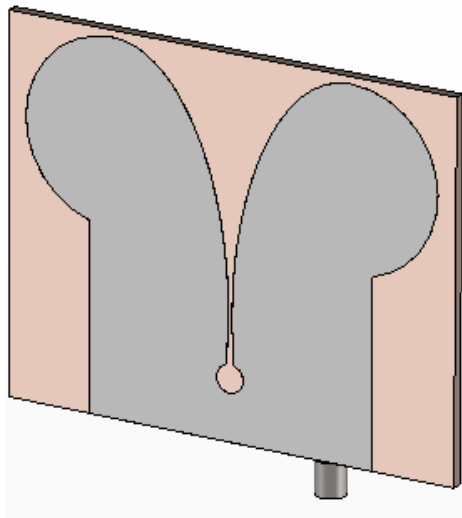


Figure 4. 28 : Antenne de Vivaldi et ses pertes de retour

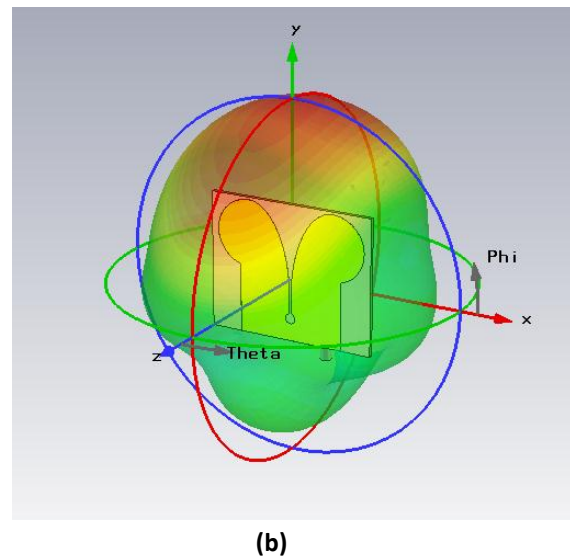
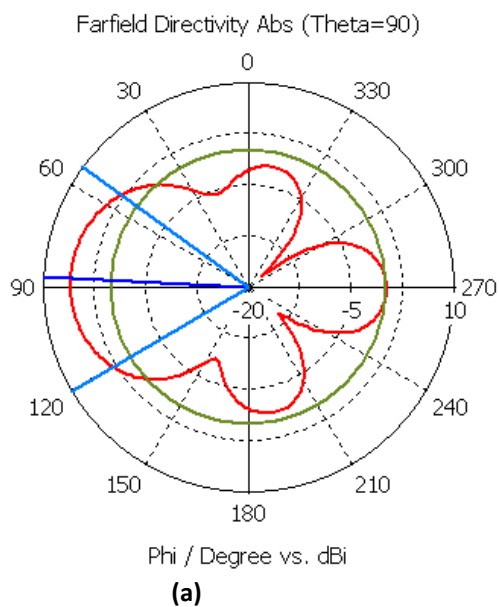


Figure 4. 29 : Rayonnement directive de l'antenne Vivaldi
(a) Diagramme en 2D, (b) diagramme en 3D.

4.5.3 Conception antenne reconfigurable trapézoïdale

Afin de tester le fonctionnement de système pour la formation de faisceau, deux types de réseau d'antennes ULB (Vivaldi et Disque monopole) ont été alimenté par les deux matrices de Butler (de forme trapézoïdale et elliptiquo-circulaire) conçues précédemment et leurs diagrammes de rayonnement sont simulés :

a Antenne reconfigurable avec un réseau de disque monopole

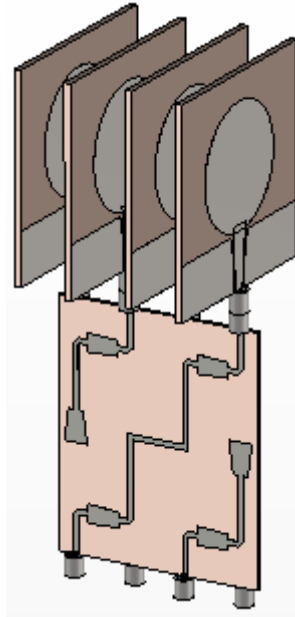


Figure 4. 30 : Configuration complète de l'antenne reconfigurable avec un réseau d'antenne de disque monopole et une matrice de Butler de forme trapézoïdale.

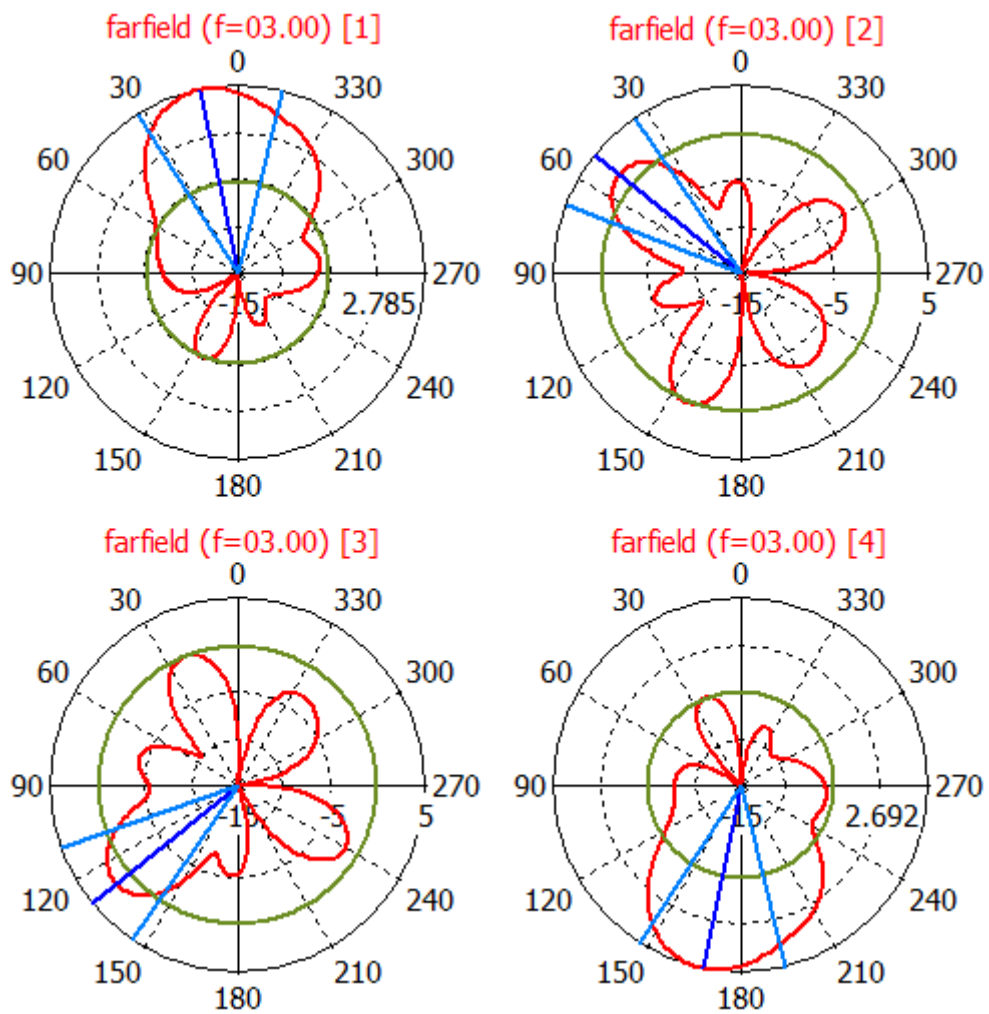


Figure 4. 31 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement de l'antenne.

b Antenne reconfigurable avec un réseau d'antenne VIVALDI

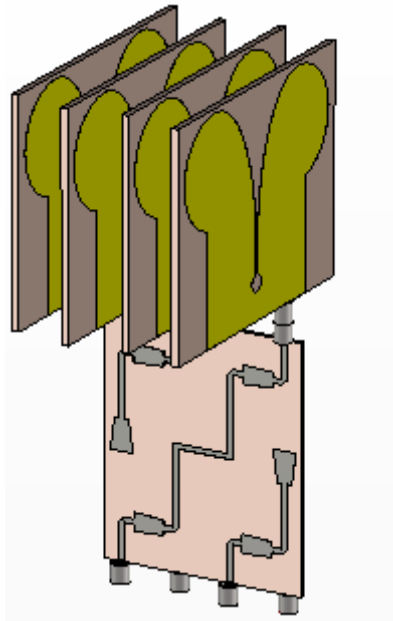


Figure 4. 32 : Configuration final de l'antenne reconfigurable avec un réseau d'antenne Vivaldi et une matrice de Butler de forme trapézoïdale

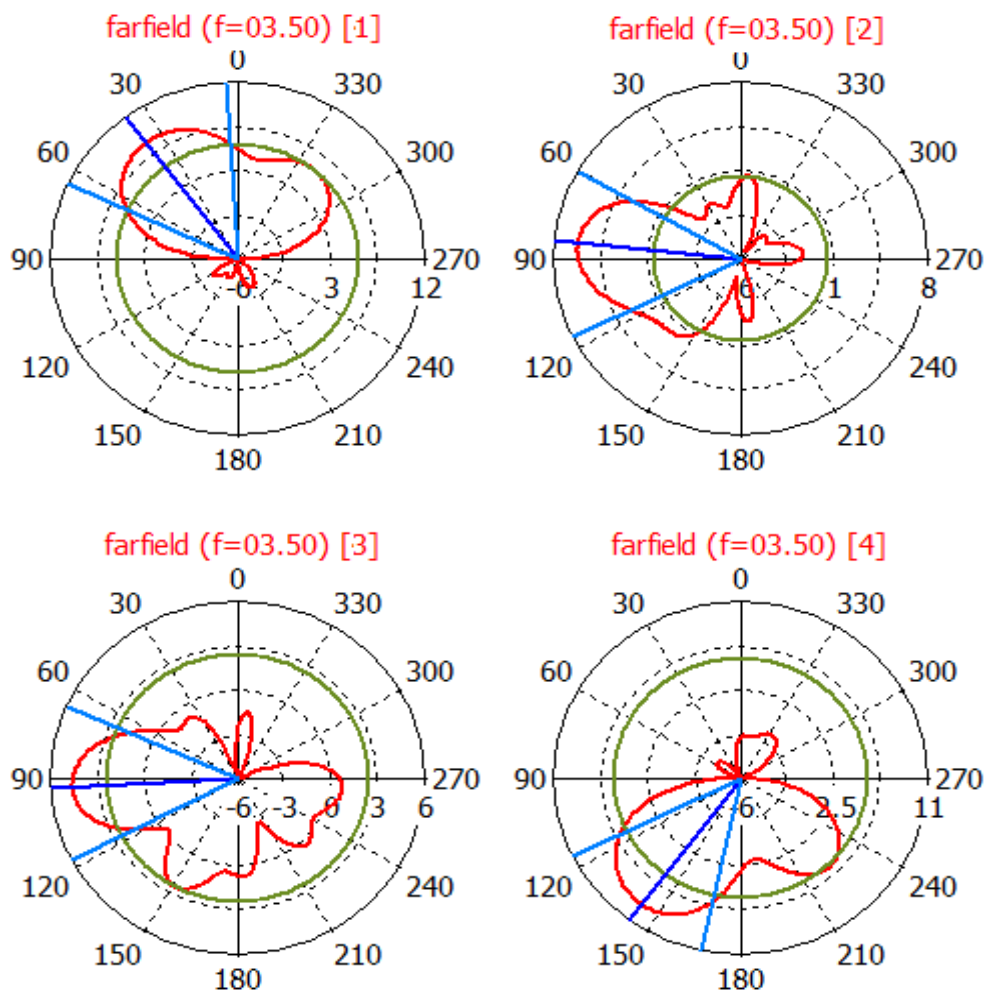


Figure 4. 33 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement de l'antenne.

4.5.4 Conception antenne reconfigurable ellipto-circulaire

a Antenne reconfigurable avec un réseau de disque monopole

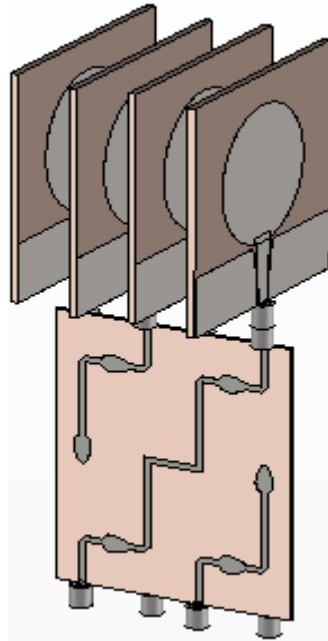


Figure 4. 34 : Configuration final de l'antenne reconfigurable avec un réseau d'antenne disque monopole et une matrice de Butler de forme elliptico-circulaire

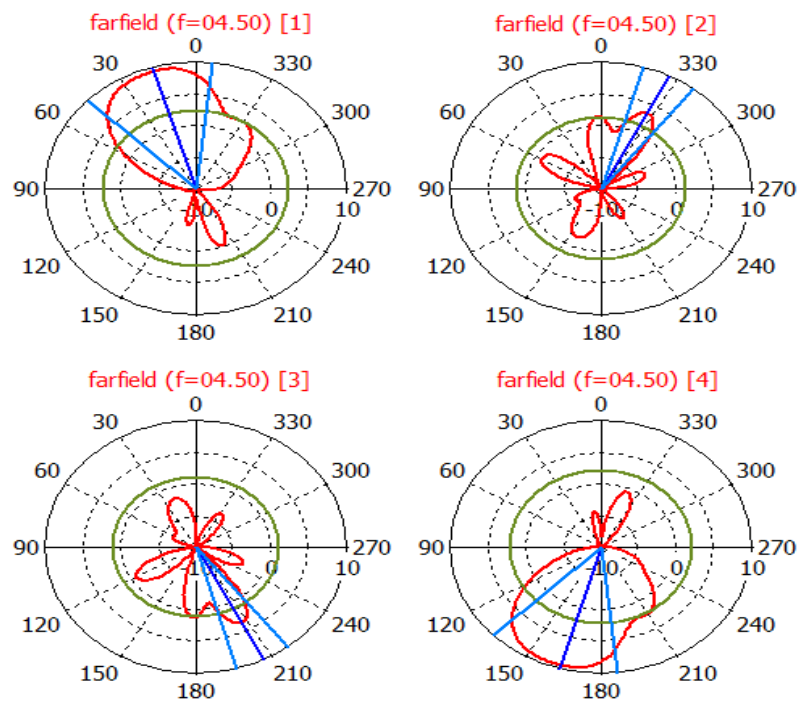


Figure 4. 35 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement de l'antenne.

b Antenne reconfigurable avec un réseau d'antenne VIVALDI

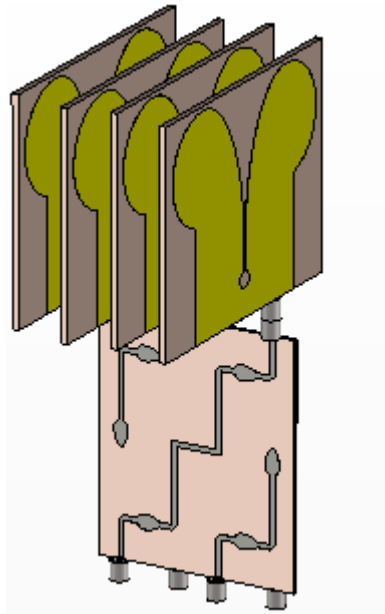


Figure 4. 36 : Configuration final de l'antenne reconfigurable avec un réseau d'antenne Vivaldi et une matrice de Butler de forme elliptico-circulaire

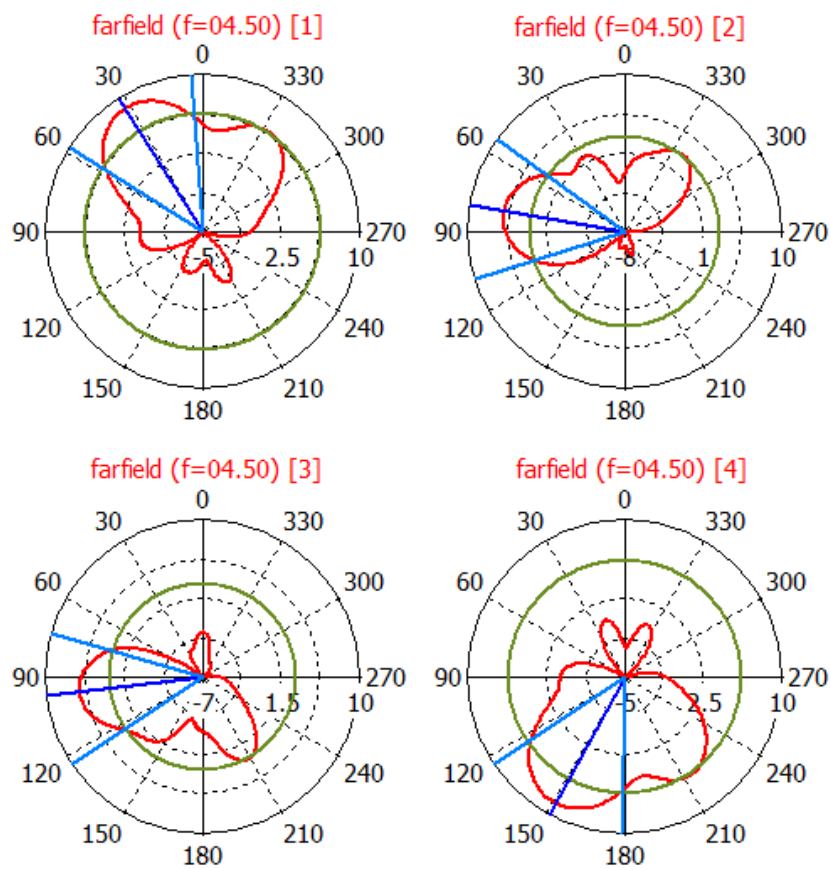


Figure 4. 37 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement de l'antenne.

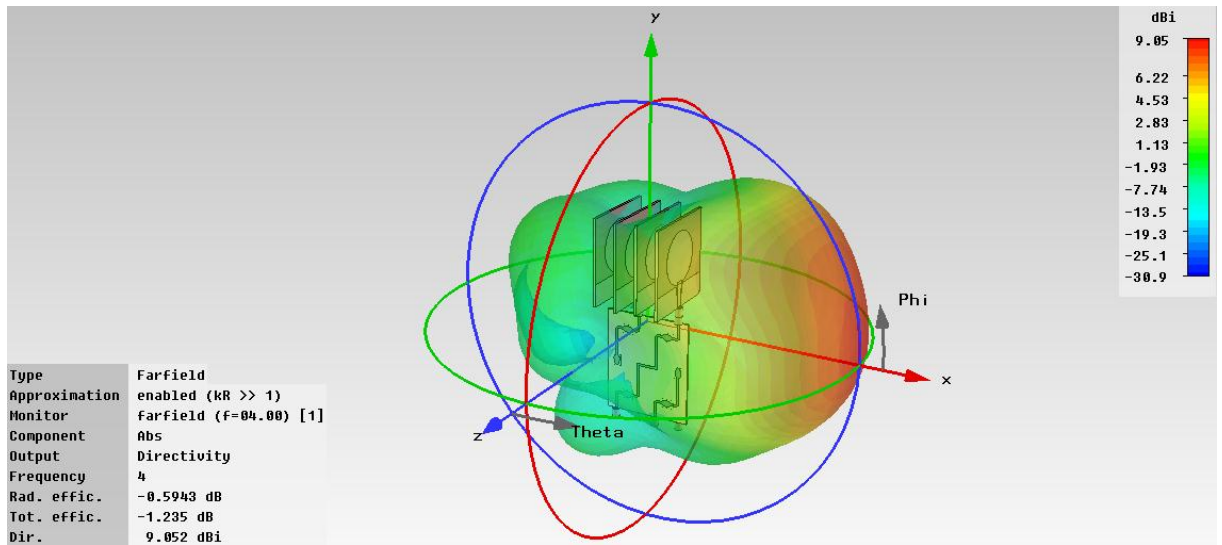


Figure 4. 38 Digramme de rayonnement en 3D de l'antenne reconfigurable (Réseau d'antenne disque monopole avec matrice de Butler elliptico-circulaire)

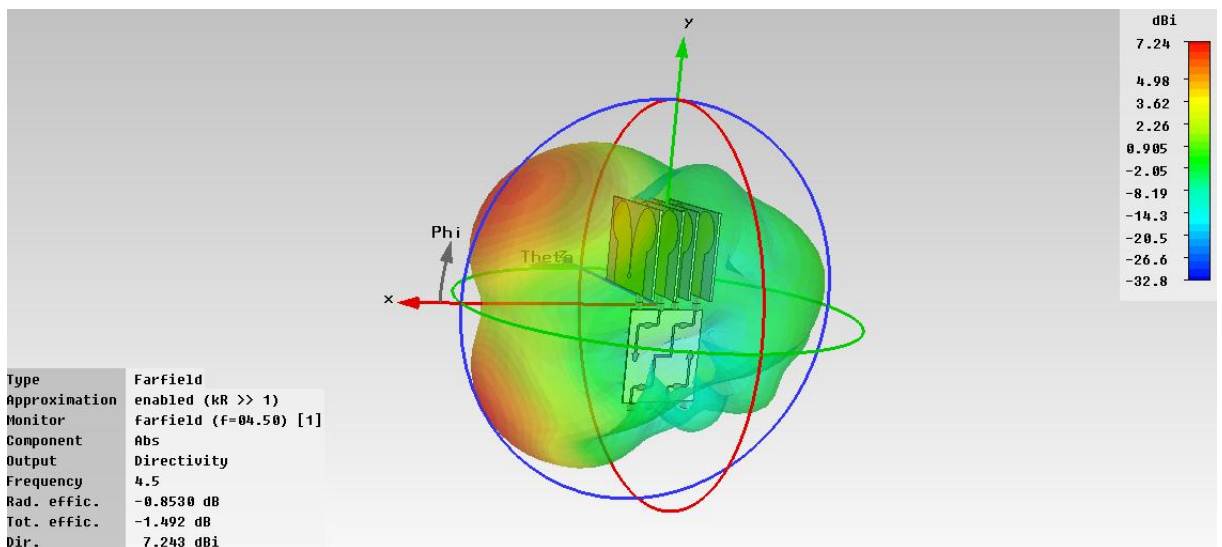


Figure 4. 39 Digramme de rayonnement en 3D de l'antenne reconfigurable (Réseau d'antenne Vivaldi avec matrice de Butler elliptico-circulaire)

4.5.5 Interprétation du résultat

Les deux matrices de Butler de forme trapézoïdale et elliptico-circulaire sont utilisées pour alimenter les quatre éléments rayonnants, la distance entre les éléments consécutifs est de $d = 13,85 \text{ mm}$ ($d \leq \lambda/2$ pour éviter les lobes secondaires « grating lobes »), décrits dans les Figure 4.29, 4.31, 4.33 et 4.35, constituant quatre configurations possibles.

Les quatre cas ont été simulés avec les différentes configurations possibles. Pour chaque cas les diagrammes de rayonnement sont relevés dans le plan horizontal (φ) qui est le plan d'alignement des sources.

Avec des excitations uniformes en amplitude et variables en phase, (comme ils sont alimentés alternativement en opposition de phase, la dénomination des ports de sortie des matrices est alors permutée).

Les Figures 4.30, 4.32, 4.34 et 4.36, montrent les diagrammes de rayonnement simulés dans le cas d'un lobe directif aux différents pointages angulaires, représentés dans le tableau suivant.

Port Alimenté	Configuration			
	Matrice trapézoïdale et disque monopole	Matrice trapézoïdale et antenne Vivaldi	Matrice elliptico-circulaire et disque monopole	Matrice elliptico-circulaire et antenne Vivaldi
Port 1	15°	35°	15°	30°
Port 2	45°	85°	-30°	85°
Port 3	120°	90°	-150°	-95°
Port 4	170°	150°	160°	150°

Tableau 4. 1 Différents pointages angulaires possibles des quatre configurations

En générale, on peut dire que les formes des rayonnements obtenus sont tout à fait conformes à nos attentes sur la bande de fréquence désirée.

D'après les résultats que nous avons, on remarque que l'ensemble des résultats est plutôt satisfaisant. Concernant le champ rayonné en zone lointaine pour les antennes ultra large bande reconfigurable en diagramme de rayonnement.

D'après les résultats trouvés on peut noter que :

- Pour un réseau d'antennes l'augmentation du nombre des patches implique une augmentation des lobes secondaires et une diminution de l'ouverture du lobe secondaire et ce sans tenir compte de l'effet de couplage. Lorsque les éléments rayonnants sont proches les uns des autres, il y a augmentation de l'ouverture du lobe principal et une diminution du nombre des lobes secondaires « grating lobes ».
- Les diagrammes de rayonnement simulés en 3D des antennes reconfigurables sont représentés sur la Figure 4.37 et 4.38. Ces deux diagrammes sont nettement déformés par déphasage créé à partir de la matrice de Butler et le couplage mutuel et on remarque bien qu'ils sont différents de celui de l'antenne de référence représentés sur les Figure 4.25 et 4.27. Ils sont également plus directifs.

4.5.6 Etapes de fabrication

a Préparation des masques

La réalisation des « masques » est nécessaire pour la fabrication des différentes couches de la matrice de Butler.

Les masques sont générés en utilisant le logiciel Simulation « CST MWS Studio », puis exporter vers l'outil de CAO, AutoCAD 2008 pour normaliser les masques aux dimensions réelles (1:1). Les Figure 4.37 et 4.38 montrent les masques (Layout) réalisés à l'aide de cet outil afin de fabriquer la structure complète.

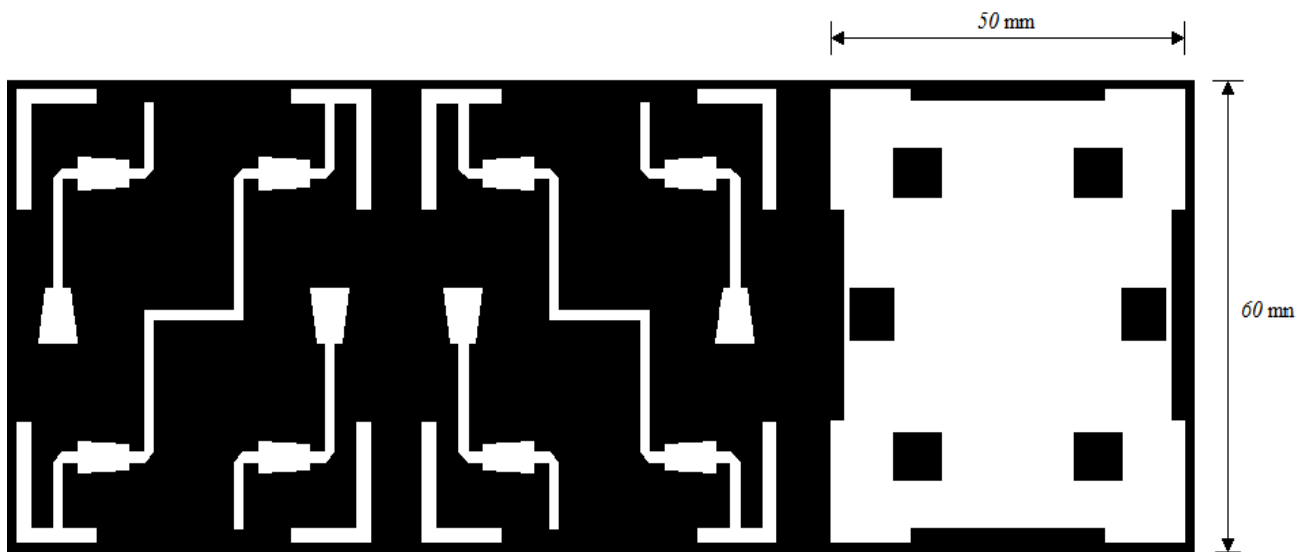


Figure 4. 40 : Masque pour la matrice de Butler de forme trapézoïdale

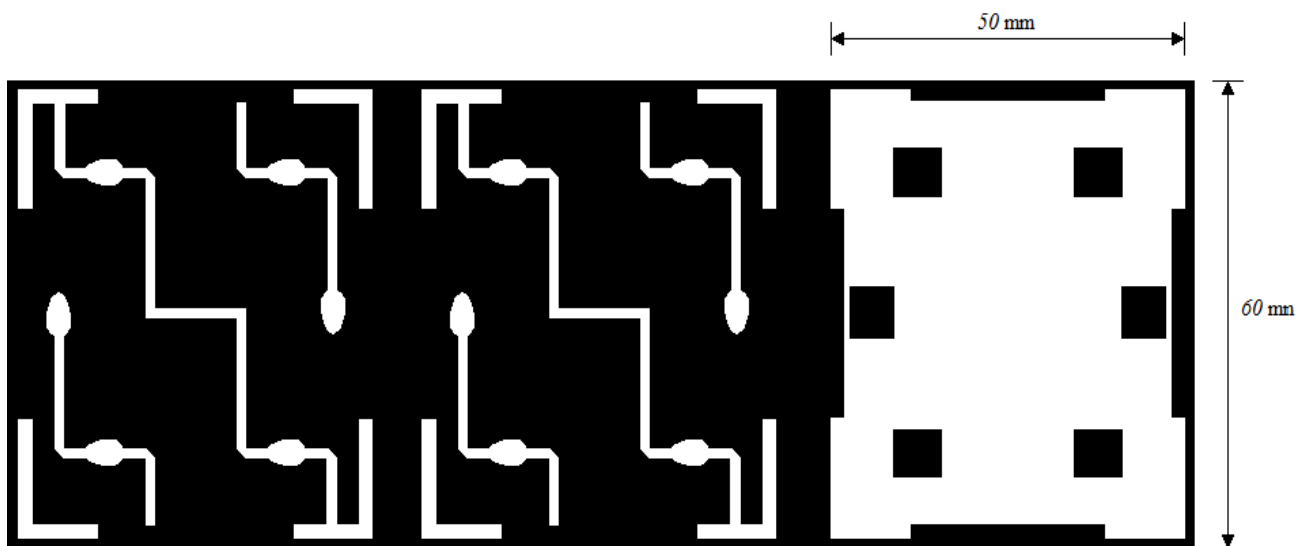


Figure 4. 41 : Masque pour la matrice de Butler de forme elliptico-circulaire

b Implémentation des masques (fabrication)

La fabrication est faite dans l'atelier de prototypage du Centre de Développement des Technologies Avancées (CDTA) sis à Baba Hassen, Alger.

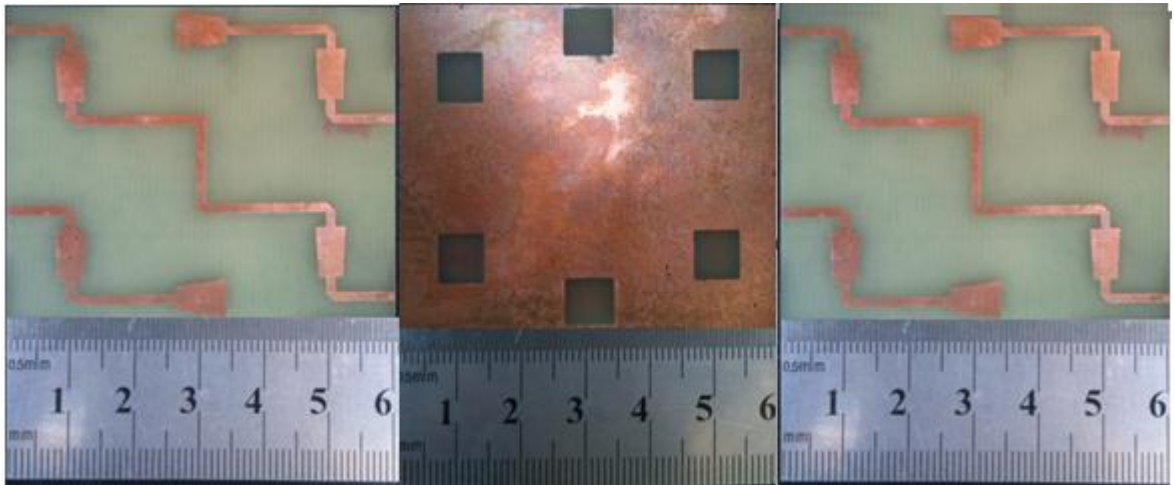


Figure 4. 42 : Photographie du prototype de la matrice de Butler 4x4 (Trapézoïdale)

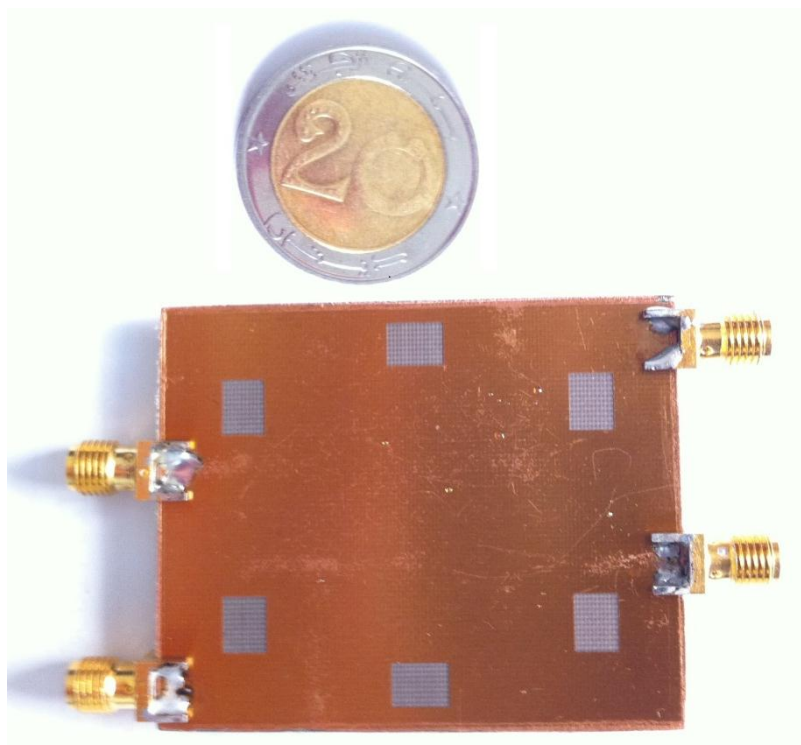


Figure 4. 43 : Photographie de la couche intermédiaire du prototype de la matrice de Butler 4x4 (Elliptique-circulaire)

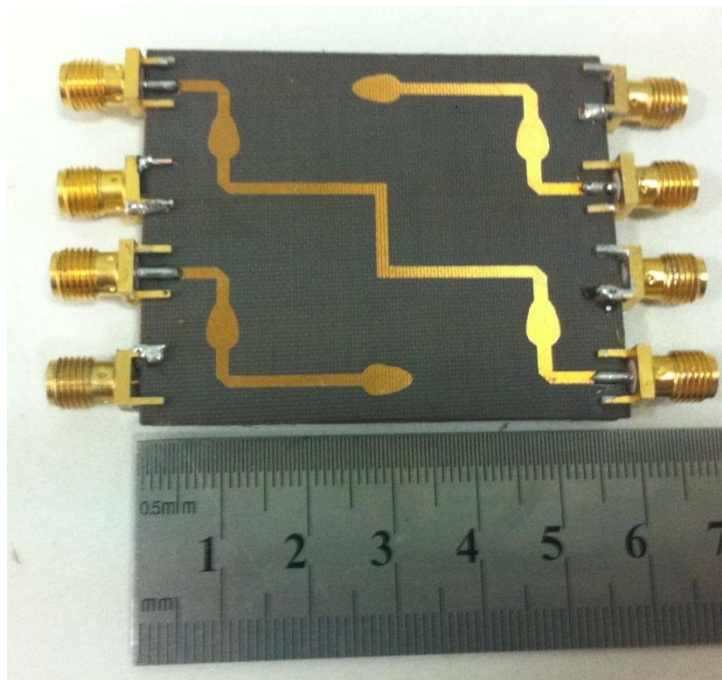


Figure 4. 44 : Photographie du prototype de la matrice de Butler 4x4 (Elliptico-circulaire)

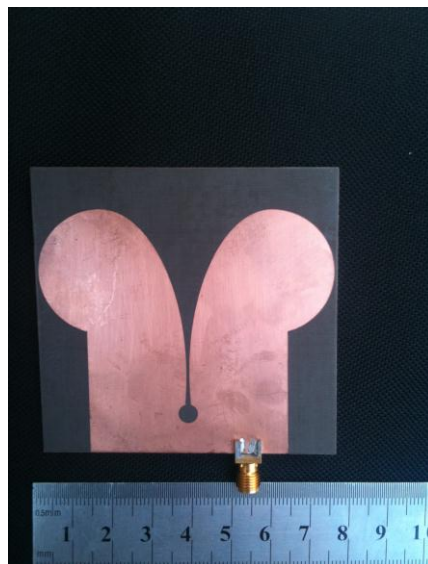


Figure 4. 45 : Photographie du prototype d'antenne Vivaldi

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le développement incessant des systèmes de communications sans fil. Le projet a consisté en la conception et la réalisation d'un système d'antennes à commutation de faisceaux ultra large bande, à base d'une matrice de Butler 4x4. Pour présenter le travail, la présente thèse a commencé par positionner le travail envisagé en précisant la problématique et l'objectif puis a donné l'essentiel des notions théoriques qui allaient aider le lecteur à suivre le travail proposé. Le chapitre 3 a donné des éléments de conception. On a tout d'abord décrit le choix de l'architecture de la matrice de Butler réalisant la fonction de reconfigurabilité de diagramme de rayonnement par commutation de faisceau. Nous avons ainsi axé nos travaux sur la conception des matrices de Butler ULB 4x4 compactes et peu coûteuses en utilisant la technologie micro-ruban. Ainsi ces matrices sont développées et fabriquées en utilisant des coupleurs hybrides et des déphaseurs micro-ruban ULB à deux couches intégrant des transitions verticales micro-ruban ULB.

La procédure de conception des transitions verticales ULB couplées par fente (ligne – fente – ligne) a été présentée. Une première approche analytique basée sur la méthode d'analyse even-odd a été brièvement présentée avant d'expliquer l'approche adoptée qui a consisté en l'utilisation du simulateur numérique CST MW Studio. Nous avons ainsi conçu deux transitions qui emploient le couplage multicouche par fente (broadside) entre deux couches de substrat : la première transition ayant une forme trapézoïdale et la seconde une forme elliptico-circulaire. Le mécanisme de couplage utilise une fente de forme rectangulaire gravée dans le plan de masse disposé entre les deux substrats. Les résultats simulés ont prouvé que les transitions proposées possèdent de bonnes performances en termes de pertes de retour « S_{11} » et de pertes d'insertion « S_{21} » à travers toute la plage de fréquence désirée, ce qui démontre une

bonne adaptation d'impédance et un bon transfert d'énergie entre les différents ports désirés. Les phases observées aux ports de sortie sont presque linéaires avec la fréquence dans toute la bande de fréquence ULB.

Les transitions conçues sont alors employées pour développer les coupleurs 3dB/90° hybrides avec de bonnes performances en termes de pertes de retour, pertes d'insertion, de couplage et d'isolation à travers toute la bande de fréquence considérée. Les coupleurs hybrides avec les deux formes de transition (trapézoïdale et elliptico-circulaire) ont été conçus avec succès puisqu'en plus des bonnes performances obtenues, le déphasage entre les ports de sortie était sensiblement constant à 90°.

Une fois les éléments de la matrice de Butler conçus, on est passé à la conception d'une matrice 4x4 en utilisant les deux formes de transition sus-citées. Les matrices conçues évitent l'utilisation de toute sorte de croisement (crossover) qu'on retrouve dans une matrice de Butler conventionnelle. Les résultats de simulation comprenant les pertes de retour (qui caractérisent l'adaptation d'impédance), l'isolation entre les ports d'entrées, les facteurs de transmission et les différences de phases, sont présentés et discutés. Les résultats de simulation ont montré un comportement satisfaisant de la matrice sur presque toute la plage ULB considérée puisque les facteurs de transmission sont sensiblement de 6 dB (un quart) et le déphasage entre les ports de sortie sont très stables autour des multiples de 45°. En outre, pour tester la fonctionnalité de reconfiguration du diagramme de rayonnement des systèmes proposés, deux types d'antennes planaires de quatre éléments ULB ont été connectés à ces matrices constituant des systèmes d'antennes à multiples faisceau. Les résultats de simulations des diagrammes de rayonnement montrent des lobes principaux étroits dont l'angle de pointage varie en changeant de ports, ce qui valide le travail présenté dans cette thèse. Ce comportement est observé pour les deux formes de transition.

Malheureusement, il a été impossible de valider le travail expérimentalement. Même si un prototype de la matrice de Butler a été réalisé, il a été impossible de mesurer ses performances dû au manque d'adaptateurs male-femelle et de charges adaptées de

50 Ω . Ainsi, il est recommandé pour les travaux futurs d'acquérir ces composants manquant afin de pouvoir valider le travail expérimentalement.

Bibliographie

- [1] Maurice Bellanger, « Les Antennes : Théorie, conception et application », DUNOD, page 110, 2009.
- [2] Constantine A. Balanis, « Modern Antenna Handbook », John Wiley & Sons, page 708, 2008.
- [3] Laurence Babour : « Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel », Thèse de doctorat, institut polytechnique de Grenoble, 2009.
- [4] Y. T. Lo , S.W. Lee, « Antenna Handbook», Chapman & Hall, page 31-14, 1993.
- [5] M. Traii, M. Nedil, and T. A. Denidni, "Novel Butler Matrix Using CPW Multilayer Technology", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 1, Jan. 2006.
- [6] M. Nedil, T. A. Denidni and A. Djaiz : « Ultra-wideband bandpass filters using multilayer slot coupled transitions » IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, no. 8 pages 464–466, apr. 2007.
- [7] F. Casares-Miranda, et al: «Vertical microstrip transition for multilayer microwave circuits with decoupled passive and active layers» IEEE Microwaves Wireless Components, Vol. 16, no. 7, pages 401–403, july 2006.
- [9] David M. Pozar, « Microwave Engineering », John Wiley & Sons, pages 343-360, 2012.
- [10] M. Nedil and T. A. Denidni, A. Djaiz, and A. M. Habib : « A new ultra-wideband beamforming for wireless communications in underground mines », Progress In Electromagnetics Research, Vol. 4, pages 1–21, 2008

- [11] T. Tanaka, K. Tsunoda, and M. Aikawa: « Slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines and their applications », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, no.12, pages 1752–1757, dec. 1988.
- [12] M. Nedil and T. A. Denidni: « Analysis and design of an ultra-wideband directional coupler» Progress In Electromagnetics Research, Vol. 1, pages 291–305, 2008.
- [13] A. M. Abbosh: « broadband quadrature coupler with slotted ground plane » IEEE Microwave and optical Techniques, Vol. 50, no. 2, pages 328–331, Feb. 2008.
- [14] Yuli K. Ningsih, M. Asvial, and E. T. Rahardjo: « Design and Analysis of Wideband Nonuniform Branch Line Coupler and Its Application in a Wideband Butler Matrix », International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2012, page 7.
- [15] B. Schiffman, « A new class of broadband microwave 90-degree phase shifters», IRE Transactions Microwave Theory Techniques, Vol. 6, no. 4, pages. 232–237, Apr. 1958.
- [16] Z. Zhang, Y.-C. Jiao, S.-F. Cao, X.-M. Wang, and F.-S. Zhang: « Modified broadband schiffman phase shifter using dentate microstrip and patterned ground plane », Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 24, pages 9–16, 2011.
- [17] Osama Mohamed Haraz Ahmed : «Ultra-wideband antennas and components for wireless communication systems », Thèse de doctorat, Concordia University,2011
- [18] M. F. Wong, V. F. Hanna, O. Picon, and H. Baudrand, « Analysis and design of slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, no. 12, pages. 2123–2129, Dec. 1991.

Annexe A

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] :

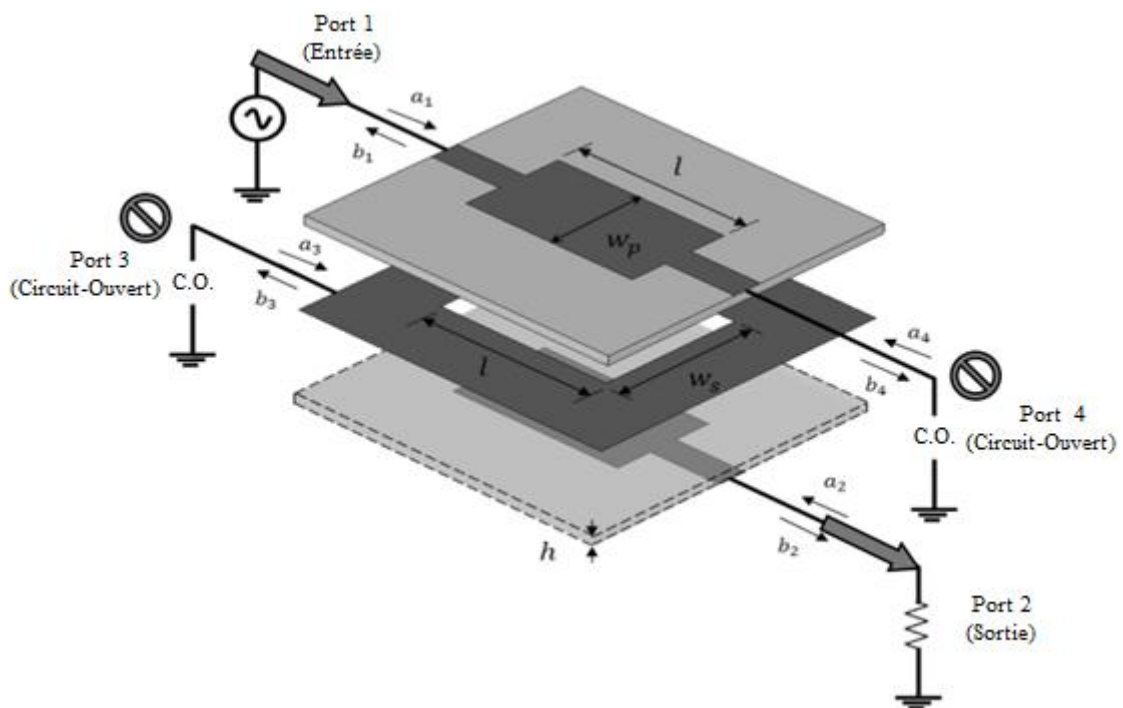


Figure A.1- Transition verticale microruban comme n coupleur à quatre ports.

Le couplage C peut être exprimé en termes d'impédances caractéristiques du coupleur proposé en mode pair et impair 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'étend de 3 à 11 GHz pour couvrir tout le spectre de fréquence UWB.