

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	ii
TABLE DES MATIÈRES	iii
LISTE DES FIGURES	vi
RÉSUMÉ	ix
CHAPITRE 1 :.....	1
Introduction générale	1
1.1 Généralités	1
2.1 Contexte	3
3.1 Définition du problème	4
4.1 Objectifs.....	4
5.1 Contributions.....	6
6.1 Publications.....	7
CHAPITRE 2 :.....	8
Les antennes intelligentes	8
2.1 Introduction.....	8
2.2 Principe de fonctionnement	9
2.3 Types d'antennes intelligentes	10
2.3.1 Systèmes d'antennes à faisceaux commutés	10
2.3.2 Systèmes d'antennes adaptatifs.....	11
2.4 Conformateurs de faisceaux quasi-optiques	13
2.4.1 Lentille de Bootlace	13
2.4.2 Lentille de Rotman.....	14
2.5 Exemples de type circuit.....	16

2.5.1 Matrice de Blass.....	16
2.5.2 Matrice de Nolen.....	18
2.5.3 Matrice de Butler	18
2.6 Conclusion	19
CHAPITRE 3 :.....	20
Etat de l'art de la matrice de Butler	20
3.1 Introduction.....	20
3.2 Domaine d'application.....	23
3.3 Principe de fonctionnement	23
3.4 Les conditions pour le design du système à faisceaux commutés en utilisant la matrice de Butler.....	25
3.5 Composants intrinsèques de la matrice de Butler	25
3.5.1 Coupleur hybride -3dB.....	25
3.5.2 Croisement (crossover)	26
3.5.3 Déphaseur	27
3.6 Techniques de conception des matrices de Butler	27
3.7 Conclusion	28
CHAPITRE 4 :.....	29
Conception d'une matrice de Butler 4X4 large bande en technologie CB-CPW multicouche	29
4.1 Introduction.....	29
4.2 Architecture de la matrice de Butler proposée.....	30
4.3 Coupleur directionnel en technologie CB-CPW et à couplage par fente.....	31
4.3.1 Procédure de conception.....	31
4.3.2 Résultats et discussion	32
4.4 Coupleur large bande elliptique en technologie CB-CPW	33
4.4.1 Procédure de conception	33

4.4.2 Résultats et discussion	37
4.4 Matrice de Butler 4x4	39
4.5 Conclusion	49
CHAPITRE 5 :	50
Conception d'une matrice de Butler 4x4 conforme à 2.4 GHz en technologie micro-ruban.	50
5.1 Introduction.....	50
5.2 Définition et avantages de la technologie conforme	51
5.3 Conception de la matrice de Butler 4x4 conforme.....	53
5.3.1 Technique d'analyse `conformal mapping`	53
5.3.2 Coupleur hybride 3-dB conforme	56
5.3.3 Croisement conforme	58
5.3.4 Matrice de Butler 4x4	59
5.4 Conclusion	65
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	66
RÉFÉRENCES	68

LISTE DES FIGURES

Fig. 2.1 : Principe de base d'une antenne intelligente.....	10
Fig. 2.2 : Structure d'un système à faisceaux commutés.....	11
Fig. 2.3 : Principe de fonctionnement d'un système adaptatif.....	12
Fig. 2.4 : Formes de diagrammes de rayonnement pour le type faisceau commuté et le type adaptatif	13
Fig. 2.5 : Lentille de Bootlace.....	14
Fig. 2.6 : Lentille de Rotman	14
Fig. 2.7 : Schéma représentatif de la matrice de Blass	17
Fig. 2.8 : Schéma représentatif de la matrice de Nolen	18
Fig. 3.1 : Architecture d'une matrice de Butler 4x4 conventionnelle	21
Fig. 3.2 : Schéma de principe d'un coupleur à 3 dB.....	26
Fig. 4.1 : Schéma bloc de la matrice de Butler proposé.....	30
Fig. 4.2 : Disposition du coupleur à couplage par fente hexagonale	31
Fig. 4.3 : Paramètres S du coupleur de forme hexagonal (a) Simulés (b) Mesurés	32
Fig. 4.4 : Différence de phase simulée et mesurée.....	33
Fig. 4.5 : Coupleur elliptique proposé.....	35
Fig. 4.6 : Photographie du prototype fabriqué.	37
Fig. 4.7 : Paramètres S du coupleur proposé (a) Simulés (b) Mesurés.	38
Fig. 4.8 : Différence de phase simulée et mesurée.....	39
Fig. 4.9 : Matrice de Butler 4X4 (a) Disposition (b) prototype fabriqué.	41
Fig. 4.10 : Résultats de simulation des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 1 (b) port 2.	42
Fig. 4.11 : Résultats de mesure des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 1 (b) port 2.	43

Fig. 4.12 : Différence de phases simulées entre deux ports adjacents: (a) pour le port 1 (b) pour le port 2.....	44
Fig. 4.13 : Différences de phases mesurées entre deux ports adjacents: (a) pour le port 1 (b) pour le port 2.....	45
Fig. 4.14 : Système réseau d'antennes+ matrice de Butler 4x4 proposée.....	46
Fig. 4.15 : Faisceaux générés par la matrice de Butler plus le réseau d'antennes : (a) Simulés, (b) Mesurés.....	47
Fig. 4.16 : Faisceaux générés par la matrice de Butler plus le réseau d'antennes : (a) à 4.5 GHz, (b) à 7.5 GHz.....	48
Fig. 5.1 : Réseau d'antennes conforme intégré dans une aile d'un avion.....	51
Fig. 5.2 : Principe du `conformal mapping`.....	54
Fig. 5.3 : Principe du `conformal mapping` appliqué à une ligne de transmission micro-ruban.....	54
Fig. 5.4 : Disposition du coupleur hybride.....	56
Fig. 5.5 : S simulés du coupleur conforme : (a) amplitudes, (b) phases.....	57
Fig. 5.6 : Disposition du croisement conforme.....	58
Fig. 5.7 : Paramètres S simulés du croisement conforme.....	58
Fig. 5.8 : Disposition de matrice de Butler conforme proposée en comparaison avec la configuration planaire.....	59
Fig. 5.9 : Paramètres S simulés de la matrice de Butler quand le port 1 est alimenté: (a) amplitudes, (b) phases.....	60
Fig. 5.10 : Paramètres S simulés de la matrice de Butler quand le port 2 est alimenté: (a) amplitudes, (b) phases.....	61
Fig. 5.11 : Photographie du système fabriqué.....	62
Fig. 5.12 : Faisceaux générés par la matrice de Butler combinée au réseau d'antennes planaires.....	63
Fig. 5.13 : Faisceaux générés par la matrice de Butler combinée au réseau d'antennes conformes pour R= 250 mm.....	63
Fig. 5.14 : Faisceaux générés par la matrice de Butler combinée au réseau d'antennes conformes pour R= 350 mm.....	64

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 : Les orientations des faisceaux en référence à leurs ports d'entrées pour une matrice de 4x4.....	24
Tableau 5. 1 : comparaison entre les caractéristiques des réseaux d'antennes planaires et conformes.....	52

RÉSUMÉ

Dans ce rapport, nous présentons des nouvelles configurations de matrice de Butler en technologies planaire et conforme.

L'étude comporte deux volets portant respectivement sur la conception d'une matrice de Butler à large bande ayant 3 GHz de bande passante (opérant de 4.5 jusqu'à 7.5 GHz), et la conception d'une matrice de Butler conforme à 2.4 GHz.

Dans un premier temps, nous présentons une étude théorique et expérimentale de deux coupleurs qui sont les composants clés de la matrice de Butler large bande. Le premier coupleur est directionnel, large bande, à couplage par fente et conçu en technologie CB-CPW, permettant d'éviter l'utilisation de croisements dans la matrice de Butler grâce à sa caractéristique multicouche. Le deuxième coupleur, étant directionnel et large bande, conçu en topologie elliptique et en technologie CB-CPW, permettant ainsi de minimiser les pertes et d'assurer une bande passante plus large comparé aux coupleurs hybrides conventionnels. La matrice de Butler, ainsi conçue à base de ces deux coupleurs, offre des bonnes performances couvrant la bande de 4.5 jusqu'à 7,5 GHz.

Dans l'étape suivante, nous détaillons nos travaux de recherches liés à une architecture de matrice de Butler conforme opérant à 2.4 GHz en technologie micro-ruban. La topologie conforme a été déjà explorée avec les réseaux d'antennes de différentes formes (cylindriques, sphériques..). L'originalité de nos travaux de recherche, consiste à mettre au point tout un système d'antenne intelligente (matrice de Butler + réseau d'antennes) en topologie conforme permettant de lever le défi concernant la géométrie, ce qui facilite l'intégration du système à n'importe quel milieu de travail et évite les coûts d'installations supplémentaires. En plus avoir le système d'antenne intelligente en entier conforme (réseau d'antenne+ matrice de Butler), permet d'avoir une couverture de 360° dépendamment de sa configuration. Les résultats obtenus ont montré des bonnes performances en termes de directivité et de contrôle de diagramme de rayonnement. Une étude paramétrique concernant l'effet de la courbure de la structure sur les diagramme de rayonnement a été détaillée dans la suite.

CHAPITRE 1 :

Introduction générale

1.1 Généralités

La perpétuelle croissance dans le domaine des télécommunications sans fil a augmenté le besoin pour des nouvelles solutions permettant de réduire les interférences et d'augmenter la capacité afin de faire face à un nombre croissant d'utilisateurs et des exigences accrues en matière de bande passante et de qualité de service [1]. Différents types de systèmes de télécommunications sans fil sont actuellement concernés par ces défis, entre autres : les systèmes cellulaires, les satellites et les systèmes de transmission sans fil dans les milieux confinés.

Les mines souterraines sont considérés comme des environnements dangereux et hasardeusement agressifs. Par conséquent, les communications sans fil sous terraines sont essentiels pour plusieurs aspects incluant la sécurité des ouvriers, la localisation des machines et des êtres humains et la productivité [2].

Le défi que pose l'environnement souterrain des mines au regard des communications sans fil conventionnelles est lié au fait que les galeries de mines constituent un milieu confiné complexe et diffractant, hostile à la propagation des ondes électromagnétiques et caractérisé par la rugosité des parois, leurs formes non canoniques ainsi que la présence de machines et de personnes [2]. Tout ceci entraîne inévitablement des diffractions et des réflexions multiples qui affectent considérablement le signal radio en introduisant des évanouissements profonds par



trajets multiples. Or, la capacité limitée et la sensibilité due aux diffractions et aux réflexions multiples dans les galeries souterraines rendent ces systèmes peu efficaces [2]. Le challenge actuel à relever incessamment consiste à assurer une meilleure transmission de données de différentes natures, telles que la voix (acoustique), la vidéo, la localisation et le contrôle dans un environnement à risque et dynamique. Pour se faire, plusieurs techniques sont envisagées, parmi lesquelles on peut citer : l'utilisation d'antennes intelligentes.

En effet, Les transmissions omnidirectionnelles de radio fréquence (RF) sont soumises aux interférences, ce qui donne une qualité plutôt médiocre. En effet, ce type de couverture est nécessaire dans le cas où l'emplacement de l'utilisateur est inconnu. Ce type de transmission a pour conséquence de polluer l'environnement électromagnétique en rayonnant de la puissance dans des directions inutiles.

Au contraire, les systèmes d'antennes intelligents déterminent l'emplacement d'un utilisateur et visent à concentrer l'énergie seulement dans les directions souhaitables. Ce qui permet de limiter les interférences causées par les multi trajets et augmenter le SNR, et par suite améliorer la capacité du système.

Deux classes majeures d'antennes intelligentes ont vu le jour, à savoir : les antennes adaptatives et Les antennes à faisceaux commutés. La première est celle des antennes qui changent dynamiquement leurs diagrammes de rayonnement afin de recevoir le signal d'intérêt et rejeter simultanément les interférences [3]. Pour des considérations pratiques, les antennes adaptatives ont des conceptions complexes et des coûts de fabrication élevés dus à la nécessité d'implémentation d'algorithmes complexes de traitement de signal [4]. La deuxième classe, appelée plus souvent répartiteur de faisceaux, est une extension de la méthode de sectorisation cellulaire actuelle dans laquelle un site est découpé typiquement en trois ou quatre macro-secteurs de 120° et 90° respectivement. Le répartiteur de faisceaux subdivise alors l'ensemble des macro-secteurs en plusieurs micro-secteurs contenant chacun un diagramme de rayonnement prédéterminé avec bien entendu une plus grande sensibilité au centre du faisceau et une sensibilité moindre ailleurs. Ainsi lorsque

l'utilisateur pénètre dans un macro-secteur particulier, le répartiteur opte pour le micro-secteur contenant le signal le plus fort [4,5].

Les problèmes sont assez différents de ceux que l'on a l'habitude de traiter puisque le critère "faible coût" doit être pris en compte à priori et constitue une orientation majeure de la recherche. D'autres critères sont à prendre en considération essentiellement : les dimensions réduites et les faibles pertes. Le défi de nos jours est le développement des systèmes sans fil large bande pouvant supporter des applications multimédia stratégiques pour les différents opérateurs de télécommunications et dans les applications minières. Donc, l'avènement opportun de la technologie des antennes intelligentes donnera un avantage concurrentiel dont toute l'industrie des télécommunications pourra tirer profit.

2.1 Contexte

Le concept d'antennes intelligentes existe déjà depuis des décennies dans le domaine de la défense, mais des barrières de coûts ont empêché sa vaste utilisation dans les applications commerciales et grand public. En effet, la mise en place de systèmes d'antennes intelligentes nécessitent de travailler sur trois secteurs primordiaux qui sont : l'électromagnétisme, les techniques RF afin de développer les communications sans fil et le traitement de signal permettant d'assurer l'aspect intelligent de l'antenne. Les antennes adaptatives se basent essentiellement sur des algorithmes de traitement de signal permettant de contrôler dynamiquement leurs diagrammes de rayonnement afin de cibler à temps réel le signal d'intérêt. Cependant, l'implémentation physique des antennes adaptatives est plus complexe que celle des systèmes d'antennes à faisceaux commutés. En outre, dans les réseaux cellulaires, les systèmes d'antennes à multiples faisceaux à base de la matrice de Butler sont des techniques conçues pour améliorer la capacité de la station de base sans aucune modification à l'unité mobile. Il faut souligner que les systèmes d'antennes à faisceaux commutés sont basées essentiellement sur un réseau d'antenne et un réseau d'alimentation de faisceaux. La matrice de Butler est considérée parmi les réseaux d'alimentation de faisceaux les plus utilisés et les plus

connus. Le défi de nos jours est de concevoir des matrices de Butler à large bande tout en gardant les coûts de fabrication faible et les pertes minimales.

C'est dans cette optique, qu'on a entamé un projet de recherche qui vise principalement à la conception et l'implémentation de nouvelles configurations de matrices de Butler à large bande. Plusieurs pistes ont été exploitées, notamment la technologie CB-CPW, l'architecture multicouche et la configuration conforme.

3.1 Définition du problème

Les technologies des antennes et de la matrice de Butler utilisées dans les bandes de fréquences autour de 900 MHz, 2 GHz et 5 GHz ne suffisent pas à répondre aux demandes du marché. Pour pallier à ce problème, il s'est avéré nécessaire d'aller exploiter des nouvelles solutions dans la même bande, afin d'assurer une assez large bande pour supporter des applications multimédia stratégiques pour différents opérateurs de télécommunications. A part le fait que l'antenne doit être adaptée à des largeurs de bande plus grande, la matrice de Butler doit être à large bande afin de pouvoir supporter un taux transfert de données plus élevés et un contenu multimédia varié.

Dans cette perspective, on a visé à développer de nouvelles structures de matrice de Butler à large bande au alentour de 5.8 GHz, en exploitant la technologie CB-CPW connue par ces pertes minimales comparée à la technologie micro-ruban. D'autre part, la technologie multicouche a été prise en considération permettant d'éviter les pertes causées par les croisements et de réduire les dimensions des circuits.

4.1 Objectifs

Le but du projet est la conception et l'implémentation de nouvelles architectures de matrice de Butler en technologies planaire et conforme. Les objectifs peuvent être classés comme suit :

- 1) Recenser les différentes configurations déjà existantes de réseaux d'alimentation d'antennes intelligentes en particulier de matrice de Butler dans la littérature et l'industrie.

- 2) Proposer des nouvelles architectures de matrice de Butler large bande et avec un minimum de pertes en technologies planaire et conforme.
- 3) Implémenter et tester les systèmes proposés.

De ce fait l'organisation de ce rapport est présentée comme suit :

Le chapitre 2 décrit en détails les notions de bases des antennes intelligentes, ainsi qu'un important état de l'art sur les différentes techniques d'alimentation des antennes et les systèmes de commutation de faisceaux mettant en avant leurs points forts et leurs points faibles. Ces différentes techniques sont ensuite comparées afin d'opter pour choisir la technique d'alimentation des antennes la plus optimale et pour justifier le choix de la matrice de Butler.

Le chapitre 3 est consacré à l'état de l'art de la matrice de Butler. Une description détaillée de son mode de fonctionnement ainsi que de chacun des ses composants conventionnels, a été menée.

Le chapitre 4 est réservé à la description d'une nouvelle topologie de matrice de Butler large bande (4.5 - 7.5 GHz), multicouche et en technologie CB-CPW. La conception ainsi que les tests de performance de chacun des composants de cette matrice à savoir ; le coupleur à large bande elliptique en technologie CB-CPW et le coupleur directionnel en technologie CB-CPW à couplage par fente, ont été décrits en détails dans ce chapitre.

Dans le chapitre 5, la topologie d'une matrice de Butler conforme conçue à 2.4 GHz et en technologie conforme est présentée. L'architecture conforme a été adoptée afin de lever le défi concernant la géométrie, ce qui permet de l'intégrer à n'importe quel milieu de travail et éviter les coûts d'installations supplémentaires. En plus, connecter la matrice de Butler conforme à un réseau d'antennes conforme, permet d'avoir une couverture de 360° dépendamment de la configuration du système. Une comparaison de performances entre les configurations planaire et conforme a été décrite en détails dans ce chapitre.

5.1 Contributions

Les principales contributions réalisées durant ce projet touchent essentiellement la partie traitement d'antenne, en particulier la matrice de Butler :

- On a conçu et réalisé un nouveau coupleur directionnel en technologie CB-CPW, à large bande et en topologie elliptique. Ce coupleur offre une bande passante de 50 % et couvre facilement la bande de fréquence de 4.5 jusqu'à 7.5 GHz. Ce qui permet de résoudre le problème de la largeur de bande étroite caractéristique des coupleurs hybrides conventionnels.
- On a optimisé le couplage d'un coupleur directionnel à couplage par fente, large bande et multicouche en technologie CB-CPW. Utilisé dans une matrice de Butler, ce coupleur permet d'éviter les lignes croisées tout en réduisant les dimensions et les pertes. Ce coupleur couvre facilement la bande 4.5-7.5 GHz.
- Une matrice de Butler 4 X 4 à base de ces deux coupleurs, a été conçue, fabriquée et testée. Le système est caractérisé par des dimensions réduites et des pertes minimales, en plus d'une largeur de bande de 3 GHz.
- On a conçu une matrice de Butler 4 X 4 cylindrique, en technologie micro-ruban à la fréquence 2.4 GHz. Cette matrice est à base de composants conventionnels comme les croisements et les coupleurs hybrides. Notons que chaque composant a été conçu séparément puis l'implémentation de la matrice a été réalisée à base de ces composants. L'analyse théorique de la structure conforme a été réalisée en utilisant la technique 'conformal mapping'. La matrice de Butler conforme a été connectée à un réseau d'antennes conforme afin de tester le diagramme de rayonnement. Finalement, une comparaison des performances entre les géométries planaire et conforme a été menée.

6.1 Publications

Articles de revues

- 1) **Ben kilani, M.**, Nedil, M., Kandil, N., Yagoub, M.C.E., and Denidni, T.A., (2012) **Wideband directional elliptic coupler based on CB-CPW technology**, Electronics Letters, 48 (12): 710-712.
- 2) **Ben kilani, M.**, Nedil, M., Kandil, N., Yagoub, M.C.E., and Denidni, T.A., (2012) **Wideband Multilayer Butler Matrix using CPW technology**, Progress In Electromagnetics Research, 31: 1-16.

Articles de conférences

- 3) **Ben kilani, M.**, Nedil, M., Kandil, N., and Denidni, T.A., (2012) **Novel Wideband Multilayer Butler Matrix Using CPW Technology**, IEEE international Symposium on Antennas and Propagation, 8-14 July 2012, Chicago, USA.
- 4) **Ben kilani, M.**, Nedil, M., Kandil, N., and Denidni, T.A., (2012) **Design of Conformal Microstrip Butler Matrix at 2.4 GHz**, IEEE international Symposium on Antennas and Propagation, 8-14 July 2012, Chicago, USA.

CHAPITRE 2 :

Les antennes intelligentes

2.1 Introduction

La congestion du spectre radioélectrique dû au nombre croissant d'abonnés et la nécessité croissante en matière de bande passante, a donné naissance à des techniques avancées (codage, modulation, diversité..) d'optimisation de l'utilisation du spectre. Dans le contexte des milieux confinés comme les mines souterraines, la nature de l'environnement (rugosité des parois, présence de personnes et des machines..) introduit des évanouissements par multi trajets des signaux radio. Une solution efficace à ce problème est de contrôler intelligemment la transmission des données dans le domaine spatial. Plus précisément, utiliser des antennes dont le diagramme de rayonnement est contrôlé afin de réduire au maximum l'effet des multi trajets [2]. C'est dans ce contexte que les techniques d'antennes intelligentes ont été utilisées dans différents systèmes de communication sans fil.

Les avantages de l'utilisation des antennes intelligentes sont multiples [3] :

- Annulation des brouillages co-canal, et donc une augmentation du rapport signal à interférent (RSI). L'annulation dans les directions des interférents est réalisée en formant des zéros dans le diagramme de rayonnement (formation de voies).
- Augmentation de la portée grâce au gain obtenu sur le rapport signal à bruit (RSB). Le lobe principal de l'antenne est orienté dans la direction du mobile, une localisation du mobile dans l'espace est donc nécessaire (d'où le terme "antenne intelligente").

- Limitation de la dispersion des retards en réduisant l'effet des trajets multiples: augmentation des débits, diminution de la complexité de l'égaliseur dans la chaîne de réception.
- Augmentation de la capacité :
 - Dans les systèmes cellulaires, l'annulation des interférences co-canal permet une réutilisation plus importante des fréquences (diminution du nombre de cellules par motif).
 - Technique d'Accès Multiple par Répartition Spatiale (AMRS ou SDMA : Spatial Division Multiple Access). Dans une même cellule, plusieurs utilisateurs qui occupent le même canal (temps, fréquence ou code) peuvent être séparés spatialement par l'antenne à condition que leurs écarts angulaires soient suffisants.

Le but de ce chapitre est de présenter en détails les concepts liés aux systèmes d'antennes intelligentes. Un survol sur le mode de fonctionnement ainsi que sur les différentes techniques de formation de faisceaux (beamforming) est détaillé dans le but de faire une projection sur l'objectif des travaux de recherche menées au cours de notre projet de recherche.

2.2 Principe de fonctionnement

Contrairement à une antenne omnidirectionnelle qui pollue l'environnement électromagnétique en rayonnant la puissance dans des directions inutiles. Une antenne intelligente adapte son diagramme de rayonnement en fonction des conditions de propagation, afin de localiser ou imager des sources, maximiser un signal noyé dans le bruit ou dans des interférences et ainsi optimiser la capacité de communications [6].

Fig. 2.1 montre le principe de base d'une antenne intelligente. Si les directions d'incidence des différentes sources sont connues (à priori ou après estimation par des algorithmes), on peut choisir de diriger les zéros du diagramme de rayonnement dans les directions d'interférences tout en privilégiant la direction de la source utile.

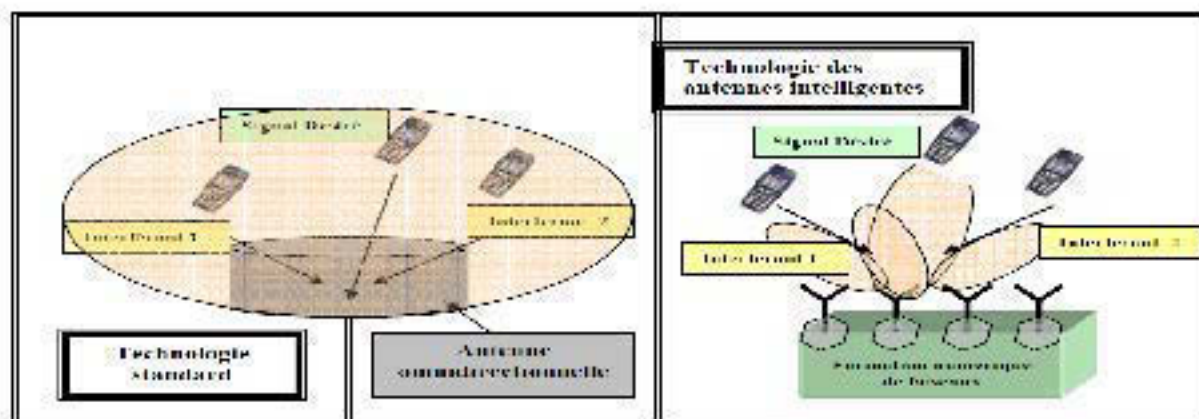


Fig. 2.1 : Principe de base d'une antenne intelligente [6].

2.3 Types d'antennes intelligentes

Deux catégories d'antennes intelligentes ont vu le jour : les systèmes d'antennes à faisceaux commutés et les systèmes d'antennes adaptatives. Les deux techniques ont pour objectif d'accroître le gain dans la direction de l'utilisateur et réduire les interférences.

La complexité et le degré d'efficacité varient d'une technique à l'autre. Les sections suivantes expliquent en détails chaque système ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

2.3.1 Systèmes d'antennes à faisceaux commutés

Ce système est formé de multiples faisceaux fixes avec une grande sensibilité dans des directions particulières. Le système détecte le signal le plus puissant et la commutation d'un faisceau à un autre se fait lorsque le mobile se déplace tout au long du secteur. Cette méthode de faisceau commuté peut être considérée comme une extension du système cellulaire à sectorisation offrant ainsi plus de sélectivité spatiale [4]. Comme le montre la Fig. 2.2, un système à faisceaux commutés est formé essentiellement d'un réseau d'antennes lié à un réseau conformateur de faisceau (appelé aussi réseau d'alimentation de faisceaux), ce dernier est lié à un système de commutation permettant de choisir le faisceau le plus adéquat afin de localiser le signal d'intérêt propre à chaque usager.

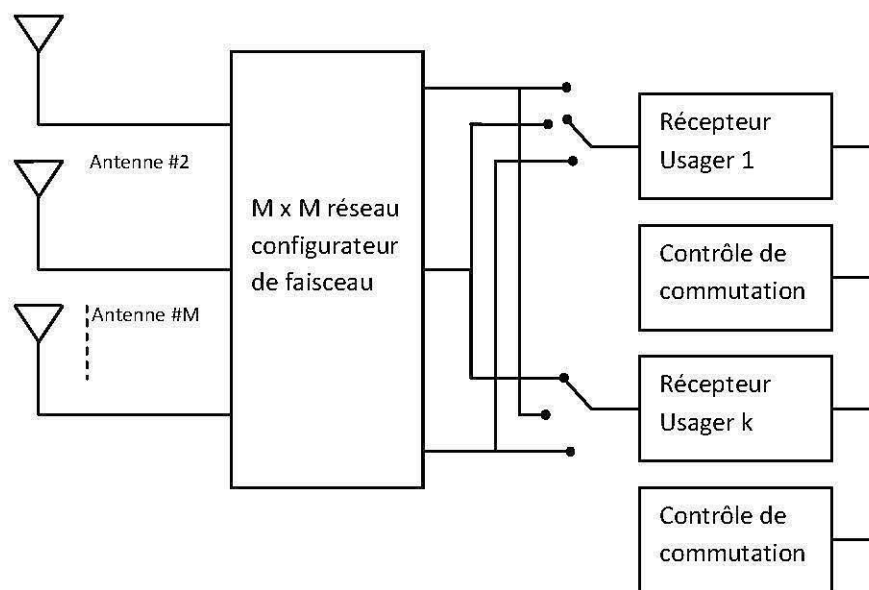


Fig. 2.2 : Structure d'un système à faisceaux commutés [4].

Si le mobile se trouve au bord de l'azimut du faisceau, le signal fort subi une dégradation rapide avant que l'utilisateur se commute d'un micro-secteur à l'autre. De plus, le système à faisceaux commutés ne distingue pas entre un signal désiré et les signaux de brouillage. Si le signal de brouillage se trouve à l'intérieur du faisceau sélectionné, la qualité du signal sera dégradée.

Notons qu'il existe deux classes de systèmes de répartiteurs de faisceaux à savoir les types quasi-optiques comme : la lentille de Rotman et les circuits (la matrice de Blass, matrice de Butler..), chacun des systèmes sera détaillé le long de ce chapitre.

2.3.2 Systèmes d'antennes adaptatifs

Ce type de système est constitué d'un réseau d'antenne et un processeur récepteur adaptatif en temps réel qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Un système d'antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne [4].

Un exemple de système d'antenne adaptatif est illustré dans la Fig. 2.3.

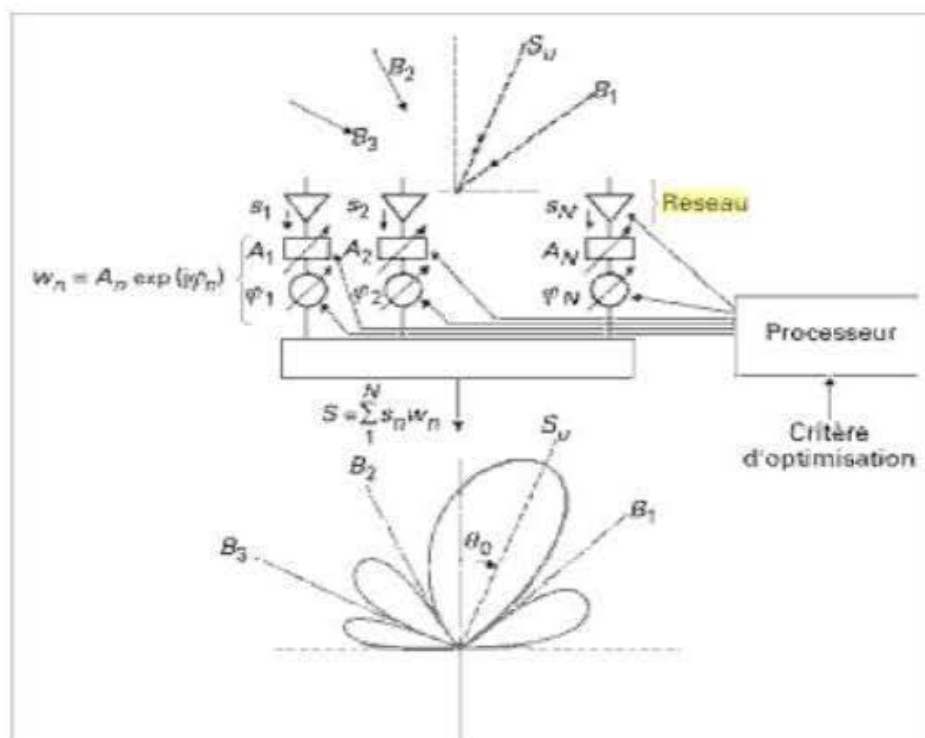


Fig. 2.3 : Principe de fonctionnement d'un système adaptatif

D'après la figure précédente, Un réseau de N antennes est plongé dans un environnement comportant un signal incident S_0 et un ensemble de brouilleurs B_1, B_2, \dots . Les signaux captés s_1, s_2, \dots, s_N sont pondérés en amplitude A_1, A_2, \dots, A_N et en phase $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$ par des coefficients complexes $w_n (1, \dots, N)$ et donnent naissance à un signal S , les critères d'optimisation fournis au processeur choisissent les pondérations w_n conduisant à un diagramme de réception optimisé.

L'opération de pondération des signaux de sorties par un vecteur de poids W s'appelle: le filtrage spatial, ce dernier a pour but, donc, de modifier les caractéristiques du système d'antenne en fonction d'un critère d'optimisation des signaux utiles.

Les avantages de tels systèmes sont :

- Possibilité de traquer plusieurs usagers au même temps.
- Le diagramme de rayonnement est optimisé dynamiquement et en temps réel.
- Le diagramme de rayonnement d'un système adaptatif est plus précis que celui du système à faisceaux commutés (voir Fig. 2.4).

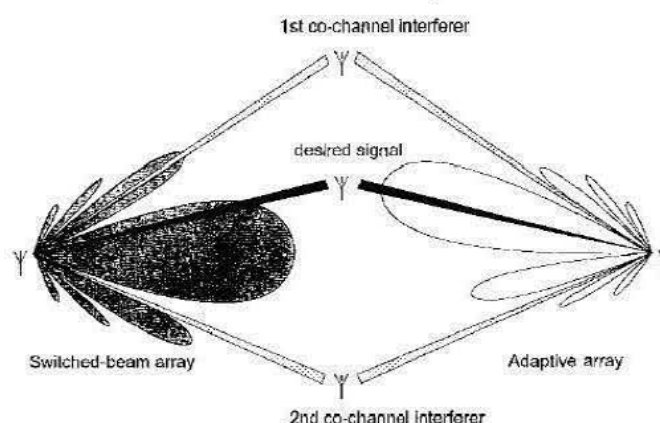


Fig. 2.4 : Formes de diagrammes de rayonnement pour le type faisceau commuté et le type adaptatif [5]

Mais l'inconvénient majeur des systèmes d'antennes adaptatifs est la difficulté de réalisation due à la complexité des algorithmes d'optimisation du diagramme de rayonnement [4].

C'est pour cette raison, qu'on a opté pour l'utilisation des systèmes d'antennes à faisceaux commutés. Le reste du chapitre, met le point sur les différentes catégories de ces systèmes.

2.4 Conformateurs de faisceaux quasi-optiques

Les conformateurs de faisceaux à lentilles produisent des angles de faisceaux fixes mais les largeurs des faisceaux ainsi que les niveaux de croisement changent avec la fréquence.

Dans cette section, deux conformateurs de faisceaux à lentilles sont présentés : la lentille de Bootlace et la lentille de Rotman.

2.4.1 Lentille de Bootlace

Inventée par H.Gent en 1956 [7,8], cette lentille possède les ports d'alimentation d'un coté et les ports de lentille de l'autre.

Comme montré dans la Fig. 2.5, entre les deux ports se trouve une région homogène de transmission d'ondes planaires. L'énergie est affectée par le déphasage

des lignes de transmission qui ajuste ses caractéristiques de balayage, ensuite cette énergie est alors re-rayonnée à l'avant de la face des lentilles [7].

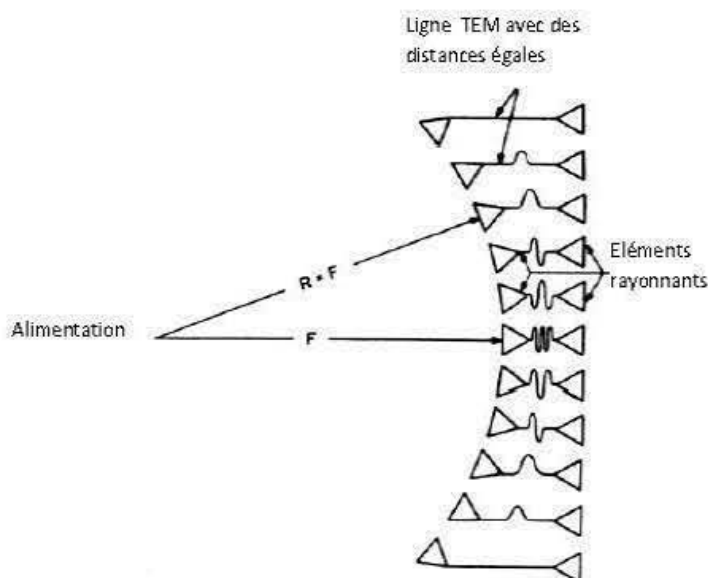


Fig. 2.5 : Lentille de Bootlace [7].

2.4.2 Lentille de Rotman

La lentille de Rotman est une modification de la lentille de Bootlace, avec une addition d'un réseau d'alimentations fixe pour les ports du faisceau comme montré dans la Fig. 2.6.

La lentille de Rotman est considérée comme la plus connue des lentilles de type quasi-optiques. On peut citer les lentilles de Ruze [9], de Luneberg [10], R-KR [11], etc.

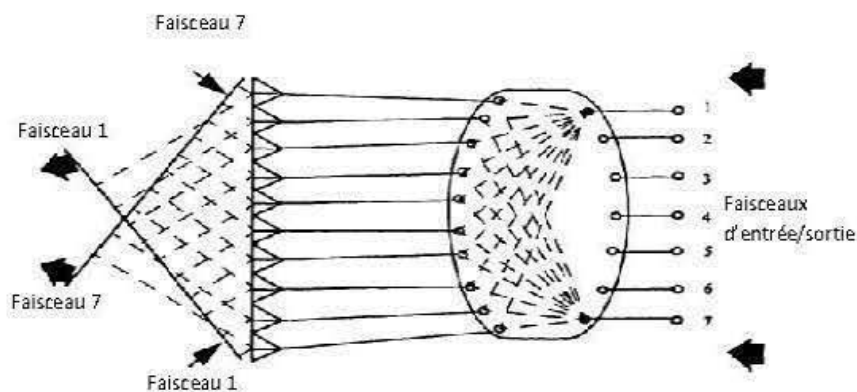


Fig. 2.6 : Lentille de Rotman [12].

La procédure de synthèse d'une lentille de Rotman est basée sur des principes de l'optique géométrique. Les ports d'entrée ou de sortie, suivant que l'on est en émission ou réception, alimentent l'intérieur d'une cavité d'une lentille plate dont la périphérie est convenablement définie. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution d'amplitude approximativement uniforme et une déclivité de phase linéaire (gradient de phase constant) aux ports de sortie. La contrainte de longueur de chemins égaux jusqu'au front d'onde réel, assure que la direction des faisceaux émis reste invariable avec la fréquence. La lentille est donc un véritable dispositif à retard. La forme de la cavité, aussi bien que les positions et la taille des ports, détermine le niveau des ondulations de distribution. Le succès, en fait, d'une conception d'une lentille de Rotman est de minimiser ce niveau d'ondulations sur une large bande de fréquence [13]. La taille des ports est généralement inférieure à une demi-longueur d'onde, correspondant à la fréquence maximale d'utilisation, afin de ne pas exciter les modes d'ordre supérieur et ainsi ne pas augmenter les pertes d'insertion.

A partir de toutes les remarques que nous avons faites, la lentille de Rotman est intéressante car elle autorise une certaine liberté de conception avec de nombreux paramètres à ajuster. En plus, elle bénéficie de l'obtention d'une quantité appréciable de faisceaux et elle dispose surtout d'un système stable en fréquence. Cependant ses inconvénients ne sont pas négligeables [13]:

- la conception de la lentille peut devenir très compliquée à cause même du nombre de variables à régler;
- Le couplage mutuel entre chaque port d'entrée est réel et est difficile à maîtriser;
- Les faisceaux orthogonaux n'existent pas en raison des débordements (spillover) indésirables du diagramme primaire de la lentille;
- Le choix d'une direction précise du faisceau ne peut pas être réalisé en dehors des trois foyers, car la lentille de Rotman peut seulement fournir une série distincte de faisceaux du fait de la disposition des ports d'entrées.

2.5 Exemples de type circuit

Dans cette section, trois différents systèmes d'alimentation de faisceaux (des matrices) seront présentés. La matrice de Blass, la matrice de Nolen et la matrice de Butler.

2.5.1 Matrice de Blass

La matrice de Blass [14-16] est un réseau d'alimentation en série avec une structure en treillis tel qu'illustré à la Fig. 2.7, dans laquelle la puissance est diminuée séquentiellement à partir des lignes transverses (through line) dans les lignes de ramification (branch line) au moyen de coupleurs directionnels. Ces coupleurs déterminent la distribution en amplitude du réseau d'antennes et par conséquent le niveau des lobes secondaires des diagrammes de rayonnement. Dans la ligne transverse, entre deux coupleurs directionnels, se situe un déphaseur ou un ajusteur de longueur de ligne communiquant le changement de phase nécessaire à la création du gradient de phase entre chaque port de sortie. Ces coupleurs et longueurs de ligne permettent de fournir les excitations spécifiées aux ports de sorties. On notera que pour le port N°1 de la matrice, le diagramme de rayonnement désiré est atteint sans difficulté. Le port N°2 sera lui affecté par le réseau d'alimentation du port N°1. Cette affectation a été calculée par Blass [14] pour une distribution de coupleurs uniforme, une efficacité d'un réseau d'antennes de 70 % et une séparation entre le faisceau 1 et 2 d'une ouverture à mi-puissance.

L'effet de perturbation produit alors un lobe secondaire de 13 dB dans la direction du faisceau produit par le port n°1. Pour l'alimentation du m^{ème} faisceau par le port n°M, il y aura donc une perturbation des (M-1) réseaux d'alimentations précédents. De plus, la matrice de Blass peut produire des faisceaux orthogonaux ou non, c'est selon le choix du concepteur. Toutefois, on gardera en tête que plus les faisceaux sont éloignés les uns des autres, moins l'interaction entre les différentes lignes d'alimentation se fera ressentir. Même si la matrice possède une grande souplesse pour la pondération de ses éléments rayonnants, le nombre de composants mis à sa disposition est conséquent.

Les principaux avantages d'utilisation de la matrice de Blass sont [13] :

- Pour un grand réseau, la disposition d'intercommunication du circuit est simple, car il n'y a pas de croisements (ce sont les coupleurs qui en font office) et pas de circuit multicouche nécessaire (procédé de fabrication).
- Les faisceaux formés sont produits en jouant sur les rapports de couplage des coupleurs directionnel (la pondération en amplitude est possible pour chaque faisceau). Le temps de retard assure une certaine constance des faisceaux avec la fréquence.

Néanmoins les désavantages qu'elle offre sont de loin plus conséquentes et empêchent bien souvent de la sélectionner [13]:

- La conception devient complexe avec un nombre d'éléments de réseau et/ou d'entrée important car, pour chaque port d'entrée de la matrice, les coupleurs directionnels diffèrent et leurs coefficients de couplage varient.
- Le nombre de coupleurs devient vite important et cela implique un plus grand coût en matériel et poids.
- Plus le nombre de faisceaux augmente, plus l'interaction entre les différentes lignes transverses est grande, ce qui rend les réseaux beaucoup plus difficiles à concevoir.

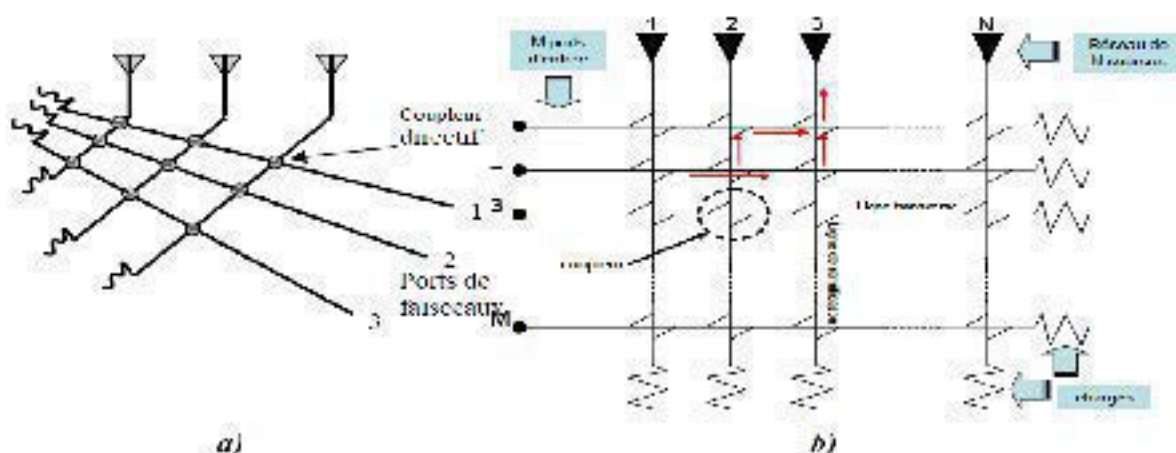


Fig. 2.7 : Schéma représentatif de la matrice de Blass [13].

2.5.2 Matrice de Nolen

La matrice de Nolen peut être considérée comme la combinaison de la matrice de Butler et de la matrice de Blass pendant que ses éléments d'antenne sont couplés du $N^{\text{ème}}$ élément d'antenne au $M^{\text{ème}}$ port de faisceau comme représenté dans la Fig. 4.11. Comme la matrice de Blass, la matrice de Nolen peut avoir un nombre d'éléments d'antenne différent au nombre de ports de faisceau. Le réseau de Nolen est construit de déphaseurs et de coupleurs hybrides [16]. Comme la matrice de Blass, elle est rarement utilisée due aux difficultés d'ajuster le réseau et à cause de son coût.

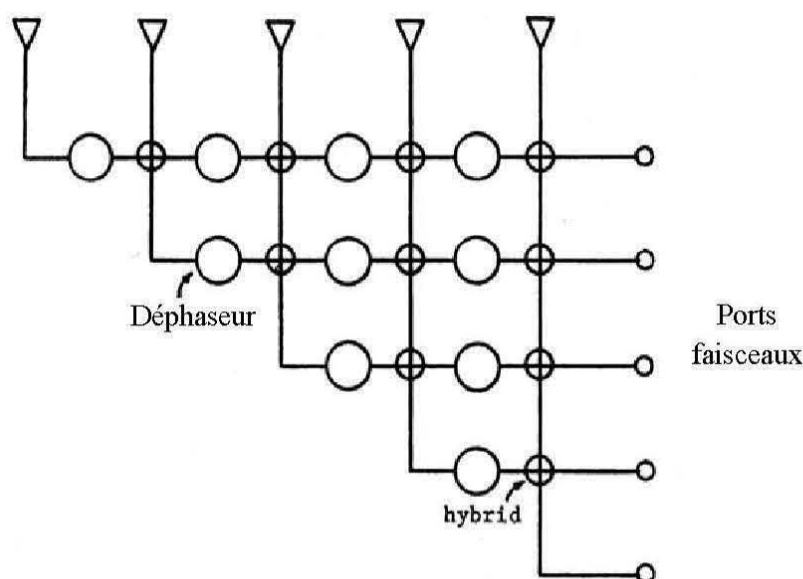


Fig. 2.8 : Schéma représentatif de la matrice de Nolen [16].

2.5.3 Matrice de Butler

Une des matrices les plus répandues en tant que réseau d'alimentation à multiples faisceaux

est la matrice de Butler. Le chapitre suivant est consacré à la description détaillée du mode de fonctionnement de ce type de circuit, ses composants intrinsèques, ses applications et les défis de son implémentation.

Comparée à la matrice de Blass et de Nolen, la matrice de Butler permet de produire un nombre plus important de faisceaux de grande qualité avec peu de

composants et moins de complexité [13]. Ce qui explique sa vaste utilisation et son choix pour ce projet de recherche.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les notions de bases des antennes intelligentes, ainsi qu'un état de l'art sur les différentes techniques d'alimentation des antennes et les systèmes de commutation de faisceaux.

La lentille de Rotman est un véritable dispositif à retard. Le dépointage du faisceau balayé reste quasi-invariant avec la fréquence. Avec une simple construction de circuit imprimé à faible coût, les caractéristiques ci-dessus la font particulièrement utile dans les systèmes actifs où les pertes inhérentes de la lentille sont de faibles conséquences.

La matrice de Blass peut être intéressante lorsque le nombre de faisceaux requis est petit d'environ 2 à 3, au-delà de ce nombre de composants, elle devient trop compliquée à réaliser.

La matrice de Butler est le circuit le plus utilisé pour l'implémentation d'antennes intelligentes à faisceaux commutés. En effet, elle permet de produire un certain nombre de faisceaux orthogonaux avec un nombre réduit de composants et un minimum de pertes comparée aux autres types de matrices. Le chapitre suivant se focalise sur ce type de réseau d'alimentation de faisceaux.

CHAPITRE 3 :

Etat de l'art de la matrice de Butler

3.1 Introduction

La matrice de Butler est l'un des répartiteurs de faisceaux les plus utilisés dans les systèmes d'antennes à faisceaux commutés. C'est un circuit à N entrées et N sorties formé de coupleurs, de déphaseurs et de croisements. Les N sorties sont liés à un réseau d'antennes, pour chaque signal d'entrée, le réseau va produire un faisceau dirigé vers une direction spécifique [17,18]. Donc la matrice permet de produire N faisceaux orthogonaux au niveau des sorties. C'est un système parallèle, contrairement à la matrice de Blass (système série), qui est composé de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission de longueur de chemin égal.

L'architecture d'une matrice de Butler 4x4 conventionnelle est illustrée dans la Fig. 3.1.

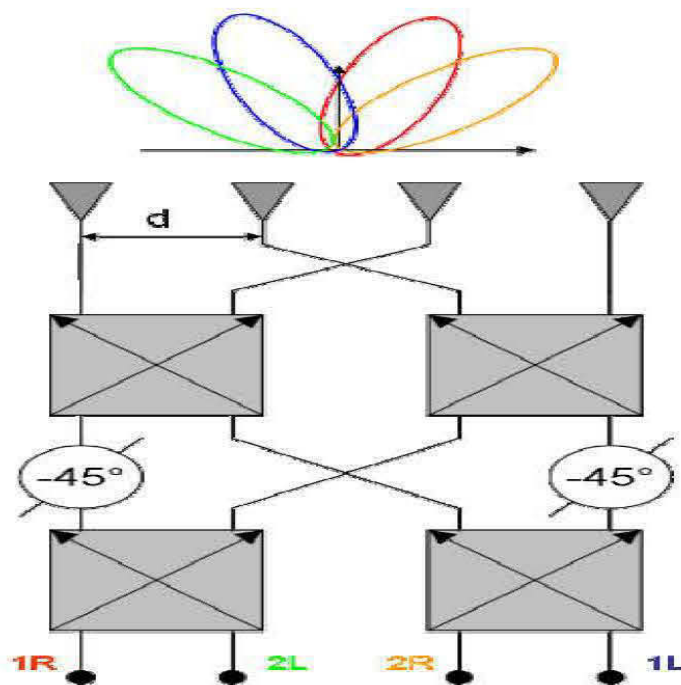


Fig. 3.1 : Architecture d'une matrice de Butler 4x4 conventionnelle [13].

Une matrice de Butler conventionnelle emploie $Nn/2$ hybrides avec $N/2(n-1)$ déphaseurs fixe pour former le réseau. Pour la structure planaire, le nombre des croisements requis est rapporté dans [19] comme étant :

$$C_n = 2C_{n-1} + 2^{n-2}(2^{n-2} - 1) \quad (3.1)$$

où n est l'ordre de la matrice, qui est lié au nombre de port par $N = 2^n$. n devrait être égale ou supérieur à 2 et $C_1 = 1$. Selon la relation (3.1), quand le nombre de croisements devient important dans la matrice de Butler, la réalisation présente de sérieux problèmes. Par exemple, pour une matrice à 32 ports, le nombre de croisements est de 416 ce qui est énorme et pourrait présenter beaucoup de pertes. Plusieurs configurations de matrice de Butler permettant de réduire ou éviter les croisements ont été rapportées dans la littérature. Une mise au point sur les avantages et les inconvénients de telles configurations sera détaillée dans la suite de ce chapitre.

La matrice de Butler sert à deux fonctions [13]:

- Distribution des signaux RF aux différents éléments d'antennes.



- Direction et orthogonalité des faisceaux (Beamsteering and orthogonal beamforming).

La popularité de la matrice de Butler comme conformateur de faisceaux (beamformer) est due aux nombreux avantages suivants [13] :

- Les faisceaux générés sont orthogonaux (combinaison optimale).
- La matrice emploie peu de composants et son architecture est simple (les coupleurs sont tous identiques dans une matrice binaire).
- La matrice est sans perte, si l'on ne tient pas compte des pertes d'insertions des coupleurs et déphaseurs.
- Le niveau des chevauchements des faisceaux est constant sur l'angle de balayage qu'elle fournit avec la fréquence. Cela permet une bonne couverture avec un gain maximum.
- Elle possède le nombre minimum de composants et une longueur de chemin minimale parmi tous les réseaux de formation de faisceaux à excitation uniforme

La matrice de Butler n'est pas un conformateur de faisceau parfait, les inconvénients sont [13]:

- La largeur et l'angle du faisceau dépendent de la fréquence.
- Possède une interconnexion très complexe (plusieurs croisements sont nécessaires) pour des grandes matrices.
- Le nombre de composants devient vite considérable avec un nombre élevé de faisceaux souhaité.
- Les niveaux des lobes secondaires sont fixés dès que le nombre de faisceaux désiré est choisi.

3.2 Domaine d'application

La matrice de Butler est utilisée dans plusieurs champs d'applications [13] :

- Dans les télécommunications satellites : On les retrouve dans les satellites géostationnaires, tel qu'INMARSAT-3 pour les systèmes de communications mobiles [20]. Ou aussi dans les satellites à orbites basses, tel que les systèmes IRIDIUM créés par Motorola qui assurent une desserte globale pour une clientèle effectuant surtout des appels internationaux [21]. Ce circuit a été aussi utilisé dans des satellites PCS (Personal Communication System) adoptant une technologie HTS (High-Temperature Superconductive) pour ses matrices de Butler 8x8 afin de réduire leurs tailles et de diminuer leurs pertes [22].
- Dans les communications sans fil de type LANs ou ATMs monté sur des PDA (Personal Digital Assistant) autour de la fréquence de 19 GHz en technologie microruban [23].
- Dans le cas de systèmes GSM (Global System Mobile) fonctionnant autour de 900 MHz [24], aussi bien pour des stations de base de type PCS utilisant des systèmes AMRC [25] que pour des communications d'intérieur (indoor) autour de 60 GHz [26], les matrices de Butler sont présentes et offrent un bon compromis au niveau des couvertures et du nombre de faisceaux.
- Dans des environnements de propagation hostiles (comme les mines souterraines), l'utilisation de la matrice de Butler dans les systèmes d'antennes à faisceaux commutés permet de limiter les pertes de rayonnement inutiles et de focaliser la puissance rayonnée dans les directions d'intérêts et par la suite éviter le phénomène d'évanouissement de signaux par multi-trajets.

3.3 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la matrice de Butler est simple : l'alimentation d'un port d'entrée de la matrice de Butler permet de créer un gradient de phase β au niveau des ports de sorties donné par :

$$\beta = \frac{\pm(2p - 1)180^\circ}{N} \quad (3.2)$$

Avec p : Le numéro de port d'entrée par rapport à la normale (1 ou 2, dans le cas d'une matrice 4x4) ; N : Le nombre des éléments rayonnants du réseau d'antennes connecté aux ports de sorties de la matrice.

L'orientation du faisceau Θ est donnée par :

$$\Theta = \sin^{-1} \left(\frac{\pm(2p - 1)}{N} \right) \quad (3.3)$$

Dans le cas d'une matrice de Butler 4x4, les différentes orientations de faisceaux pour différents ports d'entrées sont affichés dans le tableau suivant :

Tableau 3.1 : Les orientations des faisceaux en référence à leurs ports d'entrées pour une matrice de 4x4.

Port d'entrée	Gradient de phase β	Notation du faisceau	Orientation du faisceau, Θ
1	-45°	1R	-14.5°
2	$+135^\circ$	2L	$+48.6^\circ$
3	-135°	2R	-48.6°
4	$+45^\circ$	1L	$+14.5^\circ$

Donc la matrice de Butler opère comme un répartiteur de faisceaux dans différentes directions et symétriques par rapport à la normale, nommés 1R, 2L, 2R et 1L. Quand l'un des ports d'entrées est alimenté, les signaux au niveau des ports de sorties sont d'amplitudes égales et possèdent une différence de phase progressive entre chaque deux ports adjacents. Les faisceaux orthogonaux sont obtenus en configurant la matrice de Butler avec un bon choix de différence de phase.

3.4 Les conditions pour le design du système à faisceaux commutés en utilisant la matrice de Butler

L'utilisation de la matrice de Butler, pour l'implémentation du système à faisceaux commutés, doit suivre certaines conditions pour atteindre une direction des faisceaux optimale. Les conditions suivantes doivent être prises en considération lors de la conception :

- La couverture à balayage spatial : la couverture à balayage spatial doit être au moins $\pm 60^\circ$.
- La largeur du faisceau : Le système doit avoir une largeur de faisceau étroite pour une meilleure résolution spatiale. Cette dernière offre une possibilité de réduire l'interférence et augmente la précision des DOA (direction of arrivals) des usagers.
- La moyenne des niveaux des lobes de côtés (average side lobe levels) : Elle permet de minimiser le rayonnement dans les directions indésirables.
- La forme du faisceau : les faisceaux doivent être orthogonaux et doivent avoir un grand niveau de chevauchement pour un maximum de couverture.
- La taille physique et le poids : la structure physique du système ne doit pas être volumineuse et lourde.
- L'espacement des éléments : Un espacement approprié doit être choisi pour éviter la formation des lobes discordants.

3.5 Composants intrinsèques de la matrice de Butler

La matrice de Butler est constituée de trois composants que sont les coupleurs -3dB, les déphaseurs et les croisements. Ces éléments sont présentés dans les sous sections suivantes.

3.5.1 Coupleur hybride -3dB

Les coupleurs sont des circuits passifs et à quatre ports tel que montré à la Fig. 3.2. Les paramètres suivants permettent de caractériser un tel coupleur :

- Facteur de couplage : $C = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_2}{P_1}\right)$ (dB) (3.4)

- Facteur de directivité : $D = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_2}{P_3}\right)$ (dB) (3.5)

- Facteur d'isolation : $I = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_1}{P_4}\right)$ (dB) (3.6)

- Pertes d'insertion : $IL = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_2 + P_3}{P_1}\right)$ (dB) (3.7)

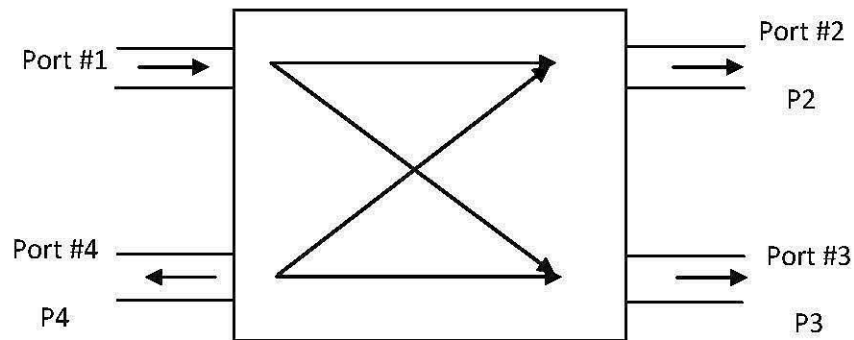


Fig. 3.2 : Schéma de principe d'un coupleur à 3 dB

où P_1, P_2, P_3 et P_4 représentent les puissances d'entrées et de sorties aux ports 1, 2, 3 et 4.

Il existe deux types de coupleurs hybrides: l'hybride de 180° et l'hybride 90° . Dans les coupleurs hybrides 180° , le port couplé et le port de transmission sont en opposition de phase. Par contre, dans les coupleurs hybrides 90° , la porte couplée est déphasée de 90° par rapport au port de transmission.

3.5.2 Croisement (crossover)

Le croisement entre les lignes est le plus grand inconvénient lors de l'implémentation de la matrice de Butler. Pour éviter alors que les signaux au niveau des croisements ne se combinent, on doit recourir à des croisements (crossover) [27].

Pour concevoir un croisement, on peut utiliser deux hybrides en cascades. Idéalement, le signal entrant dans un port émerge seulement au port diagonal sans pertes d'insertion et sans erreur de phase.

3.5.3 Déphaseur

Dans cette sous-section, nous présentons les déphaseurs passifs utilisés dans les matrices de Butler. Ces déphaseurs sont des sections de ligne de transmission, soit en microruban, coplanaire ou autre type de ligne de transmission.

Une ligne de transmission quelconque (par exemple de type CPW ou microruban..) possède une certaine longueur d'onde guidée à une fréquence particulière. Cette longueur représente la distance entre deux crêtes de l'onde guidée et est équivalente à un cycle de phase (360°). Pour créer un retard de phase Φ avec une ligne par rapport à une autre, on ajoute donc une section supplémentaire ΔL de telle manière que :

$$\Delta L = \Phi \cdot \frac{\lambda_g}{360} \quad (3.8)$$

3.6 Techniques de conception des matrices de Butler

Une matrice de Butler conventionnelle à base des composants intrinsèques présentés dans les sous- sections précédentes possède plusieurs limitations qui sont :

- Largeur de bande étroite due à celles des composants intrinsèques, en particulier des coupleurs hybrides -3dB standard.
- Grandes dimensions et beaucoup de pertes causées par l'utilisation des croisements conventionnels.

Afin de pallier ce problème, plusieurs travaux de recherche ont été menés et des nouvelles configurations de matrice de Butler ont été proposées.

Plusieurs architectures de matrices de Butler à base de croisements large bande ont été conçues [28-30], d'autres configurations ont été investies permettant de réduire les dimensions du circuit sans offrir une grande largeur de bande [31,32].

Quelques auteurs ont proposé des architectures de matrice de Butler sans croisements [33-36]. Dans [33], une matrice 4x4 en technologie coplanaire CPW et à base du coupleur à couplage par fente a été proposée. Ce circuit offre seulement une bande passante de 1.5 GHz à cause de l'utilisation des coupleurs hybrides conventionnels. Une autre matrice de Butler 4x4 en technologie micro-ruban sans croisement à été conçue [34], mais ce circuit est invalide pour une configuration 8x8 ou plus. Enfin, une de matrice de Butler multicouche à base de la technologie en guide d'ondes à substrat intégré SIW a été investie dans [36]. La structure est ultra large bande mais elle exige un haut degré de précision concernant le processus de sa fabrication.

Dans les chapitres suivants, nous présentons nos travaux de recherche liés à la conception de deux configurations de matrices de Butler en tenant compte de plusieurs critères en particulier ceux du coût, des pertes et des dimensions.

3.7 Conclusion

Ce chapitre a été réservé à la matrice de Butler, permettant de présenter en détails son concept, son principe de fonctionnement et son état de l'art.

Ce répartiteur de faisceaux est le plus utilisés dans les systèmes d'antennes à multiples faisceaux grâce à sa simplicité et ses bonnes performances, ce qui explique l'intérêt porté à ce type de circuit dans le cadre de notre projet.

CHAPITRE 4 :

Conception d'une matrice de Butler 4X4 large bande en technologie CB-CPW multicouche

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons nos travaux de recherche liés à la réalisation d'une nouvelle topologie de matrice de Butler large bande (4.5 - 7.5 GHz), multicouche et en technologie CB-CPW. La conception ainsi que les tests de performance de chacun des composants clés de cette matrice à savoir : le coupleur à large bande, elliptique et en technologie CB-CPW, et le coupleur directionnel en technologie CB-CPW à couplage par fente, ont été décrits en détails dans cette partie.

Comparée à la technologie micro-ruban, la technologie coplanaire CPW (Coplanar Waveguide) possède plusieurs avantages qui sont [37] :

- Des pertes minimales.
- Utilisation dans les applications millimétriques.
- Facilité de fabrication des connexions séries ou parallèles.
- Contrôle facile d'impédance caractéristique de la ligne de transmission en changeant les largeurs de la fente et du conducteur central.

Mais les lignes CPW sont de grandes dimensions comparées aux lignes micro-ruban [37]. Une solution à ce problème est l'utilisation de la technologie CB-CPW (Conductor-Backed Coplanar Waveguide) qui consiste à ajouter un plan de masse au dessous du substrat. Cette technique permet de réduire les dimensions de la ligne et

d'éviter l'utilisation des ponts à air nécessaires pour la connexion des plans de masse situés au dessus du substrat [38]. Ces avantages expliquent l'utilisation de cette technologie, dans le cadre de ce projet, pour l'implémentation de la matrice de Butler proposée et ses composants.

4.2 Architecture de la matrice de Butler proposée

Dans le présent travail, on propose une nouvelle configuration multicouche pour éviter de n'utiliser aucun croisement [39]. Le schéma fonctionnel de la matrice de Butler proposé est montré dans la Fig. 4.1. Cette matrice emploie des coupleurs directionnels elliptiques CB-CPW de 3-dB, les coupleurs directionnels à couplage par fente de 3-dB CB-CPW, et les lignes CB-CPW pour former les déphaseurs. Dans les sous-sections suivantes de ce chapitre, la conception des composantes clés de cette matrice sont présentées et décrites en détails.

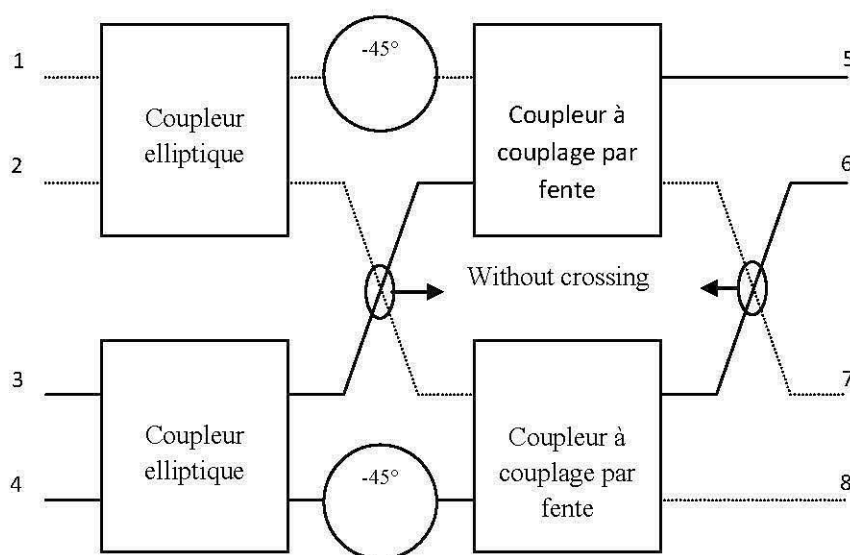


Fig. 4.1 : Schéma bloc de la matrice de Butler proposé

4.3 Coupleur directionnel en technologie CB-CPW et à couplage par fente

4.3.1 Procédure de conception

Les coupleurs directionnels sont des composants indispensables dans le processus de conception des circuits intégrés micro-ondes (MMICs). En particulier, les coupleurs directionnels à couplage par fente et en technologie CB-CPW ont été récemment appliqués dans la conception des circuits micro-ondes et millimétriques grâce à leurs caractéristiques large bande et de couplage [40,41].

Dans le but d'éviter l'utilisation des croisements dans la matrice de Butler proposée, un coupleur directionnel à couplage par fente a été proposé (voir Fig. 4.2) La géométrie de la zone de couplage par fente choisie (hexagonale) offre une bonne transition et un bon couplage entre les lignes de transmission CB-CPW.

Pour ce type de coupleur, l'analyse numérique est basée sur les modes de propagation pair et impair [40]. Le mode pair se propage lorsque, des courants égaux, en amplitudes et en phases, traversent les deux lignes couplées. Tandis que le mode impair est obtenu lorsque les amplitudes des courants sont égales mais leurs phases sont opposées [35]. La zone de couplage est caractérisée par deux impédances caractéristiques qui sont Z_{oo} (Odd) and Z_{oe} (Even), et deux constantes diélectriques à savoir : ϵ_{reffe} and ϵ_{reffo} . L'impédance caractéristique dans la zone de couplage est donnée par la combinaison des impédances des deux modes de propagation

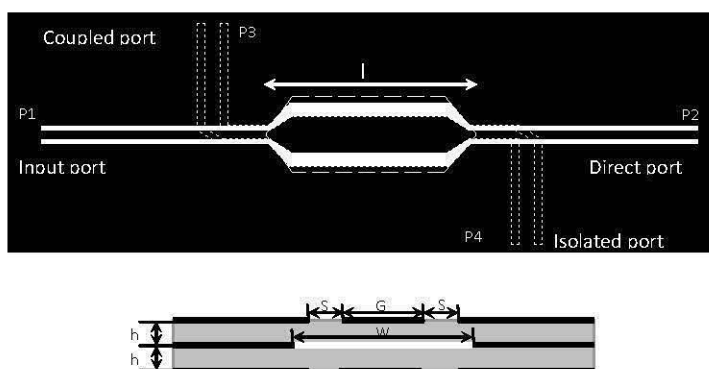
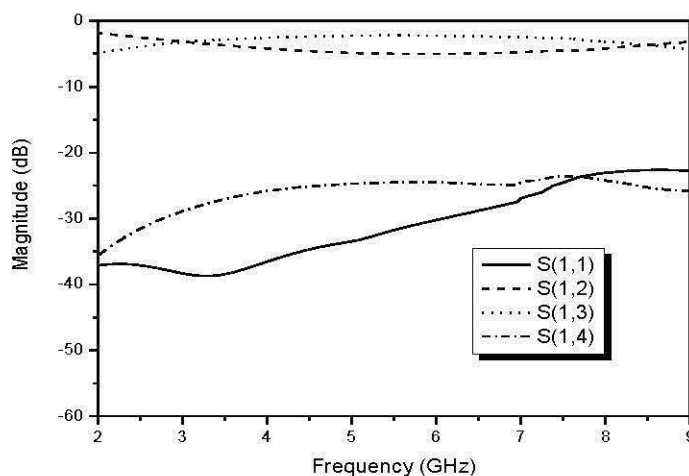


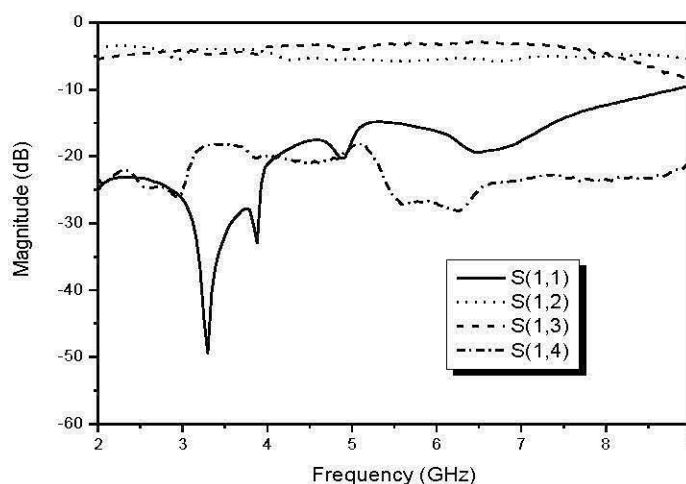
Fig. 4.2 : Disposition du coupleur à couplage par fente hexagonale [42]

4.3.2 Résultats et discussion

Les pertes de retour et les pertes d'insertion simulées et mesurées sont montrées dans la Fig. 4.3. De ces résultats, on peut conclure qu'une largeur de bande d'environ 6 GHz (100 %) est obtenue. La valeur moyenne du couplage pour le port direct et le port couplé est de l'ordre de 3.5 dB. Les pertes de retour et l'isolation sont supérieures à 15 dB dans toute la bande de 3 GHz à 9 GHz. Le déphasage simulé et mesuré entre les deux ports est illustré dans la Fig. 4.4. La différence de phase entre les ports direct et couplé est approximativement $\sim 90^\circ$ dans toute la bande.



(a)



(b)

Fig. 4.3 : Paramètres S du coupleur de forme hexagonal (a) Simulés (b) Mesurés [42].

Notons que ce type de coupleur a été déjà conçu dans [42], notre contribution dans le cadre du projet consiste à optimiser les paramètres du coupleur afin d'avoir la valeur de couplage, pour les ports de sorties, la plus proche de -3 dB dans la bande d'intérêt (4.5 – 7.5 GHz), ce qui permet l'implémentation de la matrice de Butler avec un minimum d'erreurs d'amplitudes.

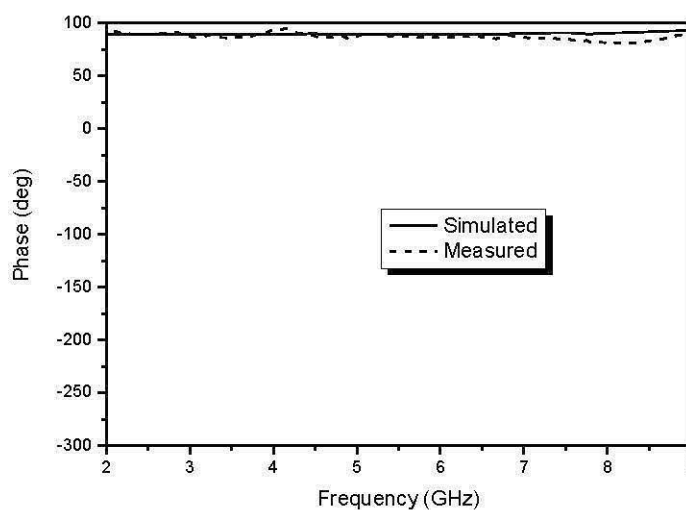


Fig. 4.4 : Différence de phase simulée et mesurée [42].

4.4 Coupleur large bande elliptique en technologie CB-CPW

4.4.1 Procédure de conception

Les coupleurs hybrides à -3dB sont généralement utilisés comme diviseurs de puissance ou dans les mélangeurs des systèmes micro-ondes [43]. L'inconvénient majeur de ce type de coupleur est sa largeur de bande étroite. Pour pallier à ce problème, différentes configurations des coupleurs hybrides ont été proposées [44-46], une intéressante architecture utilisant des stubs en série en circuit ouvert ajoutés à chaque port du coupleur permet d'avoir une bande passante un peu plus large accompagnée d'une grande complexité de conception [44]. D'autres configurations ont été explorées afin d'élargir la bande passante des coupleurs hybrides, mais ces dernières souffrent d'un grande complexité de conception et de fabrication.

Dans le cadre de nos travaux de recherche [47], un nouveau coupleur hybride 3dB en géométrie elliptique et en technologie CB-CPW a été conçu, fabriqué et testé en se basant sur l'approche décrite dans [43]. La configuration elliptique choisie permet d'élargir la bande passante en contrôlant différents paramètres comme l'excentricité.

La disposition du coupleur est montrée dans la Fig. 4.5. La structure a été implémentée en utilisant le substrat RT/Duroid 5880 ayant une constante diélectrique de $\epsilon_r = 2.2$ et une épaisseur $h = 0.508$ mm. La puissance d'entrée est divisée également sur les ports de sortie (~ -3 dB) avec une différence de phase de 90° .

L'analyse théorique de la matrice Z pour un disque elliptique avec des ports situés à ses périphéries a été proposée dans [43]. Il a été conclu que les éléments pairs et impairs de cette matrice dépendent de plusieurs paramètres à savoir : l'excentricité du réseau elliptique, La fréquence d'opération, l'emplacement des ports et les caractéristiques du substrat.

En utilisant la matrice Z du disque elliptique, les paramètres S du coupleur hybride proposé peuvent être évalués en utilisant l'expression suivante [43] :

$$S = (Z - Z_0)(Z + Z_0)^{-1} \quad (4.1)$$

Avec Z_0 est la matrice d'impédances caractéristiques des lignes de transmission liée au disque elliptique.

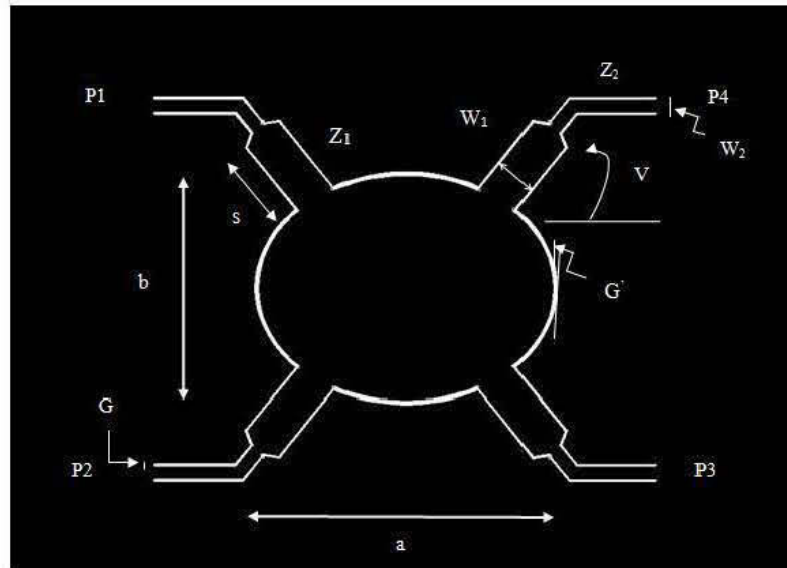


Fig. 4.5 : Coupleur elliptique proposé.

Pour un disque elliptique à quatre ports, il est possible d'évaluer les paramètres S en se basant sur les impédances propres (eigenimpédances) sans introduire aucune inversion de matrices. Ceci est obtenu en gardant la symétrie le long des axes x et y. Dans ce cas, les valeurs propres (eigenvalues) sont données en fonction des valeurs de la matrice Z comme suit [43] :

$$Z_{e1} = Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} \quad (4.2)$$

$$Z_{e2} = Z_{11} - Z_{12} + Z_{13} - Z_{14} \quad (4.3)$$

$$Z_{e3} = Z_{11} + Z_{12} - Z_{13} - Z_{14} \quad (4.4)$$

$$Z_{e4} = Z_{11} - Z_{12} - Z_{13} + Z_{14} \quad (4.5)$$

Les valeurs de réflexions propres (eigenreflections) liées aux impédances propres sont :

$$S_{ei} = \frac{Z_{ei} - 1}{Z_{ei} + 1} \quad i=1,2,3,4 \quad (4.6)$$

Finalement, les paramètres S sont donnés par:

$$S_{11} = \frac{1}{4} (S_{e1} + S_{e2} + S_{e3} + S_{e4}) \quad (4.7)$$

$$S_{12} = \frac{1}{4} (S_{e1} - S_{e2} + S_{e3} - S_{e4}) \quad (4.8)$$

$$S_{13} = \frac{1}{4} (S_{e1} + S_{e2} - S_{e3} - S_{e4}) \quad (4.9)$$

$$S_{14} = \frac{1}{4} (S_{e1} - S_{e2} - S_{e3} + S_{e4}) \quad (4.10)$$

Au début, nous avons connecté le disque elliptique directement aux ports d'impédance caractéristique 50Ω sans utilisation de réseau d'adaptation. Dans ce cas, pour un substrat donné, les paramètres de conception sont : l'excentricité e , L'angle d'inclinaison du port ν et le plus grand axe a . En prenant en considération que la fréquence d'opération est déterminée par la valeur du plus grand axe a , nous avons utilisé les expressions dans [43] afin de déterminer une valeur initiale de ce paramètre correspondant à la fréquence centrale 6 GHz. La valeur optimisée du paramètre a est égale à 24 mm. Ainsi, en variant l'excentricité et l'angle d'inclinaison des ports en utilisant le logiciel HFSS [48], un bon facteur de couplage couvrant la bande d'intérêt (4.5 jusqu'à 7.5 GHz) a été obtenu. Les valeurs optimisées ont été fixées à $\nu = 51^\circ$ et $b = 18.48 \text{ m}$ ($e = 0.77$).

L'étape suivante était de minimiser les pertes d'insertion et de retour en utilisant un circuit d'adaptation. Cela consiste à ajouter des portions de lignes de transmission entre le disque elliptique et les ports. Les impédances propres $Z_{ei,0}$ à l'entrée du réseau d'adaptation peuvent être obtenues en transformant les impédances propres aux périphéries du disque elliptique comme suit [43] :

$$Z_{ei,0} = \frac{Z_1(Z_{ei} + jZ_1 \tan \beta S)}{Z_1 + jZ_{ei} \tan \beta S} \quad i = 1,2,3,4 \quad (4.11)$$

Avec Z_{ei} l'impédance propre aux périphéries du disque elliptique, β est le nombre d'onde, Z_1 est l'impédance caractéristique de la ligne et S sa longueur.

Les deux derniers paramètres ont été optimisés pour atteindre les valeurs : $Z_1 = 26.03 \Omega$ correspondant à $W_1 = 3.21\text{mm}$, et $S = 6.51\text{mm}$. Finalement, le réseau d'adaptation a été connecté aux ports ayant une impédance caractéristique égale à 50Ω qui correspond à une largeur de ligne W_2 égale à 1.07mm . En plus, la largeur de la fente G a été choisie égale à 0.15mm permettant de réduire les dimensions de la structure. La largeur de la fente au niveau du disque elliptique G' a été variée afin d'optimiser le facteur de couplage, sa valeur optimisée a été trouvée égale à 0.3mm .

4.4.2 Résultats et discussion

Basé sur cette procédure de conception, un prototype expérimental a été fabriqué et testé. Fig. 4.6 montre une photographie du coupleur fabriqué. Les pertes de retour et d'insertion simulées et mesurées sont montrées dans la Fig. 4.7. De ces résultats, on peut conclure qu'une bande passante de 3 GHz ($\sim 50\%$) est obtenue. Ce qui présente clairement des meilleures performances comparées au coupleur hybride conventionnel en technologie CPW dont la largeur de bande ne dépasse pas 25% [33].

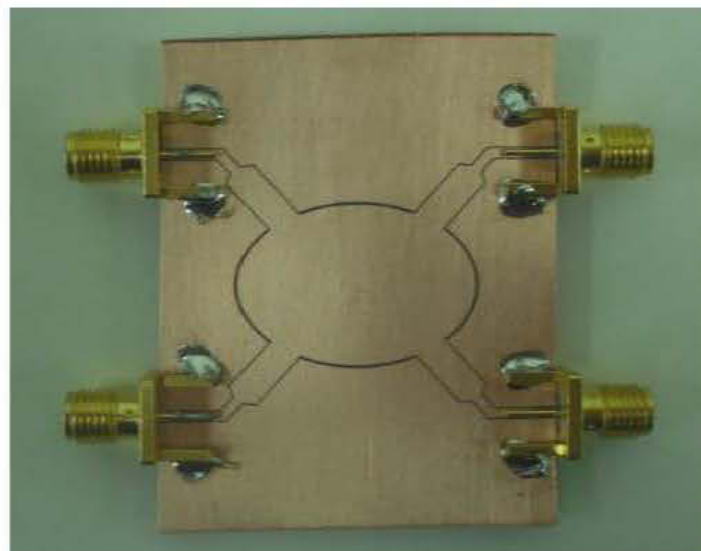
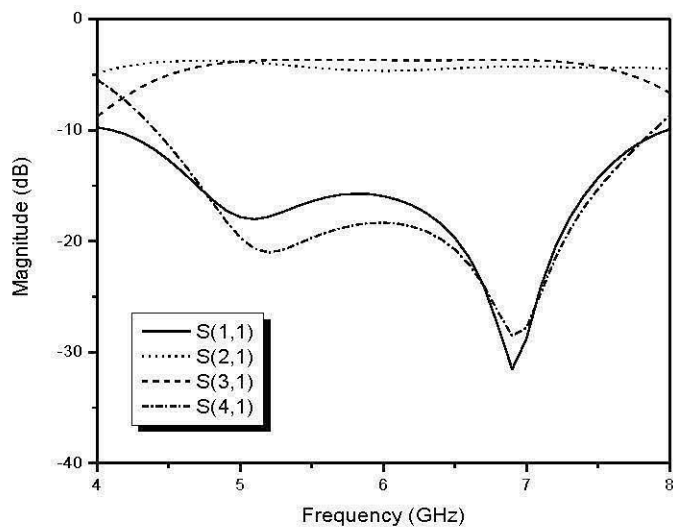


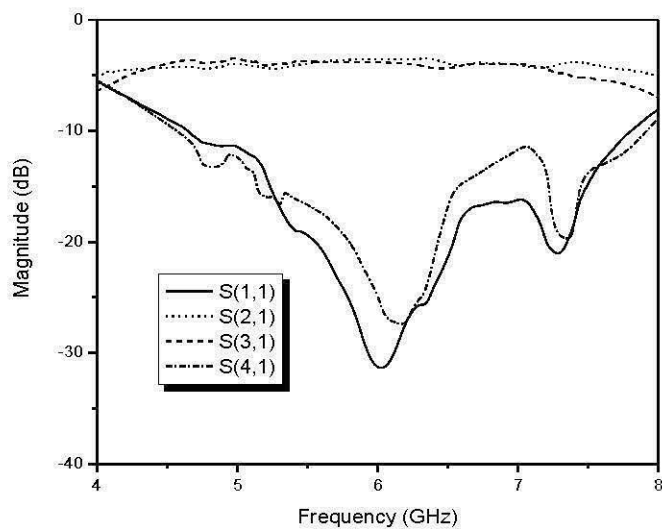
Fig. 4.6 : Photographie du prototype fabriqué.

La valeur moyenne de couplage pour les ports direct et couplé est de -3.5 dB . Les pertes d'insertion et de retour sont supérieures à 10 dB dans toute la bande de 4.5

GHz à 7.5 GHz. La différence de phases simulée et mesurée entre les deux ports de sorties du coupleur sont affichées dans la Fig. 4.8. Elle est approximativement égale à 90° dans toute la bande d'intérêt ce qui confirme l'approche utilisée. La comparaison entre les résultats des simulations et des mesures montre une bonne concordance.



(a)



(b)

Fig. 4.7 : Paramètres S du coupleur proposé (a) Simulés (b) Mesurés.

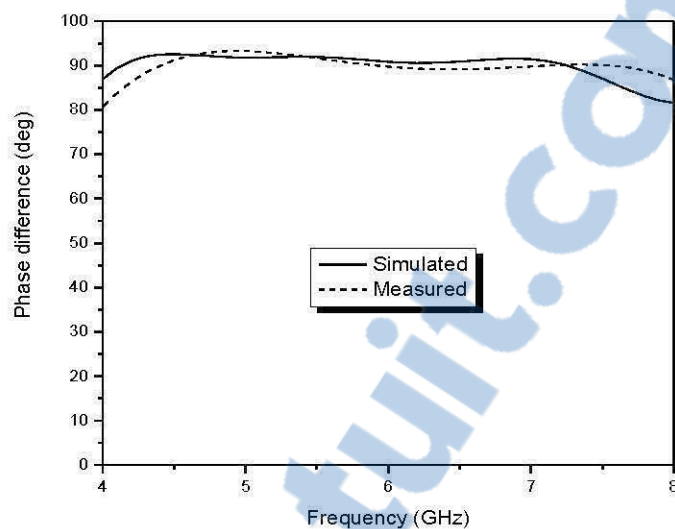


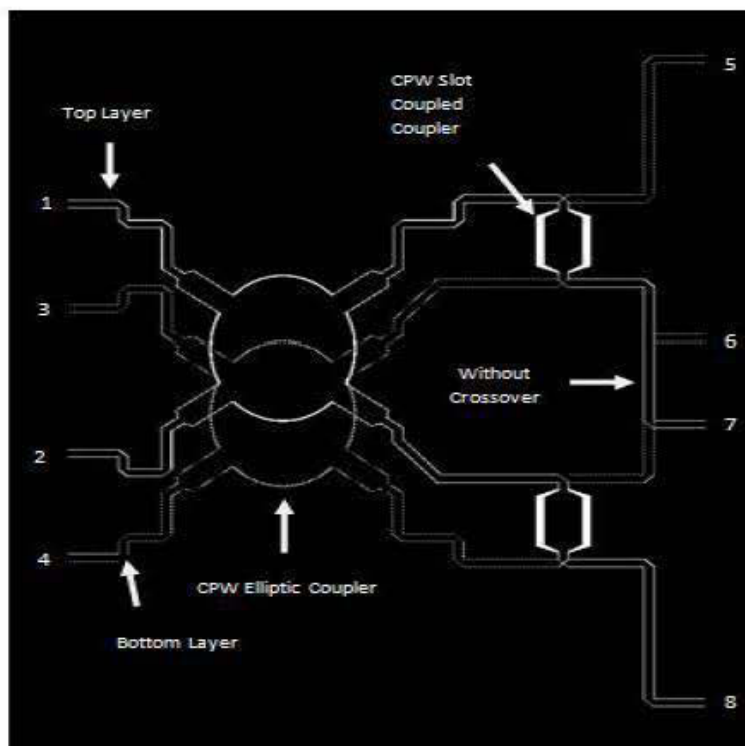
Fig. 4.8 : Différence de phase simulée et mesurée.

4.4 Matrice de Butler 4x4

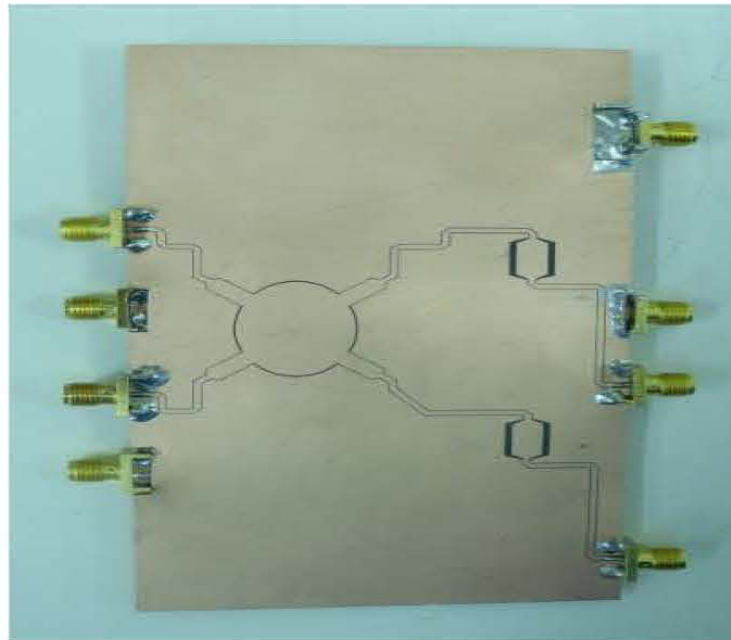
Fig. 4.9 montre la configuration du circuit planaire de la matrice de Butler 4×4 proposée. Un signal incident aux ports d'entrée (# 1, # 2, # 3, ou # 4) est divisé en quatre ports de sortie (# 5, # 6, # 7, et # 8) avec des amplitudes égales et des différences de phases bien spécifiées. Combinant les composants présentés plus haut (le coupleur directionnel elliptique et le coupleur directionnel à couplage par fente), le circuit a été conçu en utilisant deux substrats en configuration multicouche. La couche supérieure est couplée à la couche inférieure par les coupleurs directionnels à couplage par fente. Cette structure permet un isolement parfait entre les lignes en croisement. Un déphasage de -45° est conçu en employant une section appropriée de la ligne de transmission. La matrice de Butler est développée et testée pour la bande de fréquence allant de 4.5 à 7.5 GHz.

L'inconvénient majeur de la technologie CB-CPW est la présence des modes plats parallèles (parallel-plate modes) qui sont des modes indésirables [49]. Pour surmonter cet inconvénient, des vias peuvent être employés pour supprimer ces modes. Récemment, Haydl [50] a démontré que, pour la ligne CB-CPW sans via, les modes de résonances apparaissent dans les hautes fréquences. En considérant les dimensions du circuit proposé, nous avons vérifié que le mode indésirable d'ordre le

plus inférieure a été décalé à un régime à haute fréquence à l'extérieur de la bande d'opération (4.5 GHz-7.5 GHz). Ce qui nous permet de s'assurer du bon fonctionnement de la structure proposée sans avoir besoin d'utiliser des vias.



(a)



(b)

Fig. 4.9 : Matrice de Butler 4X4 (a) Disposition (b) prototype fabriqué.

Fig. 4.10 montre les résultats de simulation des pertes d'insertion et de retour pour les ports 1 et 2 quand les autres ports sont adaptés. Ces résultats démontrent que la matrice possède de bonnes performances en termes d'amplitude qui sont autour de -7 dB. Les résultats expérimentaux des paramètres S sont montrés dans Fig. 4.11. Les pertes de retour sont supérieurs à -10 dB et les couplages aux ports de sortie sont égaux (-7.5 dB). On peut conclure que les résultats obtenus sont très prometteurs.

Figs. 4.12 and 4.13 montrent une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure des différences de phases aux niveaux des ports adjacents avec :

$$\text{Phase difference 1} = \text{Phase}(S(5,1)) - \text{Phase}(S(6,1)) \quad (4)$$

$$\text{Phase difference 2} = \text{Phase}(S(6,1)) - \text{Phase}(S(7,1)) \quad (5)$$

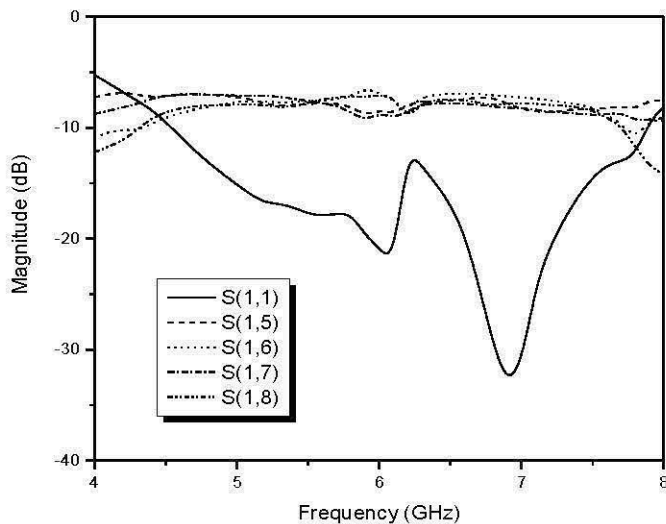
$$\text{Phase difference 3} = \text{Phase}(S(7,1)) - \text{Phase}(S(8,1)) \quad (6)$$

$$\text{Phase difference 4} = \text{Phase}(S(5,2)) - \text{Phase}(S(6,2)) \quad (7)$$

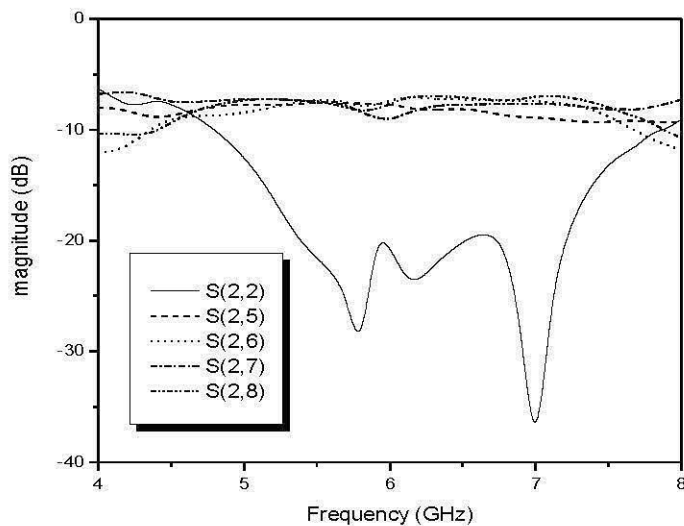


$$\text{Phase difference 5} = \text{Phase}(S(6,2)) - \text{Phase}(S(7,2)) \quad (8)$$

$$\text{Phase difference 6} = \text{Phase}(S(7,2)) - \text{Phase}(S(8,2)) \quad (9)$$



(a)

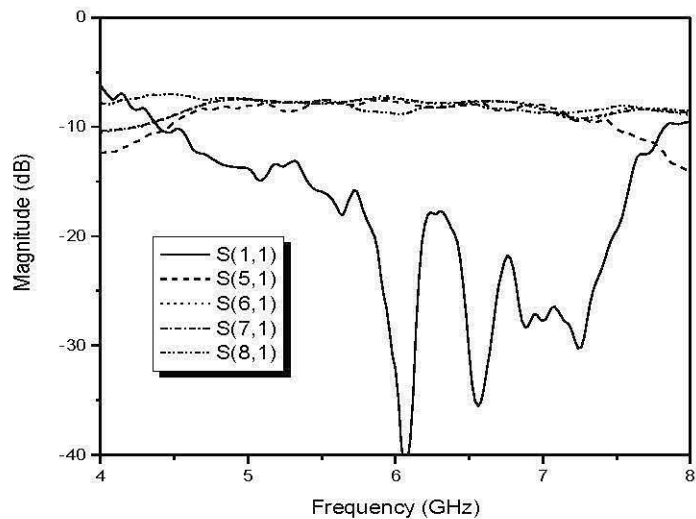


(b)

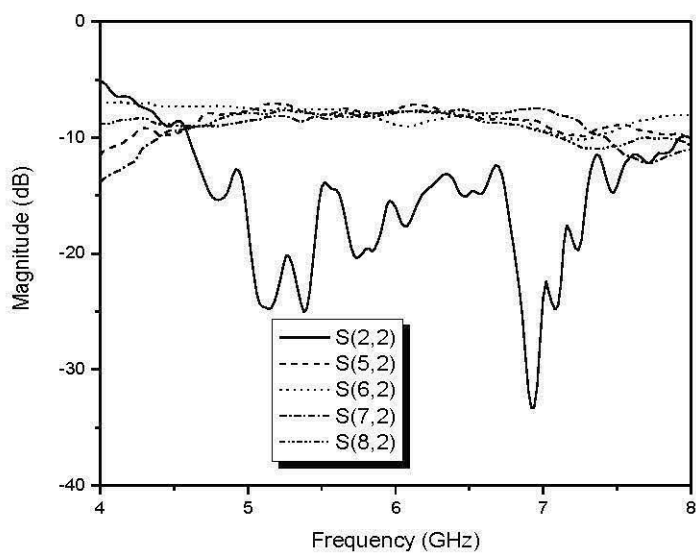
Fig. 4.10 : Résultats de simulation des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 1 (b) port 2.

On peut noter que les différences de phase ne sont pas parfaitement constantes sur toute la bande d'opération pour les valeurs théoriques de 45° et -135°

respectivement. Le maximum des erreurs de phase varie de 7° (4.5 GHz) à 10° (7.5 GHz). Ces erreurs sont dues à l'utilisation des déphaseurs -45° de largeur de bande étroite et aux erreurs de phase au niveau des coupleurs.

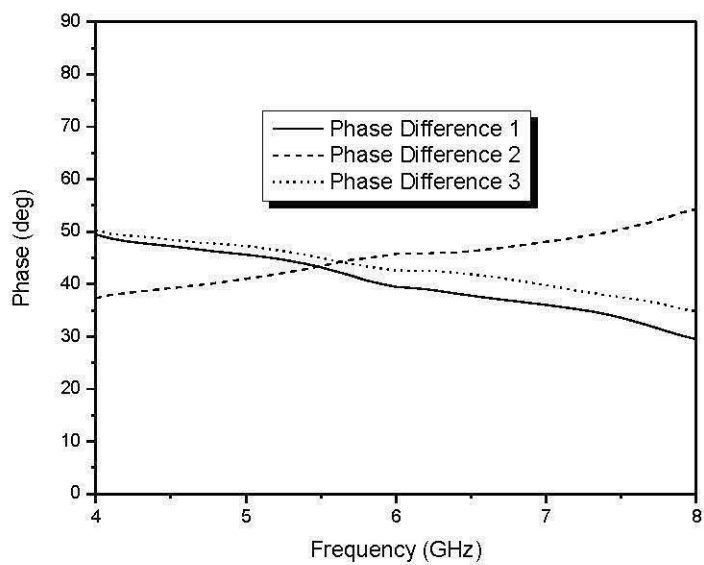


(a)

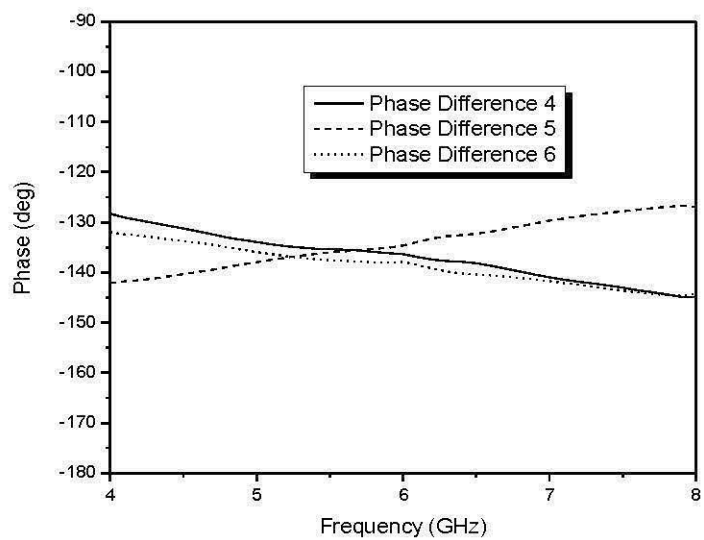


(b)

Fig. 4.11 : Résultats de mesure des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 1
(b) port 2.

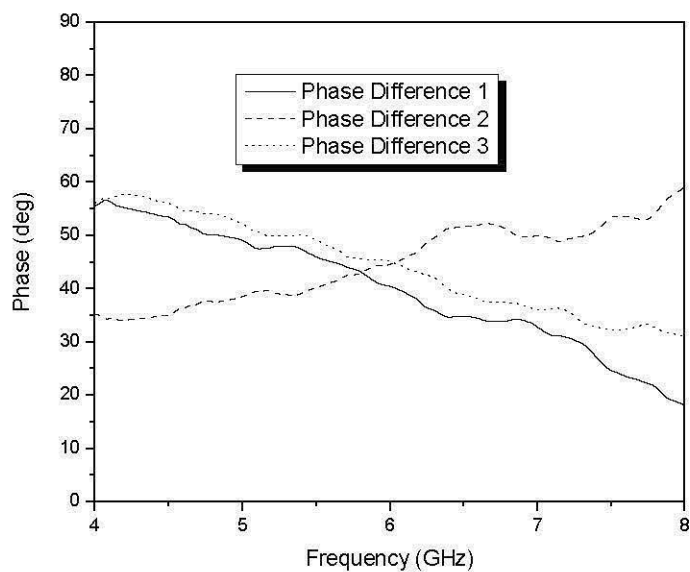


(a)

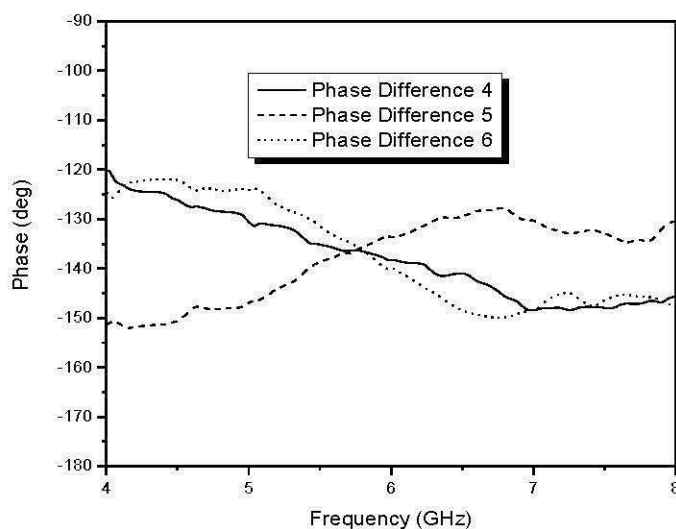


(b)

Fig. 4.12 : Différence de phases simulées entre deux ports adjacents: (a) pour le port 1 (b) pour le port 2.



(a)



(b)

Fig. 4.13 : Différences de phases mesurées entre deux ports adjacents: (a) pour le port 1 (b) pour le port 2.

Pour démontrer la faisabilité de cette matrice dans un système d'antenne-réseau à formation de faisceaux, un réseau d'antennes à quatre éléments a été conçu en se basant sur l'architecture proposée dans [33]. Le type d'antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire CPW [33], comme illustré dans la Fig. 4.14, a été utilisé comme élément rayonnant. Les éléments sont espacés de $0.5 \lambda_0$ à 5.8 GHz afin d'obtenir un

minimum de couplage mutuel entre les éléments et ainsi éviter l'apparition des lobes discordants.

Fig. 4.15.a montre les diagrammes de rayonnement théoriques dans le plan H à 5.8 GHz. Avec cette matrice, quatre faisceaux sont générés à -45° , -15° , 15° , et à 45° . Pour valider cette approche, les diagrammes de rayonnement du plan H ont aussi été mesurés comme montré dans la Fig. 4.14.b. Une comparaison entre les prédictions théoriques et les résultats expérimentaux indique clairement une excellente concordance.

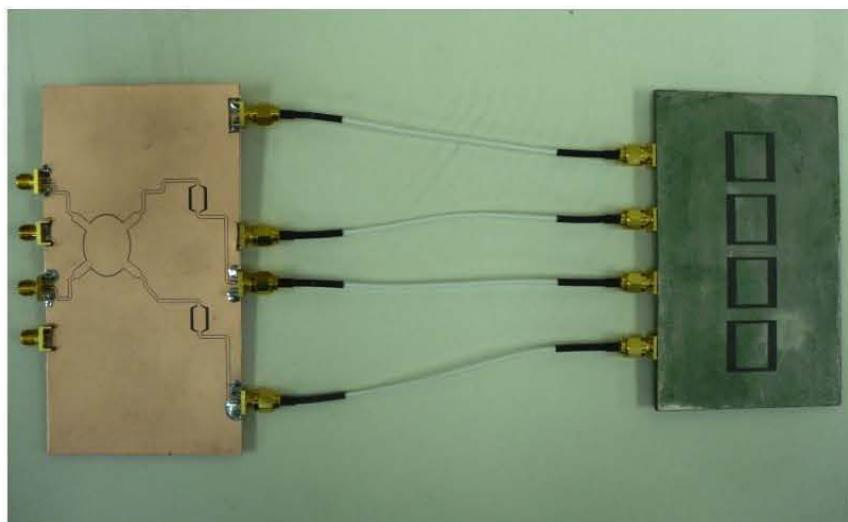
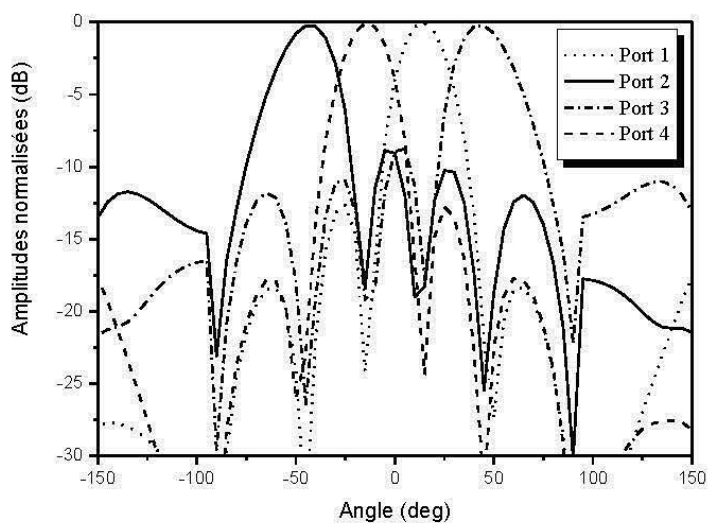
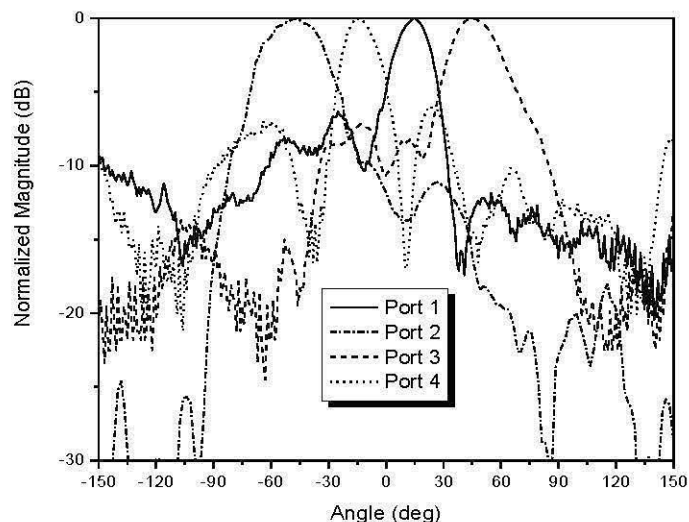


Fig. 4.14 : Système réseau d'antennes+ matrice de Butler 4x4 proposée.



(a)

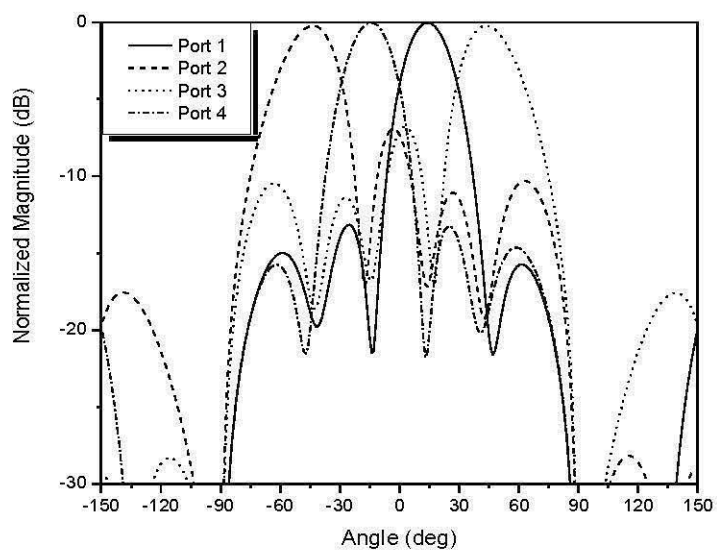


(b)

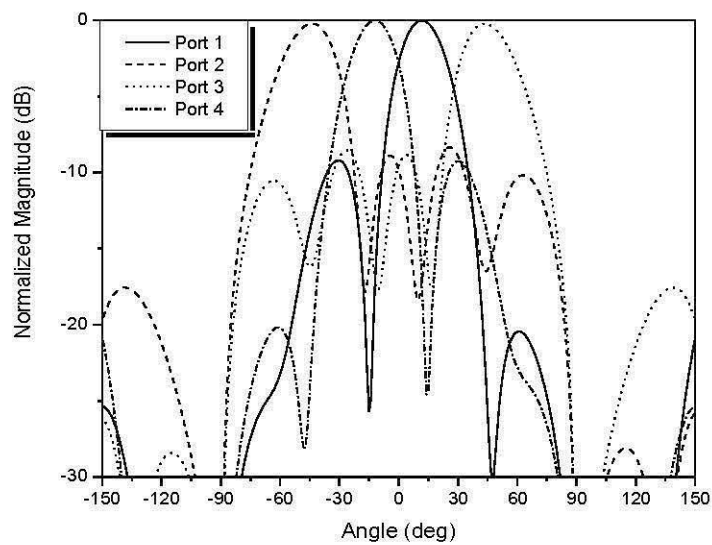
Fig. 4.15 : Faisceaux générés par la matrice de Butler plus le réseau d'antennes : (a) Simulés, (b) Mesurés.

Le réseau d'antennes utilisé est de bande étroite (8%) [33], ce qui ne permet pas de tester les performances de la matrice sur toute la bande d'intérêt (4.5-7.5 GHz). Dans cette perspective, nous avons conçu deux autres réseaux d'antennes, un qui opère à 4.5 GHz et l'autre à 7.5 GHz. En effet, c'est au niveau de ces deux cas (4.5 GHz, 7.5 GHz) qu'il ya le plus d'erreurs de phases. La largeur de bande de chaque élément d'antennes est de 8% pour chaque fréquence (4.5GHz, 7.5 GHz) et le couplage mutuel est mieux que -20 dB. Ces caractéristiques permettent de tester la matrice de Butler proposée dans les cas extrêmes.

Fig. 4.16 montre les résultats de simulation et de mesure des diagrammes de rayonnement dans le plan H à 4.5 GHz et à 7.5 GHz. Avec cette matrice, quatre faisceaux ont été produits à -45° , -15° , 15° , et à 45° . D'après ces résultats, il est clair que les erreurs de phases ont des effets minimes sur les niveaux de lobes secondaires des faisceaux générés, ce qui prouve que le système proposé est adéquat pour des applications large bande.



(a)



(b)

Fig. 4.16 : Faisceaux générés par la matrice de Butler plus le réseau d'antennes : (a) à 4.5 GHz, (b) à 7.5 GHz.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une matrice de Butler 4x4, large bande et en technologie CB-CPW a été conçue, fabriquée et examinée en utilisant une structure à deux couches, à la bande de fréquence allant de 4.5 jusqu'à 7.5 GHz. Le circuit est compact et présente de faibles pertes. Dans la structure de la matrice de Butler proposée, un coupleur directionnel CB-CPW à large bande a été également utilisé comme un circuit clé dans la conception. Ce coupleur a été analysé et conçu dans la bande 5 GHz. Les résultats ont montré que ce coupleur a une très large bande. Cette nouvelle configuration démontre la possibilité de réaliser les matrices de Butler sans avoir recours à aucun croisement entre lignes de transmissions comme dans le cas conventionnel. Les résultats de simulation et de mesure des amplitudes et les différents déphasages montrent une bonne concordance. D'autre part, un coupleur directionnel, large bande, en topologie elliptique et en technologie CB-CPW a été conçu et réalisé présentant clairement des meilleures performances comparées au coupleur hybride conventionnel en technologie CPW, dont la largeur de bande ne dépasse pas 25%. En outre, un réseau de quatre antennes a été connecté à la matrice proposée pour former un système à formation de faisceaux, ayant pour résultat quatre faisceaux orthogonaux à -45° , -15° , 15° , et 45° , respectivement. Les diagrammes de rayonnement mesurés des faisceaux concordent bien avec les résultats théoriques. Le système proposé a des avantages comme : un bas coût, un volume réduit et un poids léger. Ces caractéristiques rendent la matrice de Butler proposée appropriée aux réseaux sans fil à large bande.

CHAPITRE 5 :

Conception d'une matrice de Butler 4x4 conforme à 2.4 GHz en technologie micro-ruban

5.1 Introduction

Dans la littérature, la plupart des travaux de recherches liés à la conception de matrice de Butler ont été développés à base de la technologie planaire. Rares sont les auteurs qui ont proposé des architectures conformes de matrice de Butler . En effet, la majorité des travaux de recherche sur les systèmes conformes d'antennes intelligentes à faisceaux commutés ont été consacrés essentiellement au développement du réseau d'antenne conforme en le connectant à un réseau d'alimentation planaire standard comme dans [51]. Dans [52], un système conforme d'antenne intelligente à faisceaux commutés basé sur la matrice de Butler a été proposé. Le réseau d'antennes a été séparé de la matrice de Butler en utilisant plusieurs couches de substrat.

Dans ce chapitre, nous présentons les étapes de conception d'une matrice de Butler 4x4 standard en technologie micro-ruban et en architecture conforme plus précisément cylindrique. Les composants conventionnels de la matrice comme les coupleurs hybrides et les croisements ont été utilisés et testés. La matrice de Butler proposée a été connectée à un réseau d'antennes conforme et conçu à 2.4 GHz. Une étude paramétrique concernant l'effet de la courbure de la structure sur les diagrammes de rayonnement a été détaillée dans la suite.

5.2 Définition et avantages de la technologie conforme

Une structure conforme est une structure qui se conforme à une forme géométrique définie (une partie d'un avion, ou d'un train à grande vitesse..). La forme géométrique est souvent déterminée par des considérations autres que électromagnétique (par exemple : aérodynamique ou hydrodynamique..) [53]. Le but est d'avoir une structure qui s'intègre au milieu sans causer d'installations supplémentaires [53].

Les avantages de la technologie conforme :

- Réduire les coûts d'installation et d'énergie surtout dans les structures complexes (ex: les avions). (voir Fig. 5.1).
- Avoir une couverture de 360° dépendamment de la forme des structures conformes (cylindriques, circulaire..), un exemple pratique: les stations de base des systèmes cellulaires. Aujourd'hui, la solution commune est d'utiliser trois antennes séparées couvrant chacune un secteur de 120° . On peut les remplacer par un réseau d'antennes cylindriques résultant en une installation plus compacte avec des coûts minimales [53,54].

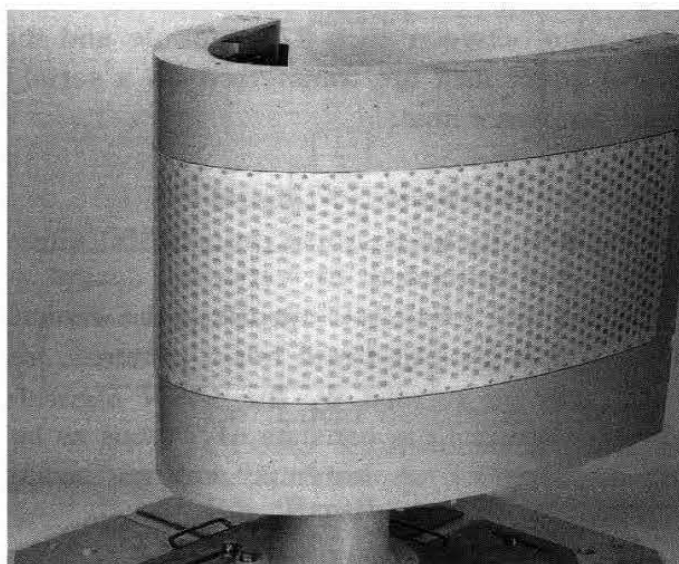


Fig. 5.1 : Réseau d'antennes conforme intégré dans une aile d'un avion [53].

Toutefois, cette technologie possède quelques inconvénients qui ont retardé son développement et qui sont [55]:



- Dans le cas des réseaux d'antennes conformes : La non linéarité des éléments rayonnants cause des difficultés au niveau de l'analyse pour ces antennes et surtout, sur une surface courbée, les éléments qui se trouvent dans la région de l'ombre peuvent causer des rayonnements indésirables. Donc, ils doivent être éteints par l'utilisation du mécanisme de commutation de la région active.
- Complexité de conception et de fabrication due à la difficulté d'adapter les composants électroniques aux surfaces courbées.

Le tableau suivant montre une comparaison entre les caractéristiques des réseaux d'antennes planaires et conformes [53].

Tableau 5. 1 : comparaison entre les caractéristiques des réseaux d'antennes planaires et conformes.

Paramètres	Réseau planaire	Réseau conforme
Technologie	Mature	Pas totalement établie
Outils d'analyse	Disponible	En développement
Contrôle de faisceaux	Contrôle de phases suffisant les amplitudes sont fixes	Contrôle de phases et d'amplitudes
Polarisation	Simple polarisation peut être utilisée	Contrôle de polarisation nécessaire
Gain	Diminue en augmentant le balayage	Contrôlé, dépend de la géométrie
Largeur de bande fréquentielle	Souvent égale à 20%	Possibilité d'être plus large que dans le cas planaire
Couverture angulaire	Limitée à $\pm 60^\circ$	Beaucoup plus large
Installation sur la plateforme	Installations supplémentaires	Facilité d'intégration
Radôme	Effets d'aberration	Pas de radômes conventionnels

C'est évident d'après le tableau, que les structures de réseaux conformes présentent plusieurs avantages comparées aux structures de réseaux planaires, en particulier au

niveau de la couverture angulaire et les coûts d'installation. Cependant, de telles structures nécessitent plus d'analyse et de contrôle au niveau de la polarisation et des faisceaux.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons présenter nos travaux de recherche liés à l'implémentation d'une matrice de Butler conforme qui sera combinée au réseau d'antennes conforme afin de former tout un système d'antenne intelligent conforme.

5.3 Conception de la matrice de Butler 4x4 conforme

La majorité des travaux de recherche réalisés concernant les structures conformes se sont focalisés essentiellement sur les antennes. L'originalité de nos travaux de recherche, consiste à mettre au point tout un système d'antenne intelligent (matrice de Butler + réseau d'antennes) en topologie conforme permettant de relever le défi concernant la géométrie, ce qui facilite ainsi l'intégration du système à n'importe quel environnement et évite les coûts d'installations supplémentaires. Cette structure conforme permet d'avoir une couverture de 360° en jouant sur sa configuration.

5.3.1 Technique d'analyse `conformal mapping`

Plusieurs techniques d'analyse des lignes de transmission conformes (en particulier cylindriques) ont vu le jour, citons: `full-wave approach`, `finite-difference time-domain method` ...

La technique `Conformal mapping` est une technique qui a été utilisée pour résoudre des problèmes de nature électromagnétique liés à des situations statiques et dynamiques [56]. En particulier cette technique a été appliquée dans l'analyse de différents types lignes de transmission (micro-ruban, CPW, ligne à fente..) fréquemment utilisées dans le domaine RF et dans la conception des circuits intégrés micro-onde [56]. Son principe est de transformer une géométrie dans un plan complexe en une autre dans un autre plan complexe tout en préservant les angles. C'est une technique simple et qui donne des résultats plus fiables que les autres méthodes d'analyse [57]. Ce principe est illustré dans la Fig. 5.2, où la géométrie dans le plan Z a été transformée, en se basant sur cette technique, en une autre

géométrie dans le plan W tout en gardant les mêmes angles aux intersections des courbes (l'orthogonalité dans ce cas de figure).

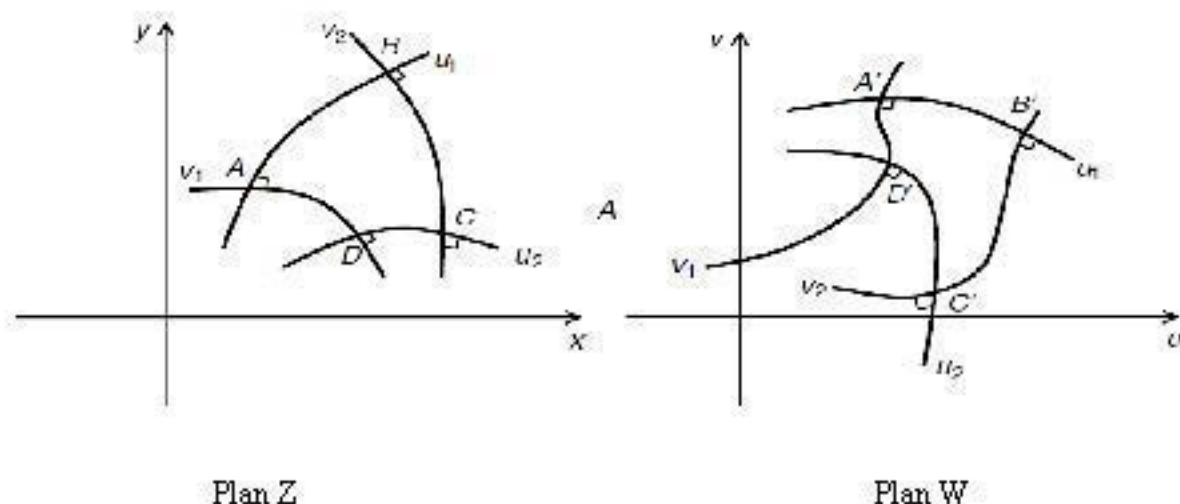


Fig. 5.2 : Principe du 'conformal mapping' [56].

L'analyse théorique d'une ligne de transmission cylindrique en utilisant la technique 'conformal mapping' est décrite dans la Fig. 5.3. Cette technique permet de transformer la ligne de transmission cylindrique en une ligne de transmission planaire dont l'analyse théorique est déjà disponible [57].

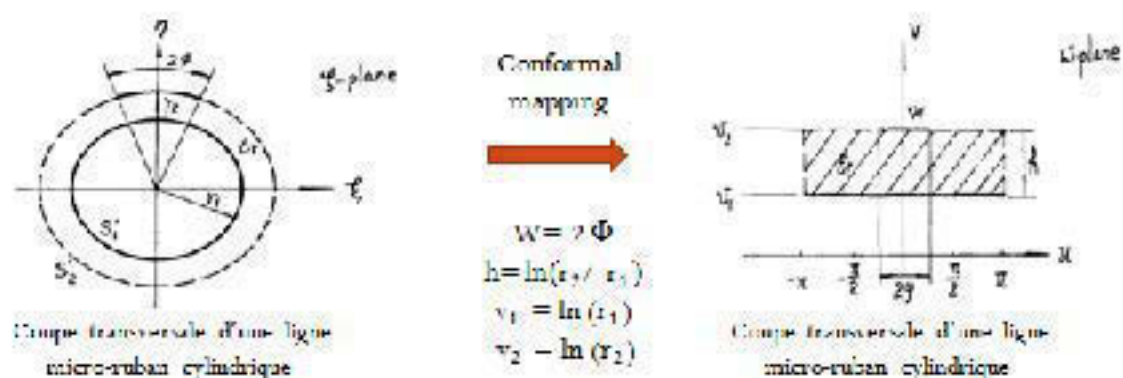


Fig. 5.3 : Principe du 'conformal mapping' appliqué à une ligne de transmission micro-ruban [57].

Ainsi, une expression de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission cylindrique micro-ruban peut être déduite d'une manière assez précise comme suit [57]:

$$\left[\frac{2\Phi}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \right] < 1$$

$$z_0 = \frac{376.687}{\pi\sqrt{2(\varepsilon_r + 1)}} \left\{ \ln \left[4 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) / \Phi \right] + \frac{1}{32} \left[\frac{2\Phi}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \right]^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \right) \right. \\ \left. \times \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}$$

$$\left[\frac{2\Phi}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \right] > 1$$

$$z_0 = \frac{376.687}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \left\{ \frac{\Phi}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} + 0.441 + 0.082 \left[\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r^2} \right] + \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2\pi\varepsilon_r} \right) \right. \\ \left. \times \left(1.451 + \ln \left[0.94 + \frac{\Phi}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \right] \right) \right\}^{-1}$$

(5.1)

Avec :

Φ : La largeur angulaire de la ligne micro-ruban cylindrique.

ε_r : La constante diélectrique du substrat.

r_1 : Le petit rayon de la ligne micro-ruban cylindrique.

r_2 : Le grand rayon de la ligne micro-ruban cylindrique.

Il est clair des expressions ci-dessus que l'impédance dépend essentiellement: du substrat, le rayon du cylindre et de la largeur angulaire de la ligne Φ .

De cette façon, L'analyse de la matrice, ainsi que ses composants intrinsèques (coupleurs hybrides, croisements) en technologie conforme a été menée en utilisant la technique 'conformal mapping' et la conception a été effectuée par le logiciel HFSS [48]. Notons que le substrat utilisé durant le processus de conception est le RT/Duroid 5880 caractérisé par sa flexibilité et ayant une constante diélectrique de $\epsilon_r = 2.2$ et une épaisseur $h = 0.508$ mm. Le choix du rayon de courbure de la structure a été fixé préalablement à $r_1 = 250$ mm et la largeur angulaire Φ a été variée permettant d'avoir les impédance caractéristiques voulues pour toutes les lignes de transmission formant la matrice.

Dans les sous sections suivantes, la procédure et les résultats de conception de chacun des composants intrinsèques ainsi que de la matrice proposée ont été détaillés.

5.3.2 Coupleur hybride 3-dB conforme

Un coupleur hybride 3-dB conforme en technologie micro-ruban et opérant à 2.4 GHz est montré dans la Fig. 5.4.

La conception des lignes de transmission formant le coupleur est effectué en utilisant les expressions des impédances (5.1). Les ports : d'entrée, direct, couplé et isolé sont désignés respectivement par 1 jusqu'à 4. Ces ports sont terminés par des lignes de 50Ω conçues à base de la technique 'conformal mapping' décrite ci-dessus.

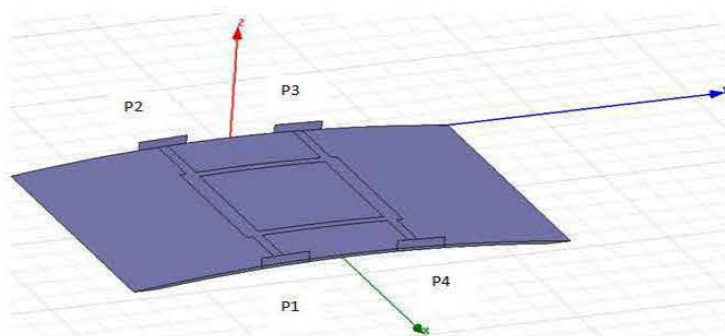
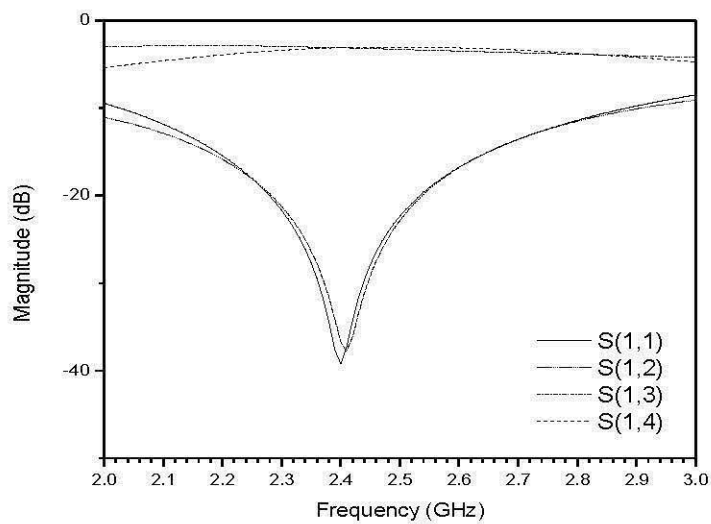


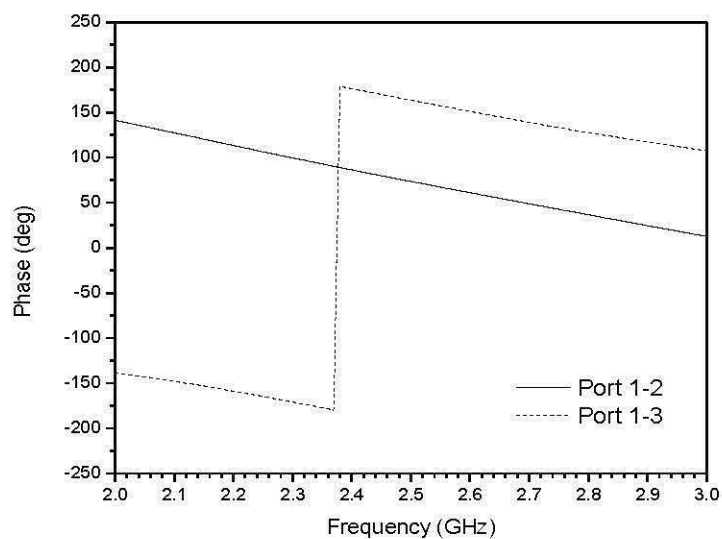
Fig. 5.4 : Disposition du coupleur hybride.

La Fig. 5.5 montre les performances du coupleur en termes de paramètres S. La valeur du couplage pour le port direct et le port couplé est de l'ordre de -3.5 dB et les

pertes de retour et d'insertions sont supérieures à 37 dB à 2.4 GHz. En plus, la différence de phase entre les ports direct et couplé est égale à 90° à 2.4 GHz.



(a)



(b)

Fig. 5.5 : S simulés du coupleur conforme : (a) amplitudes, (b) phases.

5.3.3 Croisement conforme

Dans les architectures de la matrice de Butler conventionnelle, les circuits de croisement sont utilisés afin d'assurer un isolement acceptable entre les signaux aux croisements des lignes.

Un croisement planaire conventionnel est obtenu en mettant en cascade deux coupleurs hybrides planaires. La transformation du croisement planaire en conforme a été effectuée à base de la technique 'Conformal mapping'. La Fig. 5.6 montre la disposition du croisement conforme proposé et ses performances simulées sont illustrées dans la Fig. 5.7.

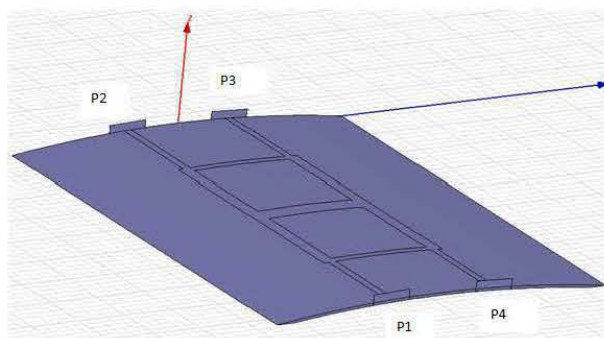


Fig. 5.6 : Disposition du croisement conforme.

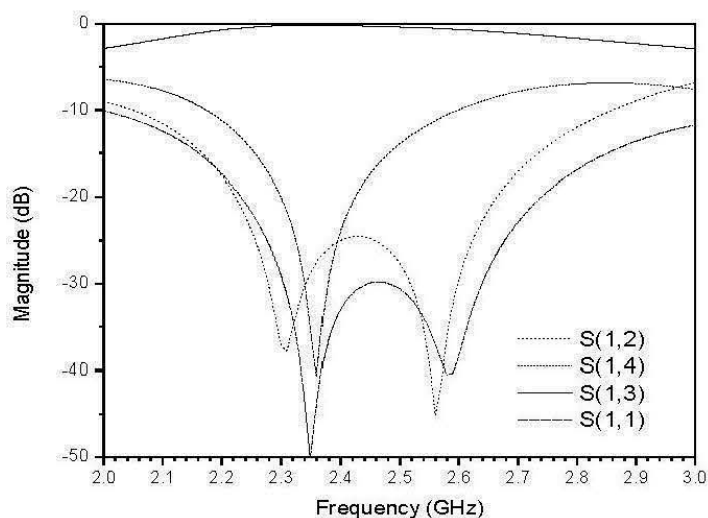


Fig. 5.7 : Paramètres S simulés du croisement conforme.

Il est clair de ces résultats, que le croisement conforme offre une isolation parfaite entre les lignes croisées à 2.4 GHz.

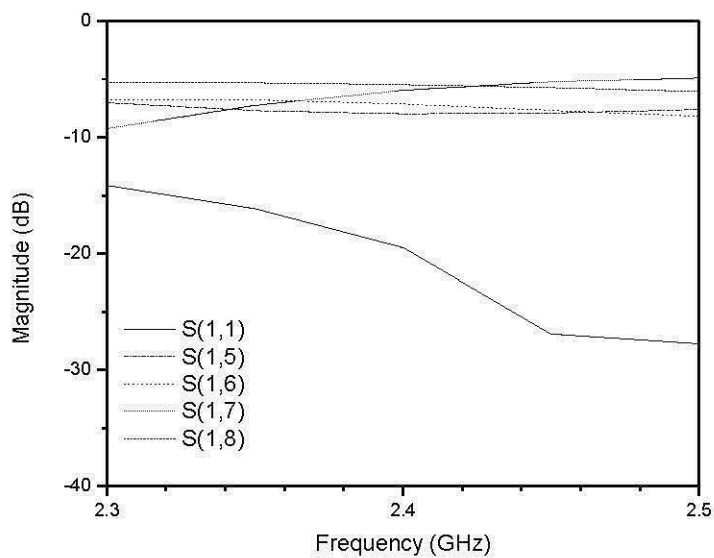
5.3.4 Matrice de Butler 4x4

Combinant les composants décrits ci-dessus, la matrice de Butler proposée a été conçue en utilisant le substrat RT/Duroid 5880 ayant une constante diélectrique de $\epsilon_r = 2.2$ et une épaisseur $h = 0.508$ mm.

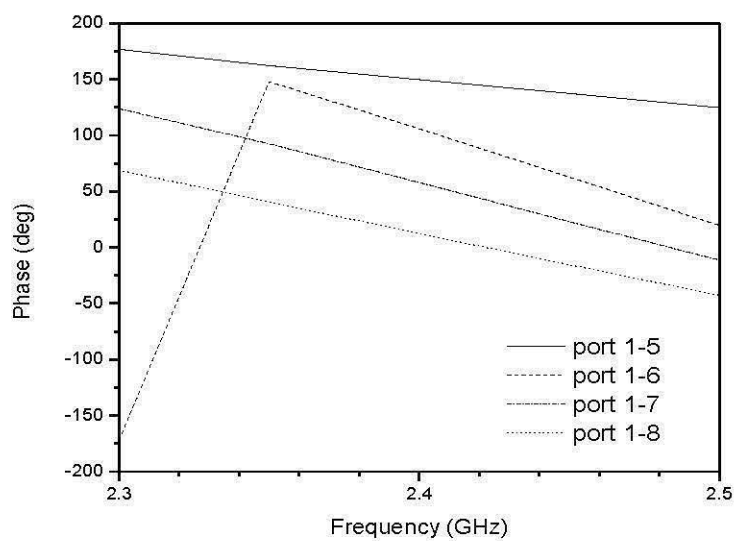
La Fig. 5.8 montre la disposition de la matrice de Butler conforme proposée en comparaison avec la configuration planaire standard. Les résultats de simulation des paramètres S liés au port 1 et au port 2 de la matrice de Butler conforme sont illustrés dans les Fig. 5.9 et 5.10 respectivement.



Fig. 5.8 : Disposition de matrice de Butler conforme proposée en comparaison avec la configuration planaire.

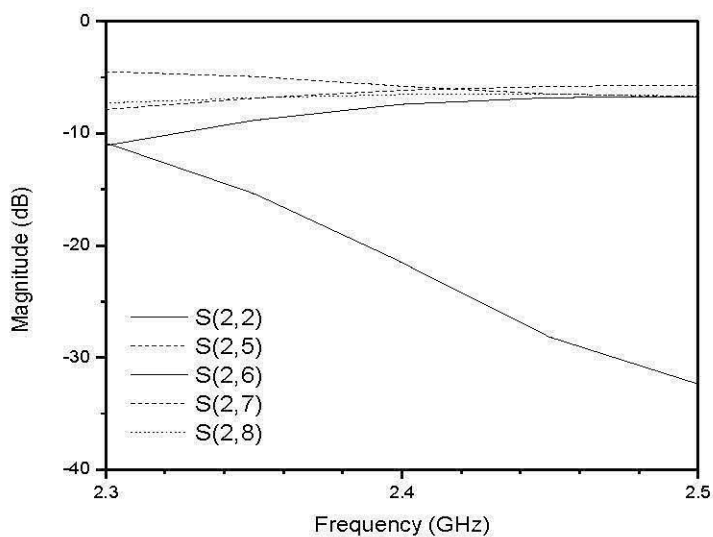


(a)

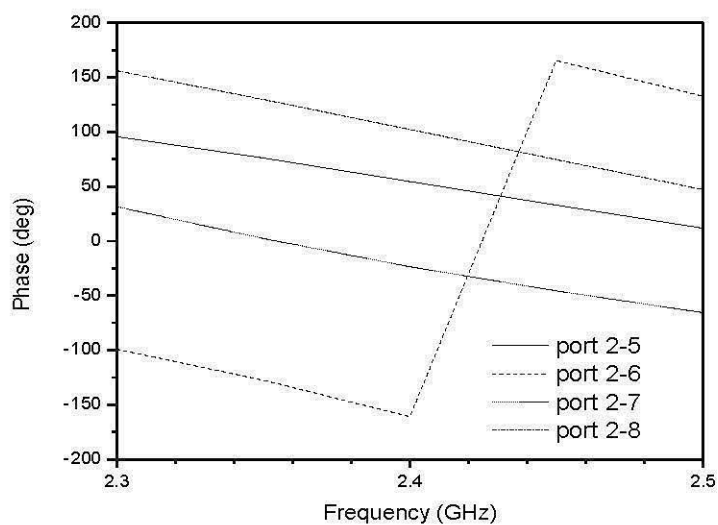


(b)

Fig. 5. 9 : Paramètres S simulés de la matrice de Butler quand le port 1 est alimenté:
 (a) amplitudes, (b) phases.



(a)



(b)

Fig. 5.10 : Paramètres S simulés de la matrice de Butler quand le port 2 est alimenté:
(a) amplitudes, (b) phases.

On peut noter que la matrice de Butler conforme proposée présente des bonnes performances à la fréquence 2.4 GHz.



La deuxième étape était de connecter cette matrice de Butler conforme à un réseau d'antennes plaques conforme et intégrer l'ensemble sur le même substrat afin de réduire les dimensions du circuit. La Fig. 5.11 montre une photographie du système fabriqué.

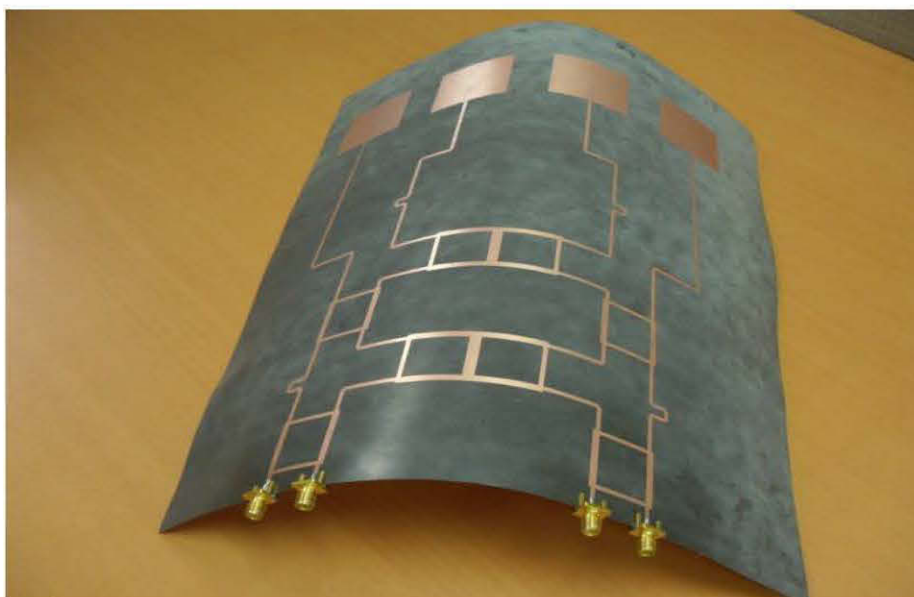


Fig. 5.11 : Photographie du système fabriqué.

Après la fabrication du prototype, nous avons mené une étude paramétrique afin de montrer l'effet de la courbure de la structure sur les diagrammes de rayonnement. Fig. 5.12 montre les faisceaux générés par la matrice de Butler plus le réseau d'antennes dans le cas où tout le système est planaire.

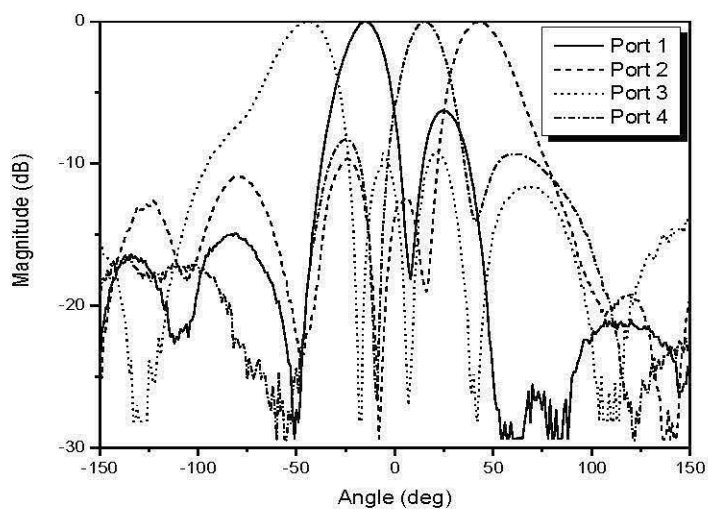


Fig. 5.12 : Faisceaux générés par la matrice de Butler combinée au réseau d'antennes planaires.

Fig. 5.13 montre les faisceaux générés par la matrice de Butler plus le réseau d'antennes dans le cas où tout le système est cylindrique, pour un rayon de courbure $R = 250$ mm.

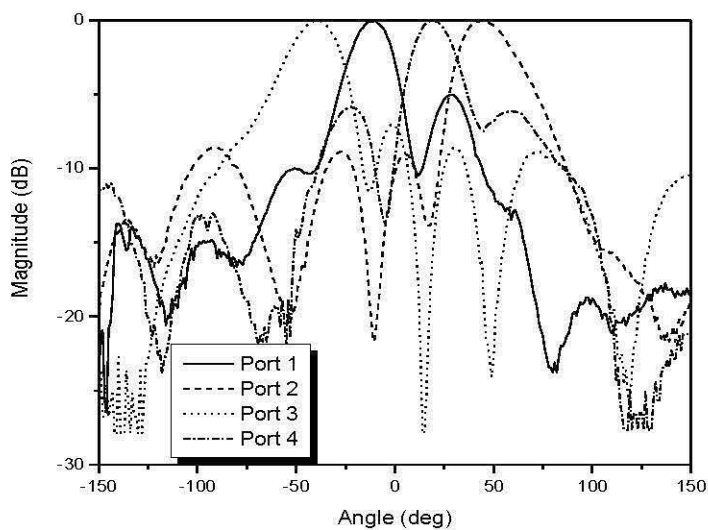


Fig. 5.13 : Faisceaux générés par la matrice de Butler combinée au réseau d'antennes conformes pour $R=250$ mm.

Fig. 5.14 montre les faisceaux générés par la matrice de Butler plus le réseau d'antennes dans le cas où tout le système est cylindrique, pour un rayon de courbure $R = 350$ mm.

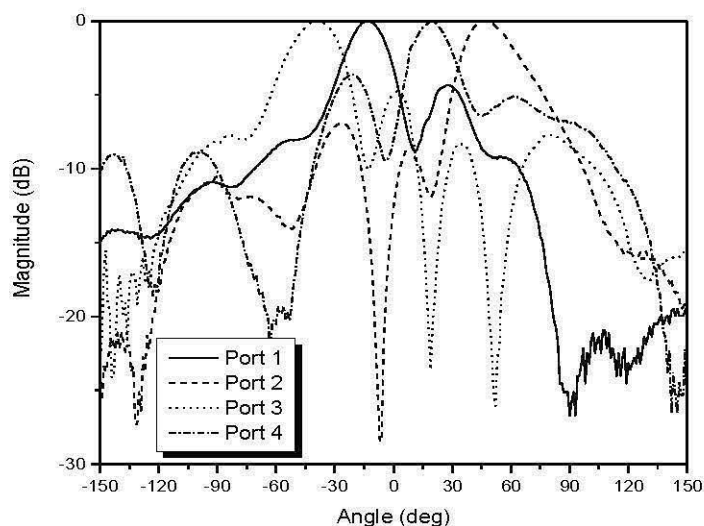


Fig. 5.14 : Faisceaux générés par la matrice de Butler combinée au réseau d'antennes conformes pour $R = 350$ mm.

On remarque que dans les cas planaire et conforme, les systèmes formés par la matrice de Butler combinée au réseau d'antennes présentent de bonnes performances en termes de diagrammes de rayonnement. Toutefois, on peut constater que plus on augmente la courbure de la structure, plus des effets de dégradation du diagramme de rayonnement apparaissent, caractérisés essentiellement par une augmentation du niveau des lobes secondaires.

La structure proposée dans la Fig. 5.11 permet d'offrir une couverture de 120° tout en ayant le privilège d'être un système à faisceaux commutés cylindrique et intégré sur le même substrat. En répétant ce système quatre fois dans l'espace, une couverture de 360° peut être assurée facilement. Dans ce cas la structure sera intégrée sur le même substrat cylindrique et caractérisée par ses faibles coûts et ses bonnes performances.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la configuration conforme d'une matrice de Butler conçue en technologie micro-ruban et opérant à la fréquence 2.4 GHz, a été analysée, conçue et validée par les mesures expérimentales. Les résultats de simulation et de mesures montrent des bonnes performances de la matrice proposée en termes de paramètres S. Le système formé par la matrice connectée au réseau d'antennes conformes, possède des bonnes performances en termes de diagramme de rayonnement. Toutefois, en augmentant de plus en plus la courbure de la structure, des petites élévations des niveaux des lobes secondaires ont été constatées. Une bonne configuration spatiale de ce système à faisceaux commutés permet d'avoir une couverture de 360° tout en étant intégré sur le même substrat.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travaux de recherche menés dans le cadre de ce projet ont permis de proposer de nouvelles configurations de matrice de Butler afin de satisfaire les exigences en terme de largeur de bande et de réduction des dimensions et des coûts.

Dans un premier temps, nous avons proposé une nouvelle architecture de matrice de Butler large bande couvrant facilement la bande de fréquence de 4.5 GHz jusqu'à 7.5 GHz. Cette matrice est multi couche et à base de la technologie CB-CPW, permettant d'éviter les croisements grâce à l'utilisation d'un coupleur directionnel en technologie CB-CPW et à couplage par fente. D'autre part, un coupleur large bande elliptique en technologie CB-CPW a été conçu, fabriqué et testé offrant une bande passante de 3 GHz (~50%). Ce qui présente clairement des meilleures performances comparées au coupleur hybride conventionnel en technologie CPW dont la largeur de bande ne dépasse pas 25%. Ensuite ce coupleur a été introduit dans la matrice de Butler proposée. Cette dernière a été fabriquée, testée et validée et bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure a été obtenue.

En deuxième phase, une matrice de Butler conforme en technologie micro-ruban et opérant à 2.4 GHz a été proposée. L'idée est de tirer profit de l'architecture conforme (en particulier cylindrique) afin de proposer un système d'antenne intelligent compacte, ce qui permet de l'intégrer à n'importe quel milieu de travail et éviter les coûts d'installations supplémentaires. En plus, connecter la matrice de Butler conforme à un réseau d'antennes conforme, permet d'avoir une couverture de 360° dépendamment de la configuration du système. Le système en entier a été conçu, fabriqué et validé. L'effet de la courbure de la structure sur les caractéristiques du systèmes en termes de faisceaux, a été aussi exploré permettant d'avoir une idée sur les limites de l'architecture proposée.

Le coupleur directionnel elliptique proposé ainsi que les deux architectures de matrice de Butler ont fait l'objet de deux articles de revues et de deux articles de conférence (voir chapitre 1).

Dans le prolongement naturel de nos travaux de recherche, il est recommandé d'envisager les perspectives suivantes :

- Concevoir et implémenter une matrice de Butler cylindrique UWB en technologies :
 - CPW.
 - Multicouches.
 - Dans la bande 60 GHz.

Et surtout, combiner ces trois aspects afin de proposer des nouvelles solutions fiables et de faibles coûts pour des communications à courte portée dans les mines ou dans les réseaux WLAN industriels.

RÉFÉRENCES

- [1] Li, K.H., Ingram, M.A., Rausch, E.O., (2002) Multibeam antennas for indoor wireless communications, *IEEE trans commun*, 50(2): 192-194.
- [2] Boutin, M., Benzakour, A., Despins, C.L., Affes, S., (2008) Radio Wave Characterization and Modeling in Underground Mine Tunnels, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(2): 540-549.
- [3] Godara, L.C., (2004) *Smart Antennas*, CRC Press LLC.
- [4] Novak, H., (1999) *Switched-Beam Adaptive Antenna System*. Ph. D. thesis, Research. Group Mobile Communication.
- [5] Cooper, M., Goldberg, M., (1996) *Intelligent Antennas: Spatial Division Multiple Access*, *Annual review of communications*, 999-1002.
- [6] GHAYOULA, R., (2008) *Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones*. Ph.D. Thesis, Faculté des sciences de Tunis.
- [7] Gent, H., (1957) *The bootlace aerial*, *Royal Radar Establishment*, 47-57.
- [8] Jones, S.S.D., Gent, H., Browne, A.A.L., (1956) *Improvement in or Relating to Electromagnetic-wave lens and Mirror Systems*, *British Provisional Patent Specification No. 25926/56*.
- [9] Ruze, J., (1950) *Wide-angle metal-plate optics*, *Proc. IRE*, 38(1): 53-69.
- [10] Luneburg, R.K., (1964) *Mathematical theory of optics*, *University of California Pres*, 180
- [11] Provencher, J.H., (1972) *Survey of circular and symmetric arrays*, in *phased array antennas*; A.A Oliner and KNITTEL, G.H. (Eds.), *Proceedings of 1970 Symposium at PIB*, *Artech House*, 292-300.
- [12] Katagi, T., Mano, S., Sato, S.I., (1984) *An improved design method of Rotman Lens antenna*, *IEEE Trans. On Antenna and Propagation*, 32(5): 524-527.
- [13] Dallomo, C., (2003) *Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologie de matrice de Butler*. Ph.D. Thesis, *Université de Limoges*.

- [14] Blass, J., (1960) Multi-directional antenna – new approach top stacked beams, IRE International Convention record, New York, Vol. 8, pp. 48-50.
- [15] Blass, J., (1971) Blass matrix for shaped beam conformal antenna, Conference on aerospace antennas, IEE (Conference Publication n° 77), 8-10 June 1971, London, UK, pp. 280.
- [16] Lo, Y.T., Lee, S.W., (1988) *Antenna Handbook*, Van Nostrand Reinhold Company Inc., New York.
- [17] Butler, J., Lowe, R., (1961) Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas, *Electronic Design*, 9: 170-173.
- [18] Shelton, J.P., Kelleher, K.S., (1961) Multiple beams from linear arrays, *IRE Trans. on Ant. & Prop.*, 9(2): 154-161.
- [19] Corona, A., Lancaster, M.J., (2003) A High-Temperature Superconducting Butler Matrix,” *IEEE Trans. On Applied Superconductivity*, 13(4): 3867-3872.
- [20] Edwards, C., Pirollo, B., Bayle, F., (1991) L-band output network, INMARSAT-3, IEE Colloquium on, 21 Nov. 1991, pp. 601-611.
- [21] Schuss, J.J., Carlson, T., Francois, R., Maloney, P., Rohwer, A., Upton, J., Wardle, L., Smith, R., (1993) Design of the Iridium phased array antennas, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1993. AP-S. Digest, 28 Jun.- 2 Jul. 1993, Vol. 1, pp. 218-221.
- [22] Peik, S.F., Jolley, B., Mansour, R.R., (1999) High temperature superconductive Butler matrix beam former for satellite applications, Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, Vol. 4, pp. 1543-1546.
- [23] Uehara, K., Seki, T., Kagoshima, K., (1997) A planar sector antenna for indoor highspeed wireless communication terminals, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE., Digest, Vol. 2, 13-18 Jul. 1997, pp. 1352-1355.
- [24] Comitangelo, R., Minervini, D., Piovano, B., (1997) Beam forming networks of optimum size and compactness for multibeam antennas at 900 MHz , Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE., 1997 Digest, 13-18 Jul. 1997, Vol. 4, pp. 2127-2130.

- [25] Mahmoudi, M., Sousa, E.S., Alavi, H., (1999) Adaptive sector size control in a CDMA system using Butler matrix, Vehicular Technology Conference, 1999 IEEE 49th, Jul. 1999, Vol. 2, No. 2, pp. 1355-1359.
- [26] Lafond, O., Himdi, M., (2002) Multibeam antenna in millimeter waves, 32nd European Microwave Conference 2002 (EuMC 2002), 24-26 Sept 2002, Milan, Italy, pp. 1-4.
- [27] Denidni, T.A., Trigui, K., (1999) A Novel Beamforming Antenna Array for Personal Communication Systems, Symposium International Conference on Electromagnetics In Advanced Applications (ICEAA99), September 1999, Torino, Italy, pp.747-750,
- [28] He, J., Wang, B.Z., He, Q.Q., Xing, Y.X., Yin, Z.L., (2007) Wideband X-band microstrip Butler matrix, Progress In Electromagnetics Research, 74: 131-140.
- [29] Traii, M., Nedil, M., Gharsallah, A., Denidni, T.A., (2009) A novel wideband Butler matrix using multi-layer technology, Microwave and Optical technol. Lett, 51(3): 659- 663.
- [30] Nedil, M., Habib, A.M., Denidni, T.A., (2008) Novel Ultra-Wideband CB-CBW Butler Matrix, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008, AP-S 2008.IEEE, 5-11 July 2008, pp. 1-4.
- [31] Traii, M., Nedil, N., Gharsallah, A., Denidni, T.A., (2008) A New Design of Compact 4x4 Butler Matrix for ISM Applications, International Journal of Microwave Science and Technology, 2008.
- [32] Denidni, T.A., Nedil, M., (2008) Experimental Investigation of a New Butler Matrix Using Slotline Technology For Beamforming Antenna Arrays, institution of Engineering and Technology (IET) Microwaves, Antennas & Propagation, 2(7) : 641-649.
- [33] Nedil, M., Denidni, T.A., Talbi, L., (2006) Novel Butler matrix using CPW multilayer technology," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 54(1): 499-507.
- [34] Dall'Omo, C., Monediere, T., Jeko, B., Lamour, F., Wolk, I., Elkael, M., (2003) Design and Realisation of a 4x4 Microstrip Butler Matrix Without Any Crossing in Millimeter-Wave, Microwave and Optical Tech. Lett, 38(6).

- [35] Bona, M., Manholm, L., Satarski, J.P., Svensson, B., (2002) Low-Loss Compact Butler Matrix for a Microstrip Antenna, IEEE Trans, on Microwave Theory and Tech, 50(9).
- [36] Djerafi, T., Wu, K., (2012) Multilayered Substrate Integrated Waveguide 4x4 Butler Matrix, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 22 (3): 336-344.
- [37] Jackson, R. W., (1986) Considerations in the use of coplanar waveguide for millimeter wave integrated circuits, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 34(12): 1450-1456,
- [38] Ghione, G., Naldi, C., (1983) Parameters of coplanar waveguides with lower ground plane, Electron. Lett, 19(18): 734-735.
- [39] Ben kilani, M., Nedil, M., Kandil, N., Yagoub, M.C.E., and Denidni, T.A., (2012) Wideband Multilayer Butler Matrix using CPW technology, Progress In Electromagnetics Research, 31: 1-16.
- [40] Tefiku, F., Yamashita, E., Funada, J., (1986) Novel Directional Couplers Using Broadside-Coupled Coplanar waveguides for Double-Sided Printed Antennas, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 44(2): 275-281.
- [41] Chang, C.P., Chiu, J.C., Chiu, H.Y., Wang, Y.H., (2008) A 3-dB Quadrature coupler using broadside-coupled coplanar waveguides, IEEE Microwave and Wireless components. Lett, 18(3): 191-193.
- [42] Nedil, M., (2006) Développement d'un réseau d'antennes à formation de faisceaux basé sur des nouvelles Matrices de Butler. Ph.D. Thesis, University of Quebec, INRS-EMT.
- [43] Chan, K.L., Alhargan, F.A., Judah, S.R., (1997) A Quadrature Hybrid Design Using a Four-Port Elliptic Patch, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 45(2): 307-310.
- [44] Johnosono, S., Fujii, T., Ohta, I., (2006) Design of broadband CPW branch-line 3dB couplers, Proceedings of the 36th European Microwave Conf, 10-15 September 2006, pp. 36-39.

- [45] Wong, Y. S., Zheng, S.Y., Chan, W.S., (2011) Multifolded bandwidth branch line coupler with filtering characteristic using coupled port feeding, *Progress In Electromagnetics Research*, 118: 17-35.
- [46] Li, B., Wu, X., Wu, W., (2010) a miniaturized branch-line coupler with wideband harmonics suppression, *Progress In Electromagnetics Research*, 17: 181-189.
- [47] Ben kilani, M., Nedil, M., Kandil, N., Yagoub, M.C.E., and Denidni, T.A., (2012) Wideband directional elliptic coupler based on CB-CPW technology, *Electronics Letters*, 48 (12): 710-712.
- [48] HFSS 12.1, ANSYS, Inc. Canonsburg, Pennsylvania, USA.
- [49] Riaziat, M., Majidi-Ahy, R., Feng, I.J., (1990) Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, 38(3): 245-251.
- [50] Haydl, W. H., (2002) On the use of vias in conductor-backed coplanar circuits, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, 50(6): 1571–1577.
- [51] Wineza, K., Gruszczynski, S., (2006) Influence of curvature radius on radiation patterns in multibeam conformal antennas, in *Proc.36th European microwave conference*, 10-15 September 2006, Manchester UK, pp. 1410-1413.
- [52] Wineza, K., Gruszczynski, S., (2011) Integrated Conformal Four-Beam Antenna Array with Wide Angular Coverage Fed by Compact 4X4 Butler Matrix, *IEEE Africon 2011*, 13-15 September 2011, Zambia, pp. 1-4.
- [53] Josefsson, L., Persson, P., (2006) *Conformal Array Antenna Theory and Design*, Wiley, New Jersey.
- [54] Azman, V., (2002) *Conformal Antenna Arrays for 3G Cellular Base Stations*. Ph.D. Thesis, University of Queensland.
- [55] Persson, P., (2001) *Analysis and design of Conformal Array Antenna*, Ph.D. Thesis, University of Stockholm.
- [56] Nguyen, C., (2001) *Analysis Methods for RF, Microwave and Millimeter-Wave Planar Transmission Line Structure*, Wiley and Sons.

- [57] Zeng, L.R., Wang, Y., (1986) Accurate Solutions of Elliptical and Cylindrical Striplines and Microstrip lines, IEEE trans. Microwave Theory Tech, 34(2): 259-265.