Université du Québec

INRS Énergie Matériaux Télécommunications

Conception et réalisation d'un système réseau d'antennes ultra large bande à formation de faisceaux basé sur la matrice de Butler

Par

Mohamed Lamine Abdelghani

Mémoire présenté

pour l'obtention

du grade de Maitre ès sciences (M.Sc) en télécommunications

Jury d'évaluation

Président du jury Monsieur Serioja O. Tatu

et examinateur interne INRS Énergie Matériaux Télécommunications

Examinateur externe Monsieur Mostafa Hefnawi

Royal Military College of Canada

Directeur de recherche Monsieur Tayeb A. Denidni

INRS Énergie Matériaux Télécommunications

Codirecteur de recherche Monsieur Mourad Nedil

Université du Québec en Abitibi Témiscamingue

[©] droits réservés de Mohamed Lamine Abdelghani, 2012

Mes louanges et remerciements à Allah avant tout, pour ses bienfaits indénombrables, en outre, de m'avoir aidé dans l'accomplissement de ce projet, qui représente une étape conséquente de mon parcours professionnel. Par ailleurs, je tiens à exprimer une distincte reconnaissance à mon directeur de recherche le Professeur Denidni pour son excellent encadrement et parfaite supervision tout au long du projet, je le remercie considérablement pour avoir cru en mes capacités et ma détermination, pour ses encouragements et précieux conseils, et surtout, pour avoir mis à ma disposition les moyens nécessaires et indispensables pour le réussir. Je remercie également le Professeur Nedil qui a été mon codirecteur pour ses précieux conseils.

Aussi, je remercie mes collègues de l'INRS, notamment ceux du groupe de recherche de monsieur Denidni, et en particulier, Gijo Augustin, Mu'ath al Hassan et Achour Hammam, qui ont participé avec leurs savoirs ainsi que leur temps afin de m'aider à l'aboutissement de mon présent travail.

Je n'oublie pas de remercier l'équipe administrative de l'INRS au centre 'Énergie Matériaux Télécommunications' de la place Bonaventure qui m'a facilité les démarches à toutes les étapes de ma formation.

Enfin, je souligne une profonde gratitude pour tous ceux qui me sont très chers, ceux qui m'ont aimé, soutenu, et qui se sont sacrifiés pour ma réussite.

RÉSUMÉ

Ce mémoire est le résumé des travaux de recherches qui ont été menés dans le cadre du programme de Maîtrise en télécommunication au sein du centre Énergie matériaux et télécommunication de l'Institut National de Recherche Scientifique (INRS). Ces travaux portent sur la conception et la fabrication d'un réseau d'antennes à formation de faisceaux basé sur la matrice de Butler. L'augmentation des interférences dues à la croissance du nombre d'utilisateurs ainsi qu'à la surcharge du spectre de fréquences rend le développement de nouvelles antennes intelligentes nécessaire. Pour satisfaire ce besoin, une matrice de Butler (ULB) faisant partie d'un réseau à formation de faisceaux opérant dans la bande 3.1-10.6 GHz a été conçue et fabriquée. Cette matrice de Butler 4×4 est capable de former quatre faisceaux dans quatre directions différentes et ceci à l'intérieur de toute la bande d'opération sans recourir à un quelconque mouvement de rotation de la part des antennes. Elle est très attractive pour les applications ULB et même pour les applications à bande étroite qui se situent dans sa bande d'opération. Pour concevoir cette matrice de Butler, il a fallu en premier lieu concevoir un coupleur directionnel et un déphaseur 45°. Ces deux composants primordiaux de notre dispositif sont ULB et ont été conçus en utilisant une configuration à multiples couches. Le premier chapitre de ce mémoire présente les aspects théoriques des réseaux d'antennes et des répartiteurs de faisceaux, plus particulièrement les répartiteurs analogiques. À la fin du Chapitre I, la conception d'une matrice de Butler est mise en avant. Le deuxième chapitre commence par montrer la conception des composants constituants la matrice, ainsi que leurs résultats de simulation. Il montre également les résultats de simulation obtenus par la matrice en termes d'amplitude et de phase. Dans le dernier chapitre, nous validons les résultats obtenus par voie de simulation et ceci après la fabrication du coupleur et de la matrice de Butler. Dans ce chapitre nous présentons également les faisceaux mesurés formés par un réseau d'antennes alimenté par notre matrice de Butler à la fréquence 5.8 GHz à titre d'exemple. Ces résultats prouvent que notre objectif a été atteint avec succès.

TABLE DES MATIÈRES

Résumé	
Table des mati	èresiii
Liste des figur	esv
Liste des table	auxviii
Introduction	
Mise en con	texte
Objectifs et	étapes de conceptions
Contenu du	mémoire
Chapitre I	4
1.1. Introducti	on4
1.2. Les réseau	ix d'antennes
1.2.1. Pri	ncipe5
1.2.2. Dia	agramme de rayonnement
1.3. Réseaux d	l'antennes uniformes
1.3.1.	Réseaux à faisceau perpendiculaire
1.3.2.	Réseau d'antenne à faisceau (End fire)
1.3.3.	Réseau d'antenne à balayage
1.4. Les répart	iteurs de faisceaux
1.4.1	. Les répartiteurs numériques
1.4.2	2. Les répartiteurs analogiques
A	.Type quasi-optique
	Lentille de Rotman
В	.Type circuit:
	B.1 Matrice Blass
	B.2 Matrice Nolen
	B.3 Matrice Butler

	B.3.1. Introduction	19
	B.3.2. Composants de la matrice Butler	22
	a) Coupleurs	22
	b) Déphaseurs :	23
	c) Croisement :	24
	B.3.3. Conception d'une matrice Butler	25
1.5. Con	clusion	28
Chapitre	e II	29
2.1. I	ntroduction	29
2.2. 0	Généralité sur l'ultra large bande	29
2.3. (Choix de la configuration de la matrice	32
2.4. C	Choix du substrat	33
2.5. (Conception du coupleur hybride à couplage par fente	34
2.6. C	Conception du Déphaseur à couplage par fente	45
2.7. C	Conception de la matrice Butler	48
2.8. C	Conception du réseau d'antennes	53
2.9. C	Conclusion	56
Chapitre	e III	57
3.1	Introduction	57
3.2	Fabrication des prototypes	57
3.3	Coupleur	58
3.4	Matrice	60
3.5	Réseau d'antennes	62
3.6	Conclusion	65
Conclus	ion Général	66
Lista da	s rafaranças	68

LISTE DES FIGURES

Figure.1.1 : Réseau de deux dipôles. électriques verticaux.	6
Figure.1.2 : Multiplication de diagramme pour deux dipôle horizontaux infinitésimat	lΧ
avec $\beta = 90^{\circ}$	7
Figure.1.3: Réseau à faisceau perpendiculaire	9
Figure.1.4: Réseau d'antenne End fire.	10
Figure.1.5 : Réseau à balayage.	11
Figure.1.6 : Schéma d'un réseau d'antennes à balayage	11
Figure.1.7: Principe de lentille de Rotman .	14
Figure.1.8: Lentille de Rotman réalisée en circuit imprimé	15
Figure.1.9: Matrice Blass	15
Figure.1.10: Matrice Blass en guide d'onde pour applications Radar	17
Figure.1.11: Matrice Nolen.	18
Figure.1.12: Matrice Butler 4 x 4 Symétrique et asymétrique	20
Figure.1.13: Faisceaux crée par une matrice 8x8	20
Figure.1.14: Principe du coupleur Hybride	23
Figure.1.15: Onde traversant une ligne de transmission.	24
Figure.1.16: Croisement à pont multicouche	25
Figure.1.17: Croisement avec deux hybrides	25
Figure.1.18: Matrice Butler 4x4 et les faisceaux formés	26
Figure.2.1: Schéma d'un spectre de signal large bande et a bande étroite	30
Figure.2.2: Configuration du coupleur multiple couche en technologie micro ruban.	35
Figure.2.3: Rectangles équivalents des conducteurs et de la fente.	36
Figure.2.4: Distribution du champ électrique pour le mode pair et impair	37
Figure.2.5: Pertes de retour.	40
Figure.2.6: Isolation.	40
Figure.2.7: Déphasage entre port direct et port couplé	41
Figure 2.8: Couplage S31 et S21	41

Figure.2.9: Pertes de retour.	. 42
Figure.2.10: Isolation.	. 42
Figure.2.11: Déphasage entre port direct et port couplé.	. 42
Figure.2.12: Couplage S31 et S21.	. 43
Figure.2.13: Paramètres S.	. 43
Figure.2.14: Différence de phase entre port 2 et 3	. 44
Figure.2.15: Principe du déphaseur	. 45
Figure.2.16: Pertes d'insertion et perte de retour du déphaseur.	. 47
Figure.2.17: Phase relative.	. 47
Figure.2.18: Schéma de la matrice proposée.	. 49
Figure.2.19: Paramètres S de la matrice Butler proposée.	. 49
Figure.2.20: Différence de phase entre deux ports voisins pour les ports 1 et 4	. 51
Figure.2.21: Différence de phase entre deux ports voisins pour les ports 2 et 3	. 51
Figure.2.22: Les faisceaux produits par la matrice Butler proposée dans un programme	•
MATLAB	. 52
Figure.2.23: Réseau de quatre antennes micro ruban.	. 53
Figure.2.24: Pertes de retour.	. 55
Figure.2.25: Les faisceaux produits par la matrice Butler proposée avec le réseau	
d'antennes	. 55
Figure.3.1: Photographie du coupleur fabriqué	. 58
Figure.3.2: Paramètres S mesuré du prototype fabriqué	. 59
Figure.3.3: Différence de phase simulée et mesurée entre les ports 2 et 3	. 60
Figure.3.4: Photographie de matrice Butler 4x4 fabriquée	. 60
Figure.3.5: Paramètres S mesurée de la matrice Butler.	. 61
Figure.3.6: Différence de phase entre deux ports voisins pour les ports 2, 3, 4 et 1	. 62
Figure.3.7: Pertes de retours simulées et mesurées d'une antenne du réseau d'antenne	. 62
Figure.3.8: Photographie de la matrice proposée reliée au réseau d'antennes	. 63
Figure.3.9: Les faisceaux mesurés produits par la matrice Butler proposée avec le résea	au
d'antennes	. 64
Figure.3.10: Mesures des paramètres-S du coupleur et de la matrice Butler	65

Figure.3.11: Mesure des faisceaux de la matrice Butler6	65
---	----

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1Gradient de phase pour une matrice Butler 4x4	27
Tableau 2.1 Valeurs de la phase progressive correspondante à chaque faisceau d'une	
matrice 4x4	27
Tableau 2.3 : Dimensions des conducteurs et de la fente.	44
Tableau 2.4 Dimensions des antennes.	54

INTRODUCTION

Mise en contexte

La dernière décennie a connu un vrai changement dans le comportement de l'homme moderne dû aux développements technologiques et aux instruments de communication qui se sont imposé dans la vie de tous les jours. De nouvelles industries telles que l'industrie de la téléphonie mobile ou bien celle d'internet ont vu le jour, elles offrent une panoplie de services et de systèmes aux utilisateurs. Envoyer des données importantes, faire des transactions monétaires ou travailler avec des personnes qui se trouvent à l'autre bout du monde est désormais possible. Malgré cette avancée le défis reste toujours grand et le désire d'améliorer les performances de ces systèmes est plus que jamais présent.

L'augmentation du nombre d'utilisateurs des systèmes de communication sans fil parfois dans des zones très proches ou en présence d'obstacles combinée à la limitation du nombre de canaux de fréquence alloué par la Commission de Communication Fédérale (FCC) représentent toujours une source d'interférences. Ces interférences sont à l'origine de la dégradation de la qualité des communications. Pour améliorer cette qualité de communication même dans des conditions défavorables plusieurs techniques ont été utilisées, parmi elles les réseaux d'antennes intelligentes.

Dans les réseaux d'antennes intelligentes nous pouvons distinguées deux sortes:

Les systèmes adaptatifs et les systèmes à balayage de faisceaux. Le premier type est un dispositif permettant de rejeter efficacement les interférences vu qu'il s'adapte à l'environnement en temps réel pour diriger son faisceau dans des directions désirées, cependant il est compliqué et nécessite beaucoup de traitement de signal. Le deuxième type à balayage de faisceaux n'a pas autant d'efficacité que le premier parce qu'il n'utilise pas des contrôleurs, il est donc plus simple donc moins coûteux.

Le développement d'un système de réseau d'antennes ultra-large bande à balayage de faisceaux est l'objectif de notre travail présenté dans ce mémoire.

Les deux grands axes de notre travail sont :

- La conception d'un répartiteur de faisceaux de type matrice de Butler4×4 ultralarge bande.
- La réalisation d'un réseau d'antennes opérant à la fréquence de 5.8 GHz de quatre éléments pour vérifier le bon fonctionnement de la matrice Butler.

Le système développé permet d'améliorer la capacité d'une station de base parce qu'il permet de rayonner dans plusieurs directions de manière sélective. Cette sélectivité est une méthode de réduction d'interférences. La largeur de bande de notre système lui offre la possibilité d'être utilisé avec plusieurs éléments opérant dans la bande de fréquence entre 3.1-10.6 GHz, cette largeur de bande est un moyen de minimiser le nombre de composant opérant sur plusieurs fréquences et pouvant interférer entre eux, donc une autre méthode pour réduire les interférences.

Objectifs et étapes de conceptions

Afin de réaliser l'objectif cité précédemment un plan de travail a été fixé et suivi, les étapes de ce plan sont :

- 1. Étude théorique et bibliographique de la conception d'une matrice de Butler et de ses composants;
- 2. Choix de la technologie la plus appropriée;
- 3. Développement d'un coupleur directionnel ultra-large bande opérant entre 3.1-10.6 GHz dans le but de l'utiliser dans la conception de la matrice;
- 4. Développement d'un déphaseur 45° en configuration multiple couche pour éviter l'utilisation d'un croisement ou d'une transition;
- 5. Conception de la matrice en utilisant le coupleur et le déphaseur, simulation de ses performances sur la bande d'opération désirée;
- 6. Fabrication de la matrice pour valider les résultats de simulation;
- 7. Conception et fabrication d'un réseau d'antennes de quatre éléments pour vérifier les faisceaux générés par la matrice.

Contenu du mémoire

Ce mémoire est composé de quatre chapitres. Le premier chapitre est une revue de littérature, il présente des notions théoriques concernant les réseaux d'antennes à formation de faisceaux ainsi que leurs composants. En fait le fonctionnement des réseaux, leurs types et les différents répartiteurs de faisceaux existants ainsi que quelques-uns de leurs avantages et inconvénients y seront étudiés. Le deuxième chapitre concerne la conception de la matrice de Butler avec ses composants principaux, le coupleur directionnel ultra-large bande ainsi que le déphaseur 45°, les performances de simulation du coupleur, du déphaseur et ensuite de la matrice globale seront montrées. Une partie de ce chapitre sera dédiée à la conception du réseau d'antennes nécessaire pour la mesure des faisceaux générés par la matrice et à la validation de ses performances. Dans le troisième chapitre, la partie réalisation et fabrication sera abordée, les résultats de mesure de tous les éléments étudiés au chapitre II seront montrés et discutés. À la fin de ces chapitres une conclusion générale sera présentée.

CHAPITRE I

Antennes réseaux à formation de faisceaux

1.1.Introduction

Dans plusieurs applications, il y a un réel besoin de concevoir des antennes avec un gain important et une ouverture à mi-puissance étroite, cet objectif peut être atteint en augmentant la taille de l'antenne. Ceci dit, un autre moyen existe pour obtenir un gain élevé sans avoir à changer les dimensions de l'antenne. Ce moyen est l'agencement de plusieurs éléments d'antennes dans une configuration géométrique particulière. Ce groupement d'éléments est connu sous le nom de **réseaux d'antennes**. Si en plus du fait d'obtenir un gain important vient s'additionner le désire de pouvoir balayer -ou de diriger dans le cas le plus simple- le faisceau sans avoir à recourir à un mouvement de rotation quelconque l'utilisation d'un **répartiteur de faisceaux** en combinaison avec un réseau d'antennes serait une solution. Un tel système composé d'un répartiteur de faisceaux alimentant un réseau d'antennes est appelé **réseaux d'antennes à formation de faisceaux**.

L'utilisation des réseaux d'antennes à formation de faisceaux dans les systèmes de communication mobile permet une couverture étendue et un meilleur suivi des déplacements des utilisateurs à l'intérieur d'une cellule, elle permet également d'améliorer le rapport signal/bruit (Signal Noise Ratio SNR).

Dans ce chapitre nous aborderons les différentes parties qui constituent un système réseau d'antennes à formation de faisceaux, nous présenterons également des principes de fonctionnement de chacune d'entre elle ainsi que de leurs types.

1.2.Les réseaux d'antennes

1.2.1.Principe

Un réseau d'antennes est constitué de plusieurs éléments qui dans la plupart des cas sont similaires (filaire, planaire, à ouverture...) disposés selon une géométrie particulière (linéaire, planaire, circulaire, rectangulaire, sphérique ...).

Un réseau d'antenne est appelé:

- Uniforme: s'il est constitué de N élément identique possédant N amplitudes d'excitation égales mais chacun a une phase progressive d'excitation fixe nommée β .
- À balayage: s'il permet de diriger le maximum du faisceau dans plusieurs directions afin de balayer une zone désirée et ceci uniquement en contrôlant la différence de phase d'excitation entre les éléments.

Quelques caractéristiques importantes des réseaux telles que le diagramme de rayonnement, le facteur de réseaux, ainsi que la différence de phase d'excitation entre les éléments seront présentées dans les sections suivantes.

1.2.2.Diagramme de rayonnement

Supposant un réseau d'antennes composé de N élément qui ont tous la même amplitude d'excitation et une différence de phase β entre eux. Le diagramme de rayonnement d'un tel système obéit à une loi de multiplication de diagramme de chacune des antennes constituant ce réseau, cette multiplication est représentée par l'équation suivante:

$$E_T = [E \text{ (élément seul à un point de référence)}] \times [FR],$$
 (1.1)

E_T: Champ totale rayonné par le réseau,

FR: Facteur de réseaux.

Si nous prenons comme exemple le cas le plus simple d'un réseau constitué de deux dipôles électriques, tel qu'il est montré dans la Fig.1.1, où le champ rayonné par chacun d'eux est $E_{\theta 1}$ et $E_{\theta 2}$:

$$E_{\theta 1} = j\eta \frac{(kI_0 l sin\theta_1)}{4\pi r_1} e^{-jkr_1},$$
(1.2)

$$E_{\theta 2} = j\eta \frac{(kl_0 2\sin\theta_2)}{4\pi r_2} e^{-jkr_2}, \tag{1.3}$$

où

$$r_1 = r - \left(r - \frac{d}{2}\cos\theta\right)$$
, $r_2 = r - \left(r - \frac{d}{2}\cos\theta\right)$ et $\theta_1 = \theta_2$.

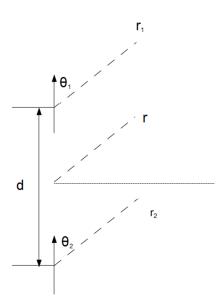


Figure.1.1 : Réseau de deux dipôles. électriques verticaux.

Le champ total rayonné par les deux éléments est donné par:

$$E_{\theta} = E_{\theta 1} + E_{\theta 2} = \left(j \eta \frac{(k I_0 l s i n \theta_1)}{4 \pi r_1} e^{-j k r_1} \right) + \left(j \eta \frac{(k I_0 2 s i n \theta_2)}{4 \pi r_2} e^{-j k r_2} \right). \tag{1.4}$$

Après quelques manipulations mathématiques nous obtenons la relation suivante:

$$E_{\theta} = \left(j \eta k I_0 l. \sin \left(\frac{\theta}{4\pi r} \right) . e^{-jkr} \right) \left(2\cos \left(\frac{kd}{2} . \cos \theta \right) \right). \tag{1.5}$$

Le facteur de réseau dans la relation (1.5) est :

$$FR = 2\cos\left(\frac{kd}{2}\cos\theta\right).$$

La Fig.2.2 illustre cette multiplication de diagramme pour deux dipôles horizontaux infinitésimaux avec $\beta = 90^{\circ}$. Le principe est le même pour un réseau plus grand.

Si nous comparons le diagramme de rayonnent total de deux réseaux l'un plus grand ou plus petit que l'autre pour qui le même type d'antennes est utilisé, nous verrons que le paramètre qui varie dans l'équation (1.1) est le facteur de réseau FR, cette variation induira forcément un changement dans le diagramme total de rayonnement.

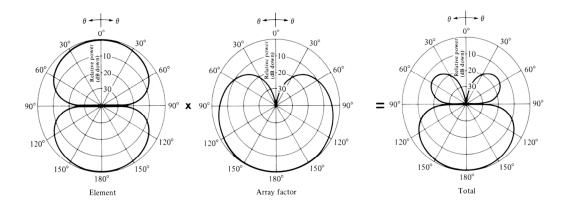


Figure.1.2 : Multiplication de diagramme pour deux dipôle horizontaux infinitésimaux avec β =90° [1].

Le facteur de réseau dans le cas général est donné par:

$$FR = \sum_{n=1}^{N} A_n e^{(j(n-1)\Psi)},$$

$$\Psi = kd\cos(\theta) + \beta,$$
(1.6)

 A_n : Amplitude d'excitation de chaque élément,

k: Nombre d'onde,

d: Distance entre les éléments.

Si les amplitudes d'excitation entre les éléments sont égales $A_0 = A_1 = A_2 =$, le réseau est appelé Uniforme. Pour obtenir le maximum du diagramme de rayonnement total selon l'équation (1.1), il faut que la valeur du facteur de réseaux soit maximale.

Selon (1.6) FR est maximum si
$$\Psi = 0 \Rightarrow kd\cos(\theta) + \beta = 0$$
 (1.7)

L'équation (1.7) est satisfaite pour une valeur de θ appelée θ_0 , cet angle est celui vers lequel le faisceau est maximum:

$$\beta = -kd\cos(\theta_0) \tag{1.8}$$

De la relation (1.8), il est évident que pour chaque valeur de β il y a une direction θ_0 lui correspondant où le faisceau est maximum. Ceci veut dire tous simplement que pour diriger le faisceau dans une direction donnée il faut ajuster la valeur de la différence de phase β entre les éléments d'un réseau d'antenne de manière à satisfaire l'égalité (1.8). Plusieurs types de réseau peuvent être définis selon la valeur de β , donc selon la direction de leur faisceau. La différence de phase β entre les éléments d'un réseau d'antenne est appelée **Phase progressive**.

1.3. Réseaux d'antennes uniformes

Dans le cadre de ce travail nous nous intéresserons aux réseaux uniformes, c'est à dire les réseaux dont les éléments ont la même amplitude d'excitation et sont espacés par la même distance « d ». Nous avons vu dans la section précédente que la direction du maximum de rayonnement peut être obtenue en variant la valeur de la phase progressive β entre les éléments d'un réseau. Sur cette base nous allons montrer trois types de réseaux liés à trois valeurs de β .

1.3.1. Réseaux à faisceau perpendiculaire

Dans ce type, le maximum du faisceau créé par le réseau est dirigé dans une direction perpendiculaire à l'axe du réseau, l'axe du réseau est la ligne qui traverse tous les

éléments. À partir des deux relations (1.7) et (1.8), si nous voulons obtenir un faisceau qui a son maximum en direction de $\theta = 90^{\circ}$ nous avons:

$$\theta_0 = 90^\circ \Rightarrow \beta = 0 \tag{1.9}$$

Donc pour obtenir un maximum du faisceau perpendiculaire à l'axe du réseau, il faut que la phase progressive entre les éléments soit nulle, dans d'autres termes il faut que tous les éléments du réseau aient la même phase d'excitation. La Fig.1.3 montre un réseau à faisceau perpendiculaire à l'axe du réseau.

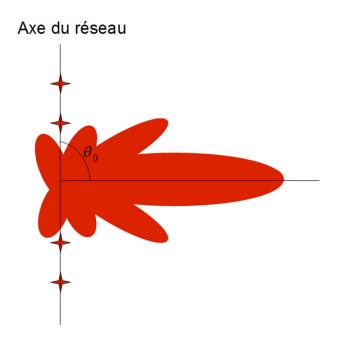


Figure.1.3: Réseau à faisceau perpendiculaire.

1.3.2. Réseau d'antenne à faisceau (End fire)

Dans le cas précèdent le faisceau était dirigé perpendiculairement à l'axe du réseau tandis que dans ce cas le faisceau est dirigé vers une des extrémités de l'axe du réseau. L'angle entre l'axe du réseau et le faisceau est égale à: 0° ou 180°.

A partir de de (1.7) si:
$$\theta_0 = 0^\circ \implies \beta = -kd$$
 (1.10)

$$\theta_0 = 180^{\circ} \Rightarrow \beta = kd \tag{1.11}$$

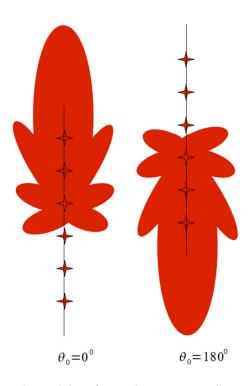


Figure.1.4 : Réseau d'antenne End fire.

La Fig.1.4 montre un réseau pouvant former deux faisceaux dirigés vers 0° ou 180°.

1.3.3. Réseau d'antenne à balayage

Le réseau à balayage est le cas général des deux cas précédents, le faisceau peut être dirigé dans une direction quelconque θ_0 en adaptant la valeur de β . A partir de l'équation (1.7) si:

$$\Psi = 0$$
 pour $\theta = \theta_0$, donc $kd\cos(\theta_0) + \beta = 0 \Rightarrow \beta = -kd\cos(\theta_0)$

La Fig.1.5 montre un réseau d'antenne à faisceau dirigé vers un angle arbitraire θ_0 .

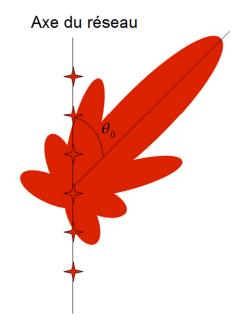


Figure.1.5: Réseau à balayage.

Ce dernier type de réseau d'antennes uniforme confirme qu'un faisceau peut être dirigé dans n'importe quelle direction en contrôlant la valeur de la phase progressive. Dans un réseau d'antennes, plusieurs faisceaux peuvent être crées pour permettre un balayage électronique de différentes manières. La Fig.1.6 représente le schéma général d'un réseau d'antennes uniforme à balayage alimenté par un répartiteur de faisceaux. La section suivante traite des différents répartiteurs de faisceaux utilisés afin d'obtenir un balayage électronique des faisceaux.

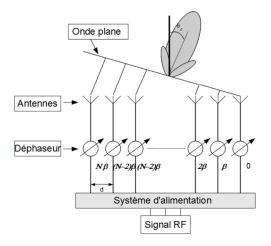


Figure.1.6 : Schéma d'un réseau d'antennes à balayage.

1.4.Les répartiteurs de faisceaux

Nous avons mentionné précédemment que le changement de la différence de phase entre les éléments d'un réseau d'antennes permet de créer plusieurs faisceaux dans plusieurs directions. Ce gradient de phase entre les éléments d'un même réseau est souvent créé par des dispositifs reliés directement à ces réseaux, ils sont communément appelés **répartiteurs de faisceaux.** Ces répartiteurs de faisceaux permettent aux réseaux d'antennes d'obtenir des faisceaux dans plusieurs directions sans avoir à recourir à un quelconque mouvement de rotation. Ils offrent par cette technique la possibilité d'augmenter la capacité du système cellulaire et le pouvoir d'obtenir des faisceaux ayant un gain élevé dans plusieurs directions. Grâce à ces répartiteurs, une bonne couverture peut être effectuée et par conséquent les utilisateurs mobiles peuvent être suivis à l'intérieur d'une même cellule.

Dans les répartiteurs de faisceaux nous pouvons distinguer deux types: Numériques et Analogiques. Dans le cadre de ce mémoire nous nous intéresserons qu'aux types analogiques, c'est pour cela que nous ne citerons que brièvement les différents types de répartiteurs de faisceaux numériques.

1.4.1.Les répartiteurs numériques

Répartiteurs à commande de phase: Le principe est de contrôler directement la phase reçu sur chaque antenne du réseau, ceci est accompli à l'aide de déphaseurs et de diviseurs de puissances. Plusieurs modules comportent un certains nombres de ces déphaseurs afin de maitriser et de contrôler les phases et les amplitudes des signaux arrivant sur les antennes.

Répartiteurs à commande numérique: Ces répartiteurs utilisent l'électronique numérique, les antennes du réseau sont reliées à des calculateurs numériques (ordinateurs) par le biais de convertisseurs (analogiques/numériques). Le facteur de réseau est calculé par ordinateur à l'aide de logiciels puissants, ces calculateurs sont ainsi capables de générer un nombre de faisceaux souhaité dans les directions désirées. Dans ce genre de systèmes, il est intéressant de voir qu'il est possible de former plusieurs

faisceaux simultanés; il est également possible de décider des directions de chacun d'entre eux, mais leur inconvénient est qu'ils sont complexes et onéreux.

Répartiteurs adaptatifs: C'est de l'habilité à adapter en temps réel le diagramme de rayonnement au signal (Radiofréquence) de l'environnement que ces répartiteurs tiennent leurs noms. Dans ce genre de répartiteurs non seulement le signal désiré peut être placé dans le maximum du faisceau principal mais encore un "zéro" peut être dirigé vers un signal non désiré pour rejeter les interférences. Autrement dit ces répartiteurs peuvent personnaliser leur diagramme de rayonnement pour chaque utilisateur. Le rapport (signal/bruit) de cette façon est amélioré. Le contrôle du diagramme de rayonnement est un facteur très important dans l'amélioration de la couverture de zone dans chaque cellule, le signal reçu passe par un traitement numérique dans un calculateur muni d'un algorithme (Direction d'arrivée DOA (Direction Of Arrival)), et ce signal est utilisé pour générer le diagramme le plus adapté. Pour s'adapter à l'environnement extérieur, ces répartiteurs utilisent des boucles à contre réaction pour corriger la direction du diagramme de rayonnement et optimiser la performance des antennes. Ce genre de répartiteur est appliqué dans les Radars.

1.4.2.Les répartiteurs analogiques

Dans les répartiteurs de faisceaux de type analogique, il existe deux types:

Les répartiteurs quasi-optique (lentille de Rotman, lentille de Bootlace, lentille de Luneberg ...) et les répartiteurs de type circuit (matrice de Blass, matrice de Nolen, matrice de Butler ...). Nous prendrons comme exemple parmi ces différents répartiteurs la lentille de Rotman pour le type quasi-optique et la matrice de Blass ainsi que la matrice de Butler pour le type circuit.

A.Type quasi-optique

Lentille de Rotman

Dans le type quasi-optique, la lentille de Rotman est la plus connue, sa synthèse est basée sur l'optique géométrique. La lentille de Rotman est un dispositif possédant une cavité dans laquelle l'onde est guidée dans un chemin pour aller d'un port d'entrée vers des ports

de sortie. Lorsqu'un des ports d'entrée est excité, une distribution d'amplitude est produite aux ports de sortie avec un gradient de phase constant. Ce gradient de phase est créé grâce au retard de temps causé par la différence de distance à parcourir entre le port d'entrée et les différents ports de sortie. Ainsi ce gradient permet de générer plusieurs faisceaux [2].

Dans sa réalisation la lentille de Rotman est un système qui permet d'agir sur plusieurs paramètres offrant ainsi une certaine liberté de conception, elle est stable en fréquence, elle permet la création de plusieurs faisceaux, mais elle présente également quelques inconvénients tels que le couplage mutuel entre les ports. Pour le réduire, le concepteur doit prêter une attention particulière à sa géométrie. A ceci s'ajoute la limitation du choix de la direction des faisceaux et l'incapacité de créer des faisceaux orthogonaux. Un autre inconvénient majeur de cette lentille est l'incapacité de produire un balayage fin parce qu'elle ne produit que des faisceaux dans des directions bien distinctes à cause de la disposition des ports d'entrée.

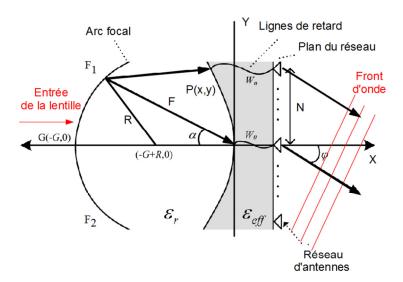


Figure.1.7: Principe de lentille de Rotman [2].

La Fig.1.7 montre les paramètres de la lentille de Rotman. La lentille de Rotman a été utilisée dans plusieurs applications militaire et civile [3], [4]. La Fig.1.8 montre une lentille fabriquée en utilisant la technologie de circuit imprimé pour produire huit faisceaux rayonné par un réseau linéaire de huit antennes relié à celle-ci. En générale, la lentille de Rotman est fabriquée en technologie guide d'onde.

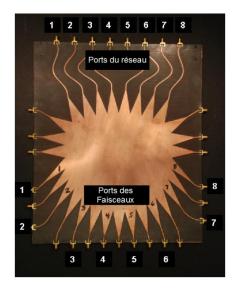


Figure.1.8: Lentille de Rotman réalisée en circuit imprimé [3].

B.Type circuit:

Il y a plusieurs types de répartiteurs de faisceaux de type circuit, nous allons dans les sections suivantes présenter les plus connus d'entre eux c'est à dire: la matrice de Blass, la matrice de Nolen et nous finirons avec la matrice de Butler.

B.1 Matrice de Blass

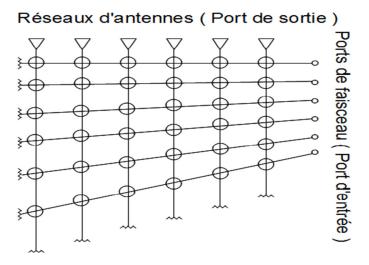


Figure.1.9: Matrice de Blass.

La matrice de Blass est une matrice multiples faisceaux, elle utilise N ligne de transmission prolongées d'un réseau d'antennes (lignes verticales dans la Fig.1.9) croisant M lignes prolongées des ports d'entrée (lignes horizontales dans la Fig.1.9). Le croisement entre les lignes se fait à l'aide de coupleurs. Les coupleurs servent à fixer les distributions d'amplitudes dans le réseau d'antennes, ces distributions déterminent le niveau des lobes secondaires du diagramme de rayonnement. Toutes les lignes dans cette matrice sont terminées par des charges adaptées pour éviter les réflexions du signal.

Dans la Fig.1.9, nous pouvons bien remarquer que les lignes d'alimentions, c'est à dire celles qui sont liées aux ports d'entrées sont inclinées l'une par rapport à sa voisine d'un angle qui varie progressivement. Cet angle permet d'avoir un déphasage d'angle progressif entre les ports de sortie de manière à pouvoir orienter les faisceaux comme expliqué dans la Section 2. En réalité ce déphasage d'angle entre les différents ports de sortie est dû au fait que les distances parcourues par le signal entre les coupleurs d'un même port de sortie ne sont pas égales d'un port à un autre. Nous pouvons déduire de ceci que chaque inclinaison de ligne (port d'entrée) produira un déphasage entre les ports de sortie et donc un angle de pointage différent du faisceau formé.

Parfois l'inclinaison entre les lignes d'entrée est remplacée par des déphaseurs mis entre les coupleurs sur les lignes transverses, pour ajuster le déphasage nécessaire à l'obtention du gradient de phase entre les ports de sortie.

La matrice de Blass est un répartiteur de faisceau flexible, son avantage principale est sa capacité à créer plusieurs faisceaux dans des directions arbitraires couvrant ainsi une large zone de balayage, ceci peut être accompli en agissant sur le niveau de couplage de chacun des coupleurs. Cependant, deux inconvénients non négligeables viennent limiter les performances de cette matrice:

- 1. La présence des charges adaptées à l'extrémité de chacune des lignes augmente les pertes de la matrice de Blass par rapport aux autres répartiteurs de faisceaux.
- 2. L'interaction des lignes d'alimentation avec les autres lignes crée des faisceaux de second ordre à cause de la présence des trajets multiples dans la matrice excepté pour le premier faisceau.

Enfin la conception de cette matrice peut s'avérer assez compliquée quand le nombre d'éléments du réseau devient important, la complexité réside dans la différence des coefficients de couplages de chaque coupleur aux ports d'entrée.

Dans plusieurs applications de la matrice de Blass, la technologie guide d'ondes est préféré à la technologie micro-ruban parce qu'elle introduit de faibles pertes, ceci dit elle est plus couteuse et le poids du circuit représente souvent une contrainte. Comme exemple nous pouvons prendre une matrice de Blass multiple couches qui a été développée en utilisant la technologie guide d'ondes dans le but d'avoir un faible coût, une facilité de fabrication et un profil bas, celle-ci peut être utilisée dans les applications Radar à 16 GHz. La matrice est montrée à la Fig.1.10

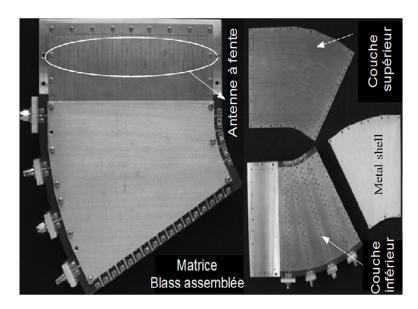


Figure.1.10 : Matrice de Blass en guide d'onde pour applications Radar [5].

B.2 Matrice de Nolen

La matrice de Nolen est une matrice orthogonale tous comme la matrice de Butler qui sera traité dans la section suivante, nous tenons à mentionner que peu de littérature traite de cette matrice du fait qu'elle a la réputation d'être difficile à dimensionner. La matrice de Nolen possède N port d'entrée, appelés également ports de faisceaux et M port de sortie appelés également ports d'antenne. Comme la matrice de Blass et contrairement à la matrice de Butler (dans sa géométrie générale) la matrice de Nolen permet d'avoir un

nombre d'éléments d'entrée et de sortie diffèrent et arbitraire selon l'application visée. L'architecture d'une matrice de Nolen est très similaire à celle d'une matrice de Blass, c'est un réseau d'alimentation en série avec une structure en treillis, la différence entre les deux architectures est l'absence des charges adaptées à la fin de chaque ligne, en fait les charges sont remplacées par des coudes disposés selon la diagonale, tous comme la matrice de Blass chaque croisement entre les lignes verticales et horizontales comporte un coupleur et un déphaseur, la Fig.1.11 montre le diagramme d'une matrice de de Nolen. Ce diagramme montre que le nombre de composants par voie RF est plus important comparativement au nombre de composants se trouvant dans une matrice de Butler.

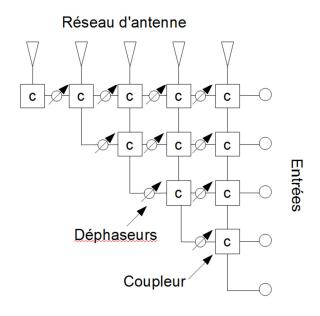


Figure.1.11: Matrice Nolen.

B.3 Matrice de Butler

Comme mentionné lors de l'introduction générale, la matrice de Butler est le répartiteur de faisceau de type circuit que nous avons utilisé dans la conception de notre système réseau d'antennes à formation de faisceaux. C'est pour cette raison que nous détaillerons le fonctionnement et la composition de celle-ci plus que les autres répartiteurs présentés précédemment.

B.3.1. Introduction

La matrice de Butler est de loin le répartiteur de faisceau le plus utilisé et le plus connu compte tenu du nombre de publications qui lui sont dédiées. Le concept de la matrice de Butler a été inventé dans les années 1960. Ces matrices font partie des systèmes pouvant produire des faisceau orthogonaux, elles sont constituées de N ports d'entrée et N ports de sortie alimentant N antennes où tous les chemins entre les ports de sortie et les ports d'entrée sont égaux. Leurs sorties sont alimentée en parallèle contrairement à la matrice de Blass. Une matrice standard consiste en un nombre de rangées de coupleurs hybrides intersectées par un nombre de rangées de déphaseurs à déphasage fixe. Quand un signal est injecté dans un port d'entrée il produit une différence de phase fixe entre les ports de sortie. Vue que le diagramme d'une matrice Butler est identique à une Transformé de Fourrier Rapide (FFT), chaque déphasage produit une déviation du faisceau par rapport à l'axe perpendiculaire au réseau, ainsi chaque port d'entrée peut créer un faisceau dans une direction différente des autres ports, N faisceaux peuvent ainsi être obtenus.

Une matrice est constituée de plusieurs étages de coupleurs hybrides. Chaque coupleur qui la compose, s'il est équilibré, divisera le signal d'entrée en deux, si on considère que nous avons un nombre "n" d'étage de coupleurs et que nous voulons obtenir une distribution de signal uniforme en amplitude, nous aurons 2ⁿ sorties par entrée. Le nombre de sorties sera égale aux nombre d'entrées, c'est à dire 2ⁿ et ceci à cause de la symétrie des coupleurs directionnels.

En structure planaire, une matrice Butler est constituée des éléments suivants:

- Coupleur hybrides;
- Déphaseurs;
- Croisements.

Les matrices dont le nombre de ports d'entrée/sortie est une puissance de 2ⁿ sont appelées matrices binaires, les matrices non binaires possèdent un nombre impaire de ports d'entrée/sortie et peuvent être 3x3, 5x5, 7x7 etc. Si dans une matrice binaire les coupleurs hybrides utilisés sont de type 90°, alors la matrice est dite symétrique et les faisceaux générés sont alors de part et d'autre par rapport à la normale de l'axe du réseau. Si par

contre les coupleurs 180° sont utilisés, la matrice est dite asymétrique et un faisceau supplémentaire sur la normal de l'axe du réseau est créé en plus des mêmes faisceaux qui sont créé par la version symétrique. Les deux versions sont montrées dans la Fig.1.12.

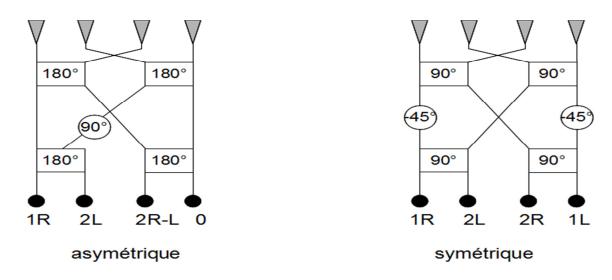


Figure.1.12: Matrice de Butler 4 x 4 Symétrique et asymétrique.

Comme mentionné précédemment, plusieurs faisceaux peuvent être formés dans plusieurs directions en raccordant une matrice à un réseau d'antennes et en utilisant un commutateur RF pour choisir le port que nous voulons alimenter. Prenons l'exemple d'une matrice 8x8 connectée à un réseau d'antennes de huit éléments, huit faisceaux seront créés dans huit directions, le signal introduit dans chaque port d'entrée produira un déphasage fixe entre chaque deux ports voisins et ceci pour tous les ports de sortie, résultant en un faisceau dans une certaine direction.

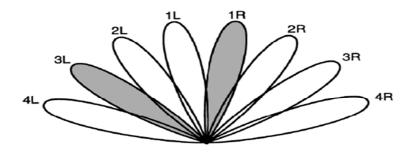


Figure.1.13: Faisceaux crée par une matrice 8x8 [6].

Dans la Fig.1.13, les deux faisceaux 1R et 3L sont formés par l'excitation des deux ports 1R et 3L dans une matrice 8x8. Si les deux ports dont excités en même temps, deux faisceaux se produisent simultanément. Il est vrai que la formation multiple des faisceaux est possible; cependant, il y a une limitation, en fait deux faisceaux adjacents ne peuvent être formés en même temps parce qu'ils risquent de s'additionner pour n'en former qu'un.

Dans certaines applications, il y a un besoin de créer plus de faisceaux que ceux habituellement générés par une matrice, la combinaison de deux faisceaux adjacents afin d'obtenir un faisceau additionnel est parfois utilisée. Par exemple dans une matrice 4x4 trois autres faisceaux en plus des quatre existants peuvent être crées en combinant deux voies:

- 1L et 2R pour obtenir un faisceau sur la normale de l'axe.
- 1L et 2L pour obtenir un faisceau entre les deux faisceaux 1L et 2L (à gauche de la normale).
- 1R et 2R pour obtenir un faisceau entre les deux faisceaux 1R et 2R (à droite de la normale).

La direction des faisceaux formés par une matrice Butler est gérée par plusieurs facteurs de la matrice, une relation mathématique lie le gradient de phase entre les ports de sortie et l'angle vers lequel se dirige le faisceau, cet angle est appelé **angle de dépointage.**

$$\Psi = 2\pi \frac{d}{\lambda_0} \sin \theta_k, \tag{1.12}$$

où

 Ψ : Gradient de phase entre deux ports de sortie adjacent,

 θ_k : angle entre le faisceau k et la normal à l'axe du réseau,

d: distance entre les éléments rayonnants,

 λ_0 : longueur d'onde dans l'air libre.

De l'équation (1.12), nous pouvons remarquer que l'angle où se dirige le faisceau dépend de deux paramètres du réseau. Ces paramètres sont la distance entre les ports de sortie et le déphasage que chaque port d'entrée crée entre deux ports voisins de sortie. Les valeurs de ces paramètres sont donc des éléments clés dans la conception d'une matrice. S'agissant de la distance (d) entre les ports de sortie, celle-ci n'est autre que la distance entre les antennes du réseau. Si elle est de $\lambda/2$, tous les faisceaux seront orthogonaux. Par contre si elle augmente, la largeur des faisceaux augmentera et par conséquent la distance entre eux diminuera, ils seront donc plus proches.

B.3.2. Composants de la matrice de Butler

Les composants d'une matrice de Butler ont été cités dans l'introduction d'une manière énumérative, dans cette section nous expliquerons le fonctionnement de chacun d'entre eux, nous citerons également leur nombre dans une matrice.

a) Coupleurs

Les coupleurs directionnels ou les diviseurs de puissance sont des composants microondes passifs utilisés pour la division ou la combinaison de puissance. Dans un diviseur
de puissance, la puissance est divisée en deux ou plus. Si elle est divisée d'une manière
égale, le coupleur est de type (3 dB); il est communément appelé coupleur hybride. Les
coupleurs directionnels peuvent être conçus pour une division de puissance
arbitraire; cependant, les jonctions hybrides sont généralement conçues pour les divisions
égales. Aux ports de sortie nous pouvons avoir une différence de phase entre les ports
égale à 90° ou 180°. Dans la matrice de Butler, ce sont ces deux types de coupleurs qui
sont employés. Dans notre cas c'est le coupleur hybride 90° qui sera utilisé dans la
conception de notre matrice.

Le coupleur hybride 90° est un circuit symétrique, il possède deux ports d'entrée et deux ports de sortie, il est évident que chaque port peut être utilisé comme port d'entrée. La Fig.1.14 montre un coupleur hybride 90° en technologie micro-ruban. Le coupleur montré est un coupleur à jonctions. Si le port1 est alimenté par une puissance, celle-ci est divisée en deux entre le port 3 et le port 4, la différence de phase entre ces deux ports, appelés port de transmission et port couplé, est de 90°. Le port 2 reste isolé. Les deux tronçons qui se trouvent entre les ports (1 et 2) et entre les ports (3 et 4) sont de longueur

 $\lambda/4$ et ont une impédance caractéristique de Z_0 égale à celle des ports 1, 2, 3 et 4. Les deux tronçons qui sont entre les ports (1 et 3) et entre les ports (2 et 4) ont une impédance de $Z_0/\sqrt{2}$ et une longueur de $\lambda/4$ permettant d'avoir un couplage de 3 dB, c'est à dire une division de puissance égale. Si dans une application quelconque il est désiré d'avoir un couplage différent de 3 dB, il faudra changer l'impédance de ces lignes. Nous avons mentionné que la phase entre les ports de sortie 3 et 4 est de 90°, elle peut être également de 180°, les deux types de coupleurs sont utilisé dans la matrice de Butler; cependant, nous ne considérons dans ce travail que les coupleurs 90°.

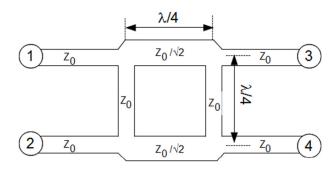


Figure.1.14: Principe du coupleur Hybride.

b) Déphaseurs:

Dans la théorie des lignes de transmission, tout déplacement d'une onde dans une ligne de transmission génère une phase qui est en relation avec la distance parcourue. La Fig.1.15 montre une onde qui traverse une ligne de transmission, la phase de l'onde est en fonction de la distance parcourue par l'onde " x" et en fonction de la constante de propagation $\beta = \frac{(2\pi)}{\lambda}$ qui elle-même dépend de la fréquence. Ceci veut dire que chaque ligne de transmission peut être considérée comme un déphaseur d'onde électromagnétique, seulement la valeur de la phase qu'elle produit dépend de la longueur de la ligne à la fréquence d'opération. Les déphaseurs sont conçus en s'appuyant sur ce principe en utilisant des lignes de transmission en technologie micro-ruban, coplanaire ou autres technologies.

Le retard de phase créé par une ligne de longueur " x " comme il est montré dans la Fig.1.15 est: $\theta = 2\pi \frac{x}{\lambda_a}.$

où λ_g est la longueur d'onde guidée.

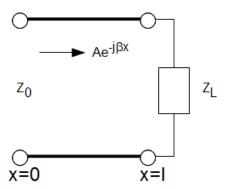


Figure.1.15: Onde traversant une ligne de transmission.

Dans la relation précédente le retard de phase dépend de la fréquence. Si dans une application large bande un déphaseur de type ligne de transmission est utilisé, l'angle donné par celui-ci ne restera pas stable sur toute la bande d'opération vu que la longueur électrique de la ligne est variable en fonction de la fréquence. Ceci limite l'utilisation des déphaseurs de type ligne de transmission pour les applications large bande. Nous verrons dans le chapitre qui traite de la conception de notre matrice de Butler une autre technique utilisée pour développer un déphaseur capable de maintenir sa phase sur une grande bande d'opération.

c) Croisement:

La Fig.1.12 montre que dans les deux configurations de la matrice Butler il existe deux croisements de ligne de transmission, ces croisements peuvent être plus nombreux si l'ordre de la matrice est plus grand. Un composant appelé croisement est placé à l'endroit où les lignes se croisent pour empêcher la combinaison des signaux. Différentes méthodes sont utilisées pour réaliser un croisement, l'une d'entre elles est l'utilisation de la technique du pont, le pont est réalisé par une feuille d'or sur une couche d'isolant diélectrique mince [7], voir Fig.1.16.

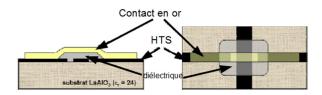


Figure.1.16: Croisement à pont multicouche [7].

Une autre méthode de réalisation des croisements est l'utilisation de deux coupleurs 3dB en cascade pour réaliser un coupleur 0dB, un exemple utilisant cette technique est montré dans la Fig. 1.17.

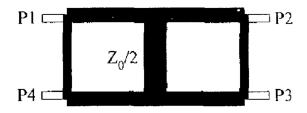


Figure.1.17: Croisement avec deux hybrides [8].

B.3.3. Conception d'une matrice de Butler

Une matrice standard est dénotée comme un système $N \times N$ où N est le nombre de ports d'entrée et de sortie. N est une puissance de 2, il peut être écris tel que $N=2^n$, n entier.

Le nombre de coupleurs hybrides utilisés dans une matrice $N \times N$ est de N.n/2, ils sont arrangés en n rangées, dans chaque rangée il y a N/2 coupleurs.

Le nombre de rangée des déphaseurs est de (n-1), le nombre et la position des déphaseurs dépendent du type des coupleurs hybrides utilisés, si des coupleurs 90° sont utilisés alors le nombre de déphaseurs par rangée est de N/2.

Exemple:

Dans une matrice de 32x32, l'ordre de la matrice est N=32, N= 2⁵, donc le nombre d'étages des coupleurs utilisés est de 5, dans chaque étage il y a 16 coupleurs, ce qui fait un total de 80 coupleurs pour cette matrice.

Dans le cas qui nous intéresse, c'est à dire une matrice 4x4, le nombre de rangées de coupleurs est de 2, dans chaque rangée il existe 2 coupleurs. En ce qui concerne les déphaseurs, une matrice 4x4 comporte 2 déphaseurs disposés dans une seule rangée. La méthode de conception complète d'une matrice intégrant le nombre de composants ainsi que leur position dans une matrice est expliquée en détaille dans [9] et [10].

Gradient de phase ou phase progressive:

En plus de connaître le nombre de chaque élément dans une matrice, il est important aussi de connaître les valeurs des gradients de phase à chaque port de sortie; en utilisant le diagramme présenté dans [10] pour une matrice 4x4, les gradients de phase pour la matrice de Butler montrée dans la Fig.1.18 sont montrés dans le Tab.1.1:

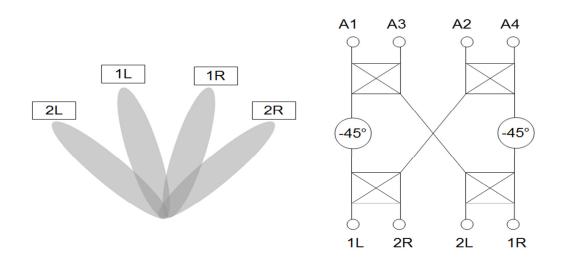


Figure.1.18: Matrice de Butler 4x4 et les faisceaux formés.

Tableau.1.1: Gradient de phase pour une matrice de Butler 4x4.

Ports Tx/Rx	Ports d'antennes				Différence de phase entre deux antennes voisines
	1	2	3	4	β
IL	0°	45°	90°	135°	45°
2L	0°	135°	270°	45°	135°
2R	0°	-135°	-270°	-45°	-135°
1R	0°	-45°	-90°	-135°	-45°

Pour chaque port d'entrée, la différence de phase aux ports de sortie entre deux ports de sortie voisins est fixe, cette différence de phase est la phase progressive étudiée au début de ce chapitre lors de l'étude des réseaux d'antennes. Nous pouvons exprimer la phase progressive par la relation suivante:

$$\beta = \pm (2f - 1)\frac{\pi}{N}, \tag{1.13}$$

f: numéro du faisceau qu'il soit à droite ou à gauche;

N: nombre de port de sortie.

Le tableau suivant donne les valeurs de β pour les quatre faisceaux d'une matrice 4x4:

Tableau.2.1: Valeurs de la phase progressive correspondante à chaque faisceau d'une matrice 4x4.

Numéro du faisceau	β
1 (à droite et à gauche)	± 45°
2 (à droite et à gauche)	± 135°

1.5.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les principes des réseaux d'antennes ainsi que des différents types de réseaux. Par la suite nous avons parlé des répartiteurs de faisceaux qui alimentent des réseaux d'antennes en vue de réaliser un balayage électronique. Finalement nous avons exposé en détails le fonctionnement du répartiteur de faisceau qui nous intéresse, c'est-à-dire la matrice de Butler, ses composants, et sa conception.

Dans le chapitre suivant nous nous intéresserons à la conception d'un nouveau coupleur et un déphaseur 45° dans le but de les utiliser dans la conception d'une nouvelle matrice. Nous aborderont également la conception du réseau d'antennes qui a été utilisé pour la simulation des faisceaux générés par la matrice proposée.

CHAPITRE II

Conception d'un réseau d'antennes à formation de faisceaux à base d'une matrice de Butler

2.1.Introduction

L'augmentation des utilisateurs dans les systèmes de télécommunications ainsi que la présence du phénomène des trajets multiples sont responsables d'interférences. Ceci dégrade considérablement la qualité de communication. Pour surmonter ce problème les systèmes d'antennes intelligents peuvent être utilisés. Les réseaux d'antennes à formation de faisceaux à base de la matrice de Butler font partie de ces systèmes.

La principale fonction d'une matrice de Butler est la répartition des phases et des amplitudes dans un réseau d'antennes placé à ses ports de sortie. Le but étant de former un certain nombre de faisceaux dans plusieurs directions égales à l'ordre de la matrice, cet ordre représente le nombre de ports à son entrée et à sa sortie.

Comme annoncé dans le chapitre précèdent, notre désire est de concevoir une matrice de Butler 4x4 ultra-large bande, le terme ultra large bande (ULB), en anglais UWB (Ultra Wide Band), n'a pas été abordé dans ce qui a précédé de ce mémoire, c'est pour cela que nous allons lui consacré quelques définitions.

2.2.Généralité sur l'ultra large bande

La notion (ultra- wide band UWB) a pris un aspect officiel à partir de l'année 2000 quand la FCC a déclaré de réglementer l'utilisation de l'ultra large bande et a permis la possibilité d'utiliser ses caractéristiques dans des applications futures. Elle a ainsi autorisé l'utilisation de la bande de fréquence [3.1 GHz à 10.6 GHz] pour le développement des systèmes opérant dans cette bande. Elle a également donné la définition d'un signal ultra large bande.

Pour qu'un signal soit ultra large bande il faut que :

• Sa bande passante soit de 500 MHz au minimum à (-10 dB)

ou

• La bande passante relative soit supérieure à 0.2, c'est-à-dire :

$$BP = 2.\frac{fs - fi}{fs + fi} > 0.2 \tag{2.1}$$

où

 f_s : fréquence supérieure de la bande passante,

 f_i : fréquence inférieur de la bande passante.

La technique (ULB) utilise les ondes basées sur des impulsions très courtes en durée, de l'ordre de 1ns, ces signaux sont courts dans le domaine temporel mais étalés dans domaine fréquentiel à l'inverse des techniques conventionnelles qui utilisent des ondes étalées dans le temps mais ayant une densité de puissance courtes dans le domaine fréquentiel. La Fig.2.1 représente une bande étroite et une bande large.

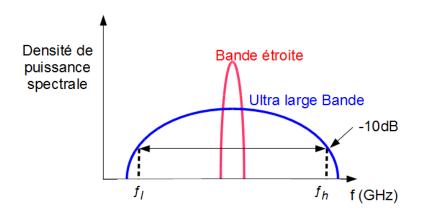


Figure.2.1:Schéma d'un spectre de signal large bande et a bande étroite.

La technique ultra large bande représente plusieurs avantages, nous citons parmi eux :

- Une bonne performance de la communication ULB dans des environnements encombrés;
- 2. Une difficulté de détection des signaux ULB par rapport aux signaux classiques, cette caractéristique rend la coexistence entre cette technique et les autres techniques utilisées par des systèmes de communication classique possible;
- 3. Une diminution des possibilités d'interférences avec les systèmes de communication classique ;
- 4. Une possibilité d'avoir des applications à très haut débit et à courte portée.

Ces avantages ont fait de cette technique un des axes de recherches les plus importants dans le domaine des radios fréquences, par conséquent plusieurs applications lui ont été accordées. Parmi celles-ci, les applications liées à la localisation, ces applications opèrent dans la bande de fréquence 3.1-10.6 GHz. D'autres applications comme celles relatives aux véhicules existent également dans la bande de fréquence 24 GHz et 77GHz, ces deux applications ont été citées seulement à titre d'exemple car l'ultra large bande compte d'autres applications telles que l'imagerie médicale et les radars. Parmi ces applications, l'application du premier exemple nous intéresse dans le cadre de ce mémoire, c'est-à-dire les systèmes qui utilisent la bande entre 3.1 et 10.6 GHz. En fait dans cette bande, l'exemple le plus simple de l'utilisation de l'ultra large bande dans les communications à haut débit, est le transfert des informations entre les ordinateurs d'une même entreprise ou bien entre les périphériques telles que les disques de stockage, les scanners ou autres. L'antenne représente une partie très importante d'un système de communication sans fil, pour profiter de la technique ultra-large bande, les antennes utilisées doivent disposer dans le cas idéal de caractéristiques indépendantes de la fréquence, dans la bande de fréquence désirées. Ces caractéristiques sont pour une antenne ULB idéale, une parfaite adaptation, un gain et une fonction de transfert constants quel que soit la fréquence. Vue que notre travail n'est pas orienté vers la conception des antennes ultra-large bande mais plutôt vers la conception d'un répartiteur de faisceaux ultra-large bande, c'est à dire vers un système qui vient alimenter un réseau d'antennes, nous ne rentrerons pas d'avantages dans les explications concernant des antennes ultra-large bande. Si nous voulons mettre

en raccord notre matrice de Butler avec un réseau d'antennes ultra-large bande, il faudrait que cette matrice soit elle-même ultra-large bande, en d'autre termes il faudrait que les paramètres S de la matrice Butler soient satisfaisants en termes d'amplitude et de phase et ceci durant toute la bande de fréquences désirée soit entre 3 et 10.6 GHz.

2.3.Choix de la configuration de la matrice

La matrice de Butler utilise des jonctions hybrides, des déphaseurs et des croisements. La principale fonction des croisements est d'assurer une isolation aussi bonne que possible entre les signaux pour préserver le signal transmit. Plusieurs travaux ont été conduits dans le but d'améliorer la performance en termes d'isolation de ces composants tels qu'il a été proposé dans [11], en fait l'auteur utilise une réduction de la largeur des conducteurs du croisement et un changement dans sa géométrie pour obtenir une meilleur isolation et une meilleur adaptation, sa réalisation reste néanmoins compliquée.

Dans une application large bande comme dans notre cas, le croisement doit avoir non seulement une excellente isolation mais il doit en plus de cela maintenir sa performance tout au long de la bande. Quelques travaux ont été effectués pour élargir la bande d'opération du croisement, dans [8] l'auteur utilise un croisement 0dB large bande composée de deux coupleurs mis en cascade. Il est important de savoir que le nombre de croisement dans une matrice d'ordre élevé devient rapidement considérable, leurs mauvais effets sont également non négligeables, pour cela, ce composant doit être considéré avec attention dans la conception d'une matrice de Butler. La relation suivante peut être utilisée pour calculer le nombre de croisement dans une matrice d'ordre "m".

$$C_m = C_{m-1} + 2^{(m-2)} (2^{(m-2)} - 1)$$
 (2.2)

Donnant l'exemple d'une matrice d'ordre 32 où le nombre de croisement est de 416, pareille pour une matrice d'ordre 64 le nombre de croisement est de 1824, ce nombre est de loin plus important que le nombre de coupleur nécessaire pour sa conception qui est de 192 [12], ceci pour confirmer que l'effet des croisements dans une matrice de Butler n'est guère négligeable.

Dans notre travail, nous désirons ne pas utiliser de croisements et ceci pour les simples raisons qu'ils sont encombrants et limités en termes de largeur de bande, qui présente une vrai limitation pour notre circuit qui se veut être ultra-large bande. En plus de cela, ils sont également responsables de pertes d'insertions et de jonctions mal adaptées. C'est pour ces raisons que nous proposons de concevoir une matrice sans croisements et ceci en utilisant une configuration multiple couche. Le fait que la matrice soit faite sur deux couches, l'une supérieur et l'autre inferieure permet aux lignes de ne pas se croiser étant donné que chacune d'elles est sur une couche différente de l'autre, donc physiquement elles ne sont pas sur le même plan. Pour accomplir cet objectif, nous avons conçu un coupleur multiple couche en technologie micro-ruban et un déphaseur multiple couche également en utilisant la même technologie. Dans les sections suivantes, nous parlerons de la conception de ces deux composants.

2.4.Choix du substrat

Avant de commencer n'importe quelle conception de n'importe quel composant qu'il soit, un composant radio fréquence ou une antenne, le substrat doit être minutieusement choisi. En fait le substrat doit être sélectionné parmi tant d'autres disponibles sur le marché selon plusieurs critères et selon les exigences de la conception. Ces exigences peuvent être la bande d'opération du composant et la dimension tolérée de celui-ci. Il est évident que dans la conception d'un coupleur, il est souvent désiré d'obtenir les plus petites dimensions possibles pour qu'il puisse être intégré facilement dans d'autres systèmes. La constante diélectrique relative et l'épaisseur du substrat sont l'une des plus importantes caractéristiques d'un substrat.

La constante diélectrique relative est nommée (ε_t) , elle est calculée comme suis:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_0},\tag{2.3}$$

 ε_0 : permittivité du vide, 8,85418782 $\times 10^{-12}$ m⁻³ kg⁻¹ s⁴,

 $\mathcal{E}_{\mathtt{S}}$: permittivité du matériau utilisé dans la fabrication du substrat.

Dans la conception de composant RF les substrats les plus utilisés sont des substrats ayant une constante diélectrique relative assez petite. Après avoir consulté les travaux de conception des coupleurs ultra-large bande, nous avons fait notre choix sur le substrat RO4003 de Rogers, sa constante diélectrique relative est de 3,83 et son facteur de dissipation ($tan\ \delta$) est de 0.0027. Ce choix peut être justifié par le fait que pour obtenir une bande d'opération large, il faut avoir une constante diélectrique assez petite. Cependant, choisir une constante diélectrique trop petite ne permet pas d'avoir une taille compacte du coupleur, donc un compromis a été fait pour avoir une large bande d'opération et une petite taille du coupleur. En ce qui concerne la hauteur du substrat, elle est de 0,508 mm.

2.5. Conception du coupleur hybride à couplage par fente

Cette section présente la conception d'un coupleur multiple couches à couplage par fente. Pour cela, une fente est mise en sandwich entre deux couches de substrat, une couche supérieure et une autre inférieure. Cette technique est une alternative aux couplages traditionnels tels que le couplage par proximité. Cette méthode de couplage permet plusieurs avantages, nous citons les plus importants :

- 1. Possibilité d'obtenir un couplage très fin ;
- 2. Possibilité d'avoir une large bande d'opération en choisissant correctement la forme des deux conducteurs à coupler, leurs dimensions et les dimensions de la fente ;
- 3. Possibilité de réduire les dimensions planaires du coupleur et de tous autres dispositifs dans lequel il sera appliqué ;
- 4. Possibilité d'éviter l'utilisation des croisements dans la conception de la matrice Butler.

Dans le deuxième avantage que nous avons cité, le choix correct de la forme des conducteurs et de la fente a été mentionné; cependant, la forme la plus conventionnelle est la forme rectangulaire [13]. La géométrie de la zone de couplage est donc connue et les dimensions peuvent être déterminées analytiquement par les analyses disponibles dans la littérature [14]. Cette forme offre un couplage fin mais sur une bande de fréquences très étroite, de l'ordre de 600MHz. Il est donc impératif de modifier la forme de la zone

de couplage en changeant la forme des deux conducteurs si nous voulons obtenir des caractéristiques sur une très large bande. La forme qui a été choisi est la forme du losange pour les conducteurs et la forme hexagonale pour la fente. La forme losange peut être obtenue en reliant le milieu des quatre côtés d'une forme rectangulaire. Cette forme - losange- est la forme la plus proche de la forme elliptique qui a été étudié dans plusieurs publications que ce soit dans le cas d'une antenne micro-ruban ou d'un coupleur. Cette forme a été utilisée pour sa capacité à permettre une large bande d'opération [15]. La Fig. 2.2 montre la configuration proposée du coupleur.

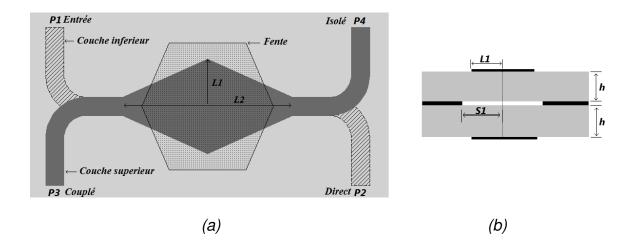


Figure.2.2: Configuration du coupleur multiple couche en technologie micro ruban. (a) Vue de face. (b) Coupe transversale.

Le coupleur est composé de deux conducteurs en forme de losange, les deux conducteurs sont chacun posés sur un substrat de type RO4003, entre les deux substrats il y a un plan de masse commun, la fente de forme hexagonal est coupée dans ce plan de masse, exactement au niveau des deux conducteurs. La fente est centrée par rapport à l'axe qui passe par les deux pointes du losange. D'ailleurs cet axe est l'axe de symétrie de tout le coupleur.

En observant la Fig.2.2, nous voyons que la couche supérieure est montrée en gris et que la couche inférieure est montrée en hachuré, le couplage se fait entre les deux couches par la fente qui se trouve dans le plan de masse. Les ports 1 et 2 sont dans la couche inférieure; et les ports 3 et 4 dans la couche supérieure. Si nous considérons que le port 1 est le port d'entée alors la puissance sera divisée équitablement entre le port 2 et le port 3

produisant un couplage de -3 dB, le port 2 est le port direct et le port 3 est le port couplé. La différence de phase entre les deux ports est de 90°, en ce qui concerne le port 4, il reste isolé. La conception d'un tel genre de coupleur doit passer par les étapes suivantes:

- 1. Détermination des impédances caractéristiques correspondantes à une valeur de couplage C, pour chaque mode de propagation pair et impair ;
- 2. Détermination de la largeur des deux conducteurs correspondants à l'impédance caractéristique du mode pair ;
- 3. Détermination de la largeur des deux conducteurs correspondante à l'impédance caractéristique du mode impair ;
- 4. Détermination de la longueur du coupleur.

Comme nous l'avons mentionné précédemment, étant donné que la forme des deux conducteurs et celle de la fente ne sont pas rectangulaires, la zone de couplage ne l'est pas aussi. C'est pour cette raison que nous ne pouvons pas déterminer analytiquement leurs dimensions. Cependant, si nous considérons les deux formes, losange et hexagonale, celles-ci peuvent être approximées par leur forme équivalente rectangulaire dans le but d'être dans le cas conventionnel. Dans ce cas, nous pourrons utiliser une analyse analytique pour déterminer les dimensions initiales des rectangles équivalents. Ainsi, nous appliquerons pour les rectangles équivalents les quatre étapes de conception citées précédemment. Une fois les dimensions de ceux-là déterminées, nous pourrions déterminer les dimensions initiales pour les formes, losange et hexagonale. L'approximation des deux conducteurs et de la fente est montrée par la Fig.2.3.

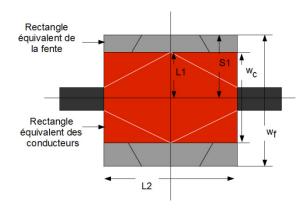


Figure.2.3: Rectangles équivalents des conducteurs et de la fente.

Le calcul des dimensions des rectangles équivalents doit passer par le calcul de l'impédance caractéristique correspondante aux modes existant dans la structure. Dans une configuration comme la nôtre, il existe deux modes fondamentaux, le mode pair et le mode impair. Chaque mode a une impédance caractéristique : Z_{eo} pour le mode pair (even) et Z_{oo} pour le mode impaire (odd). Les deux modes sont montrés dans la Fig. 2.4.

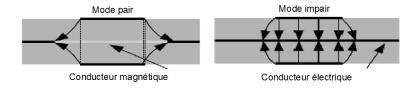


Figure.2.4: Distribution du champ électrique pour le mode pair et impair.

Si nous comparons les deux modes, nous pouvons supposer qu'un mur magnétique remplace la fente dans le mode pair et un mur électrique remplace la fente dans le mode impair. Le mode pair se propage quand les courants circulant sur les deux conducteurs sont égaux en amplitude et en phase. Par contre, le mode impair se propage quand les courants sont en opposition de phase [14]. En technologie micro-ruban, la vitesse de phase pour les deux modes est différente parce ce que ces modes opèrent dans différentes configurations du champ dans la région air-substrat. Le mode pair a moins d'effet de champ de bord que le mode impair. C'est pour cela que sa constante diélectrique $\varepsilon_{\rm eff}$ devrait être plus grande, ceci donne une vitesse de phase plus petite pour le mode pair.

Le calcul des impédances caractéristiques des deux modes se fait en utilisant les relations suivantes:

$$Z_{oe} = Z_0 \left(\frac{1 + 10^{-c/20}}{1 - 10^{-c/20}} \right)^{0.5}$$
, pour le mode pair (2.4)

$$Z_{oe} = Z_0 \left(\frac{1 - 10^{-c/20}}{1 + 10^{-c/20}}\right)^{0.5}$$
, pour le mode impair (2.5)

C dans les deux relations précédentes représente le facteur de couplage désiré en dB, et Z_0 l'impédance caractéristique du port micro-ruban, $Z_0 = 50 \Omega$.

Pour un couplage de C=3dB, en utilisant l'équation (2.4) et (2.5) on trouve $Z_{oe} = 120 \Omega$ et $Z_{oo} = 20.67 \Omega$.

Nous pouvons voir dans la Fig. 2.4 pour le mode impair que l'effet du champ de bord est concentré dans la région formée par le conducteur et le plan de masse.

Les dimensions des rectangles équivalents montrés dans la Fig. (2.6) w_c et w_f -pour les deux conducteurs et pour la fente- qui produisent les impédances caractéristiques calculées précédemment; Z_{oe} =120 Ω et Z_{oo} =20.67 Ω , peuvent être calculées en utilisant une approche statique comme celle qui a été présentée dans [14]. Les deux impédances y sont exprimées telles que:

$$Z_{oe} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \tag{2.6}$$

$$Z_{oe} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{K'(k_2)}{K(k_2)} \tag{2.7}$$

où K (k) est la fonction elliptique complète du premier ordre et K' (k) est son complément, $K'(k) = K(\sqrt{1-k^2})$;

Les valeurs de k1 et k2 peuvent être calculées en utilisant les équations (2.8) et (2.9) :

$$k_1 = \sqrt{\frac{\sinh^2\left(\frac{\pi w_f}{4h}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi w_f}{4h}\right) + \sinh^2\left(\frac{\pi w_c}{4h}\right)}}$$
 (2.8)

$$k_2 = \tanh \frac{\pi w_f}{wh} \tag{2.9}$$

où h est la hauteur du substrat (voir Fig.2.2 (b)), w_f est la largeur du rectangle équivalent de la fente et w_c est la largeur du rectangle équivalent des conducteurs.

Le rapport des fonctions elliptiques est donné par [14], il est montré dans les équations (2.10) et (2.11):

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{2}{\pi} \ln \sqrt{\frac{(1+k)}{(1-k)}}, Pour \ 0.707 \le k \le 1$$
 (2.10)

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{2ln\left(2\sqrt{\frac{1+\sqrt{1-k^2}}{1-\sqrt{1-k^2}}}\right)}, Pour \ 0 \le k \le 0.707$$
 (2.11)

La résolution des équations (2.10) et (2.11), en utilisant la méthode d'itération Gauss-Newton, nous permet d'obtenir les valeurs w_f et w_c pour des valeurs de Z_{oe} et Z_{oo} . Comme les valeurs de ces deux impédances ont été calculées pour un couplage de C = 3dB selon les deux équations (2.4) et (2.5), les largeurs w_f et w_c obtenues permettent d'obtenir ce couplage qui est de 3 dB.

Après avoir déterminé les valeurs des largeurs des rectangles équivalents pour la fente et pour les deux conducteurs, inférieur et supérieur, il nous faut maintenant déterminer leur longueur, la Fig.(2.3) montre bien que leur longueur est la même et elle est égale à L₂. Dans [13], la longueur de couplage doit être égale à la moyenne arithmétique des quarts d'ondes des deux modes, pair et impair.

$$L_2 = \frac{\lambda_{ee} + \lambda_{eo}}{8},\tag{2.12}$$

Maintenant que toutes les relations des dimensions des rectangles équivalents de la fente et des deux conducteurs ont été déterminées, il nous reste à déterminer les dimensions finales de nos formes désirées à partir de ces formes rectangulaires. La forme du losange et la forme hexagonale sont déterminées par les deux rectangles rouge et gris, respectivement, de la Fig.2.3. La forme de la fente (hexagonale) est choisie de manière à ce qu'elle couvre la majeure partie de la forme du losange. Plusieurs ajustements des dimensions finales ont été faits en utilisant le logiciel ADS. Pour obtenir les résultats optimaux et pour confirmer que les dimensions que nous présentons sont celles qui

donnent les meilleures performances, nous avons réalisé une étude paramétrique sur la largeur et sur la longueur des conducteurs. Les résultats de cette étude vont être présentés avant de présenter les résultats finaux qui correspondent aux dimensions optimales.

Effets de la variation de la largeur L_1 : La largeur des deux conducteurs a été changée en la diminuant de 1 mm et en l'augmentant de 1 mm, la dimension initiale étant de 3 mm.

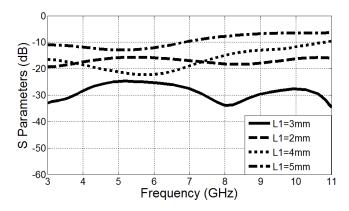


Figure.2.5: Pertes de retour.

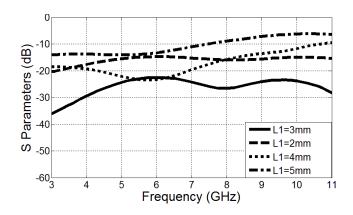


Figure.2.6: Isolation.

Les Fig.2.5 et Fig.2.6, montrent que les pertes d'insertion et l'isolation sont dégradées quand la longueur est augmentée ou diminuée. Pour L₁=5mm par exemple, elles sont supérieures à 10dB après 7 GHz.

L'augmentation de la longueur des conducteurs engendre une dégradation plus visible des performances de couplage et de la phase. Cependant pour les pertes d'insertion et l'isolation, la dégradation est plus visible quand la longueur diminue.

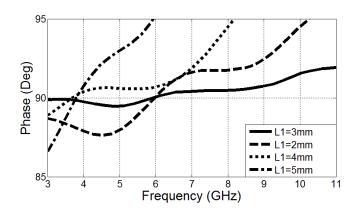


Figure.2.7: Déphasage entre port direct et port couplé.

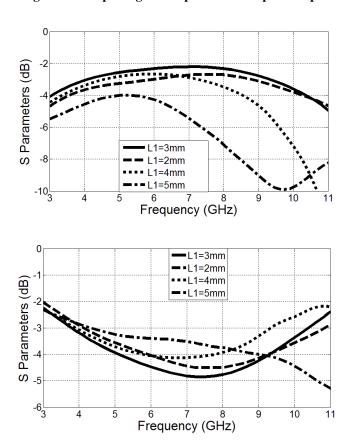


Figure.2.8: Couplage S31 et S21.

Effets de la variation de la longueur L₂

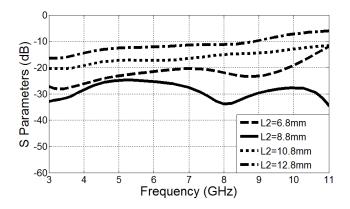


Figure.2.9: Pertes de retour.

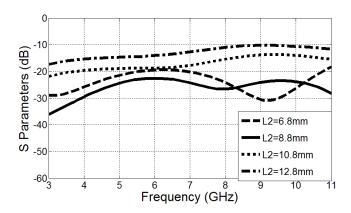


Figure.2.10: Isolation.

Dans les Fig.2.9 et Fig2.10, les mêmes remarques que pour le changement de largeur peuvent être faites, c'est à dire les pertes d'insertion et l'isolation sont détériorées quand la longueur est changée.

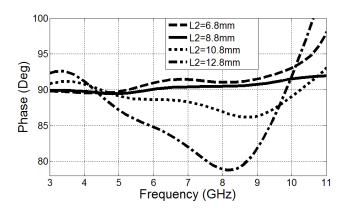


Figure.2.11: Déphasage entre port direct et port couplé.

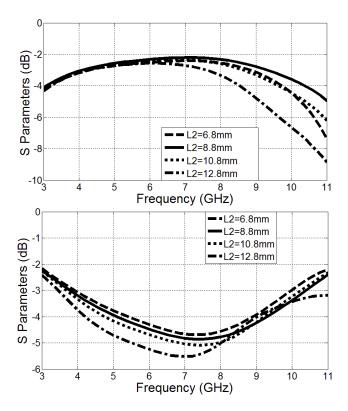


Figure.2.12: Couplage S31 et S21.

En ce qui concerne la phase, elle est complètement détériorée par le changement de la longueur et de la largeur des conducteurs. Sa valeur diverge parfois très loin de la valeur souhaitée qui est 90°. Ces dégradations pour toutes les performances du coupleur dues aux changements des longueurs et des largeurs prouvent que les dimensions choisies sont celles qui donnent les meilleurs résultats. Ces études paramétriques nous ont aidés à déterminer les valeurs optimums des dimensions des conducteurs. Les résultats pour ces dimensions sont présentés dans les figures suivantes:

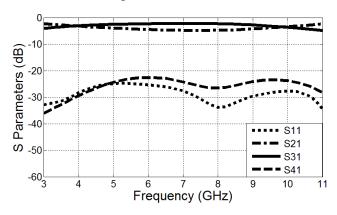


Figure.2.13: Paramètres S simulés du coupleur proposé.

La Fig.2.13 montre les paramètres S de notre structure avec les dimensions finales qui sont présentées dans le Tab.2.1, nous pouvons voir que le coupleur produit un couplage très fin sur toute la bande, il est de (3 ± 0.9) dB, les pertes d'insertion et l'isolation sont inférieurs à -24 dB et -22 dB, respectivement. La phase entre le port couplé et le port direct est de $90^{\circ}\pm1.5^{\circ}$. Tel que souhaité, ce coupleur montre des performances de simulation ultra-large bande entre 3.1 GHz et 10.6 GHz.

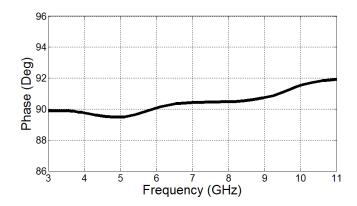


Figure.2.14: Différence de phase entre port 2 et 3.

Tableau.2.3: Dimensions des conducteurs et de la fente.

Conducteurs losange micro ruban	Dimensions (mm)	Fente	Dimensions (mm)
L_1	3.0112	S_1	3.9308
L_2	8.800	S_2	8.3790
		S_3	4.9134

Le coupleur qui est présenté dans [13] possède deux conducteurs de forme rectangulaire et une fente de forme rectangulaire aussi, il opère sur une bande de fréquence entre 1.2 et 1.8 GHz. Par le changement de la forme de la zone de couplage, nous avons prouvé qu'il

est possible d'élargir la bande d'opération de façon considérable tout en gardant de très bonnes performances. Pour confirmer cette approche, le coupleur a été fabriqué et mesuré, les résultats de fabrications serons présentés et discutés dans le chapitre suivant.

2.6.Conception du Déphaseur à couplage par fente

Le déphaseur que nous présentant dans cette section est un déphaseur ultra-large bande qui opère entre 3.1 et 10,6 GHz. L'utilisation d'un déphaseur à bande étroite n'aurait pas permis d'obtenir une matrice ultra-large bande. Dans la conception des déphaseurs, l'approche des lignes de transmission couplées est souvent utilisée, la même technique qui a été utilisé dans la conception du coupleur va être adoptée pour le déphaseur. C'est à dire le couplage de deux conducteurs à travers une fente situé dans un plan de masse commun. Pour ceci nous avons suivi les lignes directrices qui se trouvent dans [18].

Le déphaseur est considéré comme un circuit à quatre ports avec deux de ses ports en circuit ouvert, les deux autres ports sont l'entrée et la sortie du déphaseur, ses performances sont exprimées en pertes de retour, pertes d'insertion et différence de phase. La phase du dispositif proposé n'est pas une phase absolue entre les deux ports (entrée et sortie), c'est une phase relative, elle est obtenue par une comparaison entre la différence de phase entre le port d'entrée et le port de sortie d'un côté et une ligne de référence de 50Ω de l'autre côté. Le principe du déphaseur est montré dans la Fig.2.15

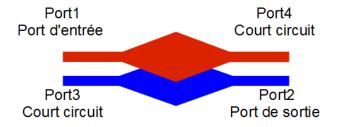


Figure.2.15: Principe du déphaseur.

Comme la Fig.2.15 le montre, nous avons utilisé les mêmes formes des conducteurs et de la fente que les formes utilisées dans le coupleur, c'est à dire la forme losange et la forme hexagonale. Les deux ports 3 et 4 ont été mis en court-circuit, donc nous obtenons un "deux ports" au lieu du "quatre ports" que nous avions, dans le coupleur réalisé. Sachant que notre objectif par la réalisation de ce déphaseur est d'avoir une phase de 45°

et que la différence de phase pour le ``deux port` entre son port d'entrée et son port de sortie est la même que celle du coupleur, c'est-à-dire de 90° (parce que la longueur qui se trouve entre les deux ports est de $\lambda_e/4$). Si nous voulons obtenir une phase relative de 45° entre ce ``deux ports`` et une ligne de transmission, il faudrait que cette ligne ait une longueur qui donne une phase de 135° (135°-90°=45°). La longueur de la ligne qui donne une phase de 135° est $0.375\lambda_e$. Il est évident que la longueur d'onde considérée dans cette longueur est celle correspondante à la fréquence centrale de la bande, soit 6.80 GHz, c'est pour cette raison que les résultats de simulation montrent que la phase relative est exactement égale à 45° à la fréquence 6.8 GHz. Les écartements de la phase relative de la valeur de 45° en dehors de la fréquence de 6.8 GHz sont dus au fait que la longueur électrique de la ligne de transmission change avec la fréquence. La phase relative est exprimée par:

$$\Delta \phi = \phi_c - \phi_m = 90^{\circ} - 2 \arctan \left[\frac{\sin(\beta_{ef}l)}{\sqrt{1 - C^2}\cos(\beta_{ef}l)} \right] + \beta_m l_m, \qquad [18] \quad (2.13)$$

où

 ϕ_c : Différence de phase entre le port de sortie et le port d'entrée ;

 ϕ_m : Phase de la ligne de transmission de référence;

C: Facteur de couplage entre la ligne micro ruban supérieure et inférieure;

l : Longueur physique de la structure couplée ;

 β_{ef} : Constante de phase effective dans le milieu de la région couplée ;

$$\beta_{ef} = \frac{\beta_e + \beta_o}{2} = 360^{\circ} \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda}, \qquad (2.14)$$

 β_e et β_o : Constante de phase pour le mode pair et impair ;

 β_m et l_m : Constante de phase et longueur physique de la ligne de référence.

Les résultats de simulation du déphaseur sont présentés dans la Fig.2.16, Fig.2.17. Les pertes de retour du déphaseur sont inférieures à -15 dB, les pertes d'insertion sont entre -0.178 dB et -1.18 dB sur toute la bande (3.1-10.6) GHz.

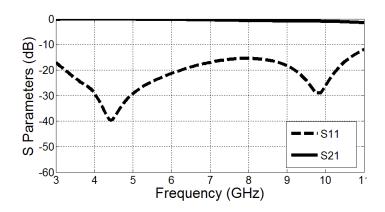


Figure.2.16: Pertes d'insertion et perte de retour du déphaseur.

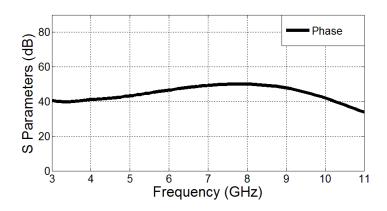


Figure.2.17: Phase relative.

La Fig.2.17 montre une phase relative de $(45 \pm 6)^{\circ}$. Dans la simulation du déphaseur, comme expliqué précédemment, la longueur de la ligne de transmission qui sert de référence devrait être: $l_m = 0.375\lambda_e$. Il est cependant claire que nous avons dû faire des ajustements sur cette longueur à fin d'obtenir le minimum de déviation de phase possible, la longueur final de ligne est de $0.35\lambda_e$. Dans la conception de la matrice Butler, une des lignes de transmission présente dans la matrice jouera le rôle de cette ligne de référence

que nous avons utilisé pour obtenir la phase relative, cette ligne sera montrée dans la section appropriée. Les dimensions des conducteurs et de la fente dans le déphaseur sont presque égales aux dimensions des conducteurs et de la fente dans le coupleur, le travail d'optimisation s'est surtout fait sur la ligne de référence.

Les résultats de simulation montrent que ce déphaseur est ultra-large bande, il n'y a pas beaucoup de pertes sur toute la bande de fréquence d'opération, ces pertes sont un peu élevées à la fin de la bande. Ce qui est également intéressant est que l'erreur de phase ne dépasse pas les 6 ° entre 3.1 et 10.4 GHz, ceci représente une bonne performance sur une aussi large bande. Ces caractéristiques sont favorables pour la conception de notre matrice Butler.

2.7.Conception de la matrice de Butler

Après avoir exposé dans les deux sections précédentes qui traitent de la conception des deux plus importants éléments de notre structure, c'est à dire le coupleur hybride 90° ultra-large bande et le déphaseur 45° lui aussi ultra-large bande, nous pouvons maintenant passer à l'étape de conception de notre matrice de Butler. Comme il a été expliqué dans le Chapitre 1, notre design est une matrice de Butler 4×4 composée de quatre coupleurs et de deux déphaseurs, il n'y a pas de croisement vue que nous avons utilisé une technologie multiple couches pour le coupleur et le déphaseur. La Fig.2.18 montre le schéma de la matrice de Butler.

Les ports d'entrées sont les ports (1, 2, 3 et 4) et les ports de sortie sont les ports (5, 6, 7 et 8), quand le signal rentre par le port 1 il est divisé sur les quatre ports de sortie avec une amplitude égale et une certaine phase, ces phases sont montrée dans le Tab.1.1. Vu que l'amplitude est divisée sur quatre, il faut donc s'attendre à un couplage de -6 dB entre les ports d'entrée et les ports de sortie.

La structure montrée, dans la Fig.2.18, est multiple couches du fait qu'elle utilise les deux composants multiple couches présentés précédemment (coupleur et déphaseur). La couche supérieure est en gris et la couche inférieure est en noir, les deux couches sont couplées à travers les fentes qui se trouvent dans les quatre coupleurs.

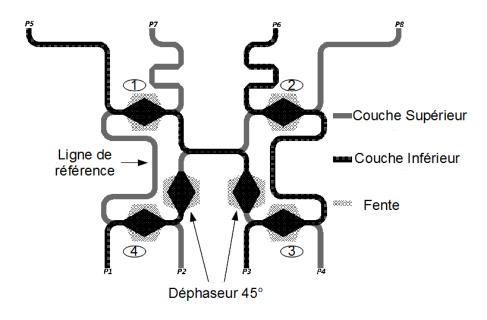


Figure.2.18: Schéma de la matrice proposée.

Dans la conception du déphaseur, nous avons montré que la phase obtenue avec notre structure est une phase relative et non pas une phase absolue, nous avons également spécifié que cette phase était obtenue par rapport à une ligne de référence. Dans notre matrice montrée dans la Fig.2.18, cette ligne de référence est clairement montrée, et c'est d'ailleurs la longueur de cette ligne que nous avons optimisée pour obtenir la phase de 45°. Les résultats de simulation de la matrice sont montrés à la Fig.2.19.

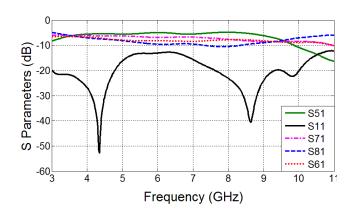


Figure.2.19: Paramètres S de la matrice de Butler proposée.

Cette Figure montre les pertes de retours pour le port 1 ainsi que les coefficients de transmission pour tous les ports de sortie quand le port 1 est alimenté et que tous les

autres ports sont parfaitement adaptés. Nous avons obtenu des pertes de retour inférieures à -12 dB sur toute la bande pour tous les ports d'entrée. En ce qui concerne les coefficients de transmission, ils présentent une faible variation aux alentours de -6 dB sur la bande (3.1 -10.6) GHz, sauf pour quelques écartements de S81 et de S51 entre 5.5 et 8.5 GHz, ceci est dû probablement à l'accumulation des erreurs de couplage dans les coupleurs et les déphaseurs. Dans le déphaseur que nous avons présenté, le couplage devrait être idéalement égal à 0 dB entre le port d'entrée et le port de sortie. Si ce couplage n'est pas exactement ce qu'il devrait être, il est donc clair qu'il va y avoir des pertes au niveau du déphaseur. C'est justement ces partes qui font que nous n'avons pas obtenu un coefficient de transmission tout à fait égal à -6dB pour S18 et S15. Nous pouvons par contre voir que l'erreur concernant les coefficients de transmission S16 et S17 est très petite.

Un autre paramètre tout aussi important que les amplitudes doit être montré dans la conception d'une matrice de Butler: les phases aux ports de sortie. Fig.2.20 et Fig.2.21 montrent les différences de phase entre les ports de sortie voisins quand les ports (1 et 4) ainsi que les ports (2 et 3) sont alimentés, respectivement. Selon la Fig.2.18, les ports voisins considérés dans le calcul des différences de phase sont: (P5, P6), (P6, P7), (P7, P8). Quelque fois les concepteurs de la matrice de Butler inversent la position des ports P6 et P7 en introduisant un croisement supplémentaire à la sortie des coupleurs 1 et 2 comme celui qui existe dans la Fig.2.18 à la sortie des deux déphaseurs. Ce croisement n'est pas nécessaire pour simuler le bon fonctionnement de la matrice. Cependant, pour intégrer la matrice à un réseau d'antennes dans le but de mesurer les faisceaux qui sont générés, il est nécessaire d'ajouter ce deuxième croisement. Dans le chapitre prochain qui traitera de la fabrication et des mesures des éléments étudiés, nous avons rajouté un deuxième croisement à la sortie des deux coupleurs 1 et 2 parce que nous voulions connecter notre matrice de Butler à un réseau d'antennes fabriqué.

La Fig2.20 affiche des différences de phase entre les ports voisins de sortie de 45° pour le port 1 et une différence de phase entre les ports voisins de sortie de -45° pour le port 4, nous voyons bien que ces différences de phase sont presque constantes sur toute la bande et elles confirment notre modèle théorique du Tab.1.1. Cependant, une erreur de phase

qui est tout à fait tolérable est présente tout au long de la bande, cette erreur est de l'ordre de $\pm 5^{\circ}$.

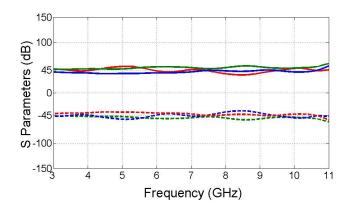


Figure.2.20: Différence de phase entre deux ports voisins pour les ports 1 et 4.

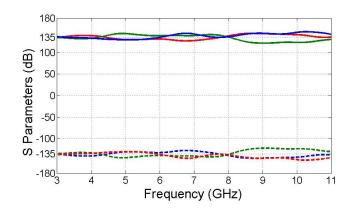


Figure.2.21: Différence de phase entre deux ports voisins pour les ports 2 et 3.

La Fig.2.21 affiche à son tour une différence de phase entre les ports voisins de sortie de 135° pour le port 3 et une différence de phase entre les ports voisins de sortie de -135° pour le port 2. Ces différences de phase confirment une fois de plus le modèle théorique du Tab.1.1. Elles sont constantes sur la bande de fréquence avec une erreur de ± 8°. Nous remarquons que l'erreur pour les deux ports (2 et 3) est plus importante que celle des ports (1 et 4). Nous verrons au moment de présenter les faisceaux de la matrice que cette erreur est responsable d'une erreur dans la direction des deux faisceaux. Ces faisceaux seront ceux générés par ces deux ports, c'est à dire par les ports 2 et 3.

Si notre matrice de Butler produit les bonnes phases progressives aux ports de sortie, selon le Tab.1.11, elle devrait être capable de fournir des faisceaux dans les directions

voulues étant donné que l'angle de dépointage dépend essentiellement des gradients de phase entre deux éléments adjacents. Malgré ceci les erreurs de phase mentionnées pour les Fig.2.20 et Fig.2.21 risquent d'introduire des erreurs dans la direction des faisceaux.

Pour vérifier le bon fonctionnement de notre matrice de Butler, nous avons procédé à la conception d'un réseau d'antennes. Nous avons également réalisé un programme MATLAB pour représenter la forme du facteur de réseau de quatre éléments à l'intérieur duquel nous avons introduit les valeurs des phases produites par notre matrice de Butler à tous les ports de sortie.

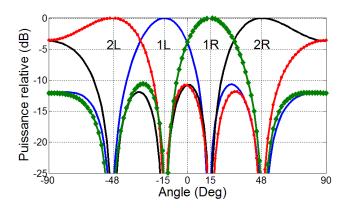


Figure.2.22: Les faisceaux produits par la matrice de Butler proposée dans un programme MATLAB.

La Fig.2.22 montre quatre faisceaux qui pointent vers quatre directions différentes (-48°, -15°, 48°, 15°). Ces faisceaux sont formés quand les ports P2, P1, P4, P3 de la Fig. 1.18 sont respectivement alimentés. Ces directions sont exactement les directions prévues par la théorie pour une matrice de Butler 4x4 alimentant un réseau d'antennes de quatre éléments où la distance séparant les éléments du réseau est de $\lambda/2$. Une erreur de ± 0.5 ° existe dans les quatre directions. Ceci prouve que la matrice de Butler proposée fonctionne correctement. La prochaine et dernière étape qui nous reste après avoir confirmé le bon fonctionnement de notre matrice et avant de passer à l'étape de fabrication est la conception d'un réseau d'antenne sur ADS. En fait si nous voulons intégrer la matrice dans un système réseau d'antenne pour représenter les vrais faisceaux formés par la matrice proposée, il est indispensable de passer par cette étape.

2.8.Conception du réseau d'antennes

Le réseau d'antennes est constitué de quatre antennes rectangulaires en micro-ruban identiques, les antennes sont espacées de $\lambda/2$, cette distance est la distance minimale pour éviter un couplage mutuel entre les éléments d'un réseau. La fréquence d'opération du réseau est de f =5.8 GHz. Pour déterminer les dimensions d'une de ces antennes nous avons utilisé la procédure de conception d'une antenne micro-ruban proposée dans [1].

En ce qui concerne le substrat nous avons utilisé le même substrat utilisé dans la conception du coupleur et de la matrice Butler, c'est à dire le RO4003 de Rogers avec ϵ_r = 3.83 en vue de fabriquer les deux parties du système réseau d'antennes (matrice et réseau d'antennes) sur un même circuit. Après avoir déterminé la largeur ainsi que la longueur de notre patch, nous avons également déterminé la distance d'insertion de l'alimentation "m" par rapport au bord du patch. En fait la technique de l'alimentation introduite dans le patch par une certaine longueur est connue pour l'adaptation d'impédance entre une ligne d'alimentation de 50 Ω et le patch carré de l'antenne. Le réseau d'antenne conçu est montré à la Fig.2.23 et toutes ses dimensions sont montrées dans le Tab.2.2.

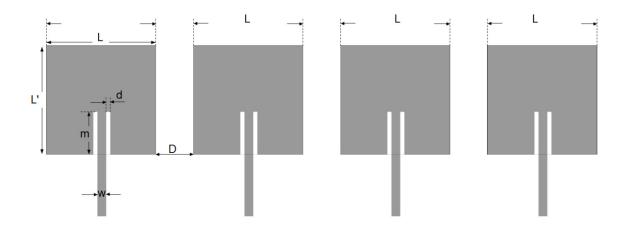


Figure.2.23: Réseau de quatre antennes micro-ruban.

Tableau.2.4: Dimensions des antennes.

Parameters	Dimensions (mm)	
L	17,4	
L'	13,91	
D	8,47	
m	4,91	
W	1,17	
d	0,3	

Les pertes de retour simulées de l'antenne sont montrées dans la Fig.2.24. L'antenne montre une bande passante à -10 dB de 50 MHz (de 5.775 à 5.825 GHz), c'est à dire un ratio de 0.86. À la fréquence de résonance, soit à 5.85 GHz les pertes de retour sont de -35 dB. La performance de cette antenne en termes de bande passante est faible, cependant notre objectif dans le cadre de ce mémoire n'est pas de concevoir une antenne large bande mais seulement de l'utiliser pour tester les performances de notre matrice de Butler à la fréquence 5.8 GHz. Nous aurions pu concevoir un réseau d'antennes ultra-large bande entre 3.1 et 10.6 GHz, nous nous somme résigné cependant à utiliser une antenne qui fonctionne sur une seule fréquence étant donné que les phases données par la matrice sont à peu près constante sur toute la bande. Ceci nous a amené à penser que les résultats seront à peu près les mêmes quel que soit la fréquence d'opération du réseau d'antennes à l'intérieur de la bande (3.1-10.6) GHz.

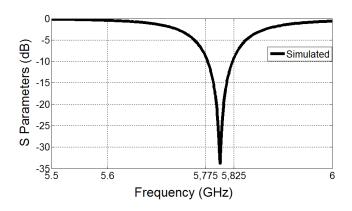


Figure.2.24: Pertes de retour.

Les pertes de retour montrées à la Fig.2.24 sont similaires pour les quatre antennes du réseau, après avoir simulé le réseau précèdent nous l'avons testé avec les phases obtenues de la matrice de Butler à la fréquence 5.8 GHz, nous avons obtenu quatre faisceaux représentés dans la Fig.2.25.

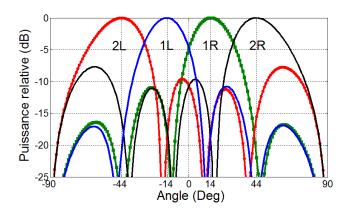


Figure.2.25: Les faisceaux produits par la matrice de Butler proposée avec le réseau d'antennes.

Les faisceaux obtenus par les phases de la matrice appliquées au réseau d'antennes conçu sont similaires aux faisceaux représentés dans la Fig.2.22. Une différence concernant la position de ceux-là par rapport aux valeurs théoriques est à préciser (cette différence peut être due au fait que dans le logiciel MATLAB les antennes du réseau sont considérées comme des sources ponctuelles, c'est-à-dire la distance entre eux est exactement $\lambda/2$ à la fréquence d'opération, différemment dans ADS les antennes ne sont pas considérée comme ceci, elles ont une certaine largeur sur laquelle le signal est distribué et pour ceci

la distance entre elles n'est pas tout à fait de $\lambda/2$, cette variation dans l'espacement entre les antennes peut provoquer une erreur dans le pointage des faisceaux, cette erreur aurait probablement été plus petite si nous avions utilisé des antennes filaires à la place des antennes rectangulaires). Les faisceaux 2L, 2R, lL et 1R sont positionnés à -44°, 44°, -14° et 14° au lieu de -48.6°, 48.6° -14.5° et 14.5°, respectivement. L'erreur concernant la position des faisceaux 2L, 2R est donc de ± 4.6 ° tandis que l'erreur concernant la position des faisceaux lL et 1R est de ± 0.5 °.

2.9.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté en premier lieu la conception du coupleur directionnel ainsi que du déphaseur 45°. Ces deux composants sont multiple couches. Les résultats de simulations qui ont été présentés, montrent qu'ils possèdent des performances ultra-large bande dans (3.1 - 10,6) GHz. Ces performances sont satisfaisantes tant du point de vue amplitude que du point de vue phase. Après cela, la conception de la matrice de Butler en utilisant le coupleur et le déphaseur a été présentée, les résultats de simulation de la matrice proposée montrent aussi le caractère ultra-large bande de celleci. Ces résultats ont été analysés et discutés. Dans cette discussion nous avons mentionné les erreurs dans les phases et dans les amplitudes qui sont générées par cette matrice. Pour monter que ces erreurs n'affectent pas la principale fonction de la matrice qui est de former des faisceaux dans les directions voulues, nous avons utilisé un programme Matlab. Ce programme montre bien que les faisceaux sont formés correctement. Finalement la conception du réseau d'antennes qui a été utilisé pour tester notre matrice a été présentée. Une fois de plus la matrice a été simulée avec ce réseau d'antennes, les faisceaux formés montrent une différence par rapport aux valeurs théoriques de ±4° et de ±0.5° pour les faisceaux 2L, 2R, lL et 1R respectivement.

Après l'obtention de ces faisceaux par voie de simulation, il nous reste maintenant à confirmer ces résultats par des résultats de mesure. Cette étape sera détaillée dans le chapitre suivant, nous pouvons cependant dire que les résultats de simulation que nous avons obtenus avec la matrice de Butler proposée sont assez satisfaisants.

CHAPITRE III

Réalisation du système à formation de faisceaux

3.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présenterons la fabrication des différentes constituantes du système à formation de faisceaux que nous avons présenté dans le chapitre précèdent, après avoir montré et analysé les résultats de simulation de ces éléments, nous les comparerons avec les résultats de mesure que nous avons accompli sur les prototypes fabriqués. En fait le coupleur, la matrice de Butler ainsi que le réseau d'antennes ont été fabriqués et mesurés. Le but est de confirmer la validité de cette conception et de vérifier les performances de chacun de ces composants ainsi que de s'assurer du bon fonctionnement du système à formation de faisceaux à base de la matrice Butler proposée.

3.2 Fabrication des prototypes

La précision dans la fabrication des circuits en radio fréquence est très importante notamment dans un circuit comme le nôtre où il est question de fabriquer des petits conducteurs de formes bien particulières qui doivent en plus de leur petite taille être alignés correctement sur deux couches avec une petite fente taillée dans le plan de masse. C'est pour cette raison que nous avons opté pour une fabrication par gravure chimique. La procédure de fabrication a été appliquée pour le coupleur, le déphaseur, la matrice de Butler ainsi que pour le réseau d'antennes. Elle est basée sur la gravure à l'aide du chlorure ferrique, cette méthode chimique est de loin plus précise que la gravure mécanique. La tolérance de la gravure chimique est de l'ordre de ± 0.5 mils. Le résumé de ce procédé de fabrication est le suivant : un film photo sensible est imprimé sur le substrat choisi, après ceci le masque du circuit ou de la forme désirée est positionné sur

ce film. Par la suite, le masque et le film sont tous les deux exposés aux ultras violets, quand ceci est fait, le métal est enlevé des régions qui n'ont pas été exposées aux ultras violets pour finalement graver le circuit dans le chlorure ferrique. L'alignement des deux couches de notre circuit a été fait dans une base d'alignement, l'assemblage a été réalisé à très haute température de l'ordre de 180° avec une colle spéciale appelée Epoxy. Cet alignement est également une étape très importante de la fabrication parce qu'il faut s'assurer de ne pas altérer la région de couplage.

3.3 Coupleur

Le premier prototype montré est le prototype du coupleur, celui-ci a été fabriqué en respectant les dimensions du Tab.2.1, le prototype est montré à la Fig.3.1.

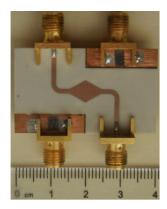


Figure.3.1: Photographie du coupleur fabriqué [19].

Après la fabrication du coupleur, nous avons mesuré les paramètres S de celui-ci. Pour ceci nous avons utilisé un analyseur de réseau de type (Agilent 8722ES), cet instrument a été utilisé pour les mesures de tous les paramètres S des trois circuits c'est à dire le coupleur, la matrice de Butler et le réseau d'antennes. Avant de commencer toute mesure, il est évident qu'une calibration soit faite pour s'assurer de l'exactitude des résultats.

Nous avons commencé en premier par mesurer les pertes de retours des quatre ports et après nous avons mesuré les coefficients de transmission toujours par rapport à un seul port. A chaque fois que nous mesurions les paramètres S à un port les autres ports étaient terminés par des charges adaptées de 50Ω . En ce qui concerne les pertes de retours, les résultats de mesures des quatre ports étaient identiques, ceci est vrais aussi pour les

coefficients de transmission qui ont été mesurés pour les quatre ports. Pour ces raisons, uniquement les pertes de retours du port 1 et les coefficients de transmission aux ports 2, 3, et 4 par rapport au port 1 sont montrés. Cette similitude des résultats était prévisible à cause de la symétrie du circuit.

Les résultats de mesures des paramètres-S du coupleur sont représentés à la Fig.3.2. Les pertes de retour et l'isolation sont respectivement inférieures à -11 dB et -13 dB sur toute la bande. Ces résultats sont moins bons que les résultats obtenus lors de la simulation, cependant ils restent inférieur à -10 dB. Nous remarquons que la plus grande différence est contenue dans la partie de fréquence qui se trouve après 7 GHz, ceci dénote une moins bonne adaptation d'impédance des ports à partir de cette fréquence et également une diminution de l'isolation entre eux. En ce qui concerne le couplage, un couplage de 3 ± 1.2 dB est observé entre 3.1 et 9.3 GHz. Après cette fréquence une diminution de S31 rend la division de puissance entre les ports 2 et 3 un peu moins équilibrée. Ces résultats sont en concordance avec les résultats de simulation mis à part les quelques différences qui ont été citées.

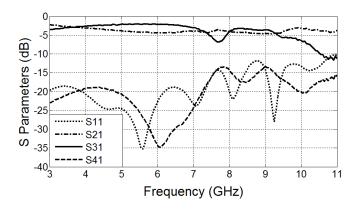


Figure.3.2: Paramètres S mesurés du prototype fabriqué.

La Fig.3.3 montre une comparaison des différences de phases simulées et mesurées entre les deux ports 2 et 3. La phase mesurée est approximativement 90° sur la bande de fréquence, l'erreur entre la valeur simulée et la valeur mesurée est très petite de 3.1 à 7.3 GHz, après cette bande elle devient plus importante jusqu'à 9.3 GHz pour redevenir une fois de plus très petite en fin de bande. Les résultats de mesures confirment les résultats

obtenus à la simulation et montrent que le coupleur présenté des performances ultra-large bande entre la fréquence 3.1 et 10.6 GHz. Ces résultats valident l'approche du coupleur proposé, il peut donc être utilisé dans la conception de notre matrice.

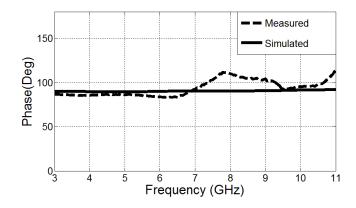


Figure.3.3: Différence de phase simulée et mesurée entre les ports 2 et 3.

3.4 Matrice

La matrice avec ses composants a été fabriquée, et elle est montrée sur la Fig. 3.4.

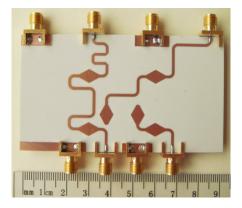


Figure.3.4: Photographie de la matrice de Butler 4x4 fabriquée [20].

Avant de fabriquer le réseau d'antennes qui sert à tester la matrice, nous avons mesuré la matrice toute seule en utilisant un analyseur de réseau pour nous assurer de l'exactitude des différences de phases qu'elle produit. Les résultats de ces mesures sont montrés à la Fig.3.5. Les pertes de retour ont été mesurées pour tous les ports 1, 2, 3, 4. Nous ne montrons sur cette figure que celles du port 1 parce que les résultats des autres ports sont similaires à ceux du port 1. Les coefficients de transmission ont été, à leur tours, mesurés

pour chacun des ports 5, 6, 7, 8 par rapport au port 1. A chaque fois qu'on a mesuré les coefficients de transmission entre le port 1 et un autre port, nous avons adapté les ports restants en utilisant des charges adaptées de 50Ω .

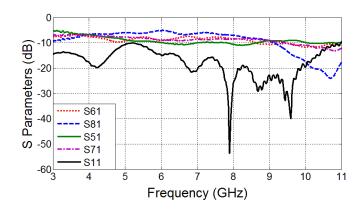


Figure.3.5: Paramètres S mesurés de la matrice de Butler.

Les résultats de la Fig.3.5 confirment ceux des simulations montrés au Chapitre 2, les pertes de retour sont inférieur à -10 dB sur toute la bande, les coefficients de transmission sont aux alentours de -6 dB sauf pour S51 qui s'écarte un peu plus que les autres coefficients de la valeur idéal de -6 dB. Après la fréquence 9.3 GHz, un autre écart est visible, celui de S81. Ces erreurs sont dues à l'accumulation d'erreurs de couplages pour les quatre coupleurs et les deux déphaseurs qui constituent cette matrice.

La Fig.3.6 montre les différences de phases mesurées entre deux ports voisins de la matrice quand les ports (2, 3, 1, 4) sont alimentés. Elles sont en concordance avec les phases obtenues par voie de simulation, elles sont aux alentours de 135° et -135° pour les ports (2, 3) et aux alentours de 45° et -45° pour les ports (1, 4).

Nous remarquons bien que l'erreur dans ces différences de phase est plus importante pour les ports 2 et 3 que pour les ports 1 et 4, ceci était également vrai dans la simulation. Elle devient plus importante au fur et à mesure que la fréquence d'opération augmente. Ces phases malgré cette erreur, qui est plus visible en fin de bande comme nous l'avons vu pour le coupleur et les paramètres-S de la matrice, promettent une bonne formation de faisceaux parce qu'elles restent aux alentours des valeurs désirées.

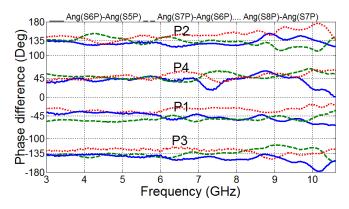


Figure.3.6: Différence de phase entre deux ports voisins pour les ports 2, 3, 4 et 1.

3.7 Réseau d'antennes

À la Fig.3.8 le circuit entier, c'est-à-dire la matrice de Buter et le réseau des quatre antennes est montré, nous avons fait exprès de concevoir le réseau d'antenne avec un plan de masse qui dépasse de beaucoup les limites des patchs parce que lors de la simulation le logiciel ADS considère que le plan de masse est infini. Ceci n'est pas réalisable en pratique, donc pour ne pas altérer les résultats de mesure il nous fallait laisser ce plan de masse le plus grand possible pour pouvoir faire la comparaison avec la simulation.

Avant de mesurer les faisceaux produits par la matrice reliée au réseau d'antennes, nous avons en premier lieu mesuré les pertes de retour des antennes fabriquées, ces mesures sont montrées à la Fig.3.7. Ce que nous remarquons concernant les pertes de retour mesurées est que la fréquence de résonance est un petit peu décalée par rapport à celle de la simulation. À cette fréquence les pertes de retours sont inférieures à -20 dB.

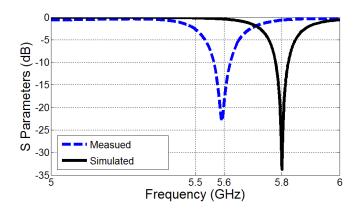


Figure.3.7: Pertes de retours simulées et mesurées d'un élément du réseau d'antennes.

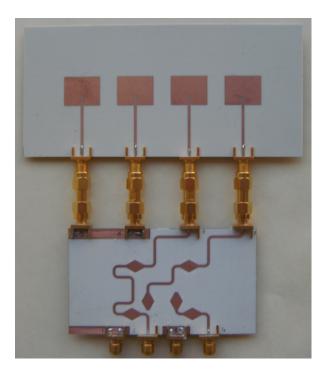


Figure.3.8: Photographie de la matrice proposée reliée au réseau d'antennes.

Il est également important de souligner que pour connecter la matrice directement à un réseau d'antennes, il était nécessaire de rajouter un autre croisement entre les lignes à la sortie des deux coupleurs 1 et 2 montrés à la Fig. 2.18. L'intérêt du croisement est d'inverser la position des deux ports 6 et 7. Ceci ne change nullement le comportement de la matrice si la longueur des lignes échangées est respectée. C'est pour cette raison que dans la Fig.3.8 nous remarquons cette légère différence par rapport à la Fig.3.4.

Les faisceaux obtenus par cette configuration sont montrés à la Fig. 3.9. Ces faisceaux sont dirigés vers les directions suivantes -40°, 39.5°, -16°, 16°. Si nous comparons ces résultats avec les résultats obtenus lors de la simulation nous remarquons une erreur de $\pm 2^{\circ}$ pour les faisceaux du milieu et de $\pm 4^{\circ}$ pour les faisceaux extérieurs. Si par contre nous les comparons aux résultats de la Fig.2.22, c'est-à-dire par rapport aux résultats obtenus par le programme Matlab (qui sont en conformité avec la théorie) nous remarquons une erreur de $\pm 1^{\circ}$ pour les faisceaux intérieurs et une erreur de $\pm 8^{\circ}$ en ce qui concerne les deux faisceaux extérieurs. Il est clair que dans les deux comparaisons, l'erreur dans le cas des faisceaux extérieurs est plus importante. Ceci est dû au fait que l'erreur dans les différences de phases obtenues par la matrice de Butler montrées dans la

Fig.3.6 est plus importante pour les ports 2 et 3 qui sont responsables de la formation des deux faisceaux extérieurs. Ces écartements sont dus aux erreurs de phase dans ces deux ports mentionnées précédemment. Ces erreurs -même si d'une façon moins importantes existaient aussi dans les résultats de simulation- n'ont pas empêché d'obtenir des faisceaux dirigés dans les bonnes directions en utilisant un programme Matlab. Nous pouvons déduire que ces erreurs ont été augmentées par l'introduction du réseau d'antennes. En fait les deux ports concernés par ces erreurs sont les ports 2 et 3, ces deux ports sont au milieu du réseau. Ce sont donc eux qui sont sujet à plus d'effet mutuel de la part des autres antennes, ceci nous pousse à croire que cet effet qui n'a pas été pris en compte par le programme MATLAB est peut être une autre cause d'écartement dans la direction des faisceaux.

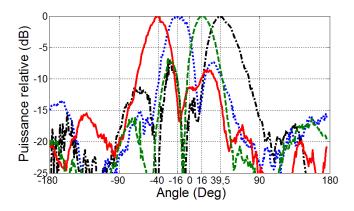


Figure.3.9: Les faisceaux mesurés produits par la matrice de Butler proposée avec le réseau d'antennes.

Avant de finir ce chapitre nous voulons montrer les deux photographies sur les Fig. 3.10 et Fig. 3.11 reliées aux mesures que nous avons effectué pour les paramètres S de tous les éléments du système réseau d'antennes ainsi qu'aux mesures des faisceaux formés par ce dernier.



Figure.3.10: Mesures des paramètres-S du coupleur et de la matrice de Butler.

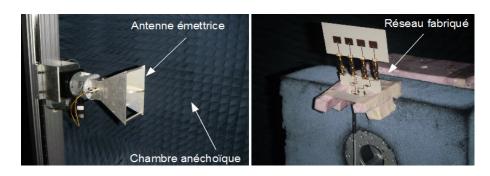


Figure.3.11: Mesure des faisceaux de la matrice de Butler.

3.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de mesure de tous les éléments qui ont été utilisés dans la conception de la matrice de Butler proposée. Ces résultats ont confirmé les résultats de simulation que ce soit les résultats du coupleur, de la matrice ou du réseau d'antennes. Finalement nous avons montré les faisceaux mesurés formés par le réseau d'antennes à une fréquence choisie de 5.8 GHz quand il est alimenté par notre matrice de Butler. Ces faisceaux valident notre concept de la matrice de Butler et montre qu'elle est capable de faire un balayage de faisceau dans quatre directions différentes, bien sûr en tenant compte des erreurs mentionnées précédemment. Nous pouvons simplement dire que notre objectif de conception de la matrice de Butler a été atteint. Par ailleurs, les résultats obtenus ont fait l'objet de trois articles de conférences (voir liste des publications).

CONCLUSION GÉNÉRAL

Dans ce mémoire et à travers les chapitres qui ont été présentés, nous avons décrit les différentes étapes par lesquelles est passée la conception de notre système réseau d'antennes à formation de faisceaux. Avant de parler sur les objectifs atteints par ce travail, nous présenterons d'abords les travaux effectués dans le cadre de ce mémoire.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les principes de base d'un réseau d'antennes. Le diagramme de rayonnement, le principe de multiplication de diagramme ainsi que les types de réseau d'antennes uniformes y ont été présentés, après cela nous avons exposé les différents types de répartiteurs de faisceaux numériques et analogiques qui sont utilisés pour le balayage de faisceaux. Dans le type analogique, la matrice de Butler - qui est le répartiteur de faisceau relié directement à notre travail- a été détaillée que ce soit du point de vue de sa conception ou de son fonctionnement. Le deuxième chapitre concernait la conception de tous les éléments qui constituent le système réseau d'antennes à formation de faisceaux, l'élément clé dans cette étape est la conception du coupleur ultra-large bande en utilisant la technologie multicouche, opérant dans la bande de fréquence 3.1-10.6 GHz. Après sa conception et la validation des résultats de simulation par des résultats de mesure, nous l'avons utilisé dans la conception de la matrice de Butler. La structure du coupleur a été utilisée une fois de plus avec quelques modifications dans la conception d'un déphaseur lui aussi multiple couches. La configuration multiple couches du coupleur et du déphaseur a permis d'éviter l'utilisation de croisements. Finalement, nous avons décrit la conception du réseau d'antenne qui était destiné à vérifier la capacité de la matrice proposée à former des faisceaux dans les directions voulues -15°, -48°, 48°, 15°. Les résultats de simulation de tous ces éléments ont été montrés dans le chapitre 3, il est évidant que tous ces résultats étaient satisfaisants et montraient l'aspect ultra large bande de chacun de ces éléments. Dans le dernier chapitre, nous avons validé par des résultats de mesure le bon fonctionnement de notre système. Les résultats du dernier chapitre démontrent que notre objectif qui est celui de concevoir et de réaliser une matrice de Butler 4×4 ultra large bande opérant sur la bande 3.1-10.6 GHz a été atteint avec succès. Comme nous l'avons vu lors du dernier chapitre, le réseau d'antennes qui a été utilisé pour le test de la matrice Butler fonctionne à une seule fréquence soit 5.8 GHz, parce que l'intérêt de notre travail est le développement d'une matrice ultra large bande et non pas d'un réseau ultra-large bande. De plus si les phases fournies par cette matrice Butler sont les mêmes tout au long de la bande de fréquence, les faisceaux formés par celle-ci seront les mêmes quel que soit la fréquence à l'intérieur de notre bande d'opération.

Il est évident qu'ils existent plusieurs travaux qui ont été mené dans le seul but de développer des matrices de Buter ultra large bande dans la bande de fréquence 3.1-10.6 GHz en utilisant différents types de coupleur; cependant, par notre travail nous avons mis le doigt sur la possibilité de développer un coupleur ultra large bande couplé par fente en utilisant la forme losange pour ensuite en faire l'élément principale d'une matrice de Butler. Comme pour la forme elliptique qui a été étudiée sous toutes ses formes pour ses caractéristiques ultra-larges bande, la forme losange peut être étudiée prochainement dans le but d'avoir des modèles mathématiques de cette forme pouvant servir dans la conception d'autres circuits radio fréquence. Les résultats que nous avons obtenu que soit dans la simulation ou dans les mesures montrent quelques erreurs notamment dans les coefficients de transmission S15 et S18 de la matrice de Butler entre la fréquence 5.5 et 8.5 GHz. Ces erreurs sont dues à l'accumulation d'erreurs dans le coupleur et surtout dans le déphaseur. Pour améliorer ces résultats, une optimisation des dimensions du déphaseur peut être envisagée. Concernant les phases, celles-ci comportent également des erreurs dues aux erreurs de phase dans le déphaseur que nous avons utilisé, celui-ci considère une différence de phase relative entre le déphaseur et une ligne de référence 50 Ω d'une certaine longueur, or la longueur de cette ligne de référence change en fonction de la fréquence, qui dans notre cas peut varier dans une bande très large. La considération d'un autre dispositif - au lieu de la ligne de référence - dont les caractéristiques de phase ne changeraient pas tellement avec la fréquence donnera surement de meilleurs résultats. Ceci dit nous croyons vraiment que les résultats de cette matrice sont très prometteurs. Enfin les résultats obtenus ont fait l'objet de trois articles de conférences [19], [20], [21].

LISTE DES REFERENCES

- [1] BALANIS, Constantine A. "Antenna Theory: Analysis and Design" 3e edition, New Jersey, Wiley, 2005.
- [2] WOOSUNG LEE, Jaeheung Kim, Young Joong Yoon. 2011. <u>Compact Two-Layer Rotman Lens-Fed Microstrip Antenna Array at 24 GHz.</u> IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.59, no.2, pp.460-466.
- [3] ZAGHLOUL, A.I, O. Kilic, S.J. Weiss, E.D. Adler. 2009. <u>Realization of Rotman's concepts of beamformer lenses and artificial dielectric materials</u>. Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems. COMCAS 2009. IEEE International Conference. p. 1-4.
- [4] KILIC, O et R. Dahlstrom. 2005. <u>Rotman lens beam formers for Army multifunction RF antenna applications</u>. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.2B, pp. 43-46.
- [5] PENG CHEN, Wei Hong, Zhenqi Kuai, Junfeng Xu. 2009. <u>A Double Layer Substrate Integrated Waveguide Blass Matrix for Beamforming Applications.</u> IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.19, no.6, pp.374-376.
- [6] NG CHEE TIONG DESMOND. 2001. <u>Smart Antennas for wireless Applications and Switched Beamforming</u>, undergraduate thesis, University of Queensland, Department of Information Technology and Electrical Engineering.
- [7] DALL' OMO, C. 2003. <u>Contribution à l'étude d'antennes a pointage électronique en millimétrique</u>. <u>Conception et réalisation de différentes topologies de matrices de Butler</u>, thèse de doctorat, Université de Limoges.
- [8] DENIDNI, T.A et T.E. Libar. 2003. Wide band four-port butler matrix for switched multibeam antenna arrays. Personal Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2003. 14th IEEE Proceedings, vol.3, pp. 2461- 2464.
- [9] MOODY, H. <u>The systematic design of the Butler matrix</u>.1964. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.12, no.6, pp. 786-788.
- [10] MACNAMARA, T. 1987. <u>Simplified design procedures for Butler matrices incorporating 90° hybrids or 180° hybrids</u>. IEE Proceedings H Microwaves, Antennas and Propagation, vol.134, no.1, pp.50-54.

- [11] CORONA, A. et M.J. Lancaster. 2003. <u>A high-temperature superconducting Butler matrix</u> IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol.13, no.4, pp. 3867-3872.
- [12] CHALOUPKA, Heinz J.1994. <u>Application of High-Temperature Superconductivity</u> to Antenna Arrays with Analog Signal Processing Capability. 24th European Microwave Conference, vol.1, pp.23-35.
- [13] TANAKA, T, K. Tsunoda, M. Aikawa.1988. New slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines, and their applications. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.2, pp.579-582.
- [14] WONG, M.-F, V.F. Hanna, O. Picon, H. Baudrand. 1991. <u>Analysis and design of slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines</u>. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.39, no.12, pp.2123-2129.
- [15] KIN-LUNG CHAN, F.A. Alhargan, S.R. Judah. 1997. A quadrature-hybrid design using a four-port elliptic patch. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.45, no.2, pp.307-310.
- [16] NEDIL, M, T. A. Denidni. 2006. <u>Développement d'un réseau d'antennes a formation de faisceaux basé sur de nouvelles matrices de Butler</u> thèse de doctorat, Université du Québec-INRS.
- [17] HILLBERG, W. 1969. From approximation to exact relations for characteristic impedances. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 17, no. 5, pp. 259–265.
- [18] ABBOSH, A.M. 2007. <u>Ultra-Wideband Phase Shifters</u>. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.55, no.9, pp.1935-1941.
- [19] ABDELGHANI, L, T.A. Denidni, M. Nedil. 2011. <u>Design of a broadband multilayer coupler for UWB beamforming applications</u>, 41st European Microwave Conference (EuMC), pp.810-813.
- [20] ABDELGHANI, L, T.A. Denidni, M. Nedil. 2012. <u>Ultra-broadband 4×4 Compact Butler Matrix using Multilayer Directional Couplers and Phase Shifters</u>, accepté à Microwave Theory and Techniques Society, 09 Jany 2012.
- [21] ABDELGHANI, L, T.A. Denidni, M. Nedil. 2012. <u>Design of a new Ultra-wideband 4×4 Butler matrix for beamforming antenna applications</u>, accepté à International symposium on Antenna propagation, 06 Mars 2012.