

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE FERHAT ABBAS –SETIF 1-
UFAS (ALGERIE)

MEMOIRE

Présenté à la faculté de Technologie

Département d'Electronique

Pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER

Option : communication

Par

Mr. GUELLIL Nasser

THEME

*Etude et conception d'un réseau d'antennes beamforming à base de
la matrice de Butler en utilisant ADS Momentum*

Soutenu le devant la commission d'examen :

Mr. S. BOUGUEZEL	Prof à l'université de Sétif	Président
Mr. F. DJAHLI	Prof à l'université de Sétif	Rapporteur
Mr. N. E. BOUKEZZOULA	MCCA à l'université de Sétif	Examineur
Mr. A. BARTIL	MCCA à l'université de Sétif	Examineur

Remerciement

J'adresse mes remerciement, en premier lieu, à mon bon dieu pour la volonté, la santé, le courage et la patience qui m'avoit donné pour mener ce travail à terme.

Je voudrais exprimer, par ce modeste travail, ma gratitude, ma reconnaissance, ma considération et mes grands remerciements à monsieur le professeur Farid DJAHLI d'avoir proposé, suivi et corrigé ce travail, ..., je vous remercie chaleureusement pour le savoir que vous m'avez enseigné.

Je remercie très sincèrement monsieur le professeur Saad BOUGUEZEL de m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury de cette thèse.

J'exprime également mes remerciements aux membres de jury messieurs ; le docteur N. E. BOUKEZZOULA et le docteur A. BERTIL pour avoir accepté d'examiner et de juger ce travail.

Je remercie chaleureusement mes parents qui m'ont soutenu tout au long de mes études, parfois au prix de quelques sacrifices, et sans qui je n'aurais pas pu atteindre ce niveau.

Enfin, j'exprime ma profonde reconnaissance à mes frères et sœurs, ma famille, mes amis et tous ceux qui ont contribué à réaliser ce travail

Dédicace

Je dédie ce travail :

À mes très chers parents.

À mes très chers frères et sœurs.

À mes tantes et mes oncles.

À mes neveux et mes nièces.

À mes beaux frères.

À mes amis.

Sommaire

Sommaire

Liste des symboles et abréviation	I
Introduction générale	1
Chapitre I : Lignes de transmission	
I.1 Introduction	3
I. 2 Définitions	3
I. 2. 1 Ligne de transmission	3
I. 2. 2 Guide d'onde	3
I. 2. 3 Diélectrique	4
I. 2. 4 Propagation sur une ligne de transmission en haute fréquence	5
I. 3 Les principaux types de lignes de transmission	6
I. 3. 1 Câble bifilaire	6
I. 3. 3 Lignes planaires	7
I. 3. 3. 1 La ligne microruban	7
I. 3. 3. 1. a Ligne microruban à épaisseur nulle	8
I. 3. 3. 1. b Ligne microruban à épaisseur non nulle	10
I. 3. 3. 1. c Pertes sur une ligne microruban	10
a)- Pertes dans les conducteurs	10
b)- Pertes dans le diélectrique	11
c)- Pertes par rayonnement	11
I. 3. 3. 1. d Dispersion	11
I. 3. 3. 2 Avantages et inconvénients des lignes planaires	12
I.4 Circuit micro-onde	12
I.4.1 Réalisation des éléments passifs	13
I.4.1.1 Synthèse d'inductance	13
I.4.1.2 Synthèse de condensateur	14
I.4.2 Réalisation de circuits résonnants	15
I.4.3 Modélisation des discontinuités	16
a)- Les coudes	17
b)- Les jonctions	17
I.5 Conclusion	18

Chapitre II : Réseaux d'antennes

II.1 Introduction	19
II.2 Notions fondamentales	19
II.2.1 Antenne	19
II.2.2 Principe de fonctionnement d'une antenne	20
II.2.3 Caractéristiques des antennes	21
II.2.3.1 Caractéristiques de rayonnement	21
a)- <i>Diagramme de rayonnement</i>	21
b)- <i>La directivité</i>	22
c)- <i>Gain et l'efficacité d'une antenne</i>	23
d)- <i>Polarisation d'une antenne</i>	23
II.2.3.2 Caractéristiques électriques	24
a)- <i>Impédance d'entrée</i>	25
b)- <i>Adaptation d'une antenne</i>	25
c)- <i>Bande passante</i>	26
II.3 Les antennes imprimées	26
II.3.1 Définitions	26
II.3.2 Alimentation d'une antenne imprimée	27
a)- <i>Alimentation par ligne microruban</i>	28
b)- <i>Alimentation par câble coaxial</i>	29
c)- <i>Alimentation par fente</i>	29
d)- <i>Alimentation par ligne couplée</i>	29
II.3.3 Principe de fonctionnement d'une antenne imprimée	29
II.3.4 Méthodes d'analyse	30
II.3.4.1 Méthodes analytiques	30
II.3.4.2 Méthodes numériques exactes	31
II.3.5. Exemple : antenne patch fonctionnant à 2.45 GHz	31

II.3.5.1	Calcul des dimensions	32
II.3.5.2	Adaptation de l'antenne	33
II.3.5.3	Discussion	36
II.4	Réseaux d'antennes	37
II.4.1	Définition	37
II.4.2	Facteur de réseau	37
II.4.3	Alimentation d'un réseau d'antennes	39
II.4.4	Types de réseaux d'antennes	40
II.4.4.1	Réseaux linéaires	41
II.4.4.2	Réseaux circulaires	46
II.4.4.3	Réseaux planaires	47
II.4.4.4	Autres types de réseaux d'antennes	49
II.4.4.5	Discussion	49
II.4.5	Domaines d'applications	50
II.5	Conclusion	50

Chapitre III : Techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes

III.1	Introduction	51
III.2	Système multifaisceaux	51
III.3	Répartiteurs de faisceaux numériques	52
III.3.1	Antenne à balayage électronique	53
III.3.2	Antenne à formation de faisceau par le calcul	53
III.3.3	Antenne adaptative	54
III.3.4	Avantages et inconvénients	54
III.4	Répartiteurs de faisceaux analogiques	55
III.4.1	Orthogonalité des faisceaux	55
III.4.2	Orthogonalité des matrices de dispersion sans pertes	55
III.4.3	Réseau de Wullenweber	56

III.4.4 Lentille de Rotman	56
<i>a)- Principe</i>	57
<i>b)- Application</i>	57
<i>c)- Avantages et inconvénients</i>	58
III.4.5 La matrice de Blass	58
<i>a)- Définition</i>	58
<i>b)- Coupleur directionnel</i>	59
<i>c)- Mise en équation de la matrice de Blass</i>	60
<i>d)- Exemple de dimensionnement</i>	64
<i>e)- Avantages et inconvénients de la matrice de Blass</i>	65
III.4.6 La matrice de Nolen	66
<i>a)- Définition</i>	66
<i>b)- Mise en équation de la matrice de Nolen</i>	66
<i>c)- Exemple de dimensionnement</i>	67
III.4.7 La matrice de Butler	67
<i>a)- Description</i>	67
<i>b)- Conception de la matrice de Butler</i>	69
<i>c)- Exemple de dimensionnement</i>	74
<i>d)- Avantages et inconvénients</i>	81
<i>e)- Application de la matrice de Butler</i>	81
III.5 Comparaison des matrices étudiées	82
III.5.1 Rendement de puissance	82
III.5.2 Nombre de composants	82
III.5.3 Lois d'excitation	83
III.5.4 Comportement fréquentiel	83
III.6 Matrice de Butler dans la littérature	83
III.7 Conclusion	85

Chapitre IV : Conception et simulation d'une matrice de Butler

IV.1 Introduction	87
IV.2 Cahier des charges	87
IV.3 Caractéristiques des lignes microrubans	88
IV.4 Simulation des éléments constituant la matrice	90
IV.4.1 Déphaseur 45°	90
IV.4.2 Coupleur 3dB, 90°	91
IV.4.3 Croisement	93
IV.5 Simulation de la matrice 4x4	96
IV.6 Simulation de la totalité de la matrice de Butler 4x4	102
IV.7 Autre topologie de la matrice de Butler	106
IV.8 Intérêt de la matrice de Butler dans un système de communication	115
IV.8 Conclusion	118
Conclusion générale	119
Annexe 1 : Paramètres S	121
Annexe 2 : Outil de simulation Momentum	124
Bibliographie	125

Liste des symboles et abréviations

ADS: Advanced Design System.

BFN: Beam Forming Network.

FFC: Formation de Faisceau par le Calcul.

FFT: Fast Fourier Transformer.

MIMO: Multiple Input Multiple Output.

SDMA: Space Division Multiple Access.

SNR : Signal to Noise Ratio.

TE : transverse électrique.

TEM : transverse électromagnétique.

TM : transverse magnétique.

UMTS : Universal Mobile Telecommunication System.

ε : La permittivité.

γ : La constante de propagation.

α : L'atténuation linéique.

β : La constante de phase.

Z_c : L'impédance caractéristique.

v_φ : La vitesse de phase.

v_g : La vitesse de groupe.

ε_{eff} : La permittivité effective.

Z_r : L'impédance de la charge.

Z_e : L'impédance d'entrée.

\vec{E} : Le champ électrique.

\vec{H} : Le champ magnétique.

\vec{P} : Le vecteur de Poyting.

$D(\theta, \varphi)$: La directivité.

$G(\theta, \varphi)$: Le gain

η : L'efficacité.

P_{ray} : La puissance rayonnée.

P_{tot} : La puissance totale.

θ : L'angle de site (plan vertical).

φ : L'angle d'azimut (plan horizontal).

$\psi(r)$: La fonction de Green.

$r(\theta, \varphi)$: La fonction caractéristique de rayonnement.

C_i : L'amplitude de l'alimentation de l'antenne i .

ψ_i : La phase de l'alimentation de l'antenne i .

$\vec{E}_i(r, \theta, \varphi)$: Champ électrique lointain créé par l'antenne i .

EF : facteur d'élément.

AF : facteur de réseau.

δ : Le déphasage entre deux excitation successives.

k : La constante de phase.

d_i : La distance entre l'origine et l'antenne i .

ϵ_r : La permittivité relative.

S_{ii} : Coefficient de réflexion vue dans l'accès i si toutes les accès sont nuls.

$S_{ij}(S_{ji})$: Gain inverse (direct) lorsque l'onde incidente à l'accès i (j) est nul.

Introduction générale

Introduction générale

Tout au long de l'histoire, l'homme n'a jamais cessé de trouver de nouveaux moyens pour la communication (gestes de la main, signaux de fumée, document écrit, etc.). À travers des époques successives l'être humain a fourni des efforts intellectuels et physiques afin de découvrir des méthodes de communications adéquates. L'effort de l'humanité pendant des siècles a donné des fruits avec l'innovation du télégraphe électrique en 1895 où pour la première fois dans l'histoire des télécommunications on pouvait communiquer presque instantanément entre deux points relativement distants.

J.C. Maxwell commença en 1855 ses travaux sur l'électricité. Il s'inspira des travaux de M. Faraday sur les champs électromagnétiques avec comme but de formaliser mathématiquement les idées de Faraday. En 1873 il fait apparaître, pour la première fois, les quatre équations différentielles qui décrivent l'évolution mutuellement dépendante des champs électrique et magnétique dans l'espace et dans le temps.

En 1886, H. Hertz réussit à envoyer et à recevoir des ondes électromagnétiques sur un support matériel. Ce qui confirma les résultats théoriques de Maxwell [1]. Le physicien italien G. Marconi inventa, en 1895, le télégraphe sans fil qui était le premier système de communication efficace.

L'invention des composants et circuits électromagnétiques de bonne qualité révolutionna le monde des télécommunications, surtout avec l'apparition des travaux sur les antennes et les réseaux. Durant la seconde guerre mondiale, des avancées très significatives ont été réalisées. Au début des années 60, la nécessité de piloter le faisceau d'un réseau d'antennes pour le radar à balayage électronique conduisit à l'apparition de circuits d'alimentation multifaisceaux. A cette époque, plusieurs solutions furent adoptées par les concepteurs ; celles à base de systèmes quasi-optiques, utilisées généralement dans le domaine spatial ou des télécommunications par satellite. Or utilisait aussi les structures guidées sous forme matricielle dont les plus répandus sont les matrices de Blass, Nolen et Butler.

Ces dernières années ont été le témoin d'une évolution sans précédent des systèmes des télécommunications. Les antennes multifaisceaux apparaissent comme solution pertinente pour les systèmes de communications récents, pour réaliser la fonction de multiplexage spatial (SDMA) ; où des utilisateurs dans des faisceaux différents peuvent utiliser simultanément le même système de communication ce qui augmente la capacité de ce système.

La matrice de Butler qui est l'objectif de ce mémoire présente un intérêt pour les systèmes de communications actuels. C'est un répartiteur de faisceau analogique simple à concevoir et donne des faisceaux orthogonaux. Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif la conception d'une matrice de Butler pour un réseau d'antennes dédié à l'application UMTS.

Ce mémoire est composé de quatre chapitres. Le premier chapitre sera dédié à une présentation générale des lignes de transmission. Différents types de lignes et différentes

notions de base seront abordées pour mettre en évidence les principaux facteurs qui caractérisent le comportement d'une ligne de transmission et le circuit qui la constitue en fréquence micro-onde. Finalement, ce chapitre se terminera par la présentation de quelques circuits micro ondes que l'on peut fabriquer par la technologie planaire.

Le deuxième chapitre sera entièrement consacré aux rappels théoriques sur les antennes telles que les caractéristiques électriques et de rayonnement. Après avoir rappelé ces caractéristiques, une présentation des antennes imprimées sera faite. Nous présenterons une étude détaillée d'une antenne imprimée de forme rectangulaire qui fonctionne à 2.45 GHz. Les réseaux d'antennes linéaires, circulaires et plans sont aussi abordés. Le calcul du facteur de réseau sera fait pour chaque type de réseau pour éclaircir le principe de pointage électronique d'un faisceau.

Dans le troisième chapitre, nous nous focaliserons sur les répartiteurs de faisceaux d'un réseau d'antennes. Les deux types numérique et analogique seront présentés avec leurs avantages et inconvénients. Dans le cadre de ce travail nous nous sommes intéressés à la deuxième famille et plus exactement le type matriciel en structure guidée. Les matrices de Blass, Nolen et Butler seront analysées. Nous commencerons par le dimensionnement de la matrice de Blass qui sera le point de départ pour la compréhension et le dimensionnement de la matrice de Nolen. Puis nous présentons la méthode de dimensionnement de la matrice de Butler où des codes en Matlab seront conçus afin de valider la méthode de conception. Ce chapitre se termine par une comparaison entre les répartiteurs analogiques de type matriciel.

Une matrice de Butler 4x4 sera conçue et simulée dans le quatrième chapitre. La matrice est adaptée aux stations de base des réseaux de télécommunication UMTS. Nous utilisons un logiciel performant pour cette fonction qui est l'ADS Momentum 2009 pour la simulation. Nous commençons par le dimensionnement et la simulation des composants de base de la matrice de Butler ; déphaseur, coupleur et croisement à la fréquence de résonance 2.1 GHz. Puis nous simulerons la totalité de la matrice. Les topologies existantes pour la matrice de Butler 4x4 en technologie planaire seront aussi simulées à la fin de ce travail.

Finalement, une conclusion générale récapitulera les principaux résultats obtenus lors de cette étude. Des perspectives sont aussi données pour une éventuelle poursuite de ce travail.

Nous espérons que l'ensemble des informations assemblées dans ce mémoire sera particulièrement utile à une conception qui cherche à identifier rapidement la matrice de Butler pour un besoin donné.

Chapitre I :

Lignes de transmission

Résumé :

Les lignes de transmission sont des structures élémentaires non rayonnantes théoriquement. Elles servent à relier les éléments d'un circuit entre eux. Dans ce chapitre nous présenterons les lignes de transmission, en mettant l'accent sur les structures planaires.

I. 1 Introduction

Dans le domaine des télécommunications, les lignes de transmission sont d'usage courant. La fonction principale des lignes de transmission consiste à acheminer des signaux, haute fréquence, entre deux points plus ou moins éloignés l'un de l'autre (ordinateurs, téléphones etc.). Aux fréquences élevées (de 300 MHz à 300 GHz), les dimensions géométriques de la ligne sont comparables à la longueur d'onde. Cette similitude entre dimensions et longueur d'onde entraîne le développement de méthodes particulières pour la conception des dispositifs micro-onde [1,2].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la présentation générale des lignes de transmission ; schéma équivalent en hyperfréquence, les différents types de lignes de transmission et les paramètres de la ligne telle que l'impédance caractéristique. Nous présenterons également la réalisation des éléments passifs et les circuits résonnants à base de ligne microruban.

I. 2 Définitions

I. 2. 1 Ligne de transmission

Tout système qui comporte plusieurs conducteurs métalliques, isolés les uns des autres par un diélectrique et sert à guider une onde électromagnétique de l'émetteur (le générateur) au récepteur (la charge), est une ligne de transmission. Une ligne de transmission peut être homogène (un seul milieu de propagation ne variant pas dans le plan transverse) ou inhomogène (plusieurs milieu de nature différente, ou un milieu variant de façon continue dans le plan transverse). Elle peut aussi être ouverte (possibilité de rayonnement) ou fermée entièrement et contenue à l'intérieur d'une enveloppe conductrice.

La figure I.1 montre quelques types de lignes de transmission.

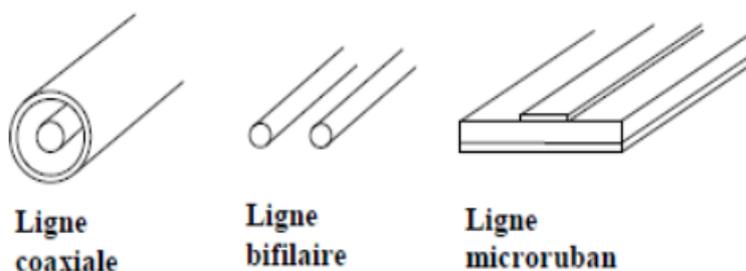


Figure I.1 : Différents types de lignes de transmission.

I. 2. 2 Guide d'onde

Un guide d'onde est un tuyau métallique où l'onde électromagnétique se propage par réflexions multiples sur les parois métalliques intérieures (Fig. I.2).

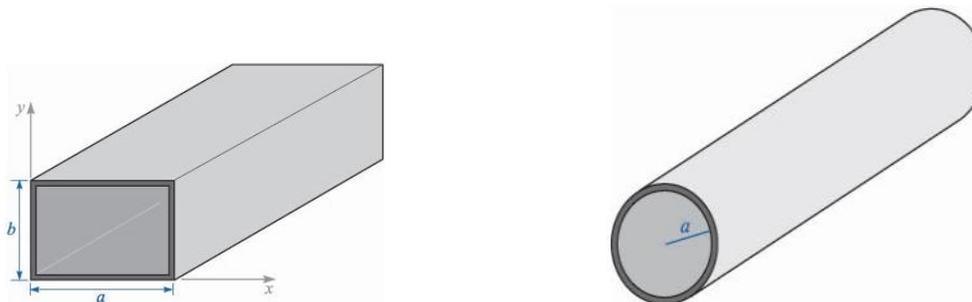


Figure I.2 : Guides d'ondes métalliques.

I. 2. 3 Diélectrique

Un diélectrique est un isolant qui joue un rôle double. Il est à la fois un matériau où viennent se graver les circuits (technologie microruban) et un support mécanique de la structure. Dans une ligne de transmission, le diélectrique influe sur les performances de la ligne. En effet, l'affaiblissement présenté par cette ligne dépend de la qualité du diélectrique employé. Un diélectrique est caractérisé par sa permittivité ε que l'on peut considérer comme une grandeur physique complexe qui s'écrit $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$. Le signe (-) dans la relation de la permittivité complexe est dû au déphasage entre le champ électrique et le vecteur de polarisation. Le tableau suivant contient les principaux diélectriques ainsi que leurs caractéristiques [3]. Ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques (permittivité proche de 2 avec de faibles pertes, $\tan \delta \# 0.003$). Cependant, leurs propriétés mécaniques restent limitées.

Nature du diélectrique	Constante diélectrique à 20 °C	Facteur de pertes à 20 °C
Polyéthylène	2.26 De 1 à 3000 MHz	0.0002 à 1MHz 0.0005 à 3000 MHz
Chlorure	3.2 à 2.8 De 60 à 3000 MHz	0.008 à 100 MHz 0.006 à 3000 MHz
Polystyrène	2.56 De 60 à 3000 MHz	0.0001 à 100 MHz 0.003 à 3000 MHz
Polytétrafluoréthylène (Téflon)	2.1 De 60 à 3000 MHz	0.002 à 100 MHz 0.00015 à 3000 MHz

Tableau I.1 : Les principaux diélectriques et leurs caractéristiques.

Le matériau diélectrique doit résister aux contraintes mécaniques et garder sa forme originale. Son facteur d'expansion doit être voisin de celui de la métallisation, car il est soumis à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus propre possible. Outre les matériaux diélectriques décrits précédemment on peut citer :

1. Les matériaux céramiques, généralement employés pour les circuits microrubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine (Al_2O_3), avec une permittivité relative autour de 10 et une excellente qualité de surface et de rigidité. Malheureusement ces matériaux sont cassants et donc fragiles.
2. Les substrats en semi-conducteurs de types Arséniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si), destinés généralement aux applications dans le domaine des ondes millimétriques.
3. Les matériaux ferromagnétiques qui comprennent les substrats à Ferrite sont utilisés pour construire des circulateurs et des isolateurs.
4. Les matériaux composites combinant les qualités radioélectriques et mécaniques d'un substrat. En ajoutant aux matériaux plastiques de la fibre de verre ou de la poudre de céramique, les propriétés mécaniques sont améliorées et l'on peut, suivant le dosage, ajuster la permittivité.

I. 2. 4 Propagation sur une ligne de transmission en haute fréquence

En haute fréquence, la longueur de la ligne est, en général, grande devant la longueur d'onde, il en résulte que la tension et le courant varient le long de la ligne. La figure I.3.a représente une ligne de transmission de longueur l , alimentée par un générateur haute fréquence et fermée sur une impédance Z . Le quadripôle montré sur la figure I.3.b représente la modélisation d'une longueur élémentaire (dx) [2].

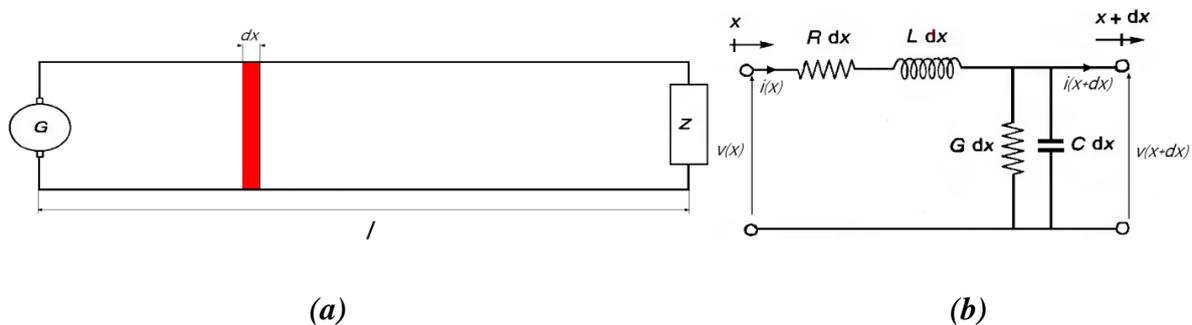


Figure I.3 : Ligne de transmission et sa modélisation par un quadripôle

R , L , G et C sont appelées les constantes primaires de la ligne, elles représentent les pertes d'énergie actives et réactives dans le conducteur et dans le diélectrique [2, 3, 4].

L'écriture des équations de Kirchoff donne les variations de $v(x)$ et $i(x)$. Puisque dx est une longueur infinitésimale, on obtient les deux équations différentielles qui sont les équations télégraphistes

$$\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = -Ri(x, t) - L \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \quad (I. 1)$$

$$\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = -Gv(x, t) - C \frac{\partial v(x, t)}{\partial t} \quad (I. 2)$$

En régime harmonique, on définit la quantité complexe γ est appelée constante de propagation (équation I.3) qui se décompose en fonction de α et β que l'on nomme respectivement constante d'atténuation *Neper/m* et la constante de phase *rad/m*, l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission est donnée par la relation (I. 4).

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \alpha + j\beta \quad (I. 3)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (I. 4)$$

La vitesse de phase et la vitesse de group sont données par les relations I.5 et I.6 se définit de la manière suivante :

$$v_\varphi = \frac{\omega}{\beta} \quad (I. 5)$$

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \quad (I. 6)$$

Une onde qui se propage dans une ligne de transmission a des composantes transversales et longitudinales des champs électrique et magnétique. La présence ou l'absence de ces composantes caractérise ce qu'on appelle le mode de propagation. Les quatre modes de propagation sont TE, TM, TEM et EH [2,4].

I. 3 Les principaux types de lignes de transmission

I. 3. 1 lignes filaires

Le câble bifilaire et le câble coaxial sont les plus connus dans le type filaire. Ils sont constitués de deux conducteurs séparés par un diélectrique (Fig. I.4) [2,5]. La structure tridimensionnelle en rendant délicate la fabrication des éléments de circuits dont la structure mécanique n'est pas simple. Le mode de propagation dans ce type est le mode TEM.

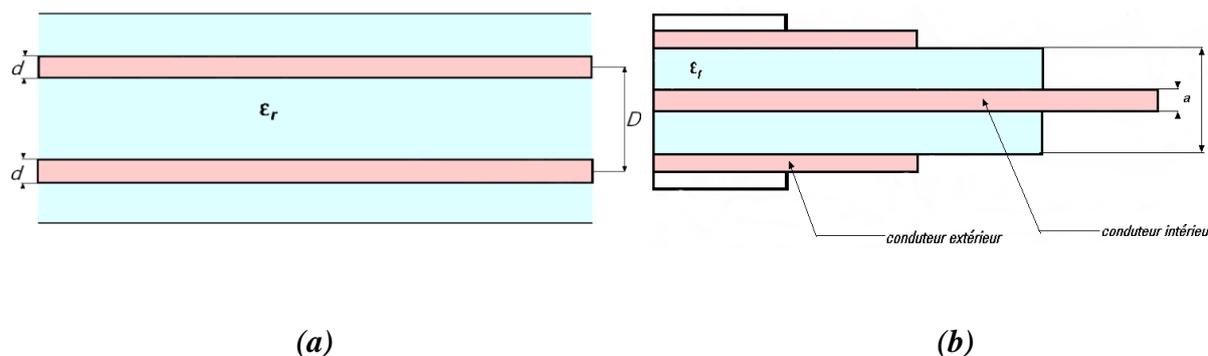


Figure I.4 : (a)- La ligne bifilaire. (b)-le câble coaxial.

I. 3. 2 Lignes planaires

Les lignes planaires sont des assemblages de conducteurs déposés sur l'une ou les deux faces d'une plaque de support isolante (diélectrique). Les structures géométriques varient fortement d'un type de ligne à l'autre, par le nombre et la forme des conducteurs, par leur emplacement ainsi que par l'épaisseur et les paramètres électriques du diélectrique [5]. Elles sont exploitées pour des fréquences pouvant aller jusqu'aux bandes centimétriques et millimétriques. Les structure planaires sont très bien adaptées à la fabrication, à faible coût et en grande quantité, des éléments passifs (condensateur, inductance) et actifs (diode), en utilisant les procédés de fabrication des circuits imprimés classiques. Les lignes planaires les plus couramment rencontrées en pratique sont la ligne microruban, la ligne à fente et la ligne coplanaire. Dans des réalisations pour des bandes millimétriques, ces lignes doivent de plus être placées dans une enceinte fermée (guide d'ondes) en vue de supprimer le rayonnement. On obtient ainsi la ligne à substrat suspendu et la ligne à ailettes [4].

I. 3. 2. 1 La ligne microruban

La ligne microruban (*microstrip line* en anglais) comporte un substrat en diélectrique complètement métallisé sur l'une de ses faces et un ruban métallique mince et étroit déposé sur la face opposée (voir Fig. I.5). Les paramètres caractérisant la ligne microruban sont [6] :

- Le substrat d'épaisseur h de l'ordre d'une fraction de millimètre et de permittivité relative ϵ_r souvent élevée afin d'y concentrer le champ électromagnétique et de réduire ainsi les pertes par rayonnement.
- Le ruban de largeur w de même ordre que l'épaisseur h du substrat ($0.1 \leq w/h \leq 10$) et son épaisseur b , presque toujours petite ($b/h \ll 1$). On contrôle l'impédance caractéristique Z_c de la ligne en faisant varier la largeur du ruban.

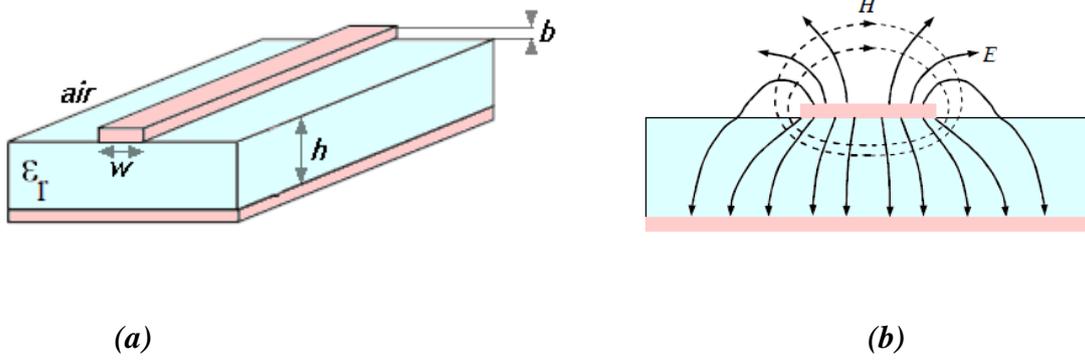


Figure I.5 : La ligne microruban.

(a)- Structure générale de la ligne microruban.

(b)- Champs électrique et magnétique dans une ligne microruban.

Les lignes de champ électrique qui se propage se trouvent partiellement dans le vide (l'air) et dans le substrat de permittivité relative ϵ_r , comme le montre la forme des lignes de champ électrique sur la figure I.5.b, la ligne microruban est une ligne inhomogène. Pour cette raison le mode fondamental n'est pas le mode TEM mais le mode quasi-TEM.

I. 3. 2. 1. a Ligne microruban à épaisseur nulle

Du fait de la faible amplitude des composantes longitudinales E_z, H_z au-dessous de certaines fréquences, le mode quasi-TEM peut être remplacé par la mode TEM. On remplace la structure inhomogène par une ligne de mêmes dimensions, mais plongée dans un seul milieu homogène de permittivité effective ϵ_e (Fig.I.6). Une formule explicite de ϵ_e a été donnée par Hammerstad [3]. L'erreur relative de ces relations approchées est inférieure à 1% lorsqu'on a $0.05 \leq \frac{w}{h} \leq 20$ et $\epsilon_r \leq 16$:

Pour : $\frac{w}{h} \leq 1$

$$\epsilon_e \cong \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad (\text{I. 7})$$

Pour : $\frac{w}{h} > 1$

$$\epsilon_e \cong \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} \quad (\text{I. 8})$$

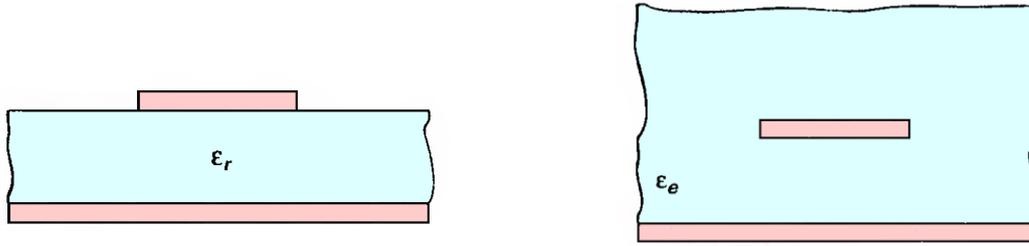


Figure I.6 : La ligne microruban réelle et la ligne équivalente.

La vitesse de phase v_φ et la longueur d'onde λ_g de ligne sont directement liées à la permittivité effective [3]. Le graphe de la figure I.7.a, illustre le quotient des longueurs d'ondes λ_0/λ_g pour une ligne microruban en fonction du rapport w/h et de la permittivité relative ε_r du substrat.

$$v_\varphi = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (\text{I. 9})$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (\text{I. 10})$$

L'impédance caractéristique de la ligne microruban donnée par les relations approchées établies par Schneider et retouchées par Hammerstad (relations I.11 et I.12). L'erreur relative résultante étant inférieure à 1% lorsque, $0,05 \leq \frac{w}{h} \leq 20$, en posant de plus $b = 0$ [3]. La figure I.7.b donne les variations de l'impédance caractéristique Z_c en fonction de w/h pour différentes valeurs de ε_r . Cette figure montre que l'impédance caractéristique de la ligne microruban est inversement proportionnelle à la dimension de la ligne, sa valeur dépend aussi de la permittivité du substrat, elle est comprise entre une dizaine d'ohms et ne dépasse pas quelques centaines d'ohms. La variation de la racine de la permittivité effective en fonction du quotient w/h est représentée à la figure I.7.a. La permittivité effective de la ligne microruban est liée aux dimensions de la ligne. On peut simplement retenir que la permittivité effective et l'impédance caractéristique augmentent faiblement avec la fréquence.

Pour : $\frac{w}{h} \leq 1$

$$Z_c \cong \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \quad (\text{I. 11})$$

Pour : $\frac{w}{h} > 1$

$$Z_c \cong \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_e}} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right)\right)^{-1} \quad (\text{I. 12})$$

Où $Z_0 = 120\pi = 376.6 \Omega$ est l'impédance caractéristique du vide.

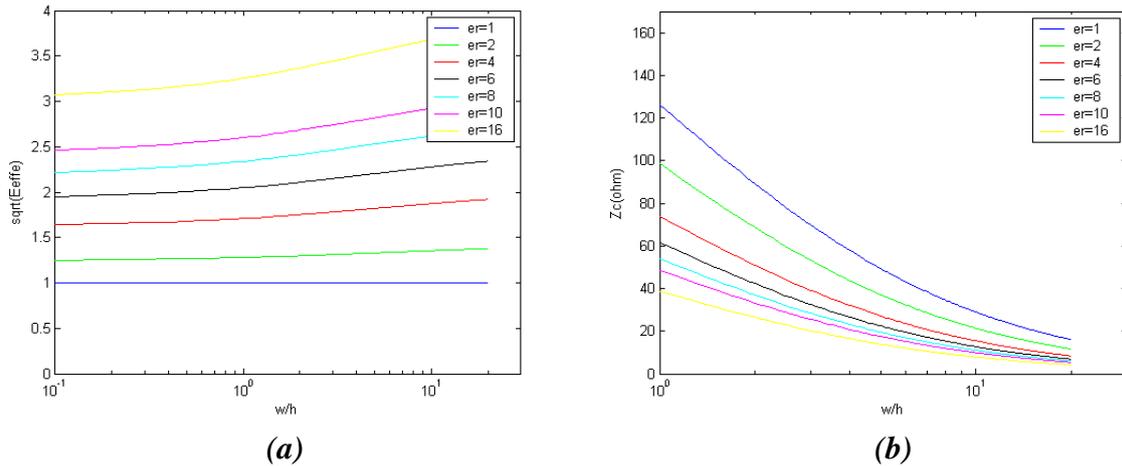


Figure I.7 : (a)-Rapport des longueurs d'ondes sur une ligne microruban. (b)-Impédance caractéristique d'une ligne microruban.

I. 3. 2. 1. b Ligne microruban à épaisseur non nulle

On peut tenir compte, dans une certaine mesure, de l'épaisseur b non nulle du conducteur supérieur (ruban) en introduisant dans les relations une largeur équivalente du ruban w_e , qui est légèrement plus grande que sa largeur réelle w [1].

$$w_e = w + \frac{b}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2x}{b} \right) \quad (\text{I.13})$$

$$\begin{cases} x = h \text{ si } w > \frac{h}{2\pi} \\ \text{et} \\ x = 2\pi w \text{ si } 2b < w < \frac{h}{2\pi} \end{cases}$$

I. 3. 2. 1. c Pertes sur une ligne microruban

Les pertes constatées lors de la propagation sur une ligne microstrip peuvent avoir trois origines : les pertes dans les conducteurs qui se manifestent comme un échauffement des conducteurs par effet Joule. Les pertes dans le diélectrique ; puisque le diélectrique n'est pas absolument sans pertes, de sorte qu'une partie de l'onde qui se propage est transformée en chaleur par pertes diélectriques. De plus, les discontinuités sur la ligne microruban (variation dans la largeur de la ligne) et puisque la ligne est ouverte, une partie de signal disparaît sous forme de rayonnement.

a)- Pertes dans les conducteurs

La densité de courant dans un conducteur décroît exponentiellement dès que l'on s'éloigne de la surface. Cette propriété est connue sous le nom d'effet de peau. Les pertes (α_c en *Neper/mètre*) dans les conducteurs sont données par les relations approchées suivantes [1] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_c = \frac{1}{h} \frac{10}{\pi \ln 10} \frac{R_m}{Z_c} \frac{32 - (w/h)^2}{32 + (w/h)^2} \left[1 + \frac{h}{w} \left(1 + \frac{\partial w_e}{\partial b} \right) \right] \quad \text{pour } \frac{w}{h} \leq 1 \\ \alpha_c = \frac{1}{h} \frac{20}{\pi \ln 10} \frac{\epsilon_e Z_c R_m}{Z_0^2} \left(\frac{w}{h} + 6 \frac{h}{w} \left[\left(1 - \frac{h}{w} \right)^5 + 0.08 \right] \right) \left(1 + \frac{h}{w} \left(1 + \frac{\partial w_e}{\partial b} \right) \right) \quad \text{pour } \frac{w}{h} \geq 1 \end{array} \right.$$

Où $\partial w_e / \partial b$ est évalué à partir des relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial w_e}{\partial b} = \frac{1}{\pi} \ln \frac{2h}{b} \quad \text{si } w/h \geq 1/2\pi \\ \frac{\partial w_e}{\partial b} = \frac{1}{\pi} \ln \frac{4\pi w}{b} \quad \text{si } w/h \leq 1/2\pi \end{array} \right.$$

R_m est la résistance caractéristique du métal : $R_m \cong \sqrt{\omega \mu' / 2\sigma}$.

b)- Pertes dans le diélectrique

Le substrat en diélectrique, sur lequel sont déposés les conducteurs, est caractérisé non seulement par sa permittivité relative mais également par sa tangente de perte $\tan \delta$. Les pertes diélectriques associées (en *Neper/mètre*) s'écrivent [7] :

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_r \tan \delta}{\epsilon_e \lambda_g}$$

Où $\tan \delta$ est la tangente de perte ; puisque la permittivité s'écrit $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$ la tangente de perte s'écrit alors $\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$

c)- Pertes par rayonnement

Le rayonnement d'une ligne microruban est le fait des modes d'ordres supérieur qui sont engendrés par les discontinuités. D'après Hammerstad ces pertes sont proportionnelles à $(hf)^2 / \sqrt{\epsilon_r}$ pour une ligne de 50 Ω . La fréquence limite au-dessus de laquelle plus de 1 % de la puissance est rayonnée à l'extrémité d'une ligne ouverte est donnée par (h en mm) [3]:

$$f_M = 2,14 \frac{(\epsilon_r)^{1/4}}{h} \quad (I. 14)$$

I. 3. 2. 1. d Dispersion

La faible longueur d'onde des signaux hyperfréquences devant les dimensions géométriques de la ligne microstrip rend obsolètes les approximations quasi statiques utilisées en général pour résoudre les équations de raccordement des champs à l'interface air-diélectrique. On ne peut en particulier considérer la permittivité diélectrique effective et l'impédance caractéristique constantes lorsque la fréquence augmente. En pratique, on

considère que l'effet dispersif ne peut plus être négligé au delà de la fréquence précisée ci-dessous (h est en mm) [6].

$$f = 0.95 \sqrt{\frac{Z_0}{h\sqrt{\varepsilon_r - 1}}} \quad (\text{I. 15})$$

Au delà de cette limite, la permittivité effective évolue de la façon suivante (h est en m) :

$$\varepsilon_e(f) \cong \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_e}{1 + G(f/f_d)^2}$$

Où ε_e est la permittivité effective en basse fréquence, les constantes f_d et G sont données par :

$$f_d = \frac{1}{2\mu_0} \frac{Z_c}{h} \quad (\text{I. 16})$$

$$G = 0.6 + 0.009Z_c \quad (\text{I. 17})$$

Outre que la ligne microruban, il y a aussi, la ligne à fente, coplanaire, triplaque et la ligne à ailettes [2, 3, 5, 6] dont les performances sont moins bonnes mais qui ont l'avantage d'une structure bidimensionnelle convenable pour une intégration de type hybride avec les composants et dispositifs actifs [7].

I. 3. 2. 2 Avantages et inconvénients des lignes planaires

Les lignes planaires ont les avantages suivants :

- Faible poids, faibles dimensions.
- Faible coût de fabrication.
- Une grande fiabilité et une très bonne précision.
- Adaptées à la réalisation des circuits micro-ondes intégrés.

Les inconvénients sont :

- Fragilité de certains substrats.
- Rayonnement de l'énergie dans l'espace environnant qui exige l'utilisation d'un boîtier pouvant modifier les caractéristiques du circuit ainsi réalisé.
- Pertes d'énergie par effet Joule dans les conducteurs et le diélectrique.

I.4 Circuit micro-onde

La technologie des circuits micro-ondes a rapidement évolué vers l'utilisation de circuits planaires, en fait, la plupart des circuits de télécommunication travaillant aux fréquences de quelques GHz sont réalisés en technologie planaire. En effet, à partir de lignes de transmission, on peut réaliser des composants passifs de faibles valeurs comme des capacités et des inductances, à condition que la longueur de la ligne qui les synthétise soit inférieur à $\lambda/10$.

Un tronçon de ligne sans pertes ou à faible pertes d'impédance caractéristique Z_c , fermé sur une charge Z_r (Fig. I.8) présente, à une distance x de la charge, une impédance $Z(x)$ donnée par la relation I.18 [5] :

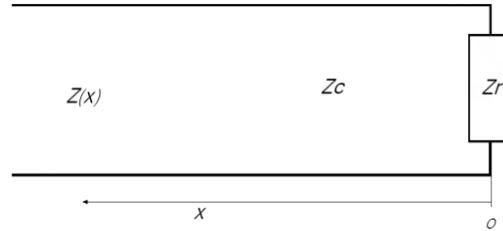


Figure I.8 : Impédance à une distance x de la charge.

L'expression de l'impédance $Z(x)$ est :

$$Z(x) = Z_c \frac{Z_r + jZ_c \operatorname{tg}(\beta x)}{Z_c + jZ_r \operatorname{tg}(\beta x)} \quad (\text{I. 18})$$

Les tronçons utilisés ont une longueur x telle qu'on peut faire l'approximation $\operatorname{tg}(\beta x) \approx \beta x$ ou $x < \lambda/12$. Dans ces conditions la relation I.19 s'écrit alors [7] :

$$Z(x) = Z_c \frac{Z_r + jZ_c \beta x}{Z_c + jZ_r \beta x} \quad (\text{I. 19})$$

La relation I.19 montre la dépendance de l'impédance $Z(x)$ de la valeur des impédances Z_c , Z_r et de la constante de phase β , donc un tel tronçon de ligne pour une longueur fixe, peut se comporter comme une impédance inductive ($Z_c \gg Z_r$, ligne en court-circuit) ou une impédance capacitive ($Z_c \ll Z_r$, ligne en circuit ouvert).

I.4.1 Réalisation des éléments passifs

La ligne microruban est très utilisée pour la fabrication de circuits hyperfréquences, principalement parce qu'elle s'apprête bien à une fabrication par procédé photolithographique, et également parce qu'elle permet une intégration simple des composants passifs et actifs par montage en surface. D'après la courbe illustrée sur la figure I.7.b, l'impédance caractéristique de la ligne microruban est inversement proportionnelle à la largeur de la bande pour une épaisseur de substrat fixe [3], on peut donc jouer sur la largeur de la ligne pour avoir l'impédance caractéristique désirée, ainsi que l'élément passif.

On note, qu'une bande métallique se trouvant dans un circuit de polarisation est équivalente à une résistance pure, et une bande métallique de longueur l , de largeur w et d'épaisseur t , présente une résistance R telle que :

$$R = \rho \frac{l}{wt} \quad (\text{I. 20})$$

Où ρ est la résistivité du matériau.

En fréquence micro-onde et dans certains circuits où la résistance est utilisée comme charge (charge d'un amplificateur, par exemple), elle présente non seulement une partie réelle résistive, mais aussi une partie imaginaire inductive.

I.4.1.1 Synthèse d'inductance

Si on applique un fort rétrécissement de la bande métallique d'une ligne microruban (Fig. I.9.a), la ligne microruban se comporte comme une inductance en série. Une inductance parallèle s'obtient en plaçant en dérivation, sur la ligne principale, un tronçon de ligne en court-circuit (Fig. I.9.b) [11].

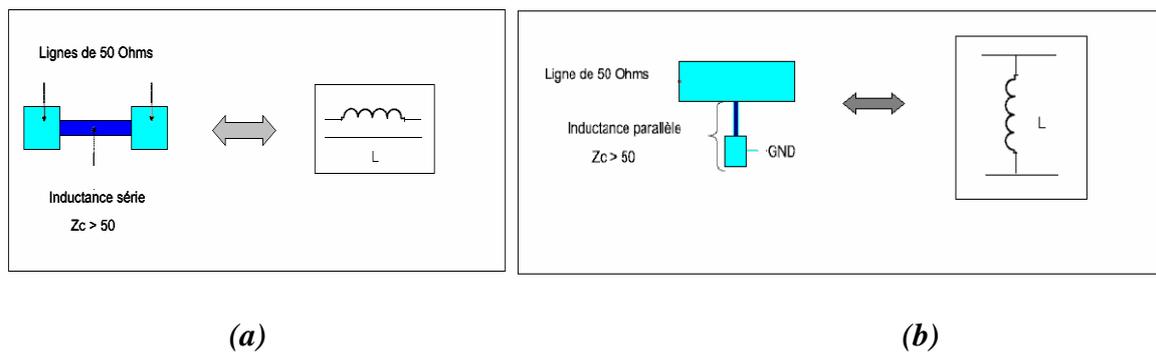


Figure I.9 : Réalisation d'une inductance.

La valeur de l'inductance équivalente est donnée par la relation I.21, elle est mesurée en *Henry* pour la vitesse de propagation v_p en mètre/seconde, x en mètre et Z_c en Ohm :

$$L = \frac{Z_c x}{v_p} \quad (\text{I. 21})$$

I.4.1.2 Synthèse de Condensateur

Si on fait un élargissement important de la bande métallique sur la longueur désirée (Fig. I.10), ce tronçon de ligne va présenter une faible impédance caractéristique et il se comporte comme un condensateur en parallèle [11]. La réalisation d'un condensateur en série est plus délicate à faire car elle nécessite de couper la ligne sur une très petite longueur (quelques microns ou dizaines de microns) [2].

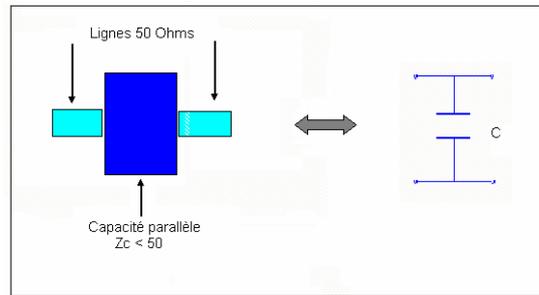


Figure I.10 : Réalisation d'un condensateur.

La valeur de l'inductance équivalente est donnée par la relation I.22, elle est mesurée en Farad pour v_p en mètre/seconde, x en mètre et Z_c en ohm :

$$C = \frac{1}{Z_c} \frac{x}{v_p} \tag{I.22}$$

En général, les valeurs des composants obtenus avec des lignes de transmission sont relativement faibles et entachées de phénomènes parasites importants si on augmente les dimensions des lignes de façon drastique. Pour obtenir des valeurs plus élevées, on est amené à réaliser des éléments localisés [11].

I.4.2 Réalisation de circuits résonnants

En basse fréquence les circuits résonnants sont utilisés pour fournir une fréquence sélective, la valeur de cette fréquence dépend des valeurs des impédances constituant le circuit résonnant. Pour un objectif similaire, ils sont utilisés en micro-onde pour générer une fréquence élevée qui répond au besoin. Les circuits résonnants en micro-onde sont à base de ligne microruban, dont la forme géométrique de la ligne est équivalente à un circuit oscillant constitué par des composants passifs (condensateur, impédance). La figure I.11 illustre des circuits résonnants et leur ligne microruban équivalente [7,11].

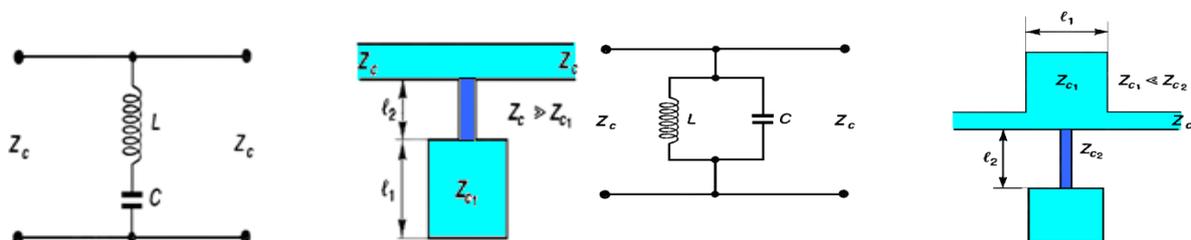


Figure I.11 : Réalisation d'un circuit résonnant en ligne microruban.

Pour réaliser un circuit résonnant série placé en série sur la ligne principale, il faut prendre un circuit résonnant parallèle placé en parallèle sur la ligne et le placer aux bornes d'une ligne de longueur $\lambda/4$. De même, pour réaliser un circuit résonnant parallèle en série sur la ligne, il faut prendre un circuit résonnant parallèle en série sur la ligne placé aux bornes

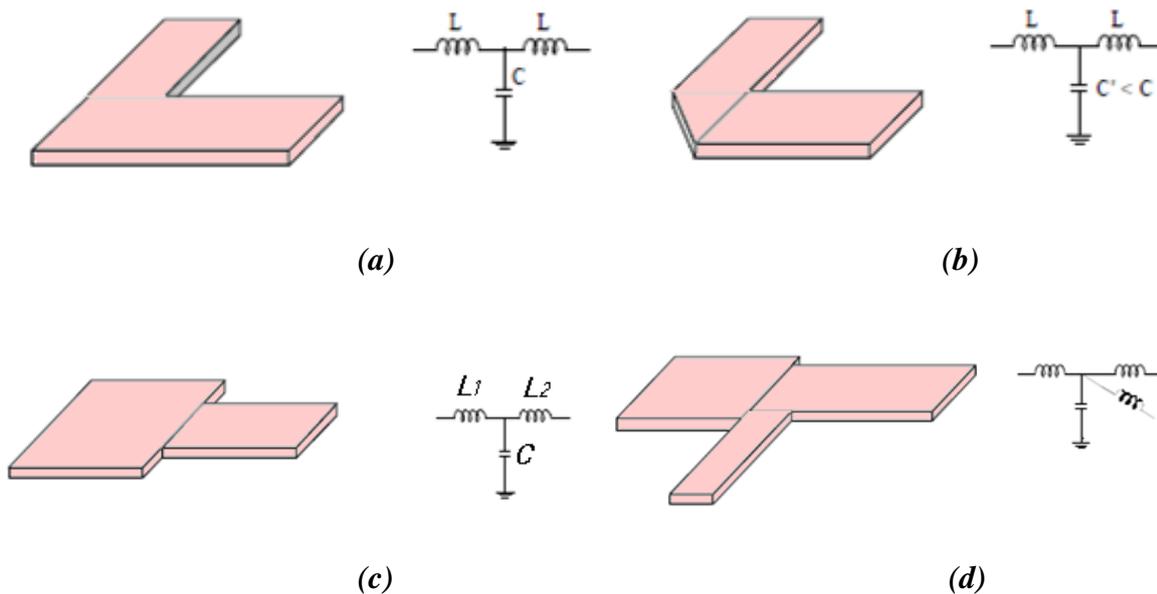
d'une ligne $\lambda/4$. En effet, la ligne de longueur $\lambda/4$ est un inverseur d'impédance, et une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique Z_c et chargée par une impédance Z_s présente une impédance d'entrée $Z_e = Z_c^2/Z_s$ [3].

I.4.3 Modélisation des discontinuités

Dans la section précédente nous avons vu les lignes de transmissions dont la géométrie est uniforme, ce qui n'est pas toujours le cas lors de la réalisation des circuits micro-ondes. Une ligne de transmission utilisée dans les circuits micro-ondes contient des changements dans la largeur de la ligne, et donc un changement brutal dans la direction de propagation des ondes. Trois cas de ces changements, communément appelés discontinuités, peuvent être considérés :

- La présence d'une frange ou un changement soudain dans la largeur de la ligne peut être modélisé par une capacité.
- Le changement dans l'écoulement du courant de conduction peut être modélisé par une inductance.
- La présence des modes d'ordres supérieurs peut se traduire par des radiations de la structure.

On peut modéliser la discontinuité par un schéma électrique équivalent. La figure I.12 montre quelques types de discontinuités [9,11].



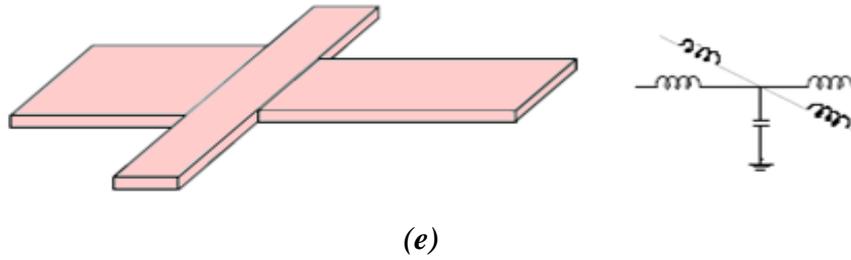


Figure I.12 : Les différentes discontinuités et leurs modélisations.

a)-Les coudes

Des dispositifs appelés « coudes » permettent de changer la direction de propagation. Tout changement de direction rompant l'invariance par translation est la cause d'une distorsion des lignes de champ. La structure guidante pouvant toujours être considérée sans pertes, cette distorsion des champs est la cause d'une énergie purement réactive introduisant une réflexion dépendant du rayon de courbure [9]. Aux fréquences microondes, la moindre capacité parasite peut avoir un effet non négligeable sur le fonctionnement du circuit. Les règles de dessin sont donc particulièrement contraignantes.

Considérons le coude illustré sur la figure I.12.a, il peut être représenté par un quadripôle symétrique en T (Fig. I.12.b) où L représente l'énergie magnétique emmagasinée et C l'énergie électrique emmagasinée. Le coude affecte la distribution de courant dans les lignes uniformes, ce qui provoque des radiations. Il est courant de réduire la capacité parasite en choisissant un coude chanfreiné (Fig.I.12.b). Il est à noter que le chanfrein améliore l'adaptation et le paramètre de transmission. L'inductance L et la capacité C sont évaluées par [11] :

$$\begin{cases} L = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} Z_0}{c} \Delta x(L) \\ C = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c Z_0} \Delta x(C) \end{cases} \quad (I.23)$$

Où Z_0 est l'impédance de la ligne sans pertes, $\Delta x(L)$ et $\Delta x(C)$ sont données par des formules expérimentales [11].

b)-Les jonctions

La jonction se produit lorsqu'une ligne microstrip s'entrecroise avec une ou plusieurs lignes. La jonction de deux, trois ou quatre lignes microstrip de largeurs éventuellement différentes provoque des discontinuités géométriques se traduisant par un rayonnement électromagnétique que l'on peut modéliser par un schéma équivalent approprié (Fig. I.12 c, d et e).

I.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de regrouper les différentes informations sur les lignes de transmission et de voir leurs structures et leurs caractéristiques. La ligne microruban, grâce à sa facilité de manipulation retient notre attention, elle représente la base de la synthèse des circuits micro-ondes, elle est modélisée sous forme d'éléments passifs, actifs ou circuits résonnants. Nous avons vu également la modélisation des discontinuités.

L'étude des effets indésirables de rayonnement au niveau des discontinuités, qui peuvent se présenter dans les lignes, représente la base de conception des antennes patchs qui seront présentées en détail au chapitre suivant.

Chapitre II :

Réseaux d'antennes

Résumé :

Les antennes réseaux sont principalement utilisées dans les applications requérant une bonne directivité, comme les systèmes de télécommunication et les radars. Ce chapitre est réservé essentiellement à la présentation des notions de base sur les antennes et leur mise en réseaux.

II.1 Introduction

La communication sans fil de tous types a connu un grand essor durant ces dernières décennies. C'est le besoin de communiquer sur des distances de plus en plus importantes, avec une grande capacité de transfert des informations, qui a donné naissance aux nouvelles techniques de télécommunication dans lesquelles les antennes fixes sont regroupées en réseau.

L'antenne est un des organes clés de la télécommunication terrestre et spatiale. C'est grâce à elle que l'énergie électrique se transforme en énergie électromagnétique rayonnée dans l'espace libre. Ainsi, la conception de l'antenne est différente d'un réseau à l'autre, elle se met en réseau afin d'avoir un gain plus élevé dans une direction privilégiée. La mise en réseau des antennes représente la solution pour de nombreuses applications qui exigent un diagramme de rayonnement particulier, comme le suivi des satellites et le balayage électronique.

Pour une bonne compréhension du fonctionnement des antennes ainsi que les différentes mises en réseau, le deuxième chapitre aura pour but la présentation des caractéristiques radioélectriques et les différents réseaux d'antennes.

II.2 Notions fondamentales

II.2.1 Antenne

Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transformation de l'énergie électrique d'un signal guidé, issu d'un générateur, en énergie électromagnétique rayonnée. De façon inverse une antenne de réception assure la transmission de l'énergie transportée par une onde électromagnétique provenant de l'espace environnant vers un appareil récepteur, l'antenne donc est un transducteur réciproque. Il existe plusieurs types d'antennes, la figure II.1 illustre les plus utilisées [12].

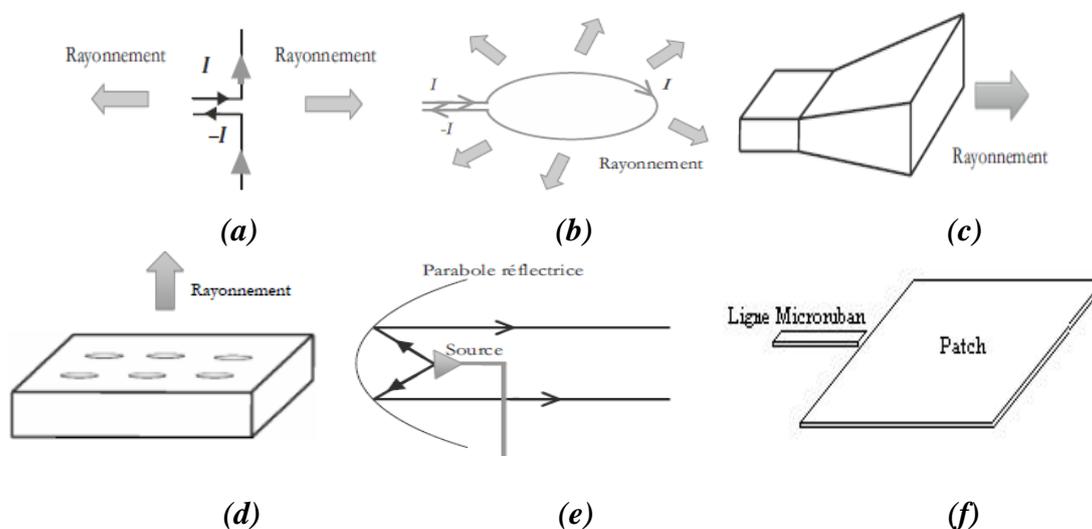


Figure II.1 : Différents types d'antennes.

- Antenne dipolaire (Fig. II.1.a) : elle est constituée de deux fils alignés alimentés par une ligne bifilaire, elle est souvent utilisée aux basses fréquences.
- Boucle magnétique (Fig. II.1.b) : elle est constituée d'un conducteur circulaire alimenté par un générateur à travers une ligne bifilaire.
- Antenne cornet (Fig. II.1.c) : c'est un guide d'onde rectangulaire dont la section est variable ce qui permet de passer graduellement l'onde guidée vers l'espace libre. Elle est très utilisée en haute fréquence.
- Antenne fente (Fig. II.1.d) : c'est un guide d'onde rectangulaire qui contient des fentes sur sa paroi métallique, le rayonnement s'effectue alors perpendiculairement au plan troué du guide.
- Antenne à réflecteur parabolique (Fig. II.1.e) : elle est constituée d'une source d'émission associée à une partie métallique réfléchissante, souvent de forme parabolique.
- Antenne patch (Fig. II.1.f) : c'est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face, et l'élément rayonnant sur l'autre face.

II.2.2 Principe de fonctionnement d'une antenne

Pour mieux comprendre le principe de rayonnement, on fait le raisonnement par rapport à un dipôle rayonnant. L'antenne dipôle est l'antenne la plus utilisée pour les fréquences de la bande métrique et décimétrique, dans ces bandes de fréquence la longueur de chaque brin métallique formant le dipôle est de l'ordre de la longueur d'onde (du fait de l'existence de dipôle quart d'onde et demi-onde). Les courants sont de sens contraires dans la ligne bifilaire, alors que dans le dipôle les courants sont dans le même sens (Fig. II.1.a). La variation rapide de ce courant conduit à une accumulation de charges de signes opposés distribuées sur les brins du dipôle. D'autre part, on sait bien que toute charge et tout mouvement de charge sont capables de créer des champs électrique et magnétique autour d'eux, donc intuitivement le déséquilibre dans la distribution de charges sur les brins d'antenne produit par le courant de conduction variable génère un champ magnétique variable au voisinage de ce fil. La variation du flux de champ magnétique va produire un champ électrique variable et ainsi de suite. Les champs électrique et magnétique se propagent conjointement à l'image d'une vague, en théorie jusqu'à l'infini (Fig. II.2.a).

A la réception, le champ électromagnétique variable qui tombe sur le brin du dipôle produit des mouvements de charges, il y a donc création d'une force électromotrice qui peut être détectée et amplifiée.

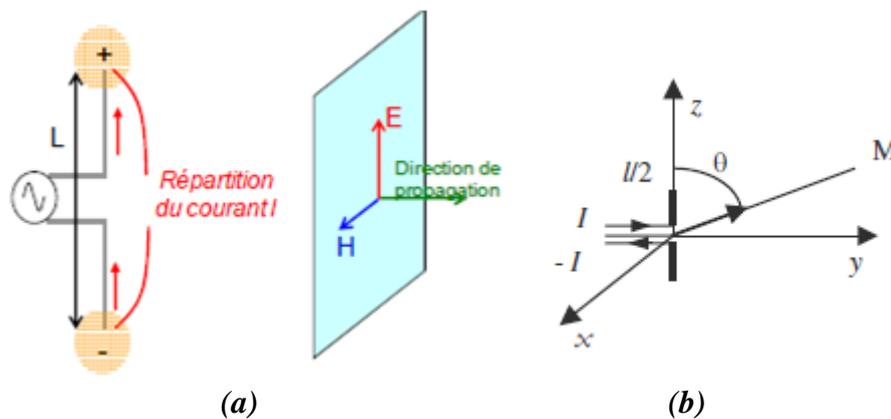


Figure II.2 : Rayonnement d'une antenne dipôle.

Le courant, à haute fréquence, qui circule dans une antenne, produit un champ électromagnétique dans l'espace environnant (Fig.II.2.b). L'expression générale du champ électrique créé en un point M de l'espace est donnée par la relation suivante [12] :

$$\vec{E}(M) = \frac{jk}{4\pi} Z\psi(r) \sin \theta \int_{z_1}^{z_2} I(z') e^{jkz' \cos \theta} dz' \vec{U}_\theta \tag{II.1}$$

Où $k = \frac{\omega}{c}$ est la constante de phase, $\psi(r)$ la fonction de Green et Z l'impédance du vide.

II.2.3 Caractéristiques des antennes

Toute antenne peut être définie par plusieurs caractéristiques. Les caractéristiques de rayonnement ne concernent que les paramètres spécifiques à l'onde électromagnétique issue de l'antenne, et les caractéristiques électriques de l'antenne, considérée comme un élément d'un circuit électrique.

II.2.3.1 Caractéristiques de rayonnement

a)- Diagramme de rayonnement

Une onde électromagnétique rayonnée par une antenne en espace libre transporte une puissance exprimée sous la forme d'un vecteur appelé vecteur de Poyting, il est donné par :

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \tag{II.2}$$

On définit la densité de puissance par angle solide comme suit :

$$p(\theta, \varphi) = \frac{P}{\Omega} \tag{II.3}$$

La représentation spatiale de la puissance rayonnée, est appelée *diagramme de rayonnement*. Il représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace, il indique également les directions de l'espace dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale. On trace dans le diagramme de rayonnement la fonction caractéristique de rayonnement $r(\theta, \varphi)$ qui varie entre 0 et 1 selon la direction.

Cette fonction peut être représentée sous différentes formes, la figure II.3 illustre la représentation en trois dimensions. La fonction caractéristique est donnée par :

$$r(\theta, \varphi) = \frac{p(\theta, \varphi)}{p_0(\theta_0, \varphi_0)} \quad (\text{II. 4})$$

Où :

θ, φ : sont respectivement angle de site (plan vertical), angle d'azimut (plan horizontal).

$p(\theta, \varphi)$: La puissance rayonnée par unité d'angle solide dans une direction quelconque.

$p_0(\theta_0, \varphi_0)$: La puissance maximale rayonnée dans la direction (θ_0, φ_0) .

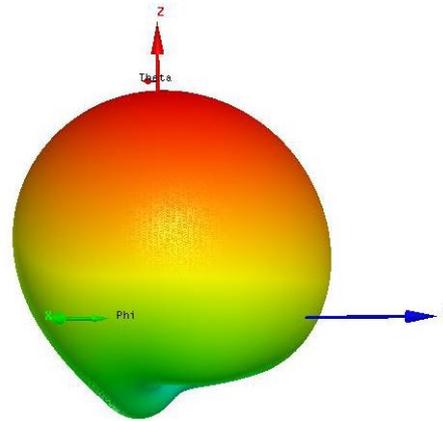


Figure II.3 : Exemple de diagramme de rayonnement d'antenne en 3D.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est principalement relié à sa géométrie mais peut aussi varier avec la fréquence. De façon générale, la puissance est concentrée dans un ou plusieurs « lobes ». Le lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement. Les lobes secondaires sont généralement des lobes parasites, Il est donc nécessaire d'affiner le lobe de rayonnement principal et de réduire au minimum le niveau des lobes secondaires. Si les lobes secondaires sont suffisamment faibles, la presque quasi-totalité de la puissance rayonnée est contenue entre les directions correspondant au rayonnement à demi puissance ou à -3dB. Ces directions limiteront la largeur du lobe principal à une valeur appelée *ouverture* à -3dB du diagramme de rayonnement et l'angle correspondant est appelé *angle d'ouverture*.

b)- La directivité

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne caractérise la manière dont cette antenne concentre sa puissance dans l'espace. Elle représente le rapport entre la puissance émise dans une direction $\Delta(\theta, \varphi)$ et la valeur moyenne de cette puissance pour toutes les directions de l'espace. Une antenne qui admet un faible angle d'ouverture est une antenne fortement directive, une antenne faiblement directive admet un angle d'ouverture important (large ouverture de rayonnement). Pratiquement une antenne est caractérisée par la directivité

maximale D_0 qui est le rapport de la puissance maximale et la puissance moyenne. La directivité s'exprime, en fonction de la densité surfacique de puissance, par [13,14] :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4\pi} \iint p(\theta, \varphi) d\Omega} \quad (\text{II. 5})$$

c)- Gain et efficacité d'une antenne

Une antenne isotrope est une antenne qui rayonne l'énergie qu'on lui fournit de façon identique dans toutes les directions de l'espace. On définit le gain dans une direction comme le rapport de la densité de puissance rayonnée dans cette direction $P(\theta, \varphi)$ à la densité de puissance qui serait rayonnée par une antenne isotrope sans pertes P_A . En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal (θ_0, φ_0) . Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction. Le gain est donné par [13] :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_A} \quad (\text{II. 6})$$

Soit une antenne alimentée par une puissance P_A , cette puissance est transformée en une puissance rayonnée P_R , dans la direction de l'émission. A cause des pertes de transformation d'énergie, la puissance rayonnée est faible devant la puissance d'alimentation. L'efficacité de l'antenne est définie donc par :

$$\eta = \frac{P_R}{P_A} \quad (\text{II. 7})$$

On peut exprimer le gain de l'antenne en fonction de l'efficacité et la directivité comme suit :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (\text{II. 8})$$

Le gain est proportionnel à la directivité. Il porte la même information sur les directions de rayonnement. Le gain tient compte du rendement de transformation entre la puissance d'alimentation et la puissance rayonnée [12].

d)- Polarisation d'une antenne

On entend par polarisation d'une antenne, la polarisation de l'onde électromagnétique rayonnée par cette antenne, elle est donnée par la direction du champ électrique \vec{E} . Lors de l'émission, la connaissance des polarisations de l'antenne d'émission et de réception est indispensable, si les deux polarisations ne sont pas accordées, la puissance reçue ne sera pas maximale.

L'équation de propagation d'une onde électromagnétique dans l'espace libre est obtenue à partir des équations de Maxwell. Les deux équations différentielles de propagation sont :

$$\begin{cases} \Delta \vec{E} - \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \vec{0} \\ \Delta \vec{H} - \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = \vec{0} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

En régime sinusoïdal et en considérant l'axe z comme la direction de propagation, la solution des équations de propagation s'écrit :

$$\begin{cases} \vec{E}(z, t) = \vec{E} e^{j(\omega t - \beta z)} \\ \vec{H}(z, t) = \vec{H} e^{j(\omega t - \beta z)} \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

La représentation graphique de ces solutions en espace libre est illustrée à la figure II.4.a. À partir de l'expression du champ électrique on peut déterminer les différents types de polarisation ; si le champ électrique rayonné à l'infini garde une direction constante dans le temps, parle de polarisation rectiligne, elle peut être verticale ou horizontale. Lorsque l'extrémité du vecteur du champ électrique rayonné à l'infini décrit un cercle ou une ellipse en fonction du temps, on dit alors que la polarisation est circulaire ou elliptique (Fig. II.4.b).

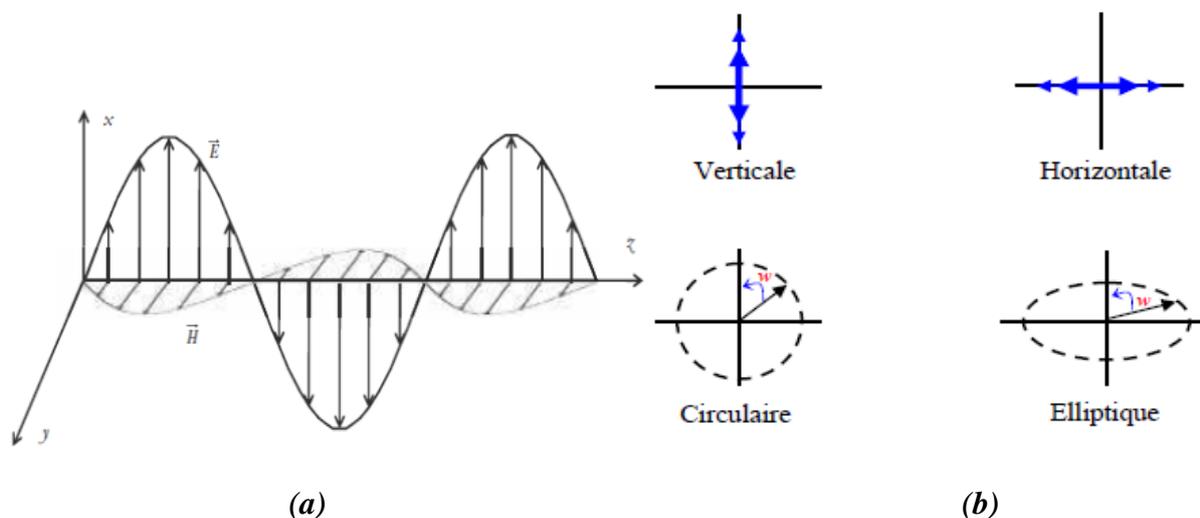


Figure II.4 : Onde électromagnétique dans l'espace et ses différents types de polarisation.

II.2.3.2 Caractéristiques électriques

La détermination des caractéristiques électriques de l'antenne est basée sur un modèle électrique de l'antenne, où elle est modélisée par un circuit passif RLC équivalent (Fig. II.5). La connaissance de ce modèle est indispensable pour comprendre la manière de conversion de la puissance électrique incidente en puissance rayonnée, ce qui nous permet d'améliorer les conditions d'adaptation [15]. Le schéma équivalent de l'antenne exprime les différents effets présents lors de l'alimentation d'une antenne, qui sont [16] :

- L'effet capacitif (capacité C) : L'antenne stocke les charges électriques.
- L'effet inductif (inductance L) : L'antenne stocke l'énergie magnétique.
- L'effet de Joule (la résistance R_{Loss}) : L'antenne dissipe une partie de l'énergie.

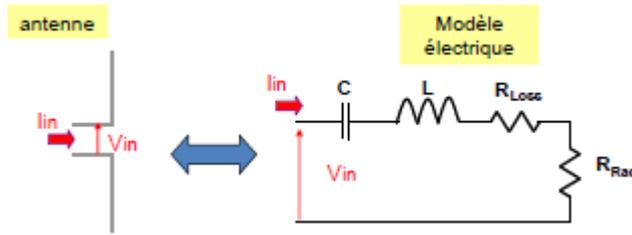


Figure II.5 : Modélisation d'une antenne par un circuit passif RLC.

a)- Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne est donnée par [17] :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + jX_{in} \quad (\text{II. 11})$$

$$\text{Où : } \begin{cases} R_{in} = R_{rad} + R_{Loss} \\ X_{in} = jL\omega + \frac{1}{jC\omega} \end{cases}$$

L'expression de la résistance de l'antenne est constituée de deux termes ; l'un correspondant au rayonnement R_{rad} qui exprime la capacité de l'antenne à convertir l'énergie électrique incidente en une énergie électromagnétique rayonnée, et l'autre correspond à l'effet Joule R_{Loss} . La puissance rayonnée par l'antenne et la puissance totale d'entrée s'écrivent alors :

$$\begin{cases} P_{ray} = \frac{1}{2} R_{rad} I_{in}^2 \\ P_{tot} = \frac{1}{2} R_{in} I_{in}^2 \end{cases} \quad (\text{II. 12})$$

Le rendement d'une antenne est défini par le rapport de la puissance rayonnée à la puissance à l'entrée de l'antenne :

$$\eta = \frac{P_{ray}}{P_{tot}} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{Loss}} \quad (\text{II. 13})$$

b)- Adaptation d'une antenne

Pour assurer le transfert maximal de puissance entre le générateur et l'antenne il faut avoir une adaptation d'impédance. Si l'impédance caractéristique de la ligne de propagation est Z_c et l'impédance d'entrée de l'antenne Z_{in} , le signal se réfléchit à l'entrée de l'antenne avec un coefficient Γ (ou S_{11}) dont l'expression est :

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (\text{II. 14})$$

L'adaptation permet d'annuler le coefficient de réflexion Γ ou S_{11} à l'entrée de l'antenne ($S_{11} = 0 \Rightarrow Z_{in} = Z_c$). La réalisation pratique d'une antenne nous oblige de concevoir l'antenne de telle manière à ce qu'elle présente une impédance d'entrée égale à Z_c à la fréquence de résonance. Il suffit d'ajouter, à l'entrée de l'antenne, un circuit de transformation d'impédance qui modifiera l'impédance d'entrée afin d'assurer l'adaptation d'impédance.

c)- Bande passante

On appelle bande passante d'une antenne, la bande de fréquence où le transfert de puissance du générateur vers l'antenne est maximal. Elle peut être définie en fonction du coefficient de réflexion pour les valeurs inférieures à -10 dB.

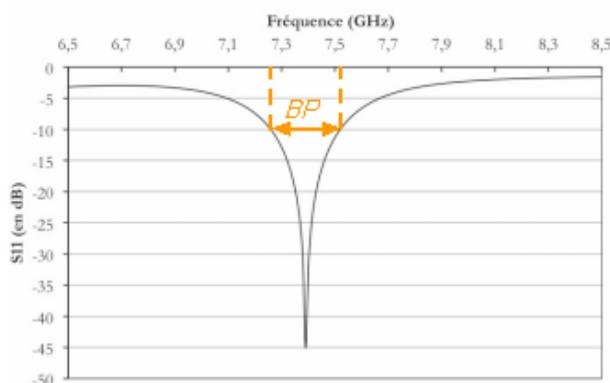


Figure II.6 : Coefficient de réflexion et bande passante.

II.3 Les antennes imprimées

II.3.1 Définitions

L'idée de l'antenne imprimée est née dans les années 50 quand des chercheurs étudiaient les discontinuités qui existent dans les circuits micro-ondes planaires, mais la réalisation pratique du premier prototype vit le jour pendant les années 70, notamment grâce à l'amélioration des techniques de photogravure du cuivre et de l'or sur substrat diélectrique [18,19].

Une antenne imprimée est constituée d'une métallisation de forme géométrie appropriée (rectangulaire, circulaire) appelée *élément rayonnant* déposé sur une face d'un substrat diélectrique, l'autre face est complètement ou partiellement métallisée, elle représente le plan de masse. Une représentation schématique d'une antenne imprimée de forme rectangulaire est donnée par la figure II.7.a [18]. Il faut savoir que les paramètres de l'antenne imprimée (fréquence de résonance, impédance d'entrée) sont caractérisés par l'épaisseur et la permittivité ainsi que les dimensions de l'élément rayonnant. Il existe plusieurs formes d'antennes imprimées, les plus courantes et les plus faciles à mettre en œuvre sont : la forme rectangulaire, circulaire, triangulaire, en anneau et elliptique (Fig. II.7.b) [19].

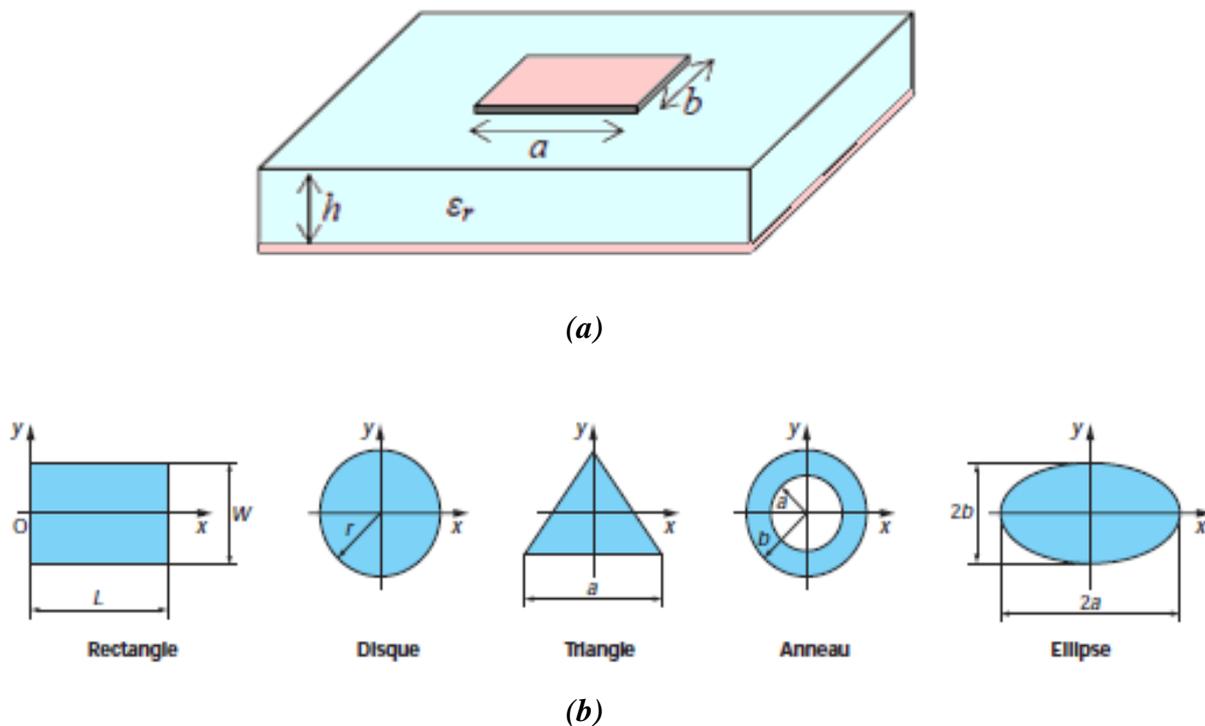


Figure II.7 : Diverses géométries des antennes imprimées.

L'antenne imprimée présente un certain nombre d'avantages parmi lesquels on cite [19] :

- Une structure légère et volume faible.
- Un faible coût de fabrication.
- La possibilité d'impression sur des substrats souples.
- La possibilité d'améliorer les performances par la mise en réseaux de différentes antennes.
- La possibilité de modifier la polarisation de l'onde en agissant sur la géométrie et l'excitation de l'élément rayonnant.

Malheureusement, ces antennes présentent également un certain nombre d'inconvénients qui peuvent limiter leurs domaines d'application. On peut citer :

- Une bande passante souvent étroite.
- Une directivité faible pour un seul élément rayonnant (de l'ordre de 6 dB).
- Une faible tenue de puissance.
- Un risque de rayonnement parasite dû aux jonctions avec l'alimentation.
- La difficulté d'obtenir une haute pureté de polarisation.

II.3.2 Alimentation d'une antenne imprimée

L'un des problèmes sérieux lors de la conception des antennes imprimées est le problème d'adaptation, en effet, les antennes planaires ont une dimension de l'ordre d'une demi-longueur d'onde, ce qui rend l'impédance d'entrée de l'antenne dépendante de la position du point d'alimentation. Pour cela plusieurs techniques d'alimentation ont été

adoptées afin de permettre au phénomène de résonance de s'établir, elles sont classées en trois catégories [19, 20, 21] :

- Alimentation par ligne microruban.
- Alimentation par câble coaxial.
- Alimentation par fente.
- Alimentation par ligne couplée.

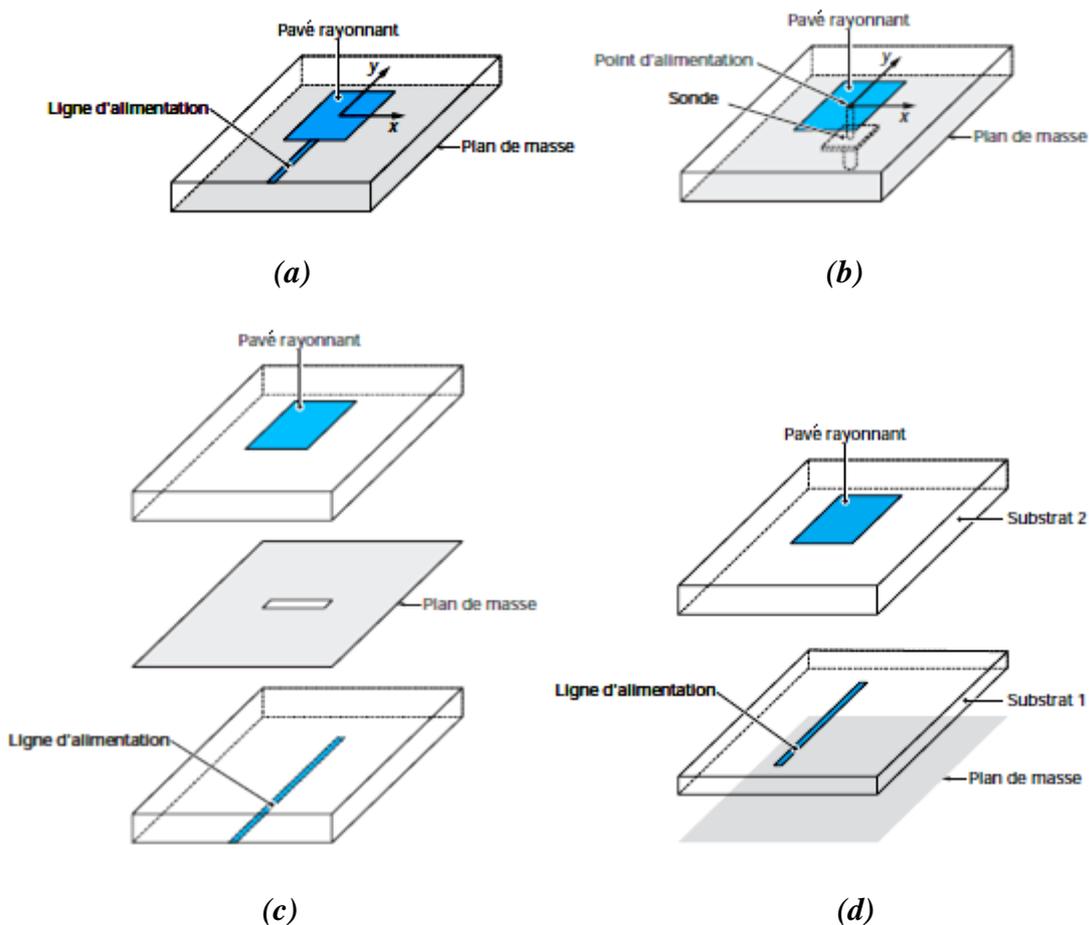


Figure II.8 : Techniques d'Alimentation d'une antenne imprimée.

a)- Alimentation par ligne microruban

L'alimentation la plus aisée et la moins coûteuse consiste à utiliser une ligne microruban sur le même plan que l'élément rayonnant (Fig. II.8.a). L'antenne est considérée comme une charge connectée à une ligne d'impédance caractéristique dépendant de sa longueur, de sa hauteur et du matériau diélectrique qui la supporte. Une fois l'impédance de l'élément rayonnant déterminée (soit mesurée, soit calculée) on choisit les dimensions de la ligne d'alimentation qui assurent la meilleure adaptation. Cependant, si le point d'excitation est mal positionné, il présente une forte impédance et l'adaptation sera difficile. Pour éviter ce problème, il est courant de réaliser des encoches dans l'élément rayonnant dont la taille est bien calculée afin d'obtenir une meilleure adaptation.

Cette disposition présente un inconvénient majeur qui est le rayonnement parasite engendré par la ligne qui peut perturber le rayonnement propre de l'antenne [12,19].

b)- Alimentation par câble coaxial

Cette alimentation est réalisée par contact direct entre l'élément rayonnant (patch) et le câble coaxial. Pour cela on perce un trou dans le plan de masse et le diélectrique de façon à faire passer le conducteur central qui est soudé en un point situé sur l'axe de symétrie du patch dont la distance au bord de l'antenne procure l'adaptation. Le conducteur extérieur du câble est soudé au plan de masse (Fig. II.8.b).

Cette technique présente une meilleure adaptation dans le cas de substrat de faible épaisseur. Par contre, dans le cas de substrat épais, la réactance inductive supplémentaire apportée par la sonde affecte la bande passante, elle peut aussi rayonner [19].

c)- Alimentation par fente

Une solution du problème de rayonnement de la ligne dans l'alimentation par ligne microruban, consiste à réaliser l'alimentation sous une seconde plaque de substrat. Le transfert de puissance de la ligne à l'élément rayonnant se fait par couplage magnétique depuis la ligne à travers la fente. Ce type d'alimentation est appelé alimentation par fente (Fig. II.8.c). Pratiquement il n'existe plus de rayonnement parasite dans l'hémisphère supérieur du patch, mais un rayonnement arrière apparaît. Cette technique nécessite un positionnement très précis qui n'est pas toujours facile à obtenir surtout dans le cas des structures de petites dimensions.

L'adaptation de l'antenne à la ligne est difficile car l'impédance ramenée au plan du patch possède une partie imaginaire et une partie réelle. Pour obtenir l'adaptation adéquate, on peut modifier les dimensions de la fente et la longueur de la ligne [19].

d)- Alimentation par ligne couplée

Dans ce cas, la ligne d'alimentation est placée entre le patch et le plan de masse et positionnée entre deux substrats diélectriques dont le substrat inférieur est d'épaisseur assez faible et de permittivité élevée, le substrat supérieur est plus épais et de faible permittivité, ce qui réduit considérablement le rayonnement de la ligne (Fig. II.8.d).

II.3.3 Principe de fonctionnement d'une antenne imprimée

L'élément rayonnant le plus classique est un rectangle et nous ne nous concentrons que sur ce type d'antennes car le mécanisme de rayonnement d'une antenne imprimée se comprend aisément à partir de cette structure. Deux approches sont utilisées pour expliquer le fonctionnement d'un patch et déterminer leur formule analytique de rayonnement et leurs paramètres. En première approche, l'antenne patch peut être modélisée par une ligne microruban avec des discontinuités et alimentée par un générateur RF, ces discontinuités se comportent comme extrémités rayonnantes. La deuxième approche consiste à voir le patch comme une cavité formée de quatre murs latéraux magnétiques et deux murs horizontaux électriques, le patch agit en basse fréquence comme une capacité qui va stocker les charges de façon uniforme, le champ électrique créé entre le patch et le plan de masse est uniforme. Lorsque la fréquence augmente, la distribution des charges est déséquilibrée. Si l'épaisseur du

substrat diélectrique est faible, le champ électrique dans la cavité rectangulaire est donné par l'équation suivante [20, 21]:

$$E_x = 0; E_y = 0; E_z = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{w}\right) \quad (\text{II.15})$$

Où w et L sont respectivement la largeur et la longueur du patch.

La fréquence de résonance de la cavité est liée aux dimensions, elle est donnée par :

$$f_{m,n} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{w}\right)^2} \quad (\text{II.16})$$

Lorsque la longueur L de la cavité est égale à $\lambda/2$, les composantes normales du champ électrique situés de part et d'autre sur les bords sont en opposition de phase. Ce comportement du champ électrique est lié à une accumulation de charges de signes opposés sur les bords séparés par L , ces bords sont dits *bords rayonnants* et l'antenne entre en résonance comme un dipôle demi-onde. Sur les bords espacés de la largeur w , le champ électrique présente un maximum, un minimum et s'annule à son milieu, de ce fait, ils ne vont pas contribuer au rayonnement (Fig. II.9). En pratique, la largeur w est prise entre $\lambda/2$ et λ et la longueur est égale à 0.49λ [17,19].

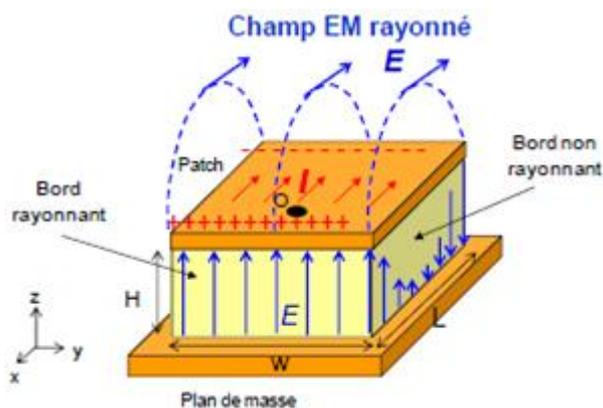


Figure II.9 : Rayonnement d'une antenne patch.

II.3.4 Méthodes d'analyse

La détermination des caractéristiques de rayonnement et électriques nécessite la connaissance de la distribution surfacique de courant sur le patch, malheureusement ceci n'est pas toujours possible en raison des géométries complexes des patches. Pour résoudre ce problème, différentes méthodes ont été proposées, elles permettent d'analyser les antennes imprimées. Ces méthodes sont les méthodes analytiques et les méthodes numériques exactes.

II.3.4.1 Méthodes analytiques

Ces méthodes sont basées sur la modélisation de l'antenne patch. Il y a deux modèles qui permettent de décrire le fonctionnement de l'antenne :

- *Modèle de la ligne de transmission* : où la structure est modélisée par un tronçon de ligne dont les caractéristiques sont bien connues. Cette méthode décrit plus facilement le fonctionnement de l'antenne en termes d'impédance, mais elle est moins précise [21].
- *Modèle de la cavité électromagnétique* : utilisée notamment où la géométrie de l'antenne est quelconque. L'antenne imprimée est modélisée par une cavité électromagnétique de faible épaisseur. Elle décrit plus facilement le rayonnement de l'antenne [20].

II.3.4.2 Méthodes numériques exactes

Elles sont utilisées pour n'importe quelle géométrie de l'antenne patch. Il existe principalement quatre familles de méthode numériques qui sont :

- *La méthode des moments (MOM)* : Elle consiste à discrétiser la surface du patch à l'aide de petits triangles, rectangles, polygones de dimensions de l'ordre de $\lambda/10$ à $\lambda/20$ où on peut déterminer le courant élémentaire. Une fois le courant est obtenu, on peut facilement calculer les caractéristiques électriques et les caractéristiques de rayonnement [22].
- *La méthode des éléments finis (FEM)* : Dans cette méthode on doit discrétiser, en tétraèdres, l'espace où le champ électrique existe, puis former un système d'équations linéaires où les champs sont les inconnus [23].
- *La méthode des différences finies (FDTD)* : La structure à analyser est maillée avec des cellules cubiques où les équations de Maxwell sont approximées par les formules aux différences centrales. Cette méthode permet d'analyser les antennes imprimées lorsqu'elles sont positionnées dans un milieu inhomogène [24].
- *La méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM)* : Cette méthode présente beaucoup d'analogie avec la méthode FDTD [25].

II.3.5. Exemple : antenne patch fonctionnant à 2.45 GHz

Dans ce paragraphe on se propose d'étudier une antenne patch de forme rectangulaire fonctionnant à 2.45 GHz avec une polarisation rectiligne (Fig. II.10), en utilisant l'ADS Momentum pour la simulation. L'antenne réalisée devrait répondre aux différents critères, rassemblés dans le cahier des charges suivant :

- la permittivité relative du substrat $\epsilon_r = 3.04$; $tg\delta = 0.018$.
- la hauteur du substrat diélectrique $h = 3.04 \text{ mm}$;
- la fréquence de résonance $f_r = 2.45 \text{ GHz}$.
- l'impédance d'entrée $Z_{in} = 50 \Omega$.

La procédure de conception suit les étapes suivantes :

- 1- Calculer les dimensions théoriques du patch à réaliser à la fréquence désirée.
- 2- S'assurer que le niveau d'adaptation le plus bas est centré à la fréquence d'émission.
- 3- Mettre des encoches afin d'améliorer l'adaptation de l'antenne patch.

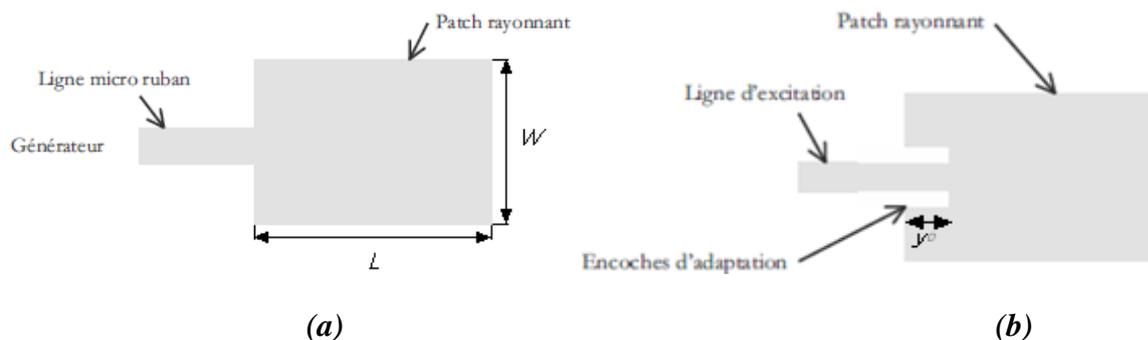


Figure II.10 : Antenne patch rectangulaire : (a)- alimentation par ligne microruban ; (b)- encoche d'adaptation.

II.3.5.1 Calcul des dimensions

Les formules suivantes permettent de calculer les dimensions du patch [18] :

Détermination de la largeur de patch W :

$$w = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{II. 17})$$

Détermination de la longueur de patch L :

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (\text{II. 18})$$

Où : ΔL et ϵ_{eff} sont respectivement l'extension de longueur et la permittivité effective. Elles sont données par :

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} \right] \quad (\text{II. 19})$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)(w/h + 0.264)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)(w/h + 0.813)} \quad (\text{II. 20})$$

Application numérique :

$$c = 3 * 10^8 \text{ m/s} , \epsilon_r = 3.04 , h = 3.04 \text{ mm} , f_r = 2.45 \text{ GHz}$$

On trouve alors : $w = 43.1 \text{ mm} , L = 33.8 \text{ mm}$.

L'alimentation peut se faire par connexion directe avec une ligne microruban (généralement de 50Ω) dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie du patch (Fig. II.10.a). La longueur de la ligne est $\lambda_g/2$; sa largeur est calculée à partir de l'abaque illustré sur la figure I.7.b (Z en fonction de w/h), on trouve les dimensions de la ligne d'alimentation ; $w_l = 7 \text{ mm} , L_l = 35.11 \text{ mm}$.

Sous Momentum on réalise le patch, on définit le substrat et on ajoute le port d'excitation. On lance la simulation dans la bande de fréquence 1GHz-3GHz, type adaptative avec 201 points. Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne est donné sur la figure II.11.

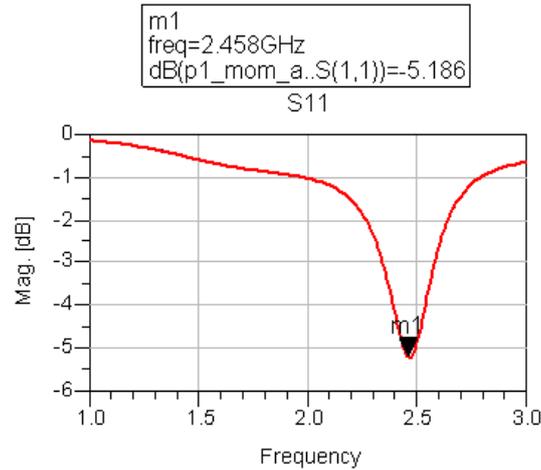


Figure II.11 : Coefficient de réflexion à l'entrée d'une antenne patch sans adaptation en fonction de la fréquence.

D'après l'allure du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence, on remarque que l'adaptation est mauvaise, elle n'est pas centrée à 2.45 GHz, ainsi la valeur de S_{11} pour la fréquence de résonance ($S_{11} = -5.186$ dB) ne répond pas aux exigences. La solution la plus courante pour résoudre le problème d'adaptation est le changement de la géométrie de l'antenne.

II.3.5.2 Adaptation de l'antenne

L'adaptation par encoche consiste à réaliser une encoche dans le patch et insérer la ligne d'alimentation d'une impédance caractéristique de 50 Ohms à une profondeur ou l'impédance de l'antenne est égale à 50 ohms (Fig. II.10.b). Les dimensions des encoches sont données par la relation [14,19] :

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \arccos\left(\frac{R_{\text{désirée}}}{R_{in}}\right)^{1/2} \quad (\text{II. 21})$$

Où :

$R_{\text{désirée}}$: Résistance d'entrée désirée (50 Ω dans notre cas).

R_{in} : Résistance d'entrée au bord du patch ($y_0 = 0$), elle est donnée par :

$$R_{in} = \frac{1}{2G} \quad (\text{II. 22})$$

Où G représente la conductance d'une des fentes rayonnantes (en Siemens), elle s'écrit en fonction de nombre d'onde k , la largeur de patch W et l'épaisseur du substrat h comme suit :

$$G = \frac{w}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{(kh)^2}{24} \right] \quad (\text{II. 23})$$

Pour notre exemple, on trouve $y_0 = 19.1$ mm. On réalise sous Momentum l'antenne avec encoche et on lance la simulation du coefficient de réflexion représentée sur la figure II.11.

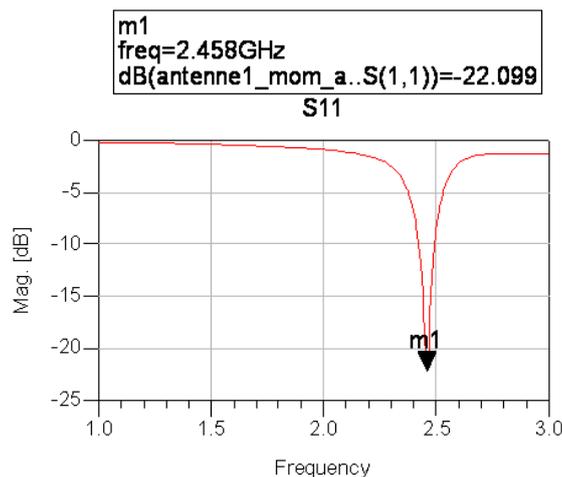


Figure II.11 : Coefficient de réflexion à l'entrée d'une antenne patch adaptée en fonction de la fréquence.

L'adaptation par encoche représente la meilleure solution en terme de coefficient de réflexion, on obtient un pic de -22.099 dB à 2.458 GHz et une bande passante de 71 MHz à -10 dB. La bande passante est relativement faible, pour l'accroître, il est possible d'utiliser un substrat de hauteur élevée (quart d'onde) [8]. L'évolution des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée nous permet de déterminer expérimentalement la fréquence de résonance de l'antenne, l'impédance présente un maximum de la partie réelle associée à une valeur proche de zéro de la partie imaginaire autour de la résonance (Fig. II.12). Il s'agit d'une résistance de rayonnement importante et donc un rayonnement important en espace libre.

La figure II.13 illustre la distribution de courant sur la surface du patch pour différentes fréquences, où la zone verte représente les ventres de courant et la zone en bleu représente les nœuds de courant. On note ici, que les lignes de courant sont parallèles à la direction longitudinale L du patch et il n'y a pas de variation des lignes de courant suivant la largeur W du patch. A 1 GHz un régime d'onde stationnaire s'établit sur la ligne d'alimentation (Fig. II.13.a) et il n'y a pas de courant sur le patch (en fait, il y a une légère fuite de courant dans le patch due à l'impédance d'entrée qui n'est pas nulle). Le patch se comporte comme un court-circuit. On peut remarquer qu'il n'y a pas de maximum et de minimum de courant sur la ligne. Ceci est dû à la longueur de la ligne qui est inférieure à la longueur d'onde de travail ($\lambda = 30$ cm pour $f = 1$ GHz). On remarque la même chose pour la fréquence égale à 3 GHz, mais cette fois des nœuds et des ventres de courant sont établis sur la ligne à cause de la longueur d'onde de travail qui est inférieure à la longueur de la ligne (Fig. II.13.c). A la fréquence de résonance ($f = 2.45$ GHz) l'impédance d'entrée du patch est bien adaptée à la ligne d'alimentation, nous constatons qu'il y a une distribution de courant sur le patch où une demi-sinusoïde de courant suivant la direction longitudinale L va s'établir avec des nœuds de courant au bords et au centre du patch (Fig. II.13.b). Cette distribution surfacique de courant crée un champ électrique parallèle, et orthogonale à la direction de propagation, la polarisation résultante est donc rectiligne. Pour avoir une polarisation circulaire il suffit de

jouer sur la répartition de courant surfacique par l'excitation en deux points différents par deux sources en quadrature [19].

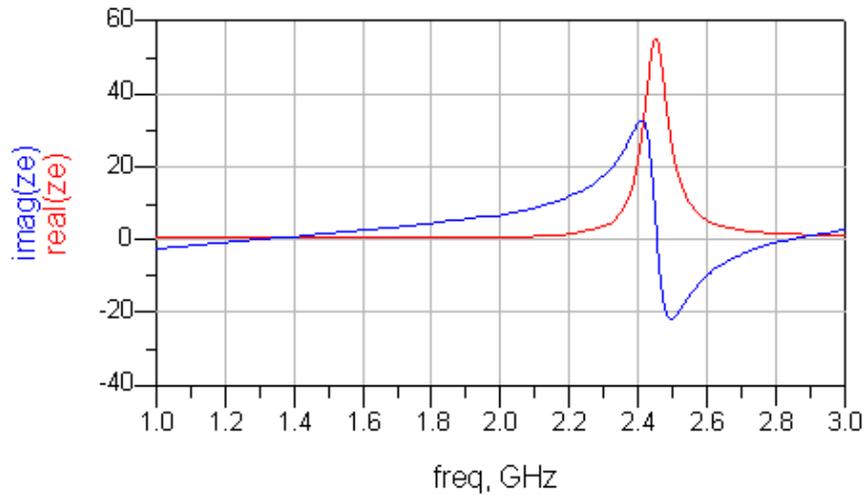


Figure II.12 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence.

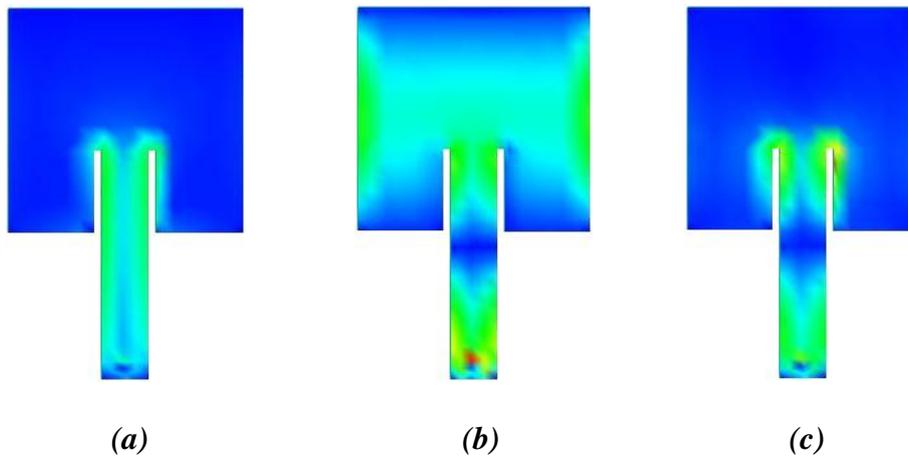


Figure II.13 : Distribution du courant sur le patch : (a)- 1 GHz, (b)- 2.45 GHz, (c)- 3 GHz.

Le diagramme de rayonnement présente un lobe principal, ce qui correspond au diagramme de rayonnement théorique de l'antenne patch (Fig. II.14). Il est représenté dans un plan en coordonnées polaires, le plan E est défini comme le plan formé par les axes (ox, oz) (pour $\varphi = 0$) et le plan H est formé par (oy, oz) (pour $\varphi = \pi/2$). L'angle d'ouverture à -3 dB est 78° sur le plan E et 142° sur le plan H.

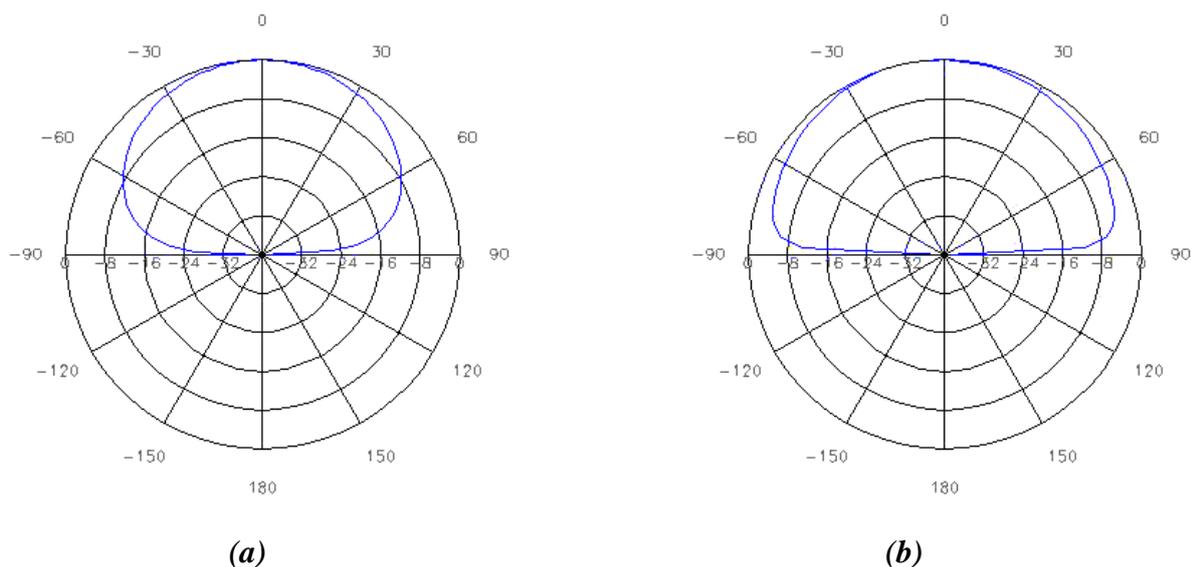


Figure II.14 : diagramme de rayonnement de l'antenne patch : (a)- plan E, (b)-plan H.

II.3.5.3 Discussion

Ce paragraphe a permis de mettre en pratique la fidélité des formules analytiques de dimensionnement de l'antenne patch, qui sont utiles pour un premier dimensionnement. La simulation électromagnétique avec le logiciel ADS-Momentum est une méthode performante permettant d'obtenir les dimensions optimales. Nous avons constaté, lors de la conception, la sensibilité des caractéristiques radioélectriques à la géométrie de l'antenne, on remarque que :

- la fréquence de résonance d'une antenne patch rectangulaire est inversement proportionnelle à sa longueur et à sa largeur. La longueur à une influence importante sur la fréquence de résonance, mais sa largeur à une influence minimale.
- L'adaptation de l'antenne patch rectangulaire est très sensible à la largeur de l'antenne, ainsi qu'à la position du point d'excitation et à la longueur de la ligne d'alimentation.
- La bande passante est très sensible à la position du point d'excitation.

Le tableau II.1 rassemble les caractéristiques radioélectriques de l'antenne étudiée à la fréquence de résonance 2.45 GHz. L'adaptation par encoche améliore considérablement les caractéristiques électriques (l'impédance d'entrée et l'adaptation). En revanche, le gain de l'antenne, sa bande passante et son efficacité sont très faibles ce qui ne répond pas au cahier des charges pour certaines applications. Pour améliorer les caractéristiques de rayonnement, une solution adéquate consiste à associer un ensemble d'antennes identiques dans un réseau, appelé *réseau d'antennes*.

Directivité (D_0)	Gain (G_0)	Efficacité	Angle d'ouverture	Bande passante	Impédance d'entrée
6.9525 dB	3.8504 dB	55.38 %	Plan E : 142° Plan H : 78°	71 MHz	55.05 – j1.72

Tableau II.1 : Caractéristiques radioélectriques de l'antenne patch rectangulaire étudiée.

II.4 Réseau d'antennes

II.4.1 Définition

Un réseau d'antennes est un assemblage d'antennes élémentaires identiques (antennes filaires, cornets, patchs ...) avec la même orientation, disposées selon une forme donnée et excitées par un système d'alimentation, afin de créer un rayonnement de forme particulière. Le rayonnement résultant est la superposition des rayonnements provenant de chaque élément, la puissance rayonnée est donc plus grande. Le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antenne est plus étroit que celui d'une antenne élémentaire, sa directivité et son gain sont aussi importants, c'est pour ces avantages que les systèmes de télécommunication récents utilisent les réseaux d'antennes comme dispositifs d'émission et de réception [26,27].

II.4.2 Facteur de réseau

Soit le réseau d'antennes à N éléments identiques et indépendants notés S_i , disposés sur une surface quelconque et espacés deux à deux avec une distance d appelée *pas du réseau*, tel que d est choisi de façon à éliminer le couplage électromagnétique entre eux (Fig. II.15).

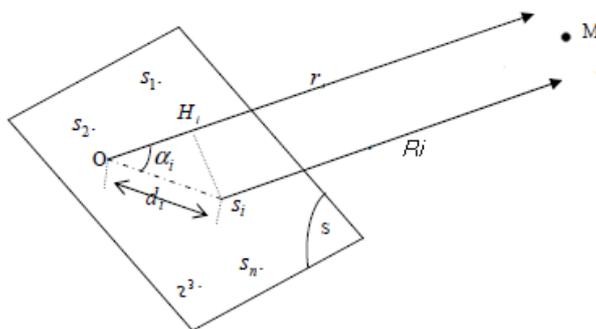


Figure II.15 : Géométrie d'un réseau d'antenne.

Où S_i est la source élémentaire d'ordre i . $C_i e^{j\psi_i}$ l'alimentation complexe de la source d'ordre i , d_i la distance entre l'origine et l'antenne i , R_i la distance entre l'antenne i et le point M, r la distance entre l'origine et le point M, α_i l'angle d'élévation entre la surface et la direction de R_i et $\vec{f}_i(\theta, \varphi)$ le diagramme vectoriel de rayonnement.

Le champ électrique lointain créé par l'antenne i est donné par :

$$\vec{E}_i(r, \theta, \varphi) = \vec{f}_i(\theta, \varphi) \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \quad (\text{II. 24})$$

Toutes les antennes sont physiquement identiques, elles ont le même diagramme vectoriel de rayonnement noté $\vec{f}(\theta, \varphi)$. Elles sont alimentées avec une amplitude C_i et une phase ψ_i . L'alimentation et le diagramme de rayonnement vectoriel sont reliés par la relation :

$$\vec{f}_i(\theta, \varphi) = C_i e^{j\psi_i} e^{jk\vec{d}_i \cdot \vec{U}} \vec{f}(\theta, \varphi)$$

Où : $k = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde.

\vec{d}_i est le vecteur position de la source i dans le repère.

Le champ total rayonné en un point M, éloigné dans l'espace, est la somme vectorielle des champs créés par chacune des antennes :

$$\begin{aligned} \vec{E}(r, \theta, \varphi) &= \sum_{i=1}^N \vec{E}_i(r, \theta, \varphi) \\ &= \sum_{i=1}^N \vec{f}_i(\theta, \varphi) \frac{e^{-jkR_i}}{4\pi R_i} \\ &= \sum_{i=1}^N C_i e^{j\psi_i} e^{jk\vec{d}_i \cdot \vec{U}} \frac{e^{-jkR_i}}{4\pi R_i} \vec{f}(\theta, \varphi) \end{aligned}$$

Le point M étant situé à grande distance, on peut écrire la relation entre les grandeurs géométriques comme suit :

$$R_i = r - \vec{d}_i \cdot \vec{U}$$

On remplace cette relation dans l'expression du champ électrique total :

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N C_i e^{j\psi_i} e^{jk\vec{d}_i \cdot \vec{U}} \frac{e^{-jk(r - \vec{d}_i \cdot \vec{U})}}{4\pi R_i} \vec{f}(\theta, \varphi) \quad (\text{II. 25})$$

Puisque la fonction $1/R_i$ varie moins vite que la fonction $e^{-jk(r - \vec{d}_i \cdot \vec{U})}$, ceci nous permet d'écrire [8] :

$$\frac{e^{-jk(r - \vec{d}_i \cdot \vec{U})}}{4\pi R_i} \cong \frac{e^{-jk(r - \vec{d}_i \cdot \vec{U})}}{4\pi r}$$

L'expression du champ électrique total devient donc :

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = \frac{\vec{f}(\theta, \varphi)}{4\pi r} e^{-jkr} \sum_{i=1}^N C_i e^{j(\psi_i + k\vec{d}_i \cdot \vec{U})} \quad (\text{II. 26})$$

On pose :

$$EF = \frac{\vec{f}(\theta, \varphi)}{4\pi r} e^{-jkr} \text{ et } AF = \sum_{i=1}^N C_i e^{j(\psi_i + k\vec{d}_i \cdot \vec{u})}$$

Le champ électrique total est le produit de deux facteurs [26, 27] :

- *Le facteur d'élément* (noté EF) ; qui exprime la contribution d'un seul élément rayonnant, au diagramme de rayonnement. Habituellement le terme $e^{-jkr}/4\pi r$ est éliminé parce que la description du diagramme de rayonnement s'effectue dans une sphère normalisée de rayon égal à l'unité.
- *Le facteur de réseau* (noté AF) ; ce terme est fonction uniquement des coefficients d'alimentation et des positions des éléments rayonnants. Il traduit l'effet de la mise en réseau de plusieurs antennes sur le diagramme de rayonnement total. En effet, les facteurs qui contribuent à la formation du diagramme de rayonnement du réseau sont l'espacement entre les sources ainsi que la phase et l'amplitude de l'excitation. Le diagramme de rayonnement d'un réseau est alors le produit du diagramme de rayonnement d'un élément isolé par le facteur de réseau. La forme du facteur de réseau peut se simplifier par le choix du plan et de la configuration géométrique du réseau.

II.4.3 Alimentation d'un réseau d'antennes

La synthèse d'un réseau consiste à trouver les bons coefficients de pondération en amplitude et/ou en phase qui permettent d'approcher au mieux le besoin. Pour cela, l'alimentation d'un réseau d'antennes s'effectue à travers un réseau d'alimentation qui assure la répartition d'énergie sur différentes antennes élémentaires. Selon le besoin, le réseau d'excitation peut avoir des architectures différentes. Dans le cas d'un réseau d'antennes patch, le principe de la répartition d'énergie se fait par des lignes microrubans, où les déphaseurs, les diviseurs et les combineurs de puissance sont réalisés par des lignes microruban. Nous montrons sur la figure II.16 deux types d'alimentations d'un réseau d'antennes.

- *Alimentation série* : les éléments rayonnants sont excités en série à travers une ligne de transmission. Entre deux éléments rayonnants consécutifs il y a un déphaseur qui permet d'imposer la loi de phase appropriée (Fig. II.16.a).
- *Alimentation parallèle* : le circuit d'alimentation possède une entrée et plusieurs sorties égales aux nombres des éléments rayonnants. La synthèse du réseau permet de déterminer les coefficients de pondération et les déphasages des signaux à affecter à chaque élément (Fig. II.16.b).

Le problème de synthèse doit répondre aux contraintes de rayonnement, surtout la réduction des lobes secondaires et l'amélioration du lobe principal. Pour cela, il existe diverses lois d'alimentation en amplitude d'un réseau d'antennes, telles que celles données par [14] :

Pour un réseau de N éléments rayonnants, les coefficients d'excitation C_i sont donnés par :

- Loi uniforme ; $C_i = 1; \forall i = 1, \dots, N$.
- Loi triangulaire ; $C_i = (1 - 2|i|/D); \forall i = 1, \dots, N$.
- Loi cosinus ; $C_i = \cos(\pi i/D); \forall i = 1, \dots, N$.
- Loi cosinus carré ; $C_i = \cos^2(\pi i/D)$; ou encore : $C_i = (1/3)(1 + 2 \cos^2(\pi i/D))$.
- Loi binomiale ; le développement de la fonction $(1 + x)^{m-1}$ en série permet de déterminer les coefficients d'excitation :

$$(1 + x)^{m-1} = 1 + (m-1)x + \frac{(m-1)(m-2)}{2!}x^2 + \dots + \frac{(m-1) \dots (m-p)}{p!}x^p$$

Où m représente le nombre d'éléments rayonnants du réseau. Les coefficients d'excitation sont les coefficients de polynôme. Ils sont obtenus par le triangle de pascal et s'écrivent sous la forme :

$$C_i = \binom{N-1}{i-1} = \frac{(N-1)!}{(i-1)!(N-i)!}; i = 1, \dots, N \quad (\text{II. 27})$$

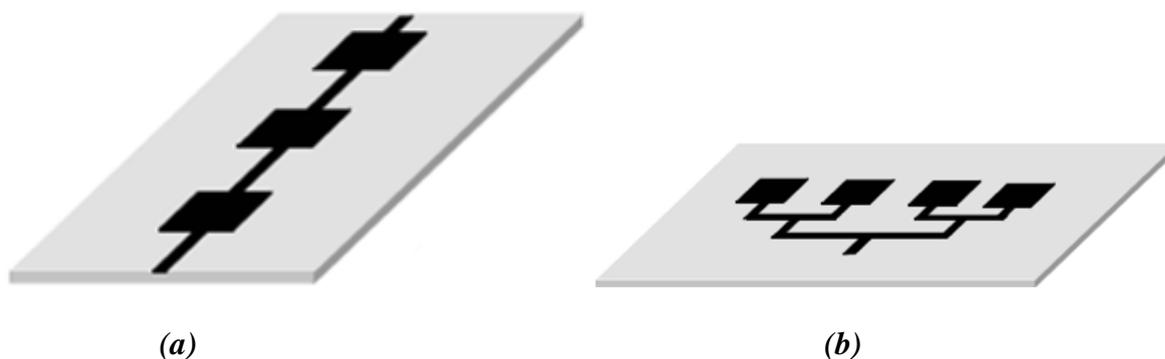


Figure II.16 : Alimentation d'un réseau d'antennes patch.

(a)-série (b)-parallèle

II.4.4 Types de réseaux d'antennes

Le gain et la directivité d'une antenne élémentaire telle que le dipôle ou les antennes imprimées sont assez faibles car le rayonnement est très peu directif, ces antennes ne répondent pas toujours aux exigences de certaines applications. Leur association crée un réseau dont la particularité est d'avoir un gain plus élevé dans une direction privilégiée puisque la taille électrique globale de l'antenne est augmentée. Les réseaux possèdent surtout l'avantage de pouvoir effectuer un balayage électronique du faisceau rayonné. On peut donc, par commande électronique, pointer successivement plusieurs directions ou modeler de manière dynamique le diagramme de rayonnement [26, 27, 28].

Il existe plusieurs configurations géométriques des réseaux d'antennes que l'on peut regrouper comme suit : réseau linéaire, réseau circulaire, réseau planaire (forme rectangulaire ou circulaire) et réseau volumique (Fig. II.17).

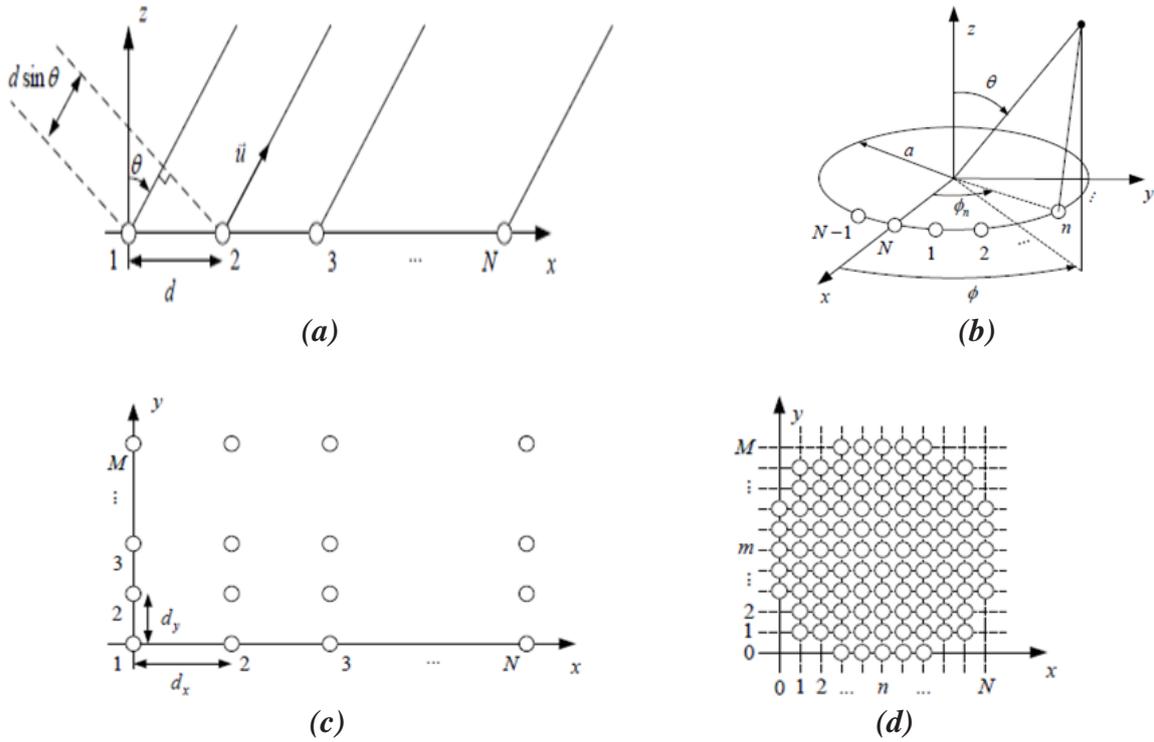


Figure II.17 : Géométries d'un réseau d'antennes.

(a)-linéaire (b)-circulaire (c)-planaire (d)-volumique

II.4.4.1 Réseaux linéaires

Un réseau linéaire est un réseau où les sources sont alignées le long d'une ligne droite et espacées d'une distance constante d (Fig. II.17.a). Dans ce cas, les propriétés de la mise en réseau apparaissent dans le plan contenant les sources et la normale aux sources élémentaires, soit pour $\varphi=0$ dans le repère choisi ; l'étude se limite généralement à ce plan et l'expression du facteur de réseau se simplifie alors comme suit [29]:

$$\vec{d}_i \vec{u} = d_i \sin \theta \cos \varphi \tag{II. 28}$$

Et puisque : $\varphi = 0$ et $d_i = (i - 1)d$ (sources équidistantes) ; $\vec{d}_i \vec{u} = (i - 1) d \sin \theta$, l'expression du facteur de réseau n'est fonction que de θ :

$$AF(\theta) = \sum_{i=1}^N C_i e^{j(\psi_i + (i-1)kd \sin \theta)} \tag{II. 29}$$

D'après la relation II.29, le facteur de réseau est une somme de nombres complexes, il est donc maximal (en valeur absolue) dans une direction donnée lorsque tous les termes sont en phase dans cette direction, et peut être nul dans une autre direction ou les termes sont déphasés. Pour cela, une loi d'alimentation est utilisée pour alimenter le réseau d'antennes. La loi d'alimentation peut être soit une loi d'amplitude où les amplitudes des excitations suivent

une loi de distribution (uniforme, binomiale, etc.), soit une loi de phase où les phases suivent une loi de distribution donnée.

Le gain de réseau est l'un des critères les plus sensibles dans le choix de la loi d'alimentation. Plus généralement le gain de réseau peut s'écrire [30]:

$$G_{r,dB} = 10 \log_{10} \left[\frac{(\sum_{i=1}^N C_i)^2}{\sum_{i=1}^N C_i^2} \right] \quad (\text{II. 30})$$

La figure II.18 nous montre la variation du gain de réseau en fonction du nombre d'éléments rayonnants pour une loi d'excitation uniforme et pour une loi d'excitation binomiale. Le gain de réseau est maximal pour le cas d'une excitation uniforme, on constate une baisse du gain pour l'excitation binomiale.

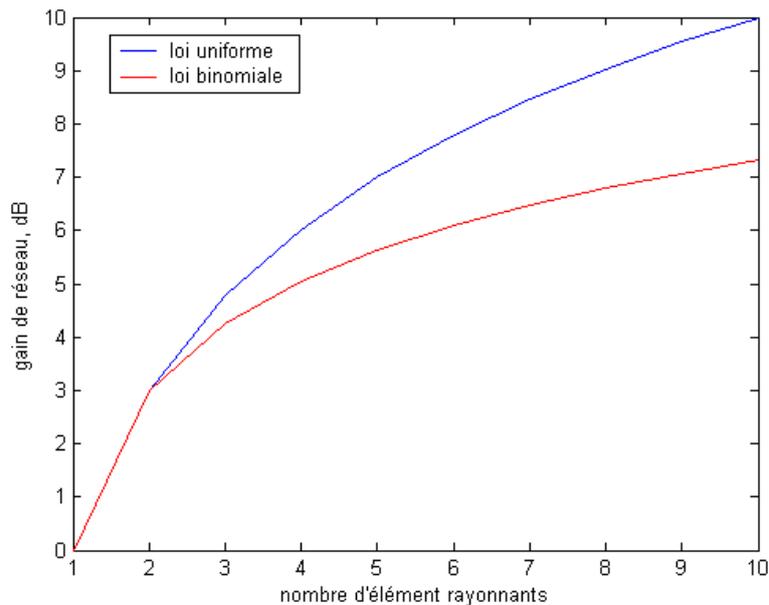


Figure II.18 : Gain de réseau en fonction du nombre d'éléments rayonnants.

Exemple de calcul d'un réseau linéaire :

Nous nous limitons dans cet exemple au cas de réseau phasé, c'est-à-dire un réseau à loi d'amplitude uniforme et unitaire, et une phase qui progresse linéairement d'un élément à l'autre :

$$\psi_1 = 0; \quad \psi_2 = \delta; \quad \psi_3 = 2\delta; \quad \dots \quad \psi_N = (N - 1)\delta$$

Où δ est le déphasage entre deux excitations successives. Le facteur de réseau s'écrit dans ces conditions :

$$AF(\theta) = \sum_{i=1}^N e^{j(i-1)(\delta + kdsin\theta)} \quad (\text{II. 31})$$

On pose : $\Delta = \delta + kdsin\theta$, l'expression de $AF(\theta)$ est la somme d'une série géométrique de raison $e^{j\Delta}$, le facteur de réseau devient alors :

$$AF(\theta) = \frac{e^{jN\Delta} - 1}{e^{j\Delta} - 1} \quad (\text{II. 32})$$

En pratique, on ne s'intéresse souvent qu'à l'amplitude des champs rayonnés et non à la phase. On prend alors la norme du facteur du réseau. On utilise aussi un facteur de réseau normalisé (*Normalized Array Factor*) dont la valeur ne dépasse pas l'unité. Dans notre cas (réseau à loi d'amplitude uniforme unitaire et déphasage linéaire) on trouve :

$$AF(\theta) = \frac{1}{N} \frac{\sin(\frac{N\Delta}{2})}{\sin(\frac{\Delta}{2})} \quad (\text{II. 33})$$

On suppose que l'antenne élémentaire est l'antenne patch présentée à la figure II.13. Le facteur de réseau et les diagrammes de rayonnements d'un élément rayonnant de réseau sont tracés sur la figure II.19. On remarque que le nombre des lobes secondaires augmente avec l'augmentation du nombre d'éléments constituant le réseau. Ainsi l'ouverture du lobe principal diminue et le réseau devient de plus en plus directif, au fur et à mesure que le nombre d'éléments augmente.

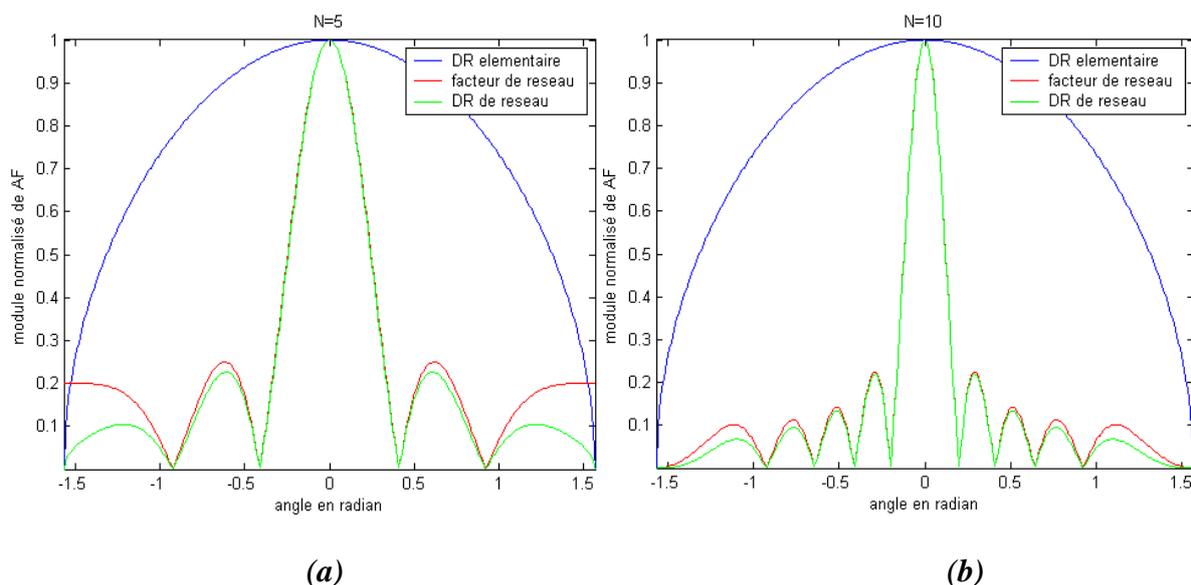


Figure II.19 : Variation du facteur de réseau et diagrammes de rayonnement en fonction du nombre d'éléments N constituant le réseau.

L'espacement entre les éléments du réseau fixe le nombre des lobes du réseau. La figure II.20 donne une représentation cartésienne de ces lobes pour un réseau linéaire de 10 éléments rayonnants. Comme on peut le voir sur cette figure, tous les lobes du réseau ont le même niveau de puissance, cependant, on cherche à minimiser le niveau de puissance des lobes secondaires, car ils induisent une perte de puissance dans des directions non désirées, il

faudrait donc choisir l'espace entre les éléments rayonnants de manière à n'obtenir qu'un lobe principal. Le choix optimal de l'espace doit être inférieur à la longueur d'onde [30].

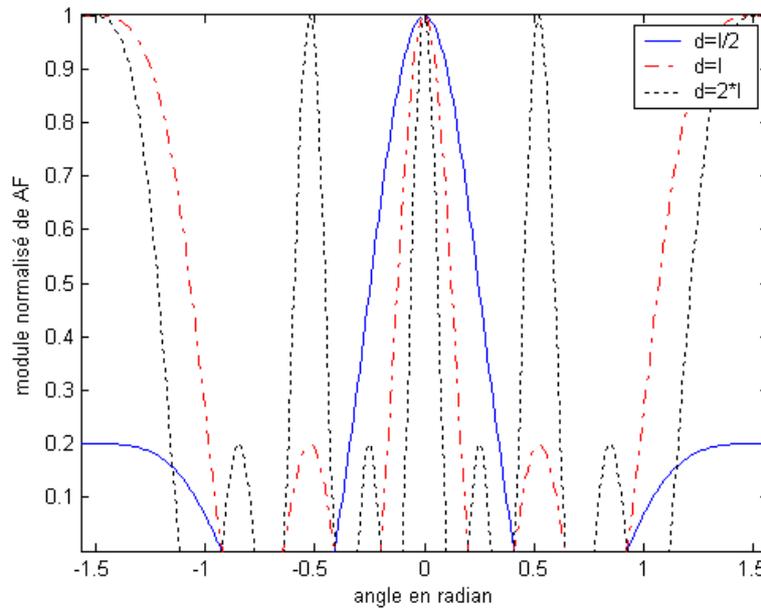
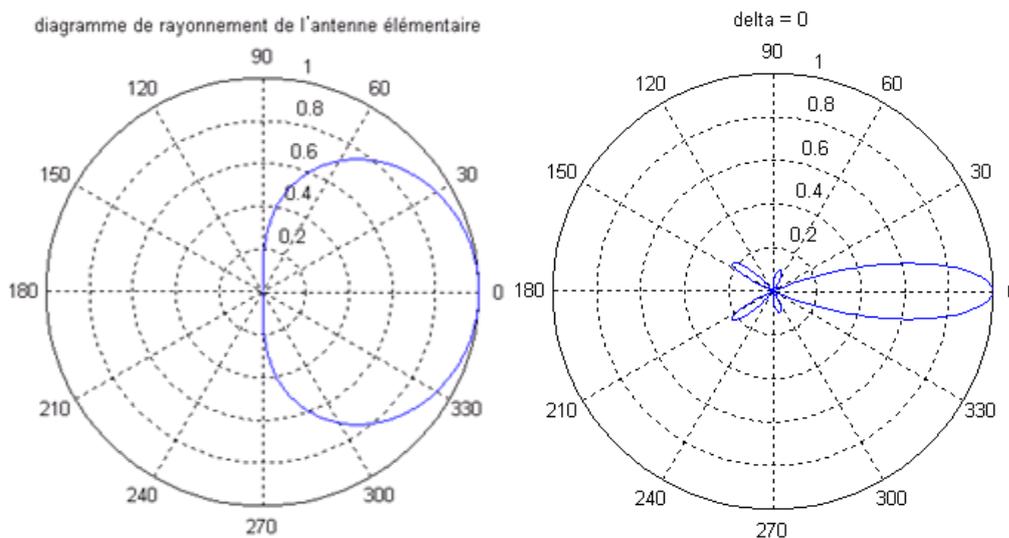


Figure II.20 : Effet de l'espace entre les éléments sur le facteur de réseau.

La variation de la phase entre les éléments fixe l'orientation du lobe principal dans une direction particulière. La figure II.21 donne les diagrammes de rayonnement pour l'antenne élémentaire et le réseau des antennes ($N=5$ et $d=\lambda/2$) dans le plan E, pour différentes valeurs du déphasage entre excitations successives δ .



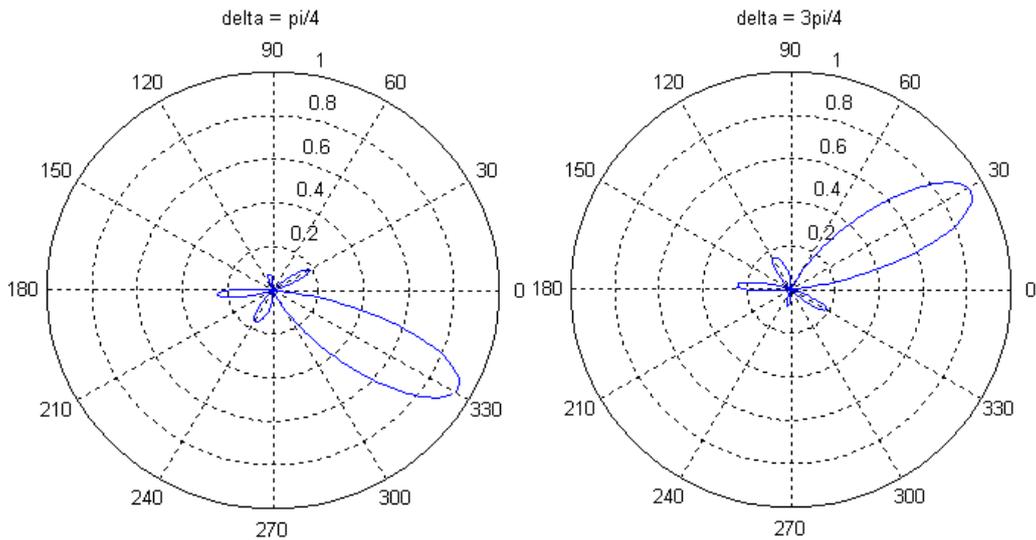


Figure II.21 : Orientation du diagramme de rayonnement du réseau par le changement de la phase entre éléments.

En général l'angle de dépointage θ à la normale d'un réseau d'antennes linéaires, de pas d et de longueur d'onde λ , est donné en fonction du gradient du phase de réseau par la formule suivante :

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\lambda\delta}{2d\pi}\right) \tag{II. 34}$$

L'allure de l'angle de dépointage en fonction de l'espacement entre les éléments rayonnants et représenté sur la figure II.22. Un bon compromis entre la zone à balayer par le réseau et la directivité à obtenir est obtenu pour un pas de réseau situé entre 0.45λ et 0.85λ , pour une couverture évoluant entre 180° et 80° [28, 29, 30].

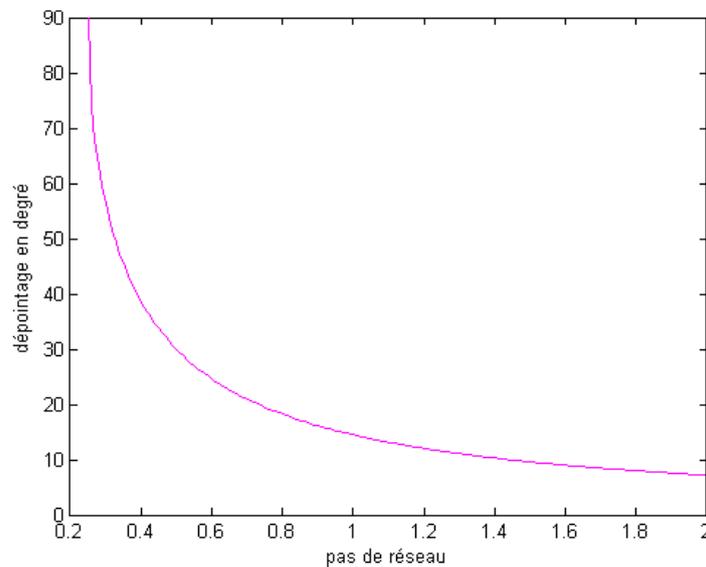


Figure II.22 : Evolution du dépointage en fonction du pas du réseau d .

Le choix de la loi d'excitation a un fort impact sur le nombre et le niveau des lobes secondaires. En effet, certaines applications exigent un chevauchement minimale entre les faisceaux, ce qui oblige les concepteurs à adopter une pondération en amplitude des signaux d'excitation répondant aux exigences. La figure II.23 représente les facteurs de réseaux pour deux réseaux ayant successivement 5 et 10 éléments rayonnants, pour une loi d'excitation uniforme (fig. II.23.a) et une loi binomiale (fig. II.23.b). On constate une réduction importante dans le nombre et le niveau des lobes secondaires pour la loi d'excitation binomiale, on remarque également que le nombre des éléments rayonnants a un effet sur la largeur du lobe principal et donc sur la directivité du réseau, par contre leur effet sur les lobes secondaires est minime.

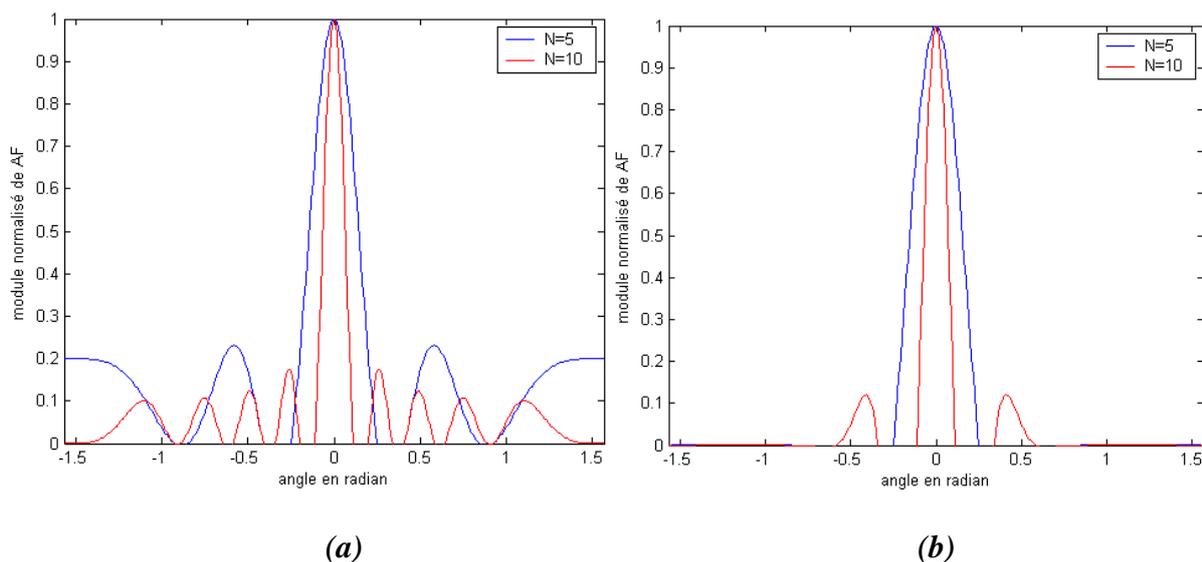


Figure II.23 : Evolution du facteur de réseau en fonction de la loi d'excitation.
(a)-loi uniforme. (b)-loi binomiale.

II.4.4.2 Réseaux circulaires

Un réseau circulaire et un réseau où les éléments rayonnants sont répartis sur le périmètre d'un cercle et d'espacements égaux (Fig. II.17.b). Le plan où l'analyse de réseau se limite est le plan horizontal, il est caractérisé par les coordonnées polaires (a, φ) . On va suivre une méthode analogue à celle des réseaux linéaires pour trouver la forme de facteur de réseau [31].

Deux éléments rayonnants successifs i et $i+1$ du réseau sont espacés par la même distance $a \cdot \Delta\varphi$ où $\Delta\varphi = \varphi_{i+1} - \varphi_i$ avec φ_{i+1} et φ_i respectivement les positions angulaires des éléments rayonnants i et $i+1$, soit $\varphi_i = \frac{i2\pi}{N}$ [32].

Puisque $d_i = a$ quel que soit i , où a est le rayon du cercle, le produit scalaire s'écrit dans le plan caractérisé par l'angle d'azimut φ , sous la forme :

$$\vec{d}_i \cdot \vec{u} = a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_i)$$

L'expression générale du facteur de réseau devient alors :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N C_i e^{j(\psi_i + ka \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_i))} \quad (\text{II. 35})$$

On peut focaliser le lobe principal du diagramme de rayonnement du réseau dans une direction désirée (θ_0, φ_0) par l'application d'une alimentation dont la phase de chaque source est [32, 33]:

$$\psi_i = -ka \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_i) \quad (\text{II. 36})$$

Exemple d'un réseau circulaire :

On considère un réseau circulaire constitué de 4 antennes patches identiques espacées de $\lambda/4$ et alimentées par une loi d'amplitude uniforme unitaire. Le diagramme de rayonnement correspondant est orienté vers $+30^\circ$, nous constatons aussi la naissance de lobes secondaires importants dans des directions non privilégiées (Fig. II.24).

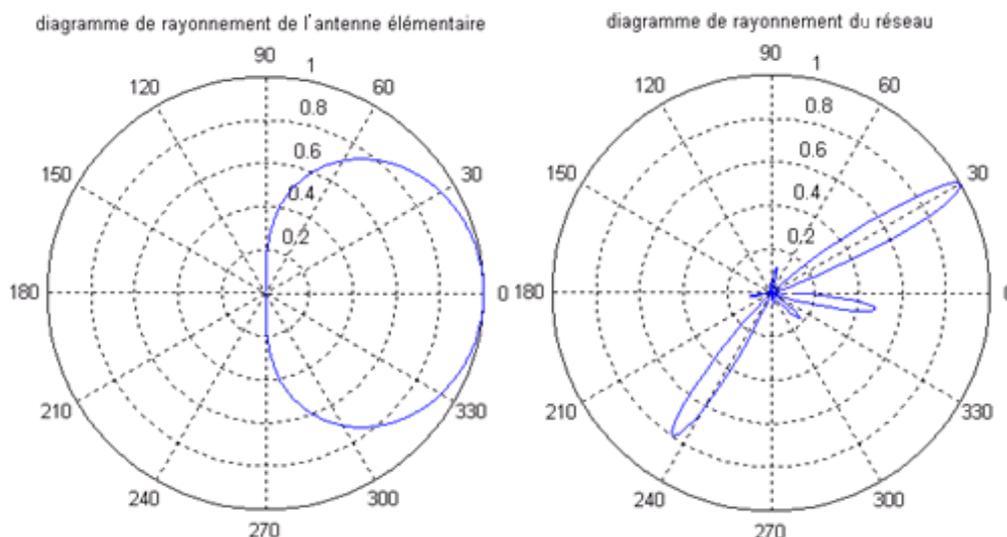


Figure II.24 : Orientation du diagramme de rayonnement d'un réseau circulaire.

II.4.4.3 Réseaux planaires

Un réseau planaire est un arrangement des antennes dans un plan. Il y a deux formes de réseaux planaires [34, 35] :

Le réseau planaire à forme rectangulaire qui est une généralisation du plan du réseau linéaire. Le cas le plus simple à mettre en équation correspond à la mise en réseau selon un maillage rectangulaire de $N \times M$ éléments rayonnants. Le pas du réseau rectangulaire ainsi obtenu peut être différent selon les deux axes principaux du réseau, tel qu'illustré sur la figure II.17.c. Le facteur de réseau s'écrit :

$$f(u, v) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M C_{nm} e^{j\psi_{nm}} e^{j(k(n-1)d_x u + k(m-1)d_y v)} \quad (\text{II. 37})$$

Où : $u = \sin \theta \cos \phi$ et $v = \sin \theta \sin \phi$. Dans le cas d'un réseau phasé, il est possible de découpler les deux axes principaux du réseau. Le facteur de réseau se réécrit alors :

$$f(u, v) = \left(\sum_{n=1}^N e^{j(k(n-1)d_x u - \psi_n)} \right) \left(\sum_{m=1}^M e^{j(k(m-1)d_y v - \psi_m)} \right) \quad (\text{II. 38})$$

Pour trouver le maximum du facteur de réseau dans une direction (θ_0, ϕ_0) , il suffit d'appliquer un retard de phase $\psi_n + \psi_m$ à chacun des éléments du réseau avec :

$$\begin{cases} \psi_n = knd_x \sin \theta_0 \cos \phi_0 \\ \psi_m = kmd_y \sin \theta_0 \sin \phi_0 \end{cases} \quad (\text{II. 39})$$

Le réseau planaire à forme circulaire est une configuration intéressante car il permet une répartition azimutale des lobes secondaires et réduit ainsi les niveaux. Par contre, la formulation pour ces réseaux est un peu plus compliquée puisqu'il n'est plus possible de séparer les deux axes comme dans la configuration rectangulaire. Dans le cas d'un maillage rectangulaire, le facteur de réseau peut s'écrire comme suit :

$$f(u, v) = \sum_{i=1}^N (e^{j[k(i-1)d_x u - \psi_i]}) \left(\sum_{m=1}^{M_i} e^{j[k(m-1)d_y u - \psi_m]} \right) \quad (\text{II. 40})$$

Où I_i et M_i sont des entiers qui dépendent de i tels que $0 \leq I_i \leq M_i \leq N$. Ces entiers permettent de décrire la variation du nombre d'éléments rayonnants par rangée, comme le montre la figure II.17.d [22].

L'intérêt des réseaux planaires est qu'ils permettent de pointer le rayonnement principal dans n'importe quelle direction de l'espace, ce qui justifie leur utilisation dans les applications qui nécessitent une exploration bidimensionnelle tels que les radars.

Exemple d'un réseau planaire :

Nous analyserons, par la suite, un réseau planaire de 100 éléments rayonnants identiques arrangés sur une grille carrée de 10x10, les éléments sont espacés par $d_x = \lambda/2$ et $d_y = \lambda$. On note que le diagramme de rayonnement du réseau planaire dans les plans principaux ($\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$) est identique à celui d'un réseau linéaire de 10 éléments. Dans la figure II.25 nous avons représenté le diagramme de rayonnement d'un élément rayonnant (Fig. II.25.a) et le diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau planaire à 100 éléments rayonnants (Fig. II.25.b).

On remarque que le diagramme de rayonnement du réseau planaire à 100 éléments est caractérisé par l'existence d'un lobe principal très directif, avec l'apparition de lobes secondaires d'amplitudes différentes qui sont inversement proportionnels à θ .

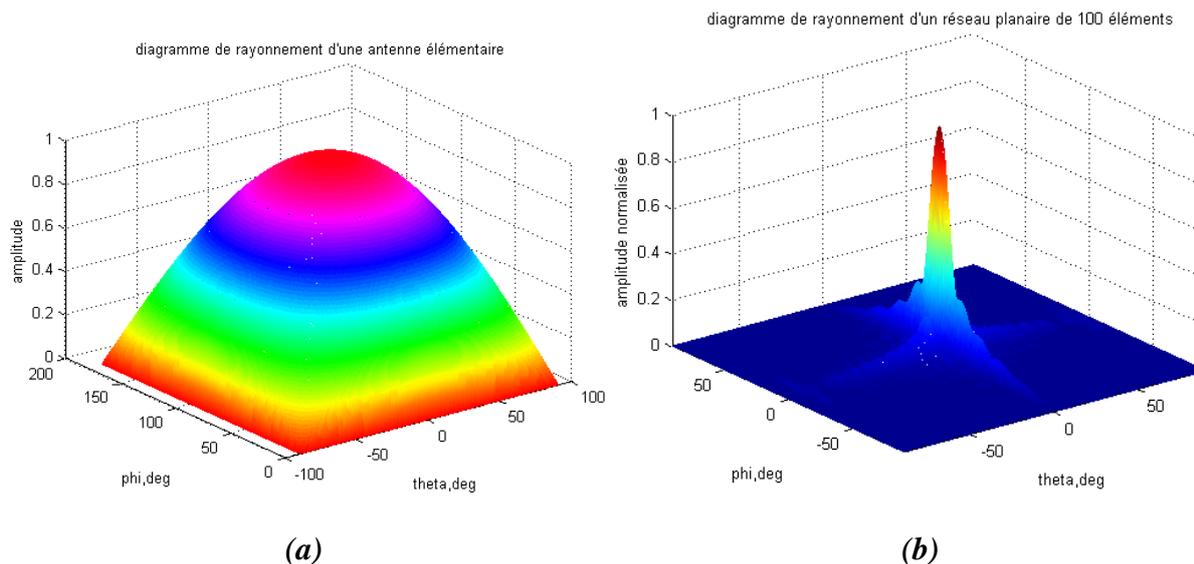


Figure II.25 : Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau planaire de 10×10 éléments rayonnants.

II.4.4.4 autres types de réseau d'antennes

Outre les réseaux d'antennes présentés précédemment, il existe d'autres configurations de réseaux d'antennes qui sont généralement développées à partir de la structure planaire. L'objectif de ces configurations est souvent de réduire les niveaux des lobes secondaires et/ou l'amélioration du lobe principal (une bonne focalisation), ainsi que l'amélioration de la couverture de l'espace entouré. Parmi ces configurations, on trouve les réseaux multisurfaces dans lesquels un polyèdre est couvert par des réseaux d'antennes planaires. Le polyèdre peut être un parallélépipède, un cylindre, une hémisphère ou une pyramide. Les dimensions des réseaux planaires multisurfaces sont généralement grandes et les lois d'alimentations nécessitent parfois des processus d'optimisation pour réduire les interférences entre les lobes, ce qui limite l'utilisation de ces réseaux aux secteurs spatial et militaire [26 ,27 ,28].

II.4.4.5 Discussion

Les réseaux d'antennes qu'on a présentés dans cette section sont étudiés dans le cas parfait où on ne considère ni le bruit ni les affectations extérieures. Pratiquement ce n'est pas le cas, le rayonnement du réseau est affecté par des erreurs qui proviennent d'amplitudes et/ou phases de vecteurs d'excitations, et l'effet du couplage mutuel entre antennes élémentaires. L'imperfection des composants dans le réseau de distribution d'énergie réduit la précision du réseau d'excitation et un réseau conçu pour produire des faibles lobes secondaires, ne produit que des lobes secondaires importants et un petit lobe principal mal focalisé, pour cela lors de la conception du réseau d'excitation il faut tenir compte les tolérances des composants et des effets de couplage entre eux. Pour éliminer le couplage mutuel entre les antennes élémentaires, ces dernières doivent être isolées, soit par l'augmentation de l'espacement entre les antennes élémentaires, ce qui augmente la taille du réseau, soit par l'utilisation d'un blindage qui n'est pas toujours pratique, surtout pour les réseaux d'antennes mobiles [26].

II.4.5 Domaines d'applications des réseaux d'antennes

Pour que la communication entre deux points distants puisse être effectuée et pour que le récepteur puisse distinguer le signal émis du bruit, les réseaux d'antennes, et grâce à leur robustesse par rapport à une antenne élémentaire, sont utilisés dans plusieurs applications [18, 19] :

- Télécommunication : -Téléphonie mobile (terminaux portatifs GSM, DCS, PCS, etc.)
-Antennes sur stations de bases
- Satellites : - Télévision directe domestique ou embarquée sur véhicules.
- Réseaux à faisceaux commutés à couverture reconfigurable.
- Systèmes de radiolocalisation par GPS, Galileo, Glonass
- Aéronautique :- Communication, navigation, altimètres, systèmes d'atterrissages.
-Radars de poursuite monopulse ou synchrone.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les antennes en mettant l'accent sur les antennes imprimées et leur mise en réseau. Nous avons abordé en première temps, les caractéristiques radioélectriques des antennes, qui jouent un rôle très important dans le choix de l'antenne qui répond au besoin. Puis dans un second temps nous avons vu les antennes patchs, leurs structures, leur principe de fonctionnement et leurs avantages et inconvénients. Nous avons montré, à partir de l'analyse d'une antenne patch de forme rectangulaire qui fonctionne à 2.45 GHz, la relation entre les caractéristiques radioélectriques et la géométrie de l'antenne ainsi que la position du point d'excitation. Nous avons constaté que l'association des antennes en réseau améliore considérablement les caractéristiques de rayonnement. Nous avons également remarqué qu'on peut distribuer l'énergie rayonnée vers une direction privilégiée par le choix approprié d'une loi d'alimentation d'amplitude et/ou de phase.

Les techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes sont nombreuses, elles sont basées sur des matrices qui ont pour objectif d'amener l'énergie aux différents éléments rayonnants. Ces techniques d'alimentation ont été largement abordées dans le chapitre suivant.

Chapitre III :

Techniques

d'alimentation d'un

réseau d'antennes

Résumé :

Les techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes est un sujet délicat où différentes structures sont adoptées pour différentes applications. Nous aborderons dans ce chapitre les techniques d'alimentation en mettant l'accent sur la matrice de Butler

III.1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons vu que l'on peut balayer électroniquement le faisceau d'un réseau d'antennes vers une destination prédéterminée par l'alimentation des éléments rayonnants avec des signaux dont les phases progressent linéairement. La démarche logique de ce mémoire exige une étude détaillée sur les techniques d'alimentation des réseaux d'antennes afin de comprendre comment on peut concevoir un système qui permet d'orienter le faisceau d'un réseau d'antennes.

Dans ce chapitre, nous verrons les répartiteurs de faisceaux numériques et analogiques, surtout le type matriciel qui joue un rôle important dans les systèmes de télécommunications récents. Il s'agit d'un circuit qui a la capacité d'agir sur N éléments rayonnants à partir d'une excitation sur l'un des ports d'entrées.

A posteriori, les matrices de Blass et de Nolen seront examinées afin de les dimensionner pour le cas du radar à impulsion où deux faisceaux seront produits par le réseau. La matrice de Butler qui est notre objectif sera abordée en détail. Une matrice de Butler 8×8 sera étudiée pour les deux versions standard et non-standard. Le nombre de faisceaux disponibles, l'influence du pas du réseau sur le dépointage, les valeurs et les positions des déphaseurs seront présentées.

III.2 Système multifaisceaux

Dans les satellites et les systèmes de communication mobiles, les antennes multifaisceaux sont largement utilisées. Elles fournissent plusieurs faisceaux distincts et simultanés fonctionnant à la même fréquence. Les antennes multifaisceaux comportent généralement les organes suivants [12, 36] :

- Un réseau d'antennes dont la géométrie et les dimensions varient selon l'application désirée. Les éléments les plus courants sont des cornets et des patchs. Parfois les antennes élémentaires sont associées à des réflecteurs pour augmenter la directivité.
- Le réseau de formation du faisceau ; qui a pour objectif la répartition de la puissance d'alimentation sur les différentes sources rayonnantes selon une loi d'amplitude et de phase servant à former un diagramme de rayonnement de caractéristiques spécifiées. Le réseau de formation de faisceau constitue un point délicat de la conception d'antennes multifaisceaux en raison de leur complexité. En effet, il peut varier d'une configuration simple réalisant la commutation des sources, à des configurations plus complexes permettant de configurer les faisceaux. Ces architectures sont généralement à base de déphaseurs et de coupleurs.
- Le circuit de contrôle qui contient les dispositifs permettant de contrôler la phase et l'amplitude.

Les fonctionnalités des antennes multifaisceaux permettent de réaliser un faisceau d'un contour particulier afin, par exemple, d'obtenir une zone de couverture déterminée ou

d'assurer une répartition de puissance spécifique à l'intérieur du faisceau afin, par exemple, de diminuer les lobes secondaires ou bien de créer une direction dans laquelle la puissance rayonnée est nulle et d'orienter temporairement, certains faisceaux dans des directions particulières pour répondre à des demandes de trafic important [12].

Un système multifaisceaux est un système destiné à générer et gérer simultanément plusieurs faisceaux ayant un gain important et une ouverture à mi-puissance étroite où chaque faisceau est orienté vers une direction différente dans l'espace, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation. En télécommunication, un système multifaisceaux permet de faire une vaste couverture et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une cellule. Si on veut commuter entre divers pointages de faisceaux, deux types de répartiteurs de faisceaux peuvent être utilisés ;

- *Répartiteur de faisceaux numérique* : il est basé sur un système d'alimentation actif constitué par des amplificateurs et de contrôleurs des phases et d'amplitudes. On y trouve les antennes adaptatives, les antennes multifaisceaux à commande numérique et les réseaux d'antennes à commande de phase. L'architecture de ce système est complexe et elle demande un algorithme de traitement de signal pour créer des zones de radiation nulle [37].
- *Répartiteur de faisceaux analogique* ; il s'agit d'un circuit passif où la direction du lobe voulue est obtenue par l'application d'un signal d'entrée ayant une phase et une amplitude appropriée. Il existe pour ce type plusieurs répartiteurs, les plus usuels sont ; de type réseau (réseau de Wullenweber), de type quasi-optique (lentille de Rotman, lentille de Luneberg) et les techniques de type matriciel (matrice de Butler, matrice de Blass, matrice de Nolen). L'architecture de système devient plus complexe avec l'augmentation du nombre d'antennes dans le réseau. Cette architecture est généralement connue sous le nom de réseau d'alimentation de faisceaux (*Beamforming Network BFN*).

Le BFN se compose d'un réseau d'antennes, reliées à un système d'alimentation qui permet d'imposer une amplitude et une phase à chaque élément rayonnant. A chaque antenne correspond un faisceau, le déphasage entre chaque faisceau impose l'orientation du plan d'onde en sortie du réseau vers une direction précise de l'espace. Les techniques de type matriciel sont aisément associées à des réseaux d'antennes à faible coût et elles sont utilisées dans des applications qui exigent un faisceau fixé dans un secteur de la zone de couverture. Par la suite on va présenter les différentes techniques de répartition de faisceau, en étudiant en détail les techniques de type circuit.

III.3 Répartiteurs de faisceaux numériques

Les répartiteurs de faisceaux numériques présentent la meilleure solution pour la flexibilité de la forme du faisceau et la génération de plusieurs faisceaux. Ils permettent d'exploiter complètement la zone autour de l'antenne, ils sont des fois combinés avec un processus avancé dans le domaine temporel ou fréquentiel afin d'augmenter la capacité des

signaux transmis. Dans ce paragraphe, on présentera trois types de réseaux d'antennes qui utilisent les répartiteurs de faisceaux numériques [36, 38].

III.3.1 Antenne à balayage électronique

Nous avons vu, dans le chapitre II (paragraphe II.4), que le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes peut être orienté par le changement des phases des éléments rayonnants. On profite de cette caractéristique pour former une antenne multifaisceaux qui permet de faire le balayage électronique. Le système répartiteur de faisceau se compose d'un ensemble de déphaseurs et d'un diviseur de puissance (distributeur). Les déphaseurs peuvent être des déphaseurs contrôlés numériquement, leurs rôles est le contrôle de la phase du courant d'excitation. Le diviseur de puissance assure la distribution de puissance sur les éléments rayonnants, il est utilisé aussi pour fournir une loi d'alimentation en amplitude (Fig. III.1). Ces répartiteurs sont couplés avec les antennes qui sont utilisées dans les radars multifonctions (radar de veille et de poursuite) et dans les antennes des satellites de télécommunication.

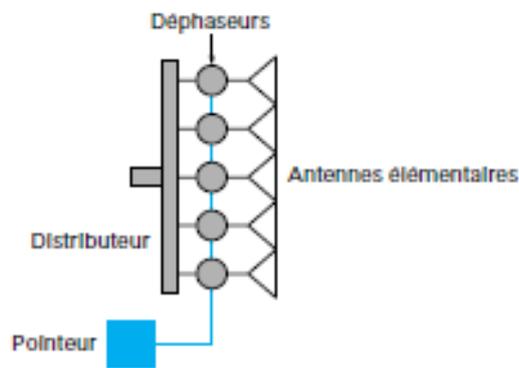


Figure III.1 : Antenne à balayage électronique.

III.3.2 Antenne à formation de faisceau par le calcul

Une antenne à formation de faisceau par le calcul (*FFC*) est une antenne de réception qui comporte des éléments de traitement numérique du signal reçu pour former le diagramme de rayonnement. Du point de vue théorique, c'est l'antenne la plus simple. Chaque élément rayonnant est connecté à un amplificateur faible bruit (*LNA*) puis à un démodulateur qui reçoit l'oscillateur local et transpose le signal reçu en basse fréquence, le signal issu du démodulateur est un signal complexe où le convertisseur analogique numérique numérise les parties réelle et imaginaire pour le traitement numérique par ordinateur. Ce répartiteur peut former n'importe quel nombre de faisceaux, effectuer un balayage rapide, réduire les lobes secondaires, créer des zéros dans une direction souhaitée et implémenter des algorithmes pour les effets multitrajets. La figure III.2.a donne un exemple d'antenne à formation de faisceau par le calcul et la figure III.2.b donne le schéma de principe d'un module de formation de faisceau par le calcul. Ces antennes sont utilisées dans les systèmes de télécommunication ou les radars futurs à hautes performances.

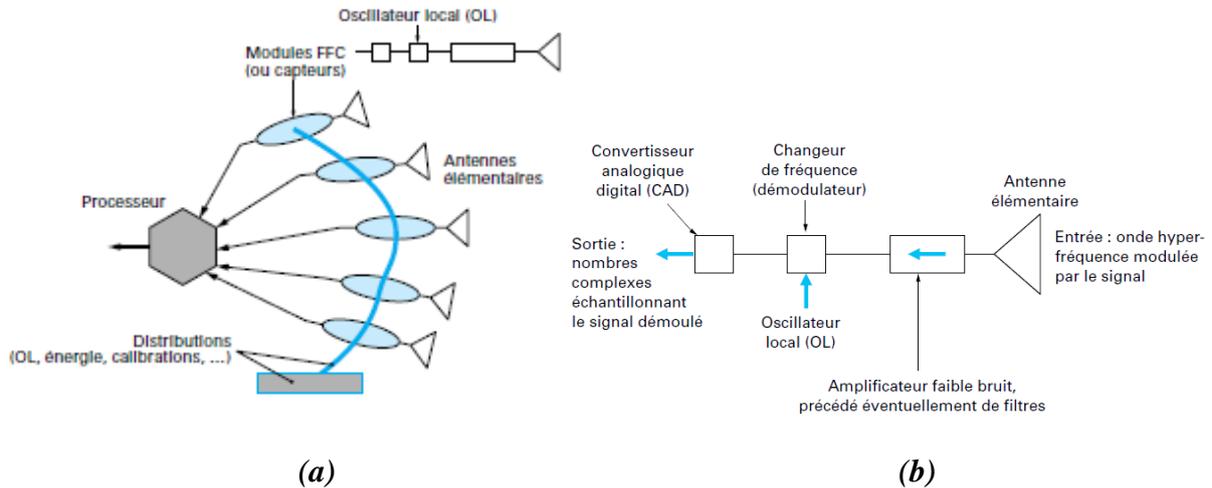


Figure III.2 : Antenne à formation de faisceau par le calcul.

III.3.3 Antenne adaptative

Le répartiteur de faisceau pour une antenne adaptative se compose d'un dispositif de somme pondérée de plusieurs capteurs, associés à un algorithme permettant de modifier automatiquement le diagramme de rayonnement de l'antenne. Le concept de répartiteur est basé sur l'utilisation d'une boucle à contre réaction, cruciale pour l'optimisation des performances de l'antenne. Les critères d'optimisation sont nombreux et on peut trouver la maximisation du SNR (rapport signal sur bruit). Ainsi, l'antenne s'adapte en maximisant son gain dans la direction du signal utile et en intercalant un zéro dans les directions d'interférence. La figure III.3 illustre un schéma synoptique d'une antenne adaptative.

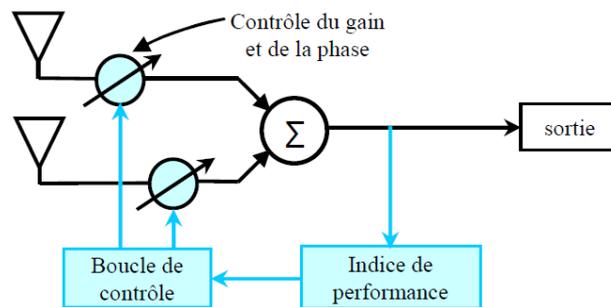


Figure III.3 : Schéma synoptique d'une antenne adaptative.

III.3.4 Avantages et inconvénients

Ce type d'antenne possède les avantages et inconvénients suivants ;

Avantages

- Excellente adaptabilité et flexibilité.
- Génération simultanée de plusieurs faisceaux ayant un gain important.

- Utilisation des algorithmes de haute résolution permettant de choisir le meilleur type de faisceau pour chaque direction.

Inconvénients

- Ce sont des répartiteurs complexes et donc coûteux ce qui limite leurs utilisation dans le secteur militaire ou le contrôle du trafic aérien.
- Ils demandent une grande puissance de calcul lorsque le nombre de faisceaux est grand.

III.4 Répartiteurs de faisceaux analogiques

Les techniques d'alimentation analogiques utilisent des répartiteurs de faisceaux moins chers et assurent une orientation robuste du faisceau. On va discuter, dans ce paragraphe, quelques techniques analogiques d'alimentation d'un réseau d'antennes en se basant sur les techniques de type circuit car elles sont susceptibles d'être employées dans une technologie imprimée et donc à très faible coût en comparaison avec d'autres techniques. Avant de traiter les techniques d'alimentation de type imprimé, nous commençons par introduire la notion d'orthogonalité des faisceaux et orthogonalité des matrices de dispersion sans pertes.

III.4.1 Orthogonalité des faisceaux

Un réseau d'antennes peut générer plusieurs faisceaux où chaque faisceau peut chevaucher avec les autres, ce qui provoque des pertes de signal à la réception, pour cela il faut séparer les faisceaux entre eux. Allen [39], White et Stein [40] ont démontré une condition nécessaire pour isoler un faisceau, elle correspond à l'orthogonalité mutuelle entre les faisceaux. L'orthogonalité est donnée pour deux faisceaux ayant les diagrammes de rayonnements $r_1(\theta, \varphi)$ et $r_2(\theta, \varphi)$ (relation III.1). Il existe plusieurs méthodes pour réaliser l'orthogonalité, les plus répandues sont ; l'utilisation d'un système focalisant (parabole, lentille), l'utilisation d'une polarisation orthogonale ou par un espacement radial entre les éléments rayonnants [37, 39, 40, 41].

$$\int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\pi} r_1(\theta, \varphi) r_2^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta = 0 \quad (\text{III. 1})$$

III.4.2 Orthogonalité des matrices de dispersion sans pertes

Un multipôle à N ports d'entrée et M ports de sortie peut être décrit par l'équation matricielle suivante :

$$[B] = [S]. [A] \quad (\text{III. 2})$$

Où $A = [a_1 \cdots a_N]^T$ est le vecteur des ondes incidentes.

$B = [b_1 \cdots b_M]^T$ est le vecteur des ondes réfléchies.

S est la matrice de dispersion, de dimension $M \times N$.

Dans le cas où le multipôle est sans pertes, l'énergie est conservée, cette conservation se traduit par l'égalité matricielle suivante :

$$A^T \cdot A^* = B^T B^* \quad (\text{III. 3})$$

En exploitant la relation III.3, on peut démontrer la relation III.4 qui décrit l'orthogonalité de la matrice de dispersion d'un réseau d'alimentation sans pertes.

$$[S]^T [S]^* = I_p \quad (\text{III. 4})$$

Où I_p est la matrice unité de dimension $M \times N$.

III.4.3 Réseau de Wullenweber

Le réseau de Wullenweber est un réseau d'antennes circulaires développé durant la deuxième guerre mondiale par les allemands. Il s'agit d'un ensemble d'antennes identiques omnidirectionnelles ou de radiation orientée vers l'extérieur, fonctionnant dans la bande HF, placées sur le périmètre d'un cercle de rayon de l'ordre de quelques dizaines de mètres. Le réseau typique est constitué de 30 à 100 éléments rayonnants. Un dispositif de commutation mécanique appelé *goniomètre* est utilisé pour connecter l'élément approprié à la radiation (Fig. III.4). La bande passante du réseau de Wullenweber est limitée par la bande passante de chaque élément et l'espacement entre les éléments rayonnants. L'avantage du réseau de Wullenweber est le pouvoir de couvrir 360° avec un faible changement dans les caractéristiques du diagramme de rayonnement. Les grandes dimensions et le système de commutation mécanique sont les inconvénients du réseau de Wullenweber qui le rend inapplicable dans les systèmes de télécommunication actuels [37, 42].

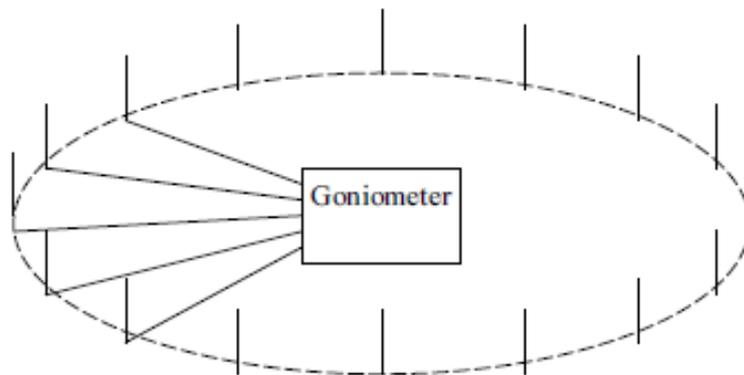


Figure III.4 : Réseau de Wullenweber.

III.4.4 Lentille de Rotman

Les lentilles à contraintes de propagation sont des structures en réseau où les phases et les amplitudes de leurs éléments rayonnants sont corrigées afin de diriger le faisceau dans une direction donnée. La lentille de Rotman et la plus connue [43].

a) Principe

La lentille de Rotman est un dispositif de retard de temps où l'excitation d'un port d'entrée provoque une distribution quasi-uniforme en amplitude et quasi-linéaire en phase au niveau des ports de sortie (Fig. III.5). A chaque entrée correspond un faisceau en sortie dans une direction donnée dont les caractéristiques de rayonnement dépendent du nombre d'antennes à la sortie de la lentille. Un processus de commutation entre les différents ports d'entrée permet de faire le balayage du faisceau, il est nécessaire donc d'avoir autant d'entrées que de faisceaux désirés [43].

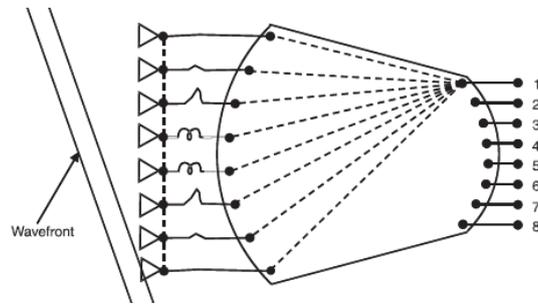
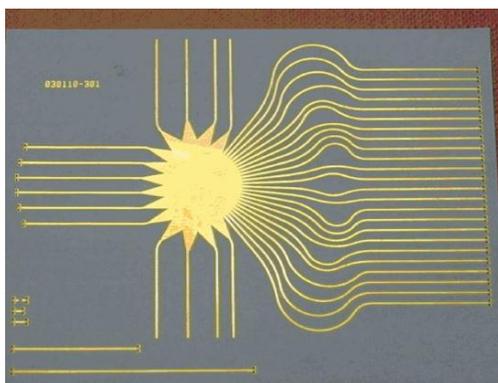


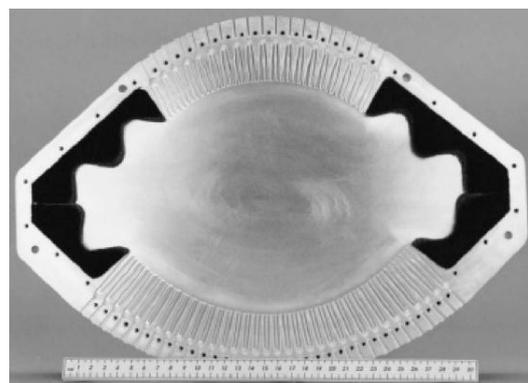
Figure III.5 : Schéma de principe de la lentille de Rotman.

b) Application

La lentille de Rotman est utilisée généralement dans les applications fonctionnant dans la bande millimétrique comme ; les systèmes de télécommunications satellitaires et les radars. Elle est essentiellement réalisée en technologie microruban ou guide d'onde (Fig. III.6). Pour la lentille en guide d'onde, la correction en phase est effectuée grâce aux guides d'ondes et la correction en amplitude, par la distance de propagation dans la cavité [44]. La figure III.7 représente les diagrammes de rayonnement correspondant au prototype illustré sur la figure III.6.b qui fonctionne à 36.8 GHz, la lentille présente d'excellentes performances en termes de focalisation des faisceaux. La solution adéquate pour obtenir un balayage de faisceau à deux dimensions est d'empiler plusieurs lentilles de Rotman puis les combiner avec un réseau d'antennes planaires.



(a)



(b)

Figure III.6 : Lentille de Rotman. (a)-en technologie microruban, (b)-en guide d'onde.

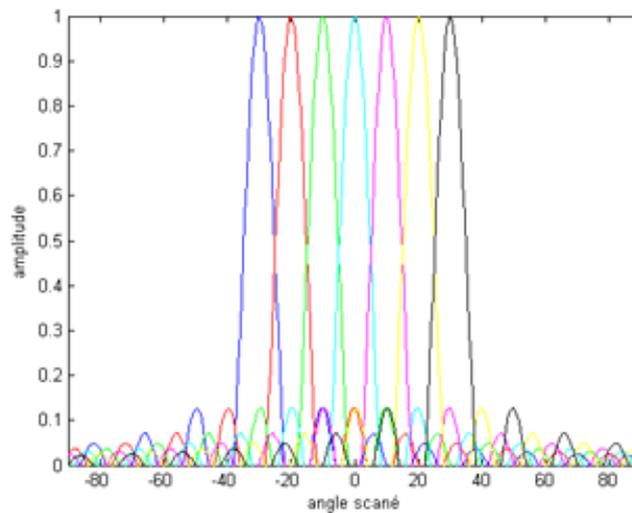


Figure III.7 : Diagramme de rayonnement en champ lointain à 36.8 GHz de la lentille de Rotman.

c) Avantages et inconvénients

Les avantages de la lentille de Rotman sont :

- La stabilité en fréquence.
- La liberté de conception par l'ajustement de certains paramètres.
- La quantité considérable de faisceaux.

Les inconvénients sont :

- La complexité d'usinage et le poids important de la lentille en guide d'onde.
- Le couplage mutuel entre les ports d'entrées.
- L'absence des faisceaux orthogonaux.
- L'impossibilité d'orienter le faisceau dans une direction voulue car la lentille de Rotman fournit une série distincte de faisceaux.

III.4.5 La matrice de Blass

a) Définition

La matrice de Blass est une technique d'alimentation (alimentation série) d'un réseau d'antennes, il s'agit d'un circuit en technologie microruban qui permet de modifier la direction du faisceau. Le principe de fonctionnement de la matrice de Blass est basé sur le retard du temps entre les différents signaux au niveau des éléments rayonnants. En effet, la matrice comporte plusieurs lignes principales (ou lignes transverses "*through lines*" en anglais) qui transportent l'énergie et plusieurs lignes secondaires (ou lignes de ramification "*branch line*" en anglais) qui croisent les premières et mènent au réseau d'éléments rayonnants. Des coupleurs sont placés à chaque croisement pour qu'une fraction de l'énergie incidente, sur une ligne principale, soit dirigée sur une ligne secondaire dans un sens bien

déterminé, vers un élément rayonnant placé à une extrémité de cette ligne secondaire. Ces coupleurs déterminent la distribution en amplitude du réseau d'antennes et par conséquent le niveau des lobes secondaires des diagrammes de rayonnement. L'autre extrémité de la ligne secondaire est pourvue d'une charge absorbante. Entre deux coupleurs directionnels, se situe un déphaseur ou un ajusteur de longueur de ligne engendrant le changement de phase nécessaire à la création du gradient de phase entre chaque port de sortie (Fig. III.8) [45].

La matrice de Blass peut produire des faisceaux orthogonaux ou non, selon le choix du concepteur.

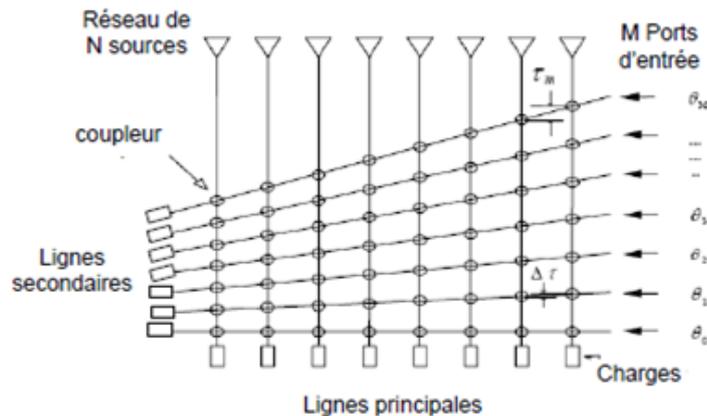


Figure III.8 : La matrice de Blass.

b) Coupleur directionnel

Le coupleur directionnel est le composant de base nécessaire à la conception de la matrice de Blass. Il s'agit d'un composant passif, sans pertes qui possède quatre ports : deux entrées et deux sorties. La figure III.9 représente le schéma fonctionnel d'un coupleur directionnel où les ports 1 et 4 sont les entrées, tandis que les ports 2 et 3 sont les sorties [46].

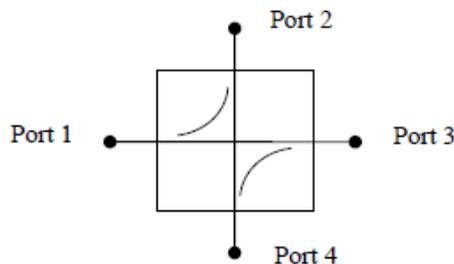


Figure III.9 : Schéma fonctionnel d'un coupleur directionnel.

Les coupleurs directionnels sont réalisés en technologie imprimée (circuit microruban) ou en guide d'onde. La géométrie et les dimensions sont choisies pour que tous les ports soient adaptés, les entrées et les sorties sont découplées entre elles et les sorties sont parfaitement adaptées aux deux entrées. Ces caractéristiques se manifestent de la manière suivante sur les éléments de la matrice de dispersion :

$$\begin{cases} S_{11} = 0 \\ S_{14} = 0 \\ |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \end{cases} \quad (\text{III. 5})$$

La matrice de dispersion du coupleur directionnel ne dépend que d'un paramètre de couplage θ_c , on profite de la propriété de symétrie pour trouver les différents éléments, et donc la matrice de dispersion est la suivante :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & j \sin \theta_c & \cos \theta_c & 0 \\ j \sin \theta_c & 0 & 0 & \cos \theta_c \\ \cos \theta_c & 0 & 0 & j \sin \theta_c \\ 0 & \cos \theta_c & j \sin \theta_c & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 6})$$

Le paramètre de couplage θ_c assure la répartition de puissance entre les ports de sorties, il dépend de la dimension de la fente de couplage dans le cas des coupleurs en guide d'onde, pour la technologie microruban et il dépend de la distance entre les lignes parallèles. Lorsque $\theta_c = 45^\circ$, il y a équipartition de la puissance entrant sur les ports de sorties, avec un déphasage relatif de 90° entre ces derniers accès. Le coupleur se nomme alors coupleur 3 dB. C'est un coupleur particulièrement utilisé dans les circuits hyperfréquences. La réalisation d'un coupleur variable exige l'utilisation d'un déphaseur variable entre deux coupleurs 3 dB.

c) Mise en équation de la matrice de Blass

J. Blass (1960) a proposé sa matrice pour le pointage du faisceau, elle est constituée de M ports d'entrée (lignes plus ou moins horizontales sur la figure III.8), permettant la production de M faisceaux et de N ports de sortie (dans le prolongement des voies verticales sur la figure III.8). Chacune des sorties est connectée à un élément rayonnant d'un réseau linéaire. L'idée de la matrice de Blass est de produire, à l'entrée de chaque élément rayonnant, un déphasage suivant une progression arithmétique, permettant ainsi d'orienter le faisceau [10]. Pour effectuer la mise en équation des matrices de Blass, nous considérons d'abord la matrice de Blass élémentaire, c'est-à-dire ne produisant qu'un faisceau. En fait, il s'agit d'une alimentation en série des éléments d'un réseau linéaire, la charge adaptée en bout de ligne produisant un fonctionnement en onde progressive, évitant ainsi une réflexion de l'énergie encore présente en bout de ligne qui perturberait le fonctionnement de l'ensemble et surtout rendrait la mise en équation plus complexe [46].

Soit θ_n^A le paramètre de couplage caractérisant le coupleur directionnel qui alimente la source élémentaire n ($n = 1 \dots N$) pour une alimentation via l'accès A. Le déphaseur entre deux coupleurs produit un déphasage φ_A . Le coefficient de transmission pour $n = 1$ s'écrit :

$$T_1^A = j \sin \theta_1^A \quad (\text{III. 7})$$

La forme générale du coefficient de transmission entre l'accès A et la source élémentaire n est donnée par la relation suivante :

$$T_n^A = j \sin \theta_n^A \prod_{k=1}^{n-1} e^{-j\varphi_A} \cos \theta_k^A \quad (\text{III. 8})$$

La relation III.8 peut également se mettre sous la forme III.9, en sortant le terme exponentiel complexe du produit et en conservant la convention définie ci-dessus :

$$T_n^A = j (\sin \theta_n^A \prod_{k=1}^{n-1} \cos \theta_k^A) e^{-j(n-1)\varphi_A} \quad (\text{III. 9})$$

La loi d'alimentation d'un réseau d'antennes linéaire est donnée par la relation III.10, où A représente le signal fourni sur l'accès A ;

$$C_n = T_n^A A \quad (\text{III. 10})$$

La relation III.9 montre que le déphasage entre deux sources successives est exactement φ_A , le réseau linéaire présente alors une progression linéaire de phase. Le choix des paramètres de couplage des coupleurs directionnels définit une loi d'amplitude. Lors de la conception d'une matrice de Blass on impose la loi d'amplitude appropriée et l'orientation désirée puis on calcule le déphasage φ_A selon la relation II.10, et les paramètres des coupleurs [46].

L'ajout d'un deuxième accès complique la mise en équation de la matrice de Blass. En effet, le comportement de l'accès A n'est pas affecté par l'ajout de l'accès B du fait des ports isolés des coupleurs directionnels. Par contre, le signal introduit en B va être affecté par la présence de la ligne d'alimentation A, car il n'existe plus un trajet unique entre le point d'excitation et l'élément rayonnant.

Soit θ_n^B le paramètre de couplage caractérisant le coupleur directionnel qui alimente la source élémentaire n ($n = 1 \dots N$) pour une excitation via l'accès B. On fait l'hypothèse que les distances entre les points d'une même ligne d'alimentation sont constantes. On peut donc négliger le déphasage entre ces points et seules les phases relatives sont pertinentes dans l'analyse du réseau linéaire. Il s'en suit que le coefficient de transmission entre l'accès B et l'antenne élémentaire peut être mis sous la forme :

$$T_n^B = j \sin \theta_n^B \cos \theta_n^A \left(\prod_{k=1}^{n-1} e^{-j\varphi_B} \cos \theta_k^B \right) - j \sin \theta_n^A \sum_{m=1}^{n-1} \sin \theta_m^A \sin \theta_m^B e^{-j\varphi_A} \left(\prod_{i=1}^{m-1} e^{-j\varphi_B} \cos \theta_i^B \right) \left(\prod_{j=m+1}^{n-1} e^{-j\varphi_A} \cos \theta_j^A \right) \quad (\text{III. 11})$$

La formule suivante donne le coefficient de transmission dans le cas où $n = 1$;

$$T_1^B = j \sin \theta_1^B \cos \theta_1^A \quad (\text{III. 12})$$

La formule III.11 contient deux termes, le premier terme correspond à la formule III.9 donnée dans le cas d'un seul accès et le deuxième terme traduit les trajets multiples induits par la présence de la ligne d'alimentation A. Il se décompose comme suit, pour un trajet m donné [9] :

- $\prod_{i=1}^{m-1} e^{-j\varphi_B} \cos \theta_i^B$; trajet parcouru sur la ligne d'accès B avant le coupleur m .
- $\sin \theta_m^A \sin \theta_m^B e^{-j\varphi_A}$; trajet associé aux coupleurs m des lignes A et B.
- $\prod_{j=m+1}^{n-1} e^{-j\varphi_A} \cos \theta_j^A$; trajet parcouru sur la ligne d'accès A après le coupleur m .

La loi d'alimentation totale donnée par la matrice de Blass à deux entrées se décompose en une loi d'alimentation associée à l'entrée A ($C_n^A = T_n^A A$) et une loi d'alimentation associée à l'entrée B ($C_n^B = T_n^B B$) :

$$C_n = T_n^A A + T_n^B B \quad (\text{III. 13})$$

Où A, respectivement B, est le signal fourni à l'accès A, respectivement B.
 T_n^A , respectivement T_n^B , le coefficient de transmission défini par la formule III.9 et celle définie par la formule III.11.

Pour concevoir la matrice de Blass à deux entrées, il faut résoudre un système d'équations de $2N$ équations complexes à $4N$ inconnues réelles. La difficulté de la conception d'une telle matrice consiste alors à dimensionner les différents coupleurs et déphaseurs, et tout particulièrement ceux de la ligne d'alimentation B, pour obtenir les coefficients de transmission associés à une loi d'alimentation donnée. La méthode de conception optimale dans le cas de deux entrées a été publiée par William R. Jones et Edward C. DuFort [48]. Elle est basée sur la supposition que tous les éléments rayonnants sont en phase pour les deux lois d'alimentation, ce qui divise le nombre des inconnues par deux. Cette méthode est intéressante pour des applications de radar à impulsion pour lesquelles deux faisceaux, communément appelés faisceaux " somme " et " différence " sont produits. La méthode proposée consiste à dériver des équations définissant une portion élémentaire de la matrice qui comprend les nœuds A_n et B_n et l'élément rayonnant n . Elle est définie par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} a_{n+1} = a_n \cos \theta_n^A - b_n \sin \theta_n^B \sin \theta_n^A \\ \quad b_{n+1} = b_n \cos \theta_n^B \\ c_n = a_n \sin \theta_n^A + b_n \sin \theta_n^B \cos \theta_n^A \end{cases} \quad (\text{III. 14})$$

Il est possible de calculer, de proche, en proche tous les a_n et b_n , pour $n = 1 \dots N$, en partant de a_1 et b_1 . Une autre solution consiste à partir de a_{N+1} et b_{N+1} pour déterminer tous les a_n et b_n . Il est ainsi possible d'imposer une contrainte sur les paramètres du coupleur pour minimiser la puissance dissipée dans les charges. Pour cela, un paramètre θ permet de fixer une limite supérieure au couplage réalisable. Il impose la condition suivante sur les paramètres des coupleurs :

$$\sin^2 \theta_n \leq \sin^2 \theta \quad \text{pour } n = 1 \dots N \quad (\text{III. 15})$$

Pour concevoir la première ligne d'alimentation, nous posons $b_n = 0$, pour $n = 1 \dots N$. Nous supposons connus les coefficients c_n^S , pour $n = 1 \dots N$, de la loi d'amplitude associée au faisceau « somme ». Le système d'équation III.14 se résume alors aux équations suivantes :

$$\begin{cases} a_{n+1}^S = a_n^S \cos \theta_n^A \\ c_n^S = a_n^S \sin \theta_n^A \end{cases} \quad (\text{III. 16})$$

En utilisant la caractéristique trigonométrique de la somme des carrés des sinus et cosinus on trouve la formule suivante qui est indépendante des paramètres des coupleurs :

$$(a_{n+1}^S)^2 + (c_n^S)^2 = (a_n^S)^2 \quad (\text{III. 17})$$

D'après la deuxième équation du système III.16 et en exploitant la récurrence de la relation III.17, nous arrivons à la relation suivante qui permet de calculer tous les paramètres des coupleurs de la ligne d'alimentation A :

$$\sin^2 \theta_n^A = \frac{(c_n^S)^2}{(a_{N+1}^S)^2 + \sum_{k=n}^N (c_k^S)^2} \quad (\text{III. 18})$$

Dans le cas du faisceau « différence », les trajets multiples propres à l'accès B ne permettent pas de simplifier le système III.14, il faut donc le prendre dans son intégralité. En combinant la première et la troisième équation du système III.14, nous obtenons une formule de récurrence sur les a_n^D où ne figure pas θ_n^B ;

$$a_n^D = c_n^D \sin \theta_n^A + a_{n+1}^D \cos \theta_n^A \quad (\text{III. 19})$$

En remplaçant l'expression de a_{n+1}^D , donnée par la première équation du système (III.14), dans l'équation III.19, nous obtenons l'expression qui permet de calculer les paramètres des coupleurs directionnels de la ligne B ;

$$b_n^D \sin \theta_n^B = \frac{c_n^D}{\cos \theta_n^A} - a_n^D \tan \theta_n^A \quad (\text{III. 20})$$

L'expression générique pour tous les paramètres des coupleurs de la ligne d'accès B dans le cas d'une matrice de Blass sans déphaseurs est la suivante :

$$\sin^2 \theta_n^B = \frac{(M_n - P_n a_{N+1}^D)^2}{(b_{N+1}^D)^2 + \sum_{l=n}^N (M_l - P_l a_{N+1}^D)^2} \quad (\text{III. 21})$$

Où:

$$M_n = \frac{c_n^D}{\cos \theta_n^A} - \frac{\tan \theta_n^A \sin \theta_n^A}{c_n^S} \sum_{k=n}^N c_k^S c_k^D \quad \text{et} \quad P_n = \frac{a_{N+1}^S}{c_n^S} \sin \theta_n^A \tan \theta_n^A$$

Exemple de dimensionnement

La méthode de conception de la matrice de Blass à deux entrées, proposée par William R. Jones et Edward C. DuFort [48], est appliquée dans le radar à impulsion où les deux faisceaux "somme" et "différence" sont produits par deux lois d'amplitudes arbitraires avec une efficacité optimale, tous les éléments rayonnants étant supposés en phase pour les deux lois d'alimentation. Le mode d'opération du radar est donc le suivant ; le balayage mécanique du faisceau somme, qui présente un maximum dans l'axe assure une première localisation de la cible sans ambiguïté, puis le faisceau différence qui présente un nul dans l'axe, est utilisé pour améliorer la précision de la localisation.

Un réseau linéaire de 24 éléments rayonnants est utilisé dans ce travail. Pour assurer la bonne symétrie des diagrammes de rayonnement par rapport à l'axe orthogonal au réseau linéaire, le réseau de 24 éléments est subdivisé en deux sous-réseaux identiques de 12 éléments avec une alimentation centrale. Les alimentations des deux sous-réseaux se font en phase pour le faisceau somme et en opposition de phase pour le faisceau différence. Les lois ont été optimisées pour baisser le niveau des lobes secondaires (tableau III.1), la figure III.10 illustre les facteurs de réseau associés à ces lois d'alimentation pour un pas de réseau de $d = 0.5\lambda_0$ [48].

N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Somme	6,064	5,932	5,676	5,318	4,852	4,311	3,735	3,126	2,541	1,969	1,452	1,000
Différence	0,976	2,822	4,362	5,513	6,884	6,137	5,717	4,893	3,860	2,747	1,719	0,845

Tableau III.1 : Exemple de lois d'alimentation pour un radar à impulsion [48].

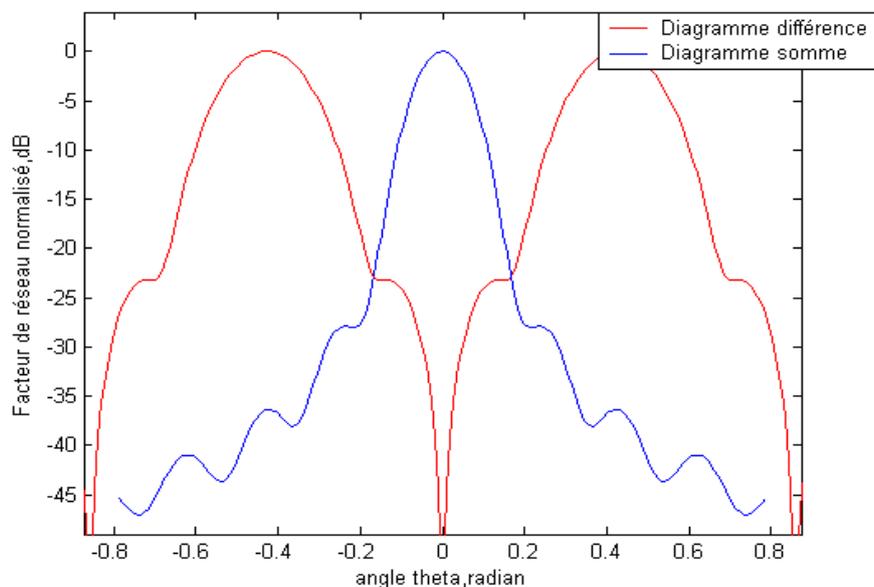


Figure III.10 : Exemple de faisceau de "somme" et "différence"

n	$\sin \theta_n^A$	$\sin \theta_n^B$
1	0.3995	-0.5000
2	0.4263	-0.4131
3	0.4510	-0.2723
4	0.4734	-0.0975
5	0.4903	0.2002
6	0.4998	0.2441
7	0.5000	0.3630
8	0.4832	0.4508
9	0.4486	0.5000
10	0.3890	0.4858
11	0.3114	0.3878
12	0.2257	0.2191

Tableau III.2 : Paramètres des coupleurs directionnels pour la contrainte $\sin \theta = 0.5$.

Le tableau III.2 contient les résultats obtenus avec la méthode proposée pour une contrainte sur les coupleurs directionnels. Elle permet de minimiser l'énergie dissipée dans les charges [48, 49]. On remarque que les paramètres des coupleurs de la ligne A sont toujours positifs (ou plus exactement tous de même signe). Par contre, il ressort de la formule (III.20) que certains paramètres des coupleurs de la ligne B peuvent être négatifs. Pour cela, le choix de la technologie de fabrication des coupleurs directionnels doit permettre de régler ce déphasage.

Cette analyse de la matrice de Blass à deux entrées nous a permis de toucher la complexité du problème, de sa mise en équation et surtout de sa résolution. De façon générale le nombre de composants constituant la matrice de Blass est donné par les relations suivantes [50] ;

Matrice de Base :

- coupleurs directionnels : $M \times N$.
- déphaseurs : $M \times (N - 1)$.

Matrice à alimentation centrée :

- coupleurs directionnels : $\begin{cases} N^2/4 \text{ si } M \geq N/2 \\ M \times (N - M) \text{ si } M < N/2 \end{cases}$
- déphaseurs : $\begin{cases} N^2/4 \text{ si } M \geq N/2 \\ M \times (N - M) \text{ si } M < N/2 \end{cases}$

e) Avantages et inconvénients de la matrice de Blass

Les avantages de l'utilisation de la matrice de Blass sont :

- La matrice de Blass ne contient pas de croisement ce qui simplifie la disposition d'intercommunication pour un grand réseau.
- Le temps de retard assure la stabilité des faisceaux avec la fréquence.

- La souplesse de former les faisceaux par l'ajustement des rapports de couplage des coupleurs directionnels.

Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients sérieux ;

- La conception devient complexe avec un nombre d'éléments de réseau et/ou d'entrée important.
- Le nombre de coupleurs devient rapidement important et cela implique un plus grand coût en matériel et poids.
- L'interaction entre les différentes lignes transverses est grande pour un nombre de faisceaux important, ce qui rend les réseaux beaucoup plus difficiles à concevoir.

III.4.6 La matrice de Nolen

a) Définition

La matrice de Nolen a été décrite, pour la première fois, dans le rapport de thèse de John. C. Nolen publié en 1965 [51]. Il s'agit d'une matrice de Blass sans pertes, en effet, la figure III.11 représente le schéma fonctionnel de la matrice de Nolen où tous les coupleurs directionnels en dessous de la diagonale ont été supprimés, ce qui a pour conséquence directe de supprimer également toutes les charges adaptées en bout de ligne d'alimentation [51]. Les matrices de Nolen sont constituées d'un ensemble de voies radiofréquences reliées aux ports d'entrée croisant un ensemble de voies radiofréquences reliées aux ports de sorties. Chaque croisement comporte un coupleur directionnel et un déphaseur.

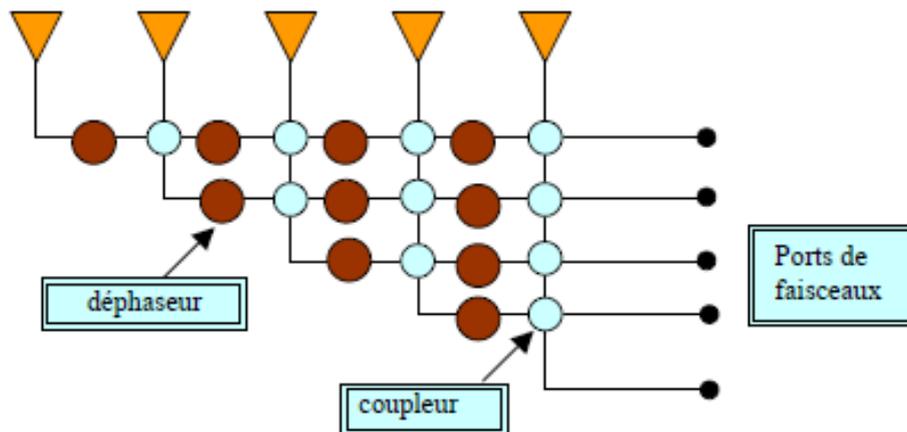


Figure III.11 : Schéma fonctionnel de la matrice de Nolen.

b) Mise en équation de la matrice de Nolen

Une matrice de Nolen générale présente M ports d'entrées (appelés $a_i, i = 1 \dots M$) et N ports de sorties (appelés $b_j, j = 1 \dots N$). Ces ports sont reliés par une matrice $[S]$ réduite qui n'est pas nécessairement carrée, telle que :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = [S]_{(N,M)} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_M \end{bmatrix} \quad (\text{III. 22})$$

La mise en équation de la matrice de Nolen est très similaire à la mise en équation générale d'une matrice de Blass, nous avons donc exploité l'algorithme de dimensionnement des matrices de Blass proposé par Mosca et Al [49]. On note, que la matrice de Nolen peut être considérée comme le cas limite d'une matrice de Blass pour laquelle la contrainte de conception des coupleurs directionnels (relation III.15), tend vers 1 car les nœuds de la matrice ($i, N+1-i$) pour $i = 1 \dots M$, peuvent être vus comme des coupleurs dont le paramètre de couplage θ_c est tel que $\sin \theta_c = 1$. Pratiquement, on ne peut pas poser $\sin \theta = 1$, car l'algorithme de Mosca et Al nécessite des divisions par $\cos \theta_{ij}$, division qui seraient donc impossibles sur la diagonale.

c)- Exemple de dimensionnement

On va reprendre l'exemple du radar à impulsion car celui-ci est particulièrement intéressant du fait du faible nombre d'antennes élémentaires utilisées. Les paramètres des coupleurs directionnels et déphaseurs sont reportés dans le tableau III.3.

N	Ligne A		Ligne B	
	$\sin \theta_n^A$	Phase (degrés)	$\sin \theta_n^B$	Phase (degrés)
1	0.4167	90	0.6864	180
2	0.4484	90	0.7395	180
3	0.4801	90	0.8062	180
4	0.5127	90	0.9026	180
5	0.5449	90	0.2076	180
6	0.5774	90	0.2469	180
7	0.6127	90	0.2496	0
8	0.6488	90	0.5303	0
9	0.6931	90	0.6951	0
10	0.7450	90	0.8333	0
11	0.8236	90	1.0000	0
12	1.0000	90	-	-

Tableau III.3 : Paramètres des coupleurs directionnels et déphaseurs pour la matrice de Nolen.

Dans ce paragraphe, nous avons démontré qu'il est possible d'étendre, aux matrices de Nolen, l'algorithme dérivé pour la matrice de Blass. La matrice de Nolen, comme la matrice de Blass, est rarement utilisée à cause de ses pièces coûteuses, et des difficultés de l'ajustement de réseau [52].

III.4.7 La matrice de Butler

a) Description

En 1961, J. Butler [53] proposa une solution originale pour alimenter des réseaux d'antennes. La matrice de Butler est aujourd'hui un des répartiteurs de faisceaux les plus employés dans un réseau qui a besoin d'émettre ou de recevoir des faisceaux multiples dans

des directions préfixées. Il s'agit d'un circuit passif à N ports d'entrées et N ports de sorties qui pilote N éléments rayonnants, produisant N faisceaux orthogonaux différents où chaque faisceau est associé à un port d'entrée, communément appelé, port de faisceau (*beam port*). N doit être une puissance entière de 2 (c'est-à-dire $N = 2^n$, où n est un entier positif). La matrice de Butler a pour objectif la réalisation de pointage angulaire d'un ou de plusieurs faisceaux. Le principe de pointage angulaire est le suivant : sur un plan horizontal, un ensemble de sources équiphases rayonne dans la direction normale à l'antenne. Pour changer la direction de rayonnement, il faut appliquer un gradient de phase constant sur les sources rayonnantes. La matrice de Butler permet d'imposer ce gradient de phase.

La matrice de Butler est donc caractérisée par une alimentation, en parallèle, des sorties, tous les chemins électriques entre entrées et sorties étant équivalents. Pour obtenir cette particularité, la matrice est constituée de plusieurs étages de division de puissance composés de coupleurs directionnels et de déphaseurs fixes. La figure III.12 schématise un exemple d'architecture de matrice de Butler 4x4. Selon le type de coupleur utilisé, on distingue deux grandes familles de matrices de Butler qui sont [36, 53] :

- Les matrices standards, utilisant des coupleurs hybrides (3 dB, 90°), dont les faisceaux générés sont situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants.
- Les matrices non standards, employant des coupleurs hybrides (3 dB, 180°), dont les faisceaux générés sont aussi situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants. Mais, elles possèdent deux faisceaux supplémentaires, l'un dans l'axe principal correspondant à la normale au réseau d'antennes et l'autre, un faisceau rasant qui pointe dans l'horizon.

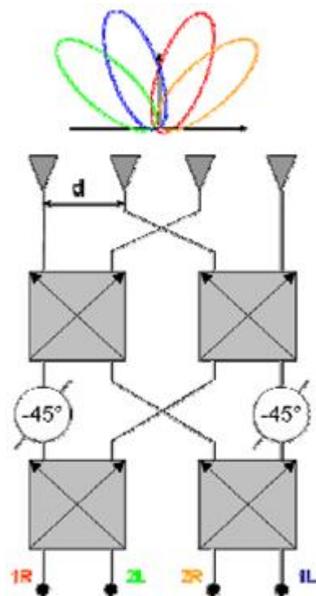


Figure III.12 : Schématisation de la matrice standard de Butler 4x4.

b) Conception de la matrice de Butler

La matrice de Butler permet de produire plusieurs faisceaux orthogonaux, c'est-à-dire des faisceaux non couplés. Cette orthogonalité est assurée grâce à des vecteurs d'excitation orthogonaux entre eux aux ports d'entrées du réseau. Supposons le vecteur d'excitation $V^{(P)}$ associé au faisceau P [54];

$$V^{(P)} = [v_1^{(P)}, v_2^{(P)}, \dots, v_N^{(P)}] \text{ . Avec ; } P = 1, \dots, N$$

Le faisceau est orthogonal si :

$$[V^{(P)}][V^{(Q)*}]^T = 0 \text{ ; pour } P \neq Q, \forall P, Q \in [1, N]$$

Nous aurons donc :

$$\sum_{n=0}^{N-1} v_n^{(P)} v_n^{(Q)*} = 0 \quad (\text{III. 23})$$

La matrice de Butler produit une excitation uniforme en amplitude, les vecteurs d'excitation complexes s'écrivent alors :

$$V^{(P)} = [1, e^{-j\psi^{(P)}}, e^{-j2\psi^{(P)}}, \dots, e^{-j(N-1)\psi^{(P)}}] \quad (\text{III. 24})$$

$$V^{(Q)} = [1, e^{-j\psi^{(Q)}}, e^{-j2\psi^{(Q)}}, \dots, e^{-j(N-1)\psi^{(Q)}}] \quad (\text{III. 25})$$

En remplaçant les composantes des vecteurs d'excitation dans la formule (III.23) on trouve :

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(\psi^{(Q)} - \psi^{(P)})} = \frac{e^{jN(\psi^{(Q)} - \psi^{(P)})} - 1}{e^{j(\psi^{(Q)} - \psi^{(P)})} - 1} = 0 \quad (\text{III. 26})$$

La relation (III.26) signifie :

$$\begin{cases} N(\psi^{(Q)} - \psi^{(P)}) = 2m\pi \\ (\psi^{(Q)} - \psi^{(P)}) \neq 2m'\pi \end{cases}$$

$m' n$ est pas un multiple de N .

La condition nécessaire d'orthogonalité est alors donnée par la relation (III.23) ;

$$\psi^{(P)} = \psi^{(Q)} + \frac{2m\pi}{N} \quad (\text{III. 27})$$

Un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé, presque sans pertes, jusqu'aux ports de sortie. Le schéma d'une matrice de Butler est identique au papillon d'une FFT (*Fast*

(Fourier Transformée) en traitement de signal. En effet, la FFT est une méthode permettant de calculer, de façon rapide, la transformée de Fourier discrète finie de N points dans le domaine temporel et les transformées en N points dans le domaine fréquentiel. La définition de la transformée de Fourier discrète s'exprime sous la forme :

$$V(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} v(nT)e^{-j\omega nT} \quad (\text{III. 28})$$

Où T est la période d'échantillonnage du signal.

La fonction $V(\omega)$ est généralement discrétisée sur N échantillons et calculée sur une de ses périodes. On pose $\omega = \frac{2\pi p}{T N}$, avec p variant entre 0 et $N-1$. Pour des raisons de simplicité d'écriture, on écrit $v(nT)$ sous la forme v_n et $V(\omega)$ sous la forme V_p , la transformée de Fourier discrète s'écrit donc sous la forme :

$$V_p = \sum_{m=0}^{N-1} v_m e^{-j2\pi m p T} = \sum_{m=0}^{N-1} v_m W_N^{mp} \quad (\text{III. 29})$$

Avec $W = e^{-j2\pi T}$

La première analogie, la plus flagrante est la représentation en papillon qui est une représentation courante de la FFT ;

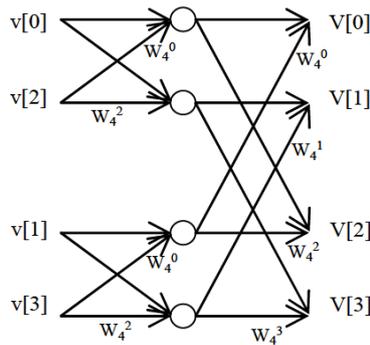


Figure III.13 : Représentation de la FFT sous forme de papillon pour $N=4$.

Pour mieux comprendre cette analogie, on va expliquer par la suite l'algorithme de la FFT. Considérons le $n^{\text{ème}}$ élément rayonnant du réseau alimenté par V_n tel que [55] ;

$$V_n = \sum_{i=0}^{N-1} v_i e^{-ji\psi(n)} \quad (\text{III. 30})$$

Où ; $\psi(n) = \frac{2\pi n}{N}$ (condition d'orthogonalité des faisceaux).

Les coefficients v_i correspondent aux excitations des ports de faisceaux et V_n correspondent à l'excitation au port du réseau.

Posons $W = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, l'expression d'excitation devient alors :

$$V_n = \sum_{i=0}^{N-1} v_i W^{in} \quad (\text{III. 31})$$

Les coefficients v_i sont regroupés en deux séquences ; une séquence formée des coefficients d'indices paires (v_0, v_2, \dots, v_{N-2}) et une séquence d'indices impaires (v_1, v_3, \dots, v_{N-1}). Pour chaque séquence on effectue une FFT d'ordre $N/2$ puis on combine les résultats de ces deux FFT pour obtenir celle d'ordre N . en effet ;

$$V_n = \sum_{i=0}^{N-1} v_i W^{in}$$

$$V_n = \sum_{p=0}^{(N/2)-1} v_{2p} W^{2pn} + \sum_{p=0}^{(N/2)-1} v_{2p+1} W^{(2p+1)n}$$

$$V_n = \sum_{p=0}^{(N/2)-1} v_{2p} W^{2pn} + W^n \sum_{p=0}^{(N/2)-1} v_{2p+1} W^{2pn}$$

On remarque que les deux termes de la somme donnant V_n se déduisent directement des deux FFT d'ordre $\frac{N}{2}$. On note ces FFT P_n et Q_n , ainsi pour $n \leq (N/2) - 1$, on a :

$$V_n = P_n + W^n Q_n \quad (\text{III. 32})$$

On note que ; $P_{n+\frac{N}{2}} = P_n$ et $Q_{n+\frac{N}{2}} = Q_n$, cette propriétés de périodicité est utilisée pour réduire le nombre d'opération lors du dimensionnement. Dans le cas de $N=4$, on trouve :

$$V_0 = P_0 + Q_0 = v_0 + v_1 + v_2 + v_3$$

$$V_1 = P_1 + W Q_1 = v_0 + W v_1 + W^2 v_2 + W^3 v_3$$

$$V_2 = P_0 + W^2 Q_0 = v_0 + W^2 v_1 + W^4 v_2 + W^6 v_3$$

$$V_3 = P_1 + W^3 Q_1 = v_0 + W^3 v_1 + W^6 v_2 + W^9 v_3$$

La représentation en papillon est illustrée sur la figure III.13. L'application de cet algorithme sur la procédure de conception d'une matrice de Butler implique que les composants de la structure en papillon sont obtenus en faveur de la présence des coupleurs hybrides et des déphaseurs.

Les signaux issus d'un même coupleur sont nécessairement en quadrature de phase quelle que soit l'entrée. Afin de lever cette contrainte sur la phase, Butler propose d'arranger les ports de sortie de façon que deux sorties adjacentes issues d'un même coupleur soient distantes de 2^{n-1} (pour la couche n), on note que la distance entre deux sorties est définie comme la différence de leurs indices. Cet arrangement particulier induit des croisements de voies supplémentaires. Des déphaseurs sont ajoutés dans la structure pour produire les lois de phase à progression. Les lois d'alimentation en phase résultantes sont données par la formule suivante pour une matrice de Butler à N sorties [55] :

$$\alpha_n^{(m)} = \frac{n\pi(2m-1)}{N} \quad (\text{III. 33})$$

Où $n = 1, \dots, N$ est l'indice des ports de sorties.

$m = 1, \dots, N$ est l'indice des ports de faisceaux (ports d'entrées).

Afin de centrer l'ensemble des faisceaux autour de la direction orthogonale à l'axe du réseau linéaire, on va faire varier l'indice m de $-N/2$ à $N/2$. La différence de phase entre deux ports adjacents peut donc s'écrire :

$$\begin{cases} \Delta\alpha^{(m)} = \frac{\pi(2m-1)}{N}; \text{ pour } m = 1, \dots, \frac{N}{2} \\ \Delta\alpha^{(m)} = \frac{\pi(2m+1)}{N}; \text{ pour } m = -\frac{N}{2}, \dots, -1 \end{cases} \quad (\text{III. 34})$$

L'intérêt de réordonner ces indices est que la structure devient alors symétrique, permettant de dimensionner l'ensemble des déphaseurs sans tenir compte du signe éventuel de la progression de phase. Ainsi, les faisceaux correspondant aux ports d'entrées sont numérotés avec les lettres L (*Left*) et R (*Right*) faisant référence aux côtés gauche et droit, respectivement de l'axe principal. Le nombre d'éléments de la matrice de Butler d'ordre N est donné par :

- Le nombre de coupleurs hybrides (3dB, 90°) :

$$H = \frac{N}{2} \log_2 \left(\frac{N}{2} \right) \quad (\text{III. 35})$$

Avec $N = 2^n$; où la puissance n est égale au nombre de couches contenant chacune $\frac{N}{2}$ coupleurs hybrides.

- Le nombre de déphaseurs :

$$P = \frac{N}{2} (\log_2 N - 1) \quad (\text{III. 36})$$

Ils sont répartis entre chaque deux couches des coupleurs sauf la dernière couche, donc sur $(n-1)$ couches.

- Le nombre de croisements :

$$C = \sum_{k=1}^{\log_2 N} \left[\frac{N}{2} (2^{(k-1)} - 1) \right] \quad (\text{III. 37})$$

Le nombre de déphaseurs est multiple de π/N , ils sont ajoutés en respectant la démarche suivante : toute sous-matrice de dimension 2^i possède 2^{i-1} déphaseurs placés sur les voies RF en bord de structure (2^{i-2} de part et d'autre) avant la dernière couche de coupleurs hybrides et dont la valeur est égale à $\pi/2$ moins 2^{i-2} fois la différence de phase du port d'entrée en direct avec la voie RF considérée. Les déphaseurs positionnés avant la dernière couche des coupleurs sont tous égaux à $\pi/4$ [56]. De plus, les indices des ports de faisceaux sont ordonnés selon la manière suivante : dans une matrice d'ordre N ($N = 2^n$) des lettres L et R sont associées respectivement aux ports dans les positions paire et impaire. On insère l'indice 1 (pour 1R et 1L) aux ports en bord de la structure, ainsi on insère l'indice les indices $N/2^p$ (p entier $\leq n$) aux ports situés dans les positions 2^p . Les entrées de toute sous matrice d'ordre P (sauf pour $p = 1$) sont regroupées en deux ensembles égaux et dont le nombre des entrées dans chaque ensemble est une puissance de deux. Pour assurer la symétrie, les indices des entrées dans le deuxième ensemble sont calculés à partir des indices du premier ensemble, soit moins $((N/2^i) - 1)$ pour les entrées situées dans les positions paires, soit plus $((N/2^i) - 1)$ pour les entrées situées dans les positions impaires.

La matrice de Butler 4x4 est la plus étudiée dans la littérature car elle reste relativement simple (figure III.12). Les entrées sont identifiées par l'indice de faisceau correspondant comme suit :

- Entrée 1 : faisceau 1R.
- Entrée 2 : faisceau 2L.
- Entrée 3 : faisceau 2R.
- Entrée 4 : faisceau 1L.

Cette matrice permet d'évaluer les progressions de phase entre sources consécutives : $\pi/4$, $-3\pi/4$, $3\pi/4$, $-\pi/4$.

Il y a deux déphaseurs de valeur $\pi/4$ situés sur les deux bords de la matrice. Il y a également quatre coupleurs répartis sur deux couches. Deux croisements sont ajoutés à la structure pour respecter la topologie proposée par Butler [53, 55].

La procédure de conception présentée ci-dessus concerne la version standard de la matrice de Butler (sans faisceau dans l'axe) qui n'utilise que des coupleurs (3 dB, 90°) et produit un nombre de faisceaux égal au nombre des entrées. La version non standard (avec faisceau axial) qui utilise des coupleurs (3 dB, 180°) est souhaitable dans certaines applications, car elle offre une couverture optimale du secteur. Par la suite, nous présenterons la procédure de conception d'une matrice de Butler non standard.

Les nombres de coupleurs et croisements utilisés dans la matrice de Butler non standard sont égaux à ceux utilisés dans la version standard. Le nombre de déphaseurs fixes, multiples de $2\pi/N$, est donné par la formule suivante :

$$p = \sum_{k=1}^{\log_2 N} \left(\frac{N}{2} - 2^{k-1} \right) \quad (\text{III. 38})$$

Les déphaseurs sont répartis sur $(n - 1)$ niveaux, mais le nombre de déphaseurs varie d'un niveau à un autre. Si l'on considère que k est le numéro de la ligne en partant des sorties, alors le nombre de déphaseurs pour le $k^{\text{ième}}$ niveau est ;

$$p_k = \frac{N}{2} - 2^{k-1} \quad (\text{III. 39})$$

Afin de comprendre le mécanisme de conception, une matrice de Butler 16x16 est analysée pas à pas :

- Pour le premier niveau ($k = 1$), les valeurs des déphaseurs augmentent en multiples entiers de $\varphi = 2\pi/N$ (ici $22,5^\circ$) à partir de 1 jusqu'à $(N/2 - 1)\varphi$, soit de $22,5^\circ$ à $157,5^\circ$, et occupent les places 2 à $N/2$ (donc 2 à 8).
- Pour le second niveau ($k = 2$), les déphaseurs forment deux séries de valeurs équivalentes et sont des multiples de 2φ (ici 45°) à partir de 2φ jusqu'à $(N/2 - 2)\varphi$, soit de 45° à 135° . Ils occupent les places 2 à $N/4$ et $(N/2 + 2)$ à $3N/4$ (donc 2 à 4 et 10 à 12).
- Pour le troisième niveau ($k = 3$), les déphaseurs forment quatre séries de valeurs équivalentes et sont des multiples de 4φ (ici 90°) à partir de 4φ jusqu'à $(N/2 - 4)\varphi$, soit 90° . Ils occupent les places 2 à $N/8$, $(N/2 + 4)$ à $3N/8$, $(N/2 + 2)$ à $5N/8$ et $(3N/4 + 2)$ à $7N/8$ (donc les places 2, 6, 10 et 14).

La dénomination des ports d'entrées est obtenue à partir des indices des ports d'entrées de la matrice standard, où, les voies d'indices R deviennent les voies d'indice L et le numéro de faisceau reste inchangé pour les entrées d'ordre pair. Pour les entrées d'ordre impair, l'indice est égal à l'indice de la version standard moins un. Les entrées du dernier coupleur (coupleur au bord droit de la structure) sont ' $R-L$ ' pour les faisceaux de gauche et de droite et ' 0 ' pour le faisceau dans l'axe. Les signaux d'entrées sont particulièrement différents. En effet, cette particularité permet de générer trois faisceaux intéressants ;

- Un faisceau dans l'axe principal au moyen de la combinaison des voies IR et IL (c'est-à-dire pour les entrées des faisceaux les plus proches de l'axe) pour des signaux en phase.
- Un faisceau pointant entre les faisceaux IL et $2L$ en faveur de la combinaison des voies IL et $2L$ pour des signaux en opposition de phase.
- Son symétrique grâce à la combinaison des voies IR et $2R$ pour des signaux en opposition de phase.

c) Exemple de dimensionnement

Dans ce paragraphe nous présentons la matrice de Butler dans sa version standard en employant les coupleurs 3 dB/90° et la version non standard fournissant un faisceau dans la

direction de la normale au réseau d'antennes. Pour chaque version nous présenterons le schéma de base, l'expression de la matrice de dispersion, les gradients de phases pour chaque faisceau, les valeurs, les positions des déphaseurs et l'évolution du dépointage en fonction du pas de réseau.

Nous allons aborder par la suite la matrice de Butler pour $N = 8$, en utilisant des coupleurs directionnels 3 dB/ 90°. Cette matrice offre la possibilité de piloter 8 faisceaux indépendants. Elle est constituée de 12 coupleurs 3 dB répartis sur 3 couches, chacune comprenant 4 coupleurs. Egalement, 8 déphaseurs et 16 croisements sont nécessaires. La figure III.14 montre le schéma de principe d'une matrice de Butler 8x8 pour la version standard. Les progressions de phase entre sources consécutives sont récapitulées dans le tableau III.4.

Faisceau	1R	4L	3R	2L	2R	3L	4R	1L
Progression (degré)	+22.5	-157.5	+112.5	-67.5	+67.5	-112.5	+157.5	-22.5

Tableau III.4 : Le pas de phase entre sources consécutives.

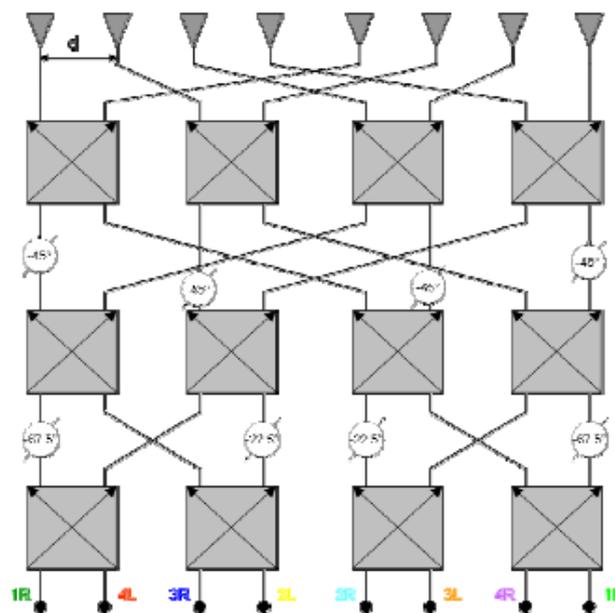


Figure III.14 : Matrice de Butler 8x8 version standard.

L'excitation du réseau d'antennes est uniforme en amplitude, celle-ci est égale à $1/\sqrt{8}$. Le résultat sous la forme matricielle met en évidence la symétrie au niveau des lois de phase (progression arithmétique positive et négative). La matrice de dispersion réduite peut s'écrire comme suit :

$$[S] = \frac{1}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{-j112.5} & e^{-j202.5} & e^{-j135} & e^{-j225} & e^{-j112.5} & e^{-j202.5} & e^{-j180} & e^{-j270} \\ e^{-j135} & e^{-j45} & e^{-j247.5} & e^{-j157.5} & e^{-j180} & e^{-j90} & e^{-j337.5} & e^{-j247.5} \\ e^{-j157.5} & e^{-j247.5} & e^{-j0} & e^{-j90} & e^{-j247.5} & e^{-j337.5} & e^{-j135} & e^{-j225} \\ e^{-j180} & e^{-j90} & e^{-j112.5} & e^{-j22.5} & e^{-j315} & e^{-j225} & e^{-j282.5} & e^{-j202.5} \\ e^{-j202.5} & e^{-j292.5} & e^{-j225} & e^{-j315} & e^{-j22.5} & e^{-j112.5} & e^{-j90} & e^{-j180} \\ e^{-j225} & e^{-j135} & e^{-j337.5} & e^{-j247.5} & e^{-j90} & e^{-j0} & e^{-j247.5} & e^{-j157.5} \\ e^{-j247.5} & e^{-j337.5} & e^{-j90} & e^{-j180} & e^{-j157.5} & e^{-j247.5} & e^{-j45} & e^{-135} \\ e^{-j270} & e^{-j180} & e^{-j202.5} & e^{-j112.5} & e^{-j225} & e^{-j135} & e^{-j202.5} & e^{-112.5} \end{bmatrix} \quad (III. 40)$$

Le tableau III.5 donne l'angle de dépointage et le niveau du lobe secondaire, on note que le niveau du lobe secondaire est défini comme la différence entre le niveau du lobe principal et celui du lobe secondaire le plus élevé. Les faisceaux issus de cette matrice assurent une couverture de 122°, ce qui est bon pour les systèmes de communication dont l'espace de couverture est découpé en trois secteurs angulaires identiques.

Faisceau	1R	4L	3R	2L	2R	3L	4R	1L
dépointage	+7°	-61°	+38.5°	-22°	+22°	-38.5°	+61°	-7°
Niveau du lobe secondaire	12.8 dB	3.87 dB	12.9 dB	12.8 dB	12.8 dB	12.9 dB	3.87 dB	12.8 dB

Tableau III.5 : L'angle de dépointage et le niveau des lobes secondaires.

Les diagrammes de rayonnement normalisés produits par un réseau d'antennes linéaires de 8 éléments (supposées isotropes) alimentées par cette matrice sont représentés sur la figure III.15 pour un pas de réseau égal à 0.5λ . Chaque faisceau est constitué d'un lobe principal et de lobes secondaires qui sont indésirables.

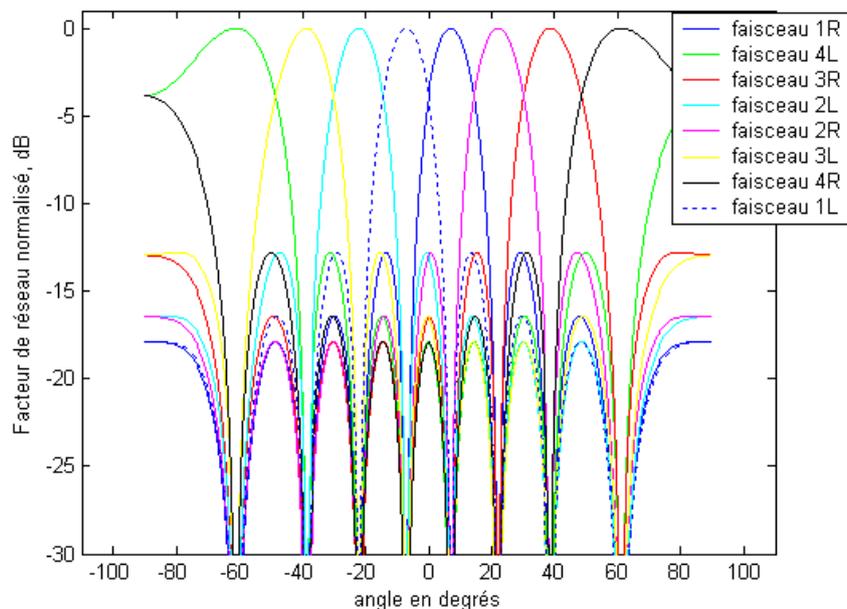


Figure III.15 : Facteur de réseau normalisé d'un réseau utilisant une matrice de Butler 8x8 avec des coupleurs 3 dB / 90°.

Le pas du réseau est un facteur important, il doit être choisi afin de mieux couvrir l'espace visé. Un pas de réseau important permet une couverture moindre. L'évolution du dépointage en fonction du pas du réseau est représenté sur la figure III.16, où on remarque que la meilleure couverture de l'espace est obtenue pour un pas de réseau entre 0.4λ et 0.5λ [57].

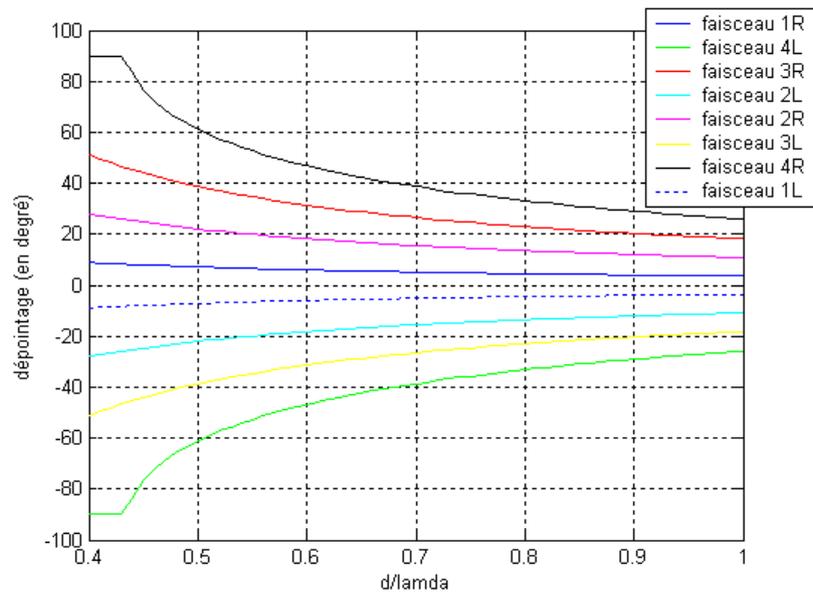


Figure III.16 : Evolution du dépointage en fonction du pas du réseau.

Les valeurs et les positions des déphaseurs dans les couches sont assemblées dans le tableau III.6.

Voie	1	2	3	4	5	6	7	8
Couche 1	$3\pi/8$	-	-	$\pi/8$	$\pi/8$	-	-	$3\pi/8$
Couche 2	$\pi/4$	$\pi/4$	-	-	-	-	$\pi/4$	$\pi/4$

Tableau III.6 : Positions et valeurs des déphaseurs.

La matrice de Butler non standard (avec faisceau dans l'axe), employant des coupleurs directionnels $3\text{dB}/180^\circ$ permettant de produire 9 faisceaux, est préférable grâce à la grande couverture fournie. De même que la forme standard, la matrice de Butler 8×8 non standard est composée de 12 coupleurs $3\text{dB}/180^\circ$ distribués uniformément sur 3 couches et 16 croisements. Mais le nombre de déphaseurs est égal à 5 (2 déphaseurs dans la première couche et 3 dans la deuxième). La figure III.17 illustre le schéma de principe de la matrice de Butler 8×8 non standard.

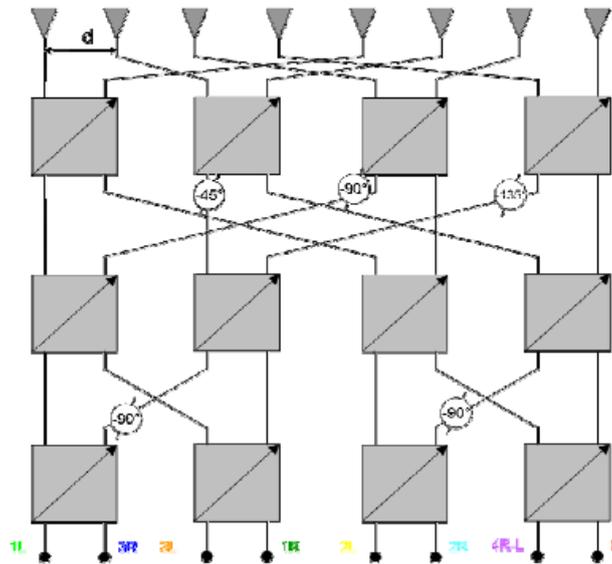


Figure III.17 : Matrice de Butler 8x8 non standard.

Les gradients de phase correspondant aux faisceaux pour la matrice non standard sont récapitulés dans le tableau III.7. On constate qu'il n'y a pas d'axe de symétrie visible, contrairement à la matrice standard.

faisceau	1L	3R	3L	1R	2L	2R	4(R-L)	0
Progression (degré)	-45	+135	-135	+45	-90	+90	180	0

Tableau III.7 : Le pas de phase entre sources consécutives pour la matrice non standard.

On constate que les progressions arithmétiques positive et négative sont claires dans la représentation matricielle, par contre on ne peut pas voir un axe de symétrie. La matrice de dispersion réduite peut s'écrire comme suit [57] :

$$[S] = \frac{1}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{-j315} & e^{-j135} & e^{-j225} & e^{-j45} & e^{-j270} & e^{-j90} & e^{-j180} & e^{j0} \\ e^{-j270} & e^{-j270} & e^{-j90} & e^{-j90} & e^{-j180} & e^{-j180} & e^{j0} & e^{j0} \\ e^{-j225} & e^{-j45} & e^{-j315} & e^{-j135} & e^{-j90} & e^{-j270} & e^{-j180} & e^{j0} \\ e^{-j180} & e^{-j180} & e^{-j180} & e^{-j180} & e^{j0} & e^{j0} & e^{j0} & e^{j0} \\ e^{-j135} & e^{-j315} & e^{-j45} & e^{-j225} & e^{-j270} & e^{-j90} & e^{-j180} & e^{j0} \\ e^{-j90} & e^{-j90} & e^{-j270} & e^{-j270} & e^{-j180} & e^{-j180} & e^{-j0} & e^{j0} \\ e^{-j45} & e^{-j225} & e^{-j135} & e^{-j315} & e^{-j90} & e^{-j270} & e^{-j180} & e^{j0} \end{bmatrix} \quad (III. 41)$$

Cette matrice permet de produire 9 faisceaux couvrants parfaitement un secteur de 122°. Le tableau III.8, donne l'angle de dépointage et le niveau du lobe secondaire. Les faisceaux issus de cette matrice sont représentés dans la figure III.18.

Faisceau	1L	3R	3L	1R	2L	2R	4(R-L)	0
dépointage	-7°	+38.5°	-38.5°	+22°	-22°	-38.5°	±61°	0°
Niveau du lobe secondaire	12.8 dB	12.9 dB	12.9 dB	12.8 dB	12.8 dB	12.9 dB	3.87 dB	12.8 dB

Tableau III.8 : L'angle de dépointage et le niveau des lobes secondaires pour la matrice de Butler non standard.

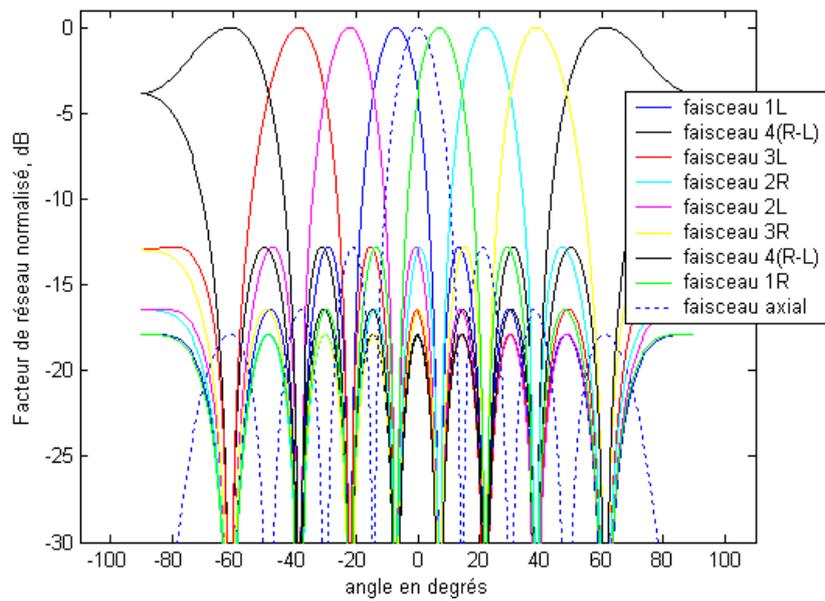


Figure III.18 : Facteur de réseau normalisé pour un réseau utilisant une matrice de Butler 8x8 avec des coupleurs 3 dB / 180°.

Comme pour la version standard, le pas de réseau est important pour le pointage des faisceaux. On va faire varier le pas de réseau afin de voir le changement de pointage, on trouve les résultats simulés sur la figure III.19.

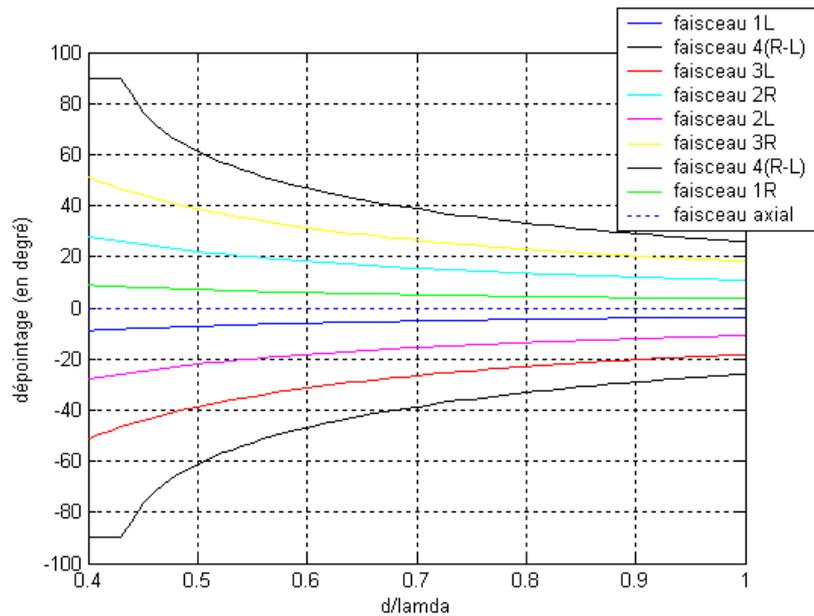


Figure III.19 : Evolution du dépointage en fonction du pas du réseau.

Les positions et les valeurs des déphaseurs sont données dans le tableau III.9. On note que la couche 1 est la couche qui se situe juste avant la dernière couche des coupleurs.

Voie	1	2	3	4	5	6	7	8
Couche 1	-	-	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	-	-	-
Couche 2	-	$\pi/2$	-	-	-	$\pi/2$	-	-

Tableau III.9 : Valeurs et positions des déphaseurs.

Nous avons vu que la matrice de Butler impose une loi d'amplitude uniforme. Pour lever cet état et baisser le niveau des lobes secondaires Butler avait suggéré d'associer sa matrice à un circuit d'alimentation dont la combinaison permettait une loi en amplitude à distribution en cosinus. Ce circuit d'alimentation est positionné avant la matrice de Butler. Il est composé d'une alternance de diviseurs et combineurs de puissance. Cette structure a l'inconvénient de réduire le nombre de faisceaux par rapport à l'utilisation d'une matrice de Butler seule, ainsi, elle induit des pertes de puissance [55].

La commutation de plusieurs ports d'entrées simultanément apporte une combinaison de faisceaux, en effet, on peut avoir des faisceaux supplémentaires avec des signaux identiques (de même amplitude et de même phase), et la matrice de Butler de dimension $N \times N$ sera une matrice de dimension $N \times M$. La combinaison peut se faire par un multiplexeur en amont de la matrice ou tout simplement à l'aide d'un pont de Wilkinson.

d) Avantages et inconvénients

L'utilisation de la matrice de Butler pour la conception des répartiteurs de faisceaux analogiques est très populaire grâce aux avantages multiples de ce type de circuit. Entre autres, nous citons :

- La matrice de Butler génère des faisceaux orthogonaux avec une bonne directivité.
- Sur l'angle de balayage, le niveau des chevauchements des faisceaux est constant. Cela permet une bonne couverture avec un gain maximum.
- La matrice de Butler est l'équivalent d'une transformée de Fourier discrète, elle utilise un nombre minimum de composants, offrant ainsi une architecture simple (la structure en papillon où les composants sont remplacés par des coupleurs identiques et des déphaseurs).
- Elle est théoriquement sans pertes, si l'on ne tient pas compte des pertes d'insertions des coupleurs et déphaseurs.
- Sa conception est rendue plus facile grâce à la symétrie de sa topologie.

La matrice de Butler n'est pas un réseau de formation des faisceaux totalement parfait, elle possède les inconvénients suivants :

- Pour un nombre élevé de faisceaux, le nombre de composants devient important, par exemple, pour une matrice alimentant 8 faisceaux, 16 croisements sont nécessaires, au delà de 8 faisceaux, le système devient complexe.
- La variation du dépointage et l'angle d'ouverture à mi-puissance avec la fréquence.

e) Application de la matrice de Butler

Les matrices de Butler ont souvent été employées dans les télécommunications par satellites. Notamment dans les répéteurs multicanaux. Dans les systèmes de communications mobiles utilisant les satellites géostationnaires, tel qu'*INMARSAT-3*, une matrice de Butler 4x4 en technologie stripline fonctionnant à 1.542 GHz amène jusqu'à une puissance maximale de 20 watt les signaux vers plusieurs antennes [57]. On les retrouve également, dans les satellites à orbites basses, comme les systèmes *IRIDIUM* implantés par Motorola qui fournissent des services pour une clientèle effectuant surtout les appels internationaux. Les matrices de Butler sont présentes et offrent un bon compromis en termes de couverture et du nombre de faisceaux pour le système GSM fonctionnant autour de 900 MHz, et bien sûr pour les stations de base de type *PCS (Personal communication system)* et pour les communications d'intérieur (indoor) autour de 60 GHz [58].

Toujours dans le domaine des télécommunications, on peut ajouter les services interactifs à haut débit, grâce au système *LMDS* autour de 40 GHz [59], ou encore grâce à des satellites multimédia disposant d'antennes de réception multifaisceaux présentant un rapport signal sur bruit élevé (projet *MULTIKARA*, voie montante autour de 30 GHz et voie descendante autour de 20 GHz).

III.5 Comparaison des matrices étudiées

Maintenant, il est temps de confronter ces trois types de répartiteurs de faisceaux de types matriciels très usités de part le monde, puis de sélectionner celui qui conviendrait le mieux pour des systèmes de communication sans fil. Les éléments de comparaison entre les matrices de Butler et celles de Blass et Nolen sont ; le rendement en puissance, le nombre de composants, la contrainte sur les lois d'excitation et le comportement fréquentiel.

III.5.1 Rendement de puissance

Nous avons vu, dans la section III.4.5, que les matrices de Blass dissipent de la puissance dans des charges adaptées, même lorsque le dimensionnement de la matrice de Blass est peu adapté, que ce soit par un nombre relativement faible d'éléments rayonnants et/ou une contrainte sur les coupleurs directionnels relativement forte. Par contre, les matrices de Butler et de Nolen étant sans pertes, elles ne peuvent produire simultanément que des faisceaux orthogonaux, c'est le mode de fonctionnement souhaité.

III.5.2 Nombre de composants

Le nombre de composants est un paramètre important pour la conception de la matrice. On rappelle que le réseau d'alimentation est associé à un réseau linéaire de N antennes élémentaires et est dimensionné pour produire M faisceaux. La matrice de Butler génère autant de faisceaux que d'éléments rayonnants (soit $M=N$). Avec les matrices de Blass et de Nolen, il est possible de concevoir des réseaux d'alimentation avec un nombre de faisceaux M tel que $M \leq N$, ainsi les matrices de Blass et de Nolen utilisent autant de déphaseurs que de coupleurs directionnels. Le tableau III.10 compare le nombre de composants nécessaires pour les trois matrices, à savoir $M=N$.

N	Butler				Nolen			Blass		
	coupleur	Déphaseur	croisement	total	coupleur	déphaseur	total	coupleur	déphaseur	total
2	1	0	0	1	1	1	2	4	4	8
4	4	2	2	10	6	6	12	16	16	32
8	12	8	16	52	28	28	56	64	64	128
16	32	24	88	232	120	120	240	256	256	512
32	80	64	416	976	496	496	992	1024	1024	2048

Tableau III.10 : Comparaison des trois matrices par rapport au nombre de composants.

Ces résultats confirment qu'une matrice de Butler nécessite moins de composants qu'une matrice de Blass ou de Nolen. Par contre, dans une réalisation planaire, la fonction de croisement de voies est produite par la combinaison de deux coupleurs hybrides, ce qui augmente la complexité de la matrice, et pour un nombre important de faisceaux, les matrices sont similaires en complexité, à ceci près que les matrices de Butler ne nécessitent la conception que d'un coupleur directionnel équilibré alors que les matrices de Nolen et Blass peuvent nécessiter plusieurs coupleurs différents.

III.5.3 Lois d'excitation

Un autre point de comparaison important est la loi d'excitation. Les matrices de Blass et Nolen ont un avantage significatif sur la matrice de Butler qui est la possibilité d'offrir une loi d'excitation en amplitude selon le besoin. Les matrices de Butler imposent une loi d'excitation en amplitude uniforme, ce qui nécessite d'utiliser un circuit d'alimentation en amont de la matrice. Pour ce qui est de la formation en phase de la loi d'excitation, les différentes matrices présentées offrent les mêmes performances.

III.5.4 Comportement fréquentiel

Il s'avère que les faisceaux d'une matrice de Butler varient avec la fréquence. Ce phénomène se traduit concrètement par une variation de l'angle de dépointage ainsi que la largeur du faisceau principal avec la fréquence. Ce phénomène n'est pas observé avec les matrices de Blass et de Nolen car la variation de phase en fonction de la fréquence, induite par la partie guidée, compense le phénomène de dépointage.

La comparaison présentée ici permet de mettre en évidence l'intérêt des matrices de Butler en termes de flexibilité, facilité de conception et orthogonalité des faisceaux. Donc le répartiteur de faisceaux analogique susceptible d'être le plus performant pour les communications terrestres sans fil est la matrice de Butler.

III.6 Matrice de Butler dans la littérature

On trouve dans la littérature de différentes technologies pour concevoir une matrice de Butler, ces techniques ont toutes des points forts et des points faibles. Le choix de l'une par rapport aux autres dépend du type d'application (domaine spatial, militaire ou civil), des performances et des coûts.

La matrice de Butler 4x4 en technologie microruban est la plus étudiée notamment du fait d'un coût et d'une complexité moindre et bien-sûr pour la facilité de fabrication. Malheureusement, les pertes sont proportionnelles à la fréquence de travail. La plus grande partie des pertes est par radiation, il y a aussi des pertes ohmiques, ce qui perturbe son utilisation dans l'alimentation des réseaux d'antennes. Ce comportement est confirmé par Bona et Al (2002) avec une matrice 4x4 en microruban qui fonctionne dans la bande 880 MHz-960 MHz, ils obtiennent 0.3 dB de perte. En 2003, Dall'omo et Al, ont conçu une matrice en microruban qui fonctionne à 41.5 GHz, les pertes sont de l'ordre de 3 dB. Dans

Phaml et Al (2005) à 5.5 GHz, les pertes sont de l'ordre de 0.3 dB mais avec une mauvaise pondération en amplitude.

Le nombre de croisements de voies RF est un point critique en pratique sur le mode de réalisation, surtout dans le domaine millimétrique. Plusieurs techniques sont présentées dans la littérature pour éviter de réaliser les croisements des voies RF. Dans le cas particulier des matrices de Butler 4x4, il est en effet possible d'éviter les croisements par une modification de l'architecture de la matrice, il s'agit d'un arrangement judicieux des composants et des ports d'entrée et sortie permettant de s'affranchir de ces croisements indésirables. Un exemple d'arrangement est présenté sur la figure III.20 [60]. Elle propose des ports d'entrée en vis-à-vis (en haut et en bas sur la figure III.20), ainsi les éléments rayonnants de type patch sont intégrés sur la même couche que la matrice [61]. Les croisements sont dispensés totalement, mais on ne peut plus dissocier la matrice du réseau d'antennes. En effet, la matrice entoure le réseau d'antennes et bien-sûr plus le réseau d'antennes est important, plus les longueurs des lignes reliant les différents coupleurs sont importantes. Afin de réduire les longueurs de lignes, une configuration de matrice associée à un réseau de patch alimenté par fente de couplage à été proposée [62]. Elle permet une conception plus compacte que la configuration précédente. Ces différents arrangements sans croisements sont intéressants mais ont tous l'inconvénient d'être difficilement utilisables sur des matrices de dimensions supérieures à 4.

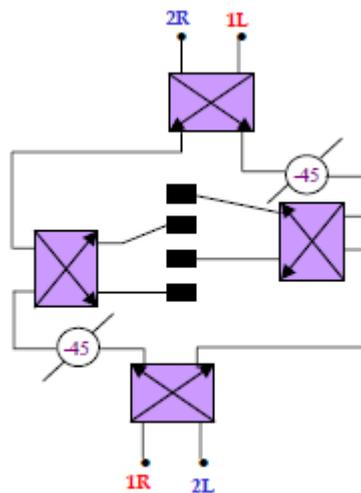


Figure III.20 : Nouvelle topologie de la matrice de Butler 4x4.

La technologie guide d'ondes est recommandée pour la conception de la matrice de Butler, parce que la nature de son champ permet d'éviter la perte de rayonnement et d'interférence avec d'autres circuits en particulier avec les antennes. Ils présentent de faibles pertes globales, de bons facteurs de qualité et permettent donc de réaliser des composants sélectifs. Dans le cadre des travaux élaborés par ASE (Agence Spatiale Européenne), deux matrices de Butler d'ordre 4 ont été conçues dans la bande X (antennes à grand gain pour des missions interplanétaires) et la bande Ka. La matrice réalisée dans la bande X ne présente que 0.08 dB d'ondulation d'amplitude sur ces sorties avec 0.2 dB de pertes. Quant à la phase, l'erreur est inférieure à 2.2°. Pour la matrice réalisée dans la bande Ka, les résultats expérimentaux montrent des pertes d'insertion de l'ordre de 0.5 dB et ainsi une phase quasi-

constante sur la bande (28.2-30 GHz) [61, 63]. Une matrice en guide d'onde métallique double couches est décrite par Hirokawa et Al (2002), elle est réalisée pour une fréquence de fonctionnement égale à 8.45 GHz et montre de très bonnes performances sur 200 MHz de bande de fréquence et les pertes sont très faibles (0.1 dB). Cette technologie présente des limitations en termes de modélisation et d'ajustement des éléments au moyen des vis. Ainsi, leur fabrication est plus difficile, plus longue et plus couteuse. Il y a également de nombreuses contraintes mécaniques et thermiques qui doivent absolument être prises en compte lors des simulations.

Le guide coplanaire (CPW) n'a commencé à recueillir la préférence des auteurs qu'à partir de 1986 et des divergences de vues persistent encore aujourd'hui [54]. L'utilisation des lignes coplanaires et plus particulièrement des coupleurs coplanaires à couplage par fente facilite la réalisation des croisements et la réalisation de la matrice. Les auteurs Nedil et Al (2006) proposent une matrice de Butler d'ordre 4 à 5.8 GHz. Les performances électriques mesurées montrent des pertes d'insertion de 1.5 dB à la fréquence centrale de 5.8 GHz et elles augmentent au fur et à mesure qu'on s'approche des extrémités de la bande, à savoir environ 3 dB de pertes à 5 et 6.5 GHz. Les mêmes auteurs ont proposé une matrice de Butler d'ordre 4 à lignes en fente à 38 GHz. Cette technique permet, de diminuer les erreurs de phases introduites. En fait, la technologie coplanaire est intéressante dans la mesure où elle n'est pas couteuse et permet de connecter aisément des éléments en parallèle ou en série.

La réalisation de la matrice de Butler en technologie GIS (Guide Intégré au Substrat) réduit significativement les coûts de pondération. Une matrice de Butler en GIS a été conçue par Yamamoto et Al (2003) sur un substrat de permittivité relative de 2.17 à 26 GHz. De bons résultats ont été obtenus sur une bande de 1 GHz. A la fréquence centrale, les pertes sont de l'ordre de 1 dB. Une réalisation présentée par T. Djerafi (2011) a pour objectif, la réalisation d'un système radar à deux fréquences sur la même plateforme, elle permet d'approfondir l'apport de la technologie GIS pour des matrices de Butler planaires ou sur deux couches, où les prototypes ont été dimensionnés en bande Ku (12 à 18 GHz).

Les différentes techniques présentées, qu'elles soient planaires ou non, en technologie guide d'onde, GIS ou imprimée, ont toutes des tailles réduites. La majorité des publications se limite à des matrices de dimension 8. Cela se comprend compte tenu de la complexité de ces matrices qui augmente considérablement avec le nombre d'entées.

III.7 Conclusion

Rappelons de manière concise les points que ce troisième chapitre a abordés; dans un premier temps nous avons commencé par les répartiteurs de faisceaux numériques, ces répartiteurs ont l'avantage de présenter une forte flexibilité, mais avec une complexité et un coût considérable ce qui limite leur utilisation. On s'est orienté, en deuxième temps, vers les répartiteurs de faisceaux analogiques, dans ce paragraphe nous avons regroupé les répartiteurs les plus répandus dans la littérature. Nous avons vu le réseau gigantesque de Wullenweber et la lentille de Rotman qui a un poids important, et elle n'assure pas des faisceaux orthogonaux. Nous avons vu aussi les répartiteurs de faisceaux de type matriciel qui sont notre objectif.

Nous avons détaillé l'ensemble des équations des matrices de Blass et de Nolen pour une alimentation en série d'un réseau d'antennes. Celui-ci a l'avantage d'être relativement simple à coder par sa formulation récurrente, mais l'étude de ces matrices nous montre brièvement la difficulté de dimensionnement, ainsi que la complexité de conception. Nous avons également constaté que les pertes dans la matrice de Blass conduisent à des faisceaux non-orthogonaux. Par contre, la matrice de Nolen est intéressante par son nombre réduit d'éléments et son caractère sans pertes en comparaison avec la matrice de Blass.

L'étude de la matrice de Butler nous a permis de conclure qu'elle est le meilleur répartiteur en comparaison avec les matrices de Blass, Nolen et la lentille de Rotman. Elle produit des faisceaux orthogonaux avec un gain important. Cependant, elle reste limitée souvent à des matrices 4x4, 8x8 voire 16x16 car au-delà, la conception devient très complexe, en raison des croisements des voies RF.

Chapitre IV :

Conception et simulation d'une matrice de Butler

Résumé :

Une matrice de Butler 4x4 dédiée à l'application UMTS sera conçue dans ce chapitre, la simulation sera faite à l'aide de logiciel Momentum. Le logiciel Momentum d'ADS nous a permis de simuler les composants de base de la matrice de Butler.

IV.1 Introduction

Le chapitre précédent nous a permis de choisir la matrice de Butler comme répartiteur de faisceau analogique. Sa flexibilité et sa simplicité de réalisation la rendent très populaire. Son importance est liée au fait qu'avec un seul circuit, il est possible d'alimenter un réseau d'éléments et de choisir l'angle de pointage dépendant des ports d'entrée. D'où sa possibilité d'utilisation dans les applications des antennes intelligentes [64].

Dans ce chapitre, nous abordons la conception d'une matrice de Butler 4x4 standard pour les stations de bases dédiées à la norme UMTS. En effet, cette matrice doit respecter un cahier des charges serré. Elle devra montrer de hautes performances à la fréquence centrale 2.1 GHz et sur toute la bande UMTS. Par ailleurs, l'espace de couverture fourni par le réseau d'antennes est 90°.

A cet égard, nous faisons la simulation de tous les composants de la matrice de Butler à l'aide de l'outil Momentum de logiciel ADS d'Agilent. L'intérêt de ce logiciel est d'offrir des modèles d'éléments de base en ligne micro-ruban permettant un dimensionnement rapide des composants. Ensuite la matrice est construite et attachée à son réseau d'antennes pour voir la zone à couvrir. Finalement différentes topologies de la matrice de Butler seront élaborées.

IV.2 Cahier des charges

Dans ce chapitre, on se propose de concevoir une matrice de Butler 4x4 standard en technologie microruban dédiée aux applications UMTS. La norme de transmission UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) est un standard cellulaire pour le système de télécommunication mobile de 3^{ème} génération. Elle a été adoptée au niveau mondial en 1998 mais le coût de mise en place a retardé sa mise en service. L'UMTS peut offrir à l'utilisateur le visiophone (transmission simultanée de la voix et des images) avec des débits beaucoup plus importants que ceux autorisés par les générations précédentes, il peut atteindre 384 kbit/s pour une grande mobilité de l'utilisateur et de 2 Mbit/s pour une faible mobilité [65].

L'UMTS occupe la bande de fréquence entre 1920 MHz et 2170 MHz où la bande montante va de 1920 à 1980 MHz et la bande descendante couvre de 2110 à 2170 MHz [66]. La station de Base UMTS dite Nœud B (*Node B*) Prend en charge la transmission et la réception avec le terminal mobile, où la matrice de Butler est utilisée comme répartiteur de faisceau.

Nous souhaitons concevoir une matrice de Butler 4x4 pour la station de Base UMTS en réalisant le cahier de charges suivant :

- Technologie de fabrication : planaire avec épaisseur de métallisation de 35 μm .
- Fréquence de résonance : 2.1 GHz.
- Bande de fréquence : 1920 MHz à 2170 MHz.
- Coefficient de réflexion : $S_{11} < -10$ dB sur toute la bande.
- Paramètres d'isolation : $S_{ij} < -10$ dB sur toute la bande.

IV.3 Caractéristiques des lignes microrubans

La structure d'une ligne microruban comporte un substrat diélectrique métallisé sur sa face inférieure et une bande métallique étroite en face supérieure. Les principaux paramètres qui caractérisent cette structure sont la permittivité ϵ_r et les paramètres géométriques w et h qui sont successivement la largeur du ruban et l'épaisseur du substrat. Dans ce chapitre on se propose d'étudier une matrice de Butler 4x4 standard dédiée aux stations de Base pour l'application UMTS où la fréquence de résonance est égale à 2.1 GHz. Elle est implantée sur le substrat Duroïd 6002 dont les principaux paramètres techniques sont les suivants : permittivité $\epsilon_r = 2.94$, $\tan \delta = 0.0012$ épaisseur de substrat $h=2mm$. Ce substrat possède des caractéristiques électriques supérieures et une fiabilité améliorée du point de vue thermique (pas de variation de sa permittivité relative pour des températures comprises entre -55°C et 100°C). Comme nous travaillons à la fréquence de 2.1 GHz, la longueur d'onde sera donc :

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} = 83.31 \text{ mm}$$

L'impédance caractéristique de la plupart des lignes microrubans utilisées dans la matrice ont une impédance caractéristique égale à 50Ω . A l'aide de l'application LINECALC du logiciel ADS on trouve la largeur de la ligne $w = 5.0534 \text{ mm}$. Il est indispensable de calculer les pertes de cette ligne sur la bande de fréquence 1 à 3 GHz sur une distance d'une longueur d'onde guidée. Les trois types de pertes rencontrées sont ; les pertes par rayonnement, les pertes métalliques et pertes diélectriques. Ces deux dernières sont illustrées sur la figure IV. 1.

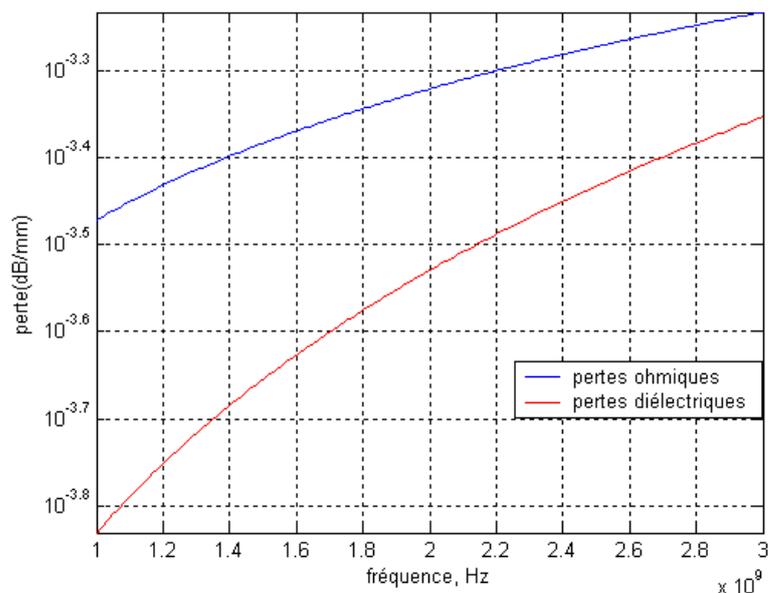


Figure IV.1 : Simulation des pertes de la ligne microruban employée.

D'après ces deux courbes, la première constatation qui s'impose est que les pertes métalliques sont plus importantes que celles dans le diélectrique et plus l'impédance caractéristique de la ligne est élevée (faible largeur) plus les pertes métalliques sont importantes. Au terme de cette analyse nous avons montré qu'une ligne d'impédance 50Ω introduit $5 \cdot 10^{-4} \text{ dB/mm}$ de pertes métalliques et $3 \cdot 10^{-4} \text{ dB/mm}$ de pertes par diélectriques à 2.1 GHz.

Les pertes par rayonnement d'une ligne microruban sont le fait des modes supérieurs qui sont engendrés par les discontinuités. La fréquence limite $f_M = 2.14 \varepsilon_r^{0.25} / h(\text{mm})$, pour laquelle 1% de la puissance est rayonné à l'extrémité d'une ligne ouverte, nous permet de calculer pour un substrat de $h=2\text{mm}$ et $\varepsilon_r = 2.94$, la fréquence $f_M = 1.4011 \text{ GHz}$ et donc au dessus de cette fréquence la ligne rayonne [67].

En fait, les coudes sont les principales causes des pertes par rayonnement. Il existe deux types de coudes dans les circuits microondes ; coude circulaire et coude chanfreiné (figure IV.2). Il est important donc d'évaluer les pertes par rayonnement de chacun des coudes sur la bande de fréquence de 1 à 3 GHz de façon à choisir le coude convenable pour une future conception.



Figure IV.2 : Coudes en ligne microruban ; (a)-circulaire, (b)-chanfreiné

Les coudes utilisés sont simulés sous ADS Momentum et les pertes trouvées sont représentés sur la figure IV.3, courbe en rouge pour le coude circulaire, courbe en bleu pour le coude chanfreiné. Puisque les deux coudes ont la même longueur, les pertes métallique et diélectrique sont les mêmes pour les deux coudes. On peut voir que les pertes par rayonnement sont importantes dans le coude circulaire.

Donc on choisit sans crainte le coude chanfreiné pour notre matrice.

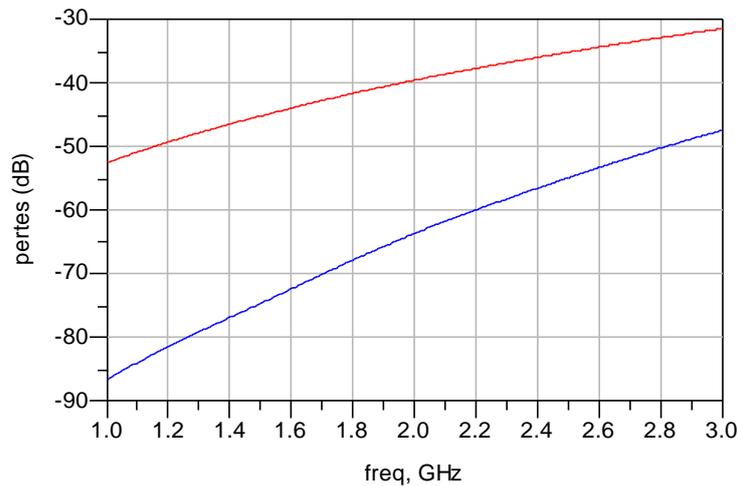


Figure IV.3 : Pertes dans les coudes.

IV.4 Simulation des éléments constituant la matrice

Nous avons vu, au chapitre précédent, que le circuit d'orientation du faisceau peut être réalisé par la matrice de Butler, nous avons montré également qu'une matrice de Butler standard est constituée de quatre coupleurs 3 dB, 90°, deux croisements et deux déphaseurs 45°. Dans ce paragraphe nous aborderons la conception de chacun de ces circuits séparément.

IV.4.1 Déphaseur 45°

Le déphaseur 45° est un déphaseur passif en technologie planaire ; constitué de lignes de transmission à retard de phase. En effet, pour introduire un retard de phase θ avec une ligne microruban par rapport à une autre, il suffit d'ajouter une longueur de ligne supplémentaire ΔL de telle manière que $\Delta L = \theta \lambda_g / 360$ [68]. Le déphaseur que l'on adopte pour notre matrice est représenté sur la figure IV.4. Sur la figure IV.5 les paramètres S et la valeur du déphasage sont représentés ; on remarque que le déphasage est -45.612° à 2.1 GHz. On constate que les performances restent acceptables sur la bande de fréquence de 1 à 3 GHz, avec un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB et un coefficient de transmission égal à -0.244 dB.

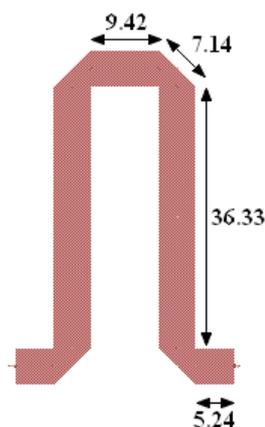


Figure IV.4 : Déphaseur 45° (dimensions en millimètre).

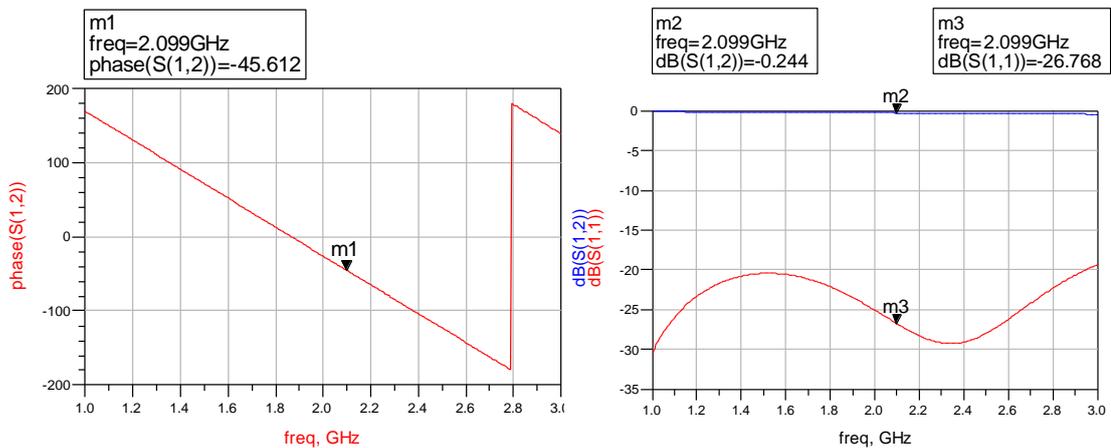


Figure IV.5 : Paramètres S du déphaseur 45°.

IV.4.2 Coupleur 3dB, 90°

Le coupleur 3 dB, 90° est un dispositif passif disposant de quatre ports qui permet à chaque sortie de recueillir la moitié de la puissance d'entrée mais en quadrature de phase. Le coupleur 3 dB est souvent réalisé en technologie microruban où différents tronçons quart d'onde sont présents pour assurer l'adaptation d'impédance. Deux types de tronçons de ligne quart d'onde composent le coupleur. Entre les ports 1 et 2 et les ports 3 et 4 nous avons une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique égale à 50 Ω identique à celle des ports d'entrée et de sortie du coupleur, et entre les ports 1 et 3 et les ports 2 et 4, nous avons une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique 35.35 Ω ($50/\sqrt{2}$) pour obtenir le couplage de 3 dB (figure IV.6.a). On peut ainsi obtenir des couplages compris entre 3 et 9 dB en changeant tout simplement la valeur de l'impédance caractéristique des tronçons de ligne quart d'onde, mais cela conduit à des problèmes technologiques surtout pour des tronçons de forte impédance où la largeur de la ligne diminue de façon importante et donc accentue la difficulté de sa réalisation [69].

Le signal RF à l'entrée du port 1 (voie incidente) est également distribué en deux signaux RF sur le port 3 (voie directe) et le port 4 (voie couplée). Le port 2 est totalement isolé par rapport à l'entrée. Une remarque importante s'impose est que le coupleur 3dB, 90° est symétrique. En effet, chaque port peut être utilisé comme une entrée et les sorties seront du côté opposé à l'entrée. La matrice de dispersion du coupleur 3 dB, 90° est alors donnée par l'équation IV.1 [68].

$$S = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{IV.1}$$

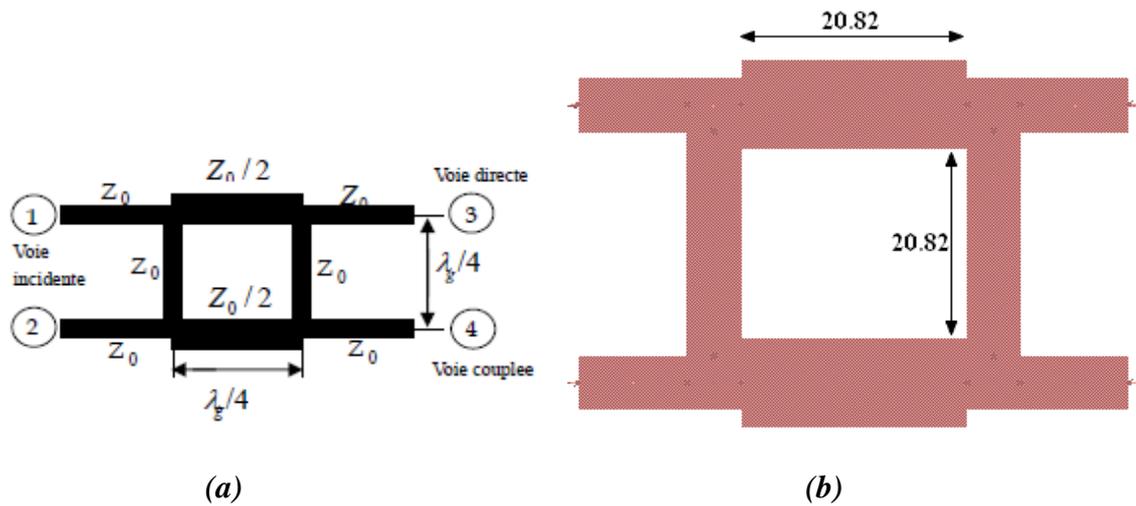


Figure IV.6 : Le coupleur 3 dB, 90°.

Via l’outil Momentum d’ADS, un coupleur 3dB, 90° est dimensionné et simulé afin de bien fonctionner à la fréquence centrale de 2.1 GHz (figure IV.6.b). La simulation des paramètres S en amplitude est représentée dans la figure IV.7. À partir de cette figure nous voyons qu’il y a une très bonne adaptation au voisinage de la fréquence de résonance 2.1 GHz. On enregistre un coefficient de réflexion égal à -24.206 dB et il reste inférieur à -10 dB sur une bande de 800 MHz. Une bonne isolation de -25.490 dB est également constatée sur le port 2. Sur les voies de découplage (port 3 et 4) nous avons respectivement -2.564 dB et -3.628 dB, ces valeurs sont différentes des résultats attendus (-3dB), à cause des pertes apportées par le conducteur et le rayonnement du coupleur.

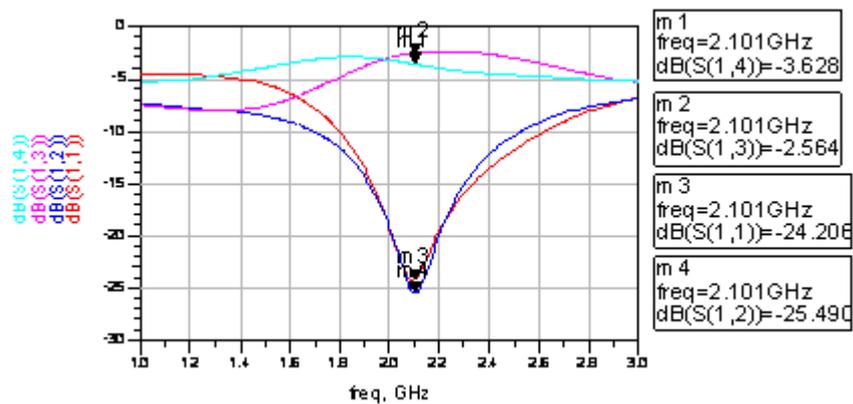


Figure IV.7 : Amplitude des paramètres S simulées.

Les phases des voies de découplage sont représentées sur la figure IV.8. En terme de phase, les signaux de sortie sur les ports 3 et 4 sont en quasi quadrature de phase. L’écart de phase est de 90.390° à la fréquence de résonance et sur la bande de 1.9 à 2.2 GHz.

A partir de la valeur du coefficient de réflexion on peut calculer la puissance transmise par la formule :

$$S_{11_{dB}} = 20 \log(r) \tag{IV.2}$$

Dans notre cas $r = 10^{\frac{-24.206}{20}} = 0.06161$

Et le pourcentage de la puissance transmise ; $P_t = (1 - r^2) \times 100\% = 99.62\%$

Enfin, les résultats de simulation de ce coupleur sont tout à fait acceptables.

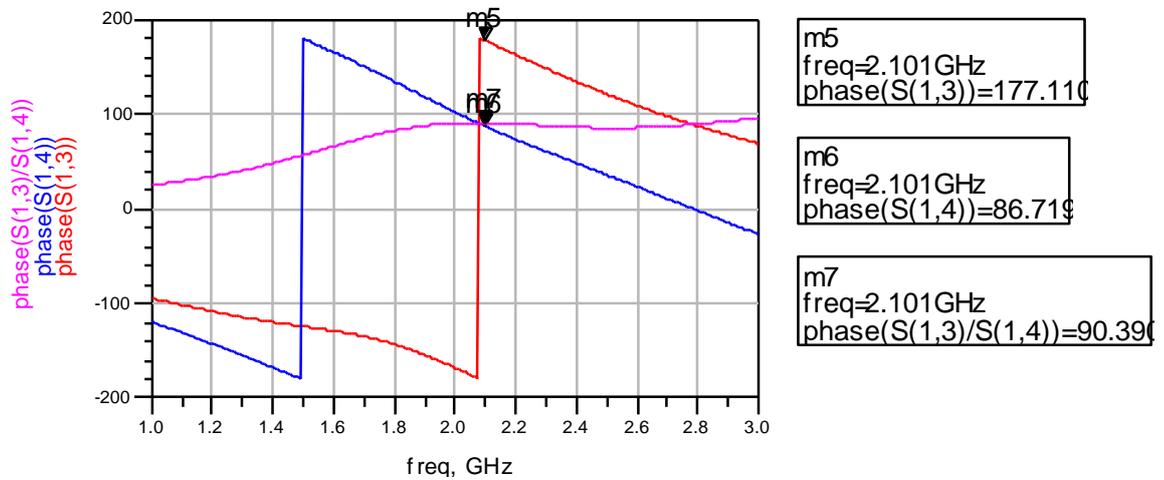


Figure IV.8 : Phases des paramètres S simulées.

La distribution du courant dans le coupleur, pour le port 1, à la fréquence de résonance (figure IV.9) illustre clairement que le courant apparaît dans la ligne principale (entre port 1 et 3) et dans les tronçons de ligne quart d'onde jusqu'au port 4. Cependant, il n'y a pas de courant dans le port 2 [70].

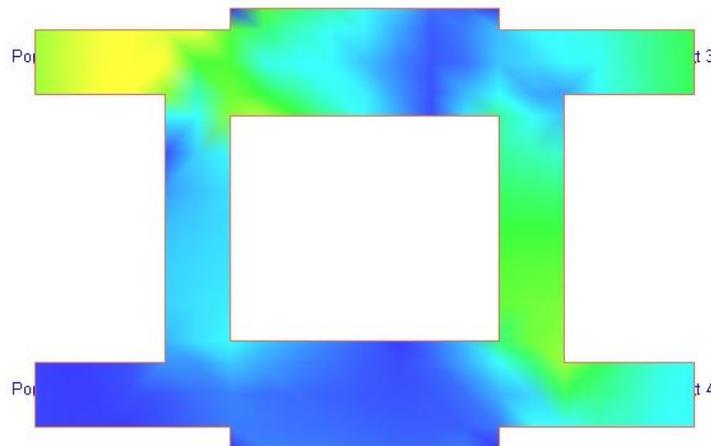


Figure IV.9 : La distribution du courant dans le coupleur 3 dB.

IV.4.3 Le croisement

Le croisement appelé aussi coupleur 0 dB, est un circuit à quatre ports qui permet d'isoler les chemins de deux signaux RF qui se croisent [68]. En fait, nous pouvons réaliser ce type de circuit en cascade de deux coupleurs (3dB, 90°). Le croisement est un circuit symétrique avec deux ports d'entrée et deux ports de sortie. Dans le cas idéal, si le port 1 est

alimenté par un signal RF, le port 3 de sortie et le port 2 d'entrée ne présentent aucun signal et seulement le port 4 présente un signal RF identique à celui du port 1. La matrice S aura donc la forme suivante [68] ;

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

Il existe plusieurs techniques de réalisation d'un croisement dont on peut citer ; la technique HTS (*High Temperature Superconductive*) où le croisement est réalisé par une feuille d'or rectangulaire sur une couche d'isolant diélectrique mince. Malheureusement l'utilisation de cette technique produit des couplages indésirables entre les lignes de croisement et une perte de la symétrie de l'ensemble de la structure lorsque l'on monte en fréquence [68]. La technologie planaire permet de réaliser des croisements moins chers avec complexité et pertes minimales.

De la même façon que le coupleur, un croisement est dimensionné avec des tronçons de ligne d'impédance caractéristique égale à 50Ω (figure IV.10).

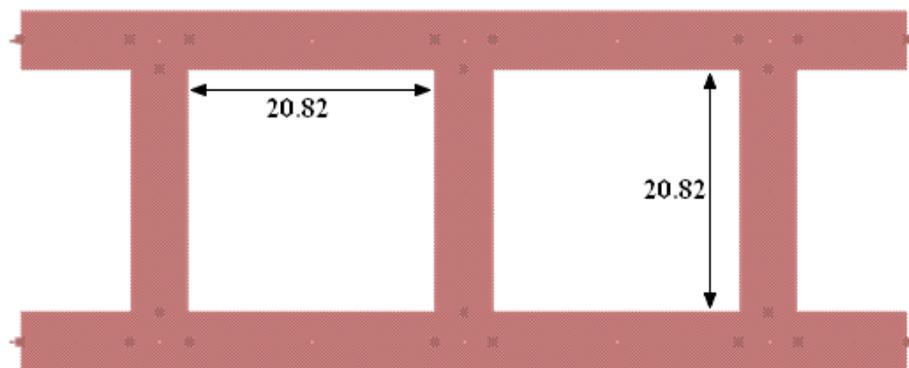


Figure IV.10 : Schématique du croisement (dimension en millimètre).

Les résultats de simulation des amplitudes des paramètres S du croisement sont donnés dans la figure (IV.11.a et b). La largeur de bande de croisement est de 900 MHz. On trouve les coefficients S_{11} , S_{12} , S_{13} et S_{14} égaux respectivement à -52 dB, -49 dB, -23.50 dB et -0.091 dB avec un déphasage du port 4 de l'ordre de 0.397° (figure IV.12). Les performances du croisement sont acceptables compte tenu de la complexité du circuit.

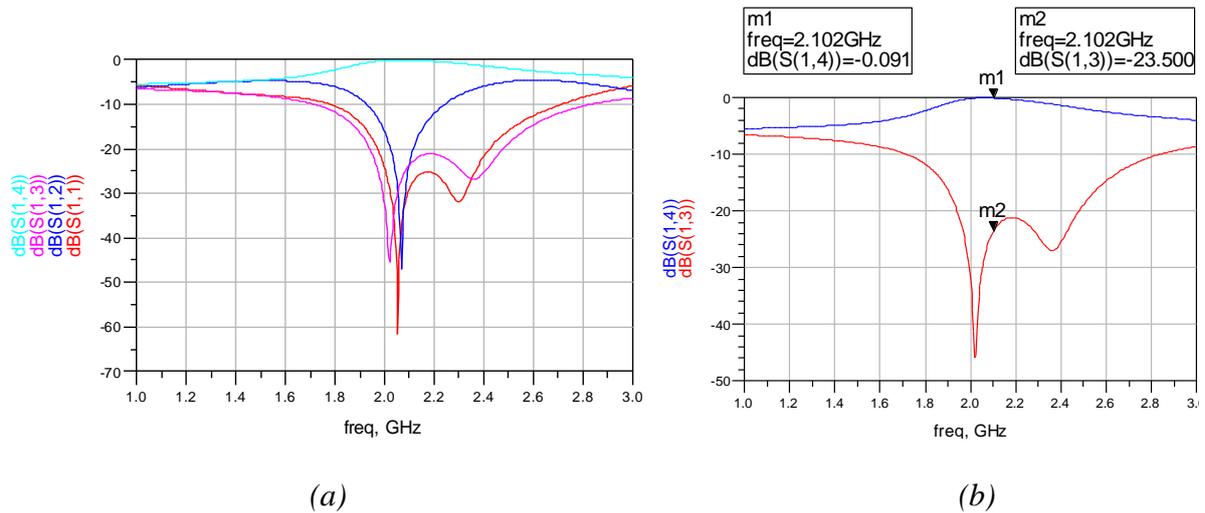


Figure IV.11 : Amplitudes des paramètres S du croisement.

Comme pour le coupleur, la puissance transmise est donnée par :

$$P_t = (1 - r^2) \times 100\% = 99.55\%$$

$$r = 10^{-\frac{23.5}{20}} = 0.06683$$

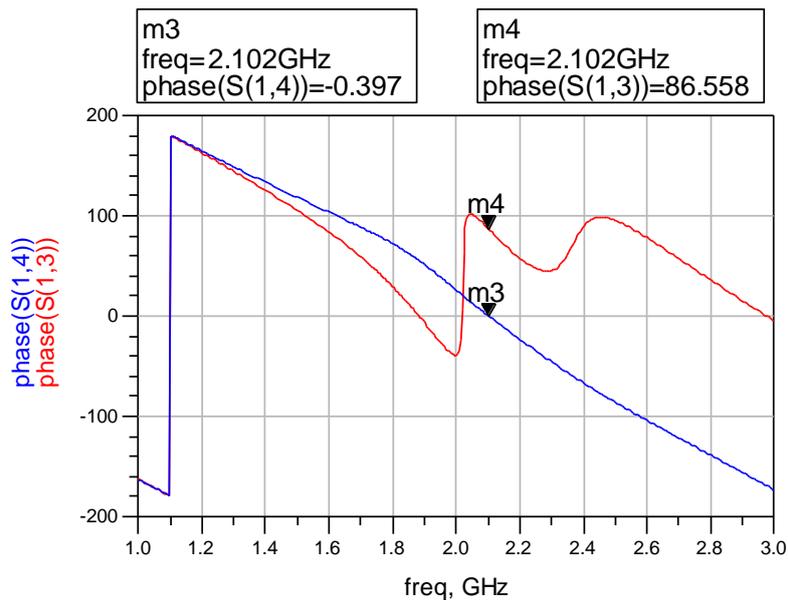


Figure IV.12 : Phases des paramètres S.

Le courant distribué dans les branches de croisement nous montre le mécanisme de fonctionnement du croisement (figure IV.13). Si le port 1 est alimenté, le courant se propage dans les différents tronçons de lignes quart d'onde jusqu'au port 4 qui est le port de couplage. Les deux ports 2 et 3 restent découplés (le bleu signifie l'absence de courant) [70].

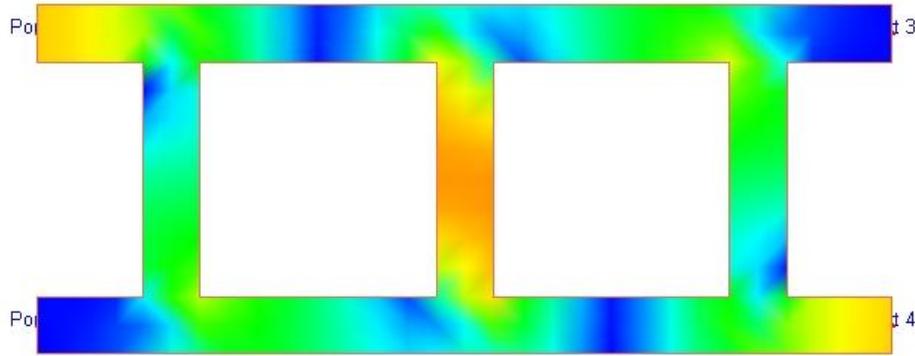


Figure IV.13 : Distribution du courant dans le croisement.

IV.5 Simulation de la matrice 4x4

Après la conception et la simulation de chaque composant de la matrice de Butler séparément, on va maintenant les assembler pour concevoir la matrice 4x4 comme le montre la figure IV.14. Les entrées de la matrice sont les ports 1, 2, 3 et 4 et les sorties sont les ports 5, 6, 7 et 8. Les dimensions de la matrice sont 23.08 cm de longueur et 21.29 cm de largeur.

Il faut accorder une attention particulière à l'ajout des déphaseurs 0° au dernier étage afin de pouvoir mettre les sorties dans le même niveau où elles sont espacées de $\lambda/2$ ($\lambda/2 = 41.47 \text{ mm}$).

La matrice en question peut être représentée par la matrice de paramètres S partielle, définie ci-dessous (équation IV.4). Il s'agit d'une matrice partielle car les coefficients de couplage entre entrées, respectivement entre sorties, ne sont pas inscrits car supposés parfaitement nuls, de même que les coefficients d'adaptation de tous les ports. Chaque colonne de la matrice correspond à la loi d'excitation des sorties pour une entrée donnée [71].

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j3\pi/4} & e^{-j\pi/2} & e^{-j3\pi/4} \\ e^{-j\pi/4} & 1 & e^{-j5\pi/4} & e^{-j\pi/2} \\ e^{-j\pi/2} & e^{-j5\pi/4} & 1 & e^{-j\pi/4} \\ e^{-j3\pi/4} & e^{-j\pi/2} & e^{-j3\pi/4} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

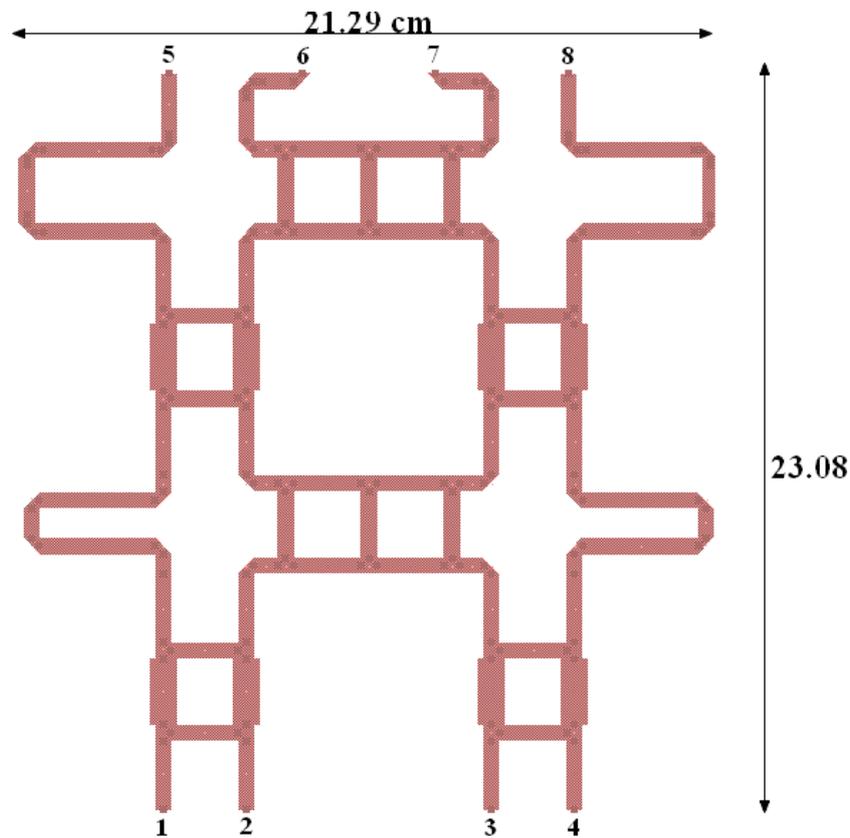


Figure IV.14 : Matrice de Butler 4x4.

La simulation de ce circuit à été réalisée par ADS Momentum. Les paramètres S d'adaptation (S_{ii}) de chaque port du circuit sont illustrés sur la figure IV.15, a-b. On constate que les courbes sont identiques deux à deux ; S_{11} identique à S_{44} et S_{22} identique à S_{33} . Cela est dû à la symétrie de la matrice de Butler. La matrice que nous avons conçue est bien adaptée à 10 dB sur toute la bande 1.9 GHz à 2.2 GHz.

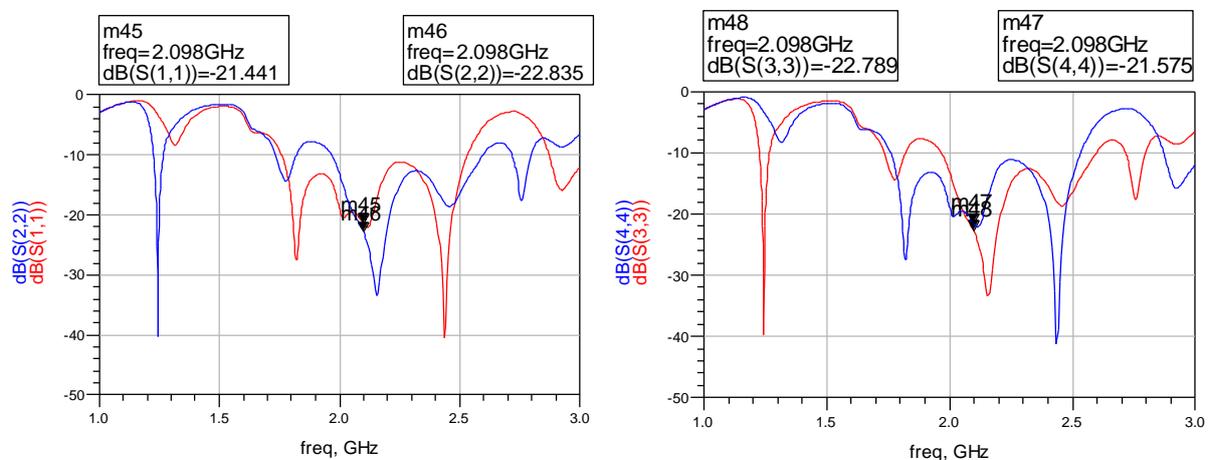


Figure IV.15 : Amplitudes des paramètres S d'adaptation.

La simulation se fait en alimentant le port 1 qui correspond à la voie 1 R. Les amplitudes des paramètres S sont représentées dans la figure IV.16. Pour les voies d'entrée 2,

3 et 4 qui pilotent successivement les faisceaux 2L, 2R et 1L, les amplitudes sont représentées sur la figure IV.17. À la sortie, la matrice offre des résultats acceptables autour de -6 dB en amplitude à la fréquence centrale. En ce qui concerne les autres ports, les résultats et les erreurs sont récapitulés dans le tableau IV.1, on note que l'erreur est la différence entre la valeur théorique (6.02dB) et la valeur obtenue par simulation. Sur la figure IV.18 nous présentons les coefficients d'isolation de la matrice associée à l'alimentation du port 1. A la fréquence de travail, la matrice présente une bonne isolation, elle est inférieure à -19 dB.

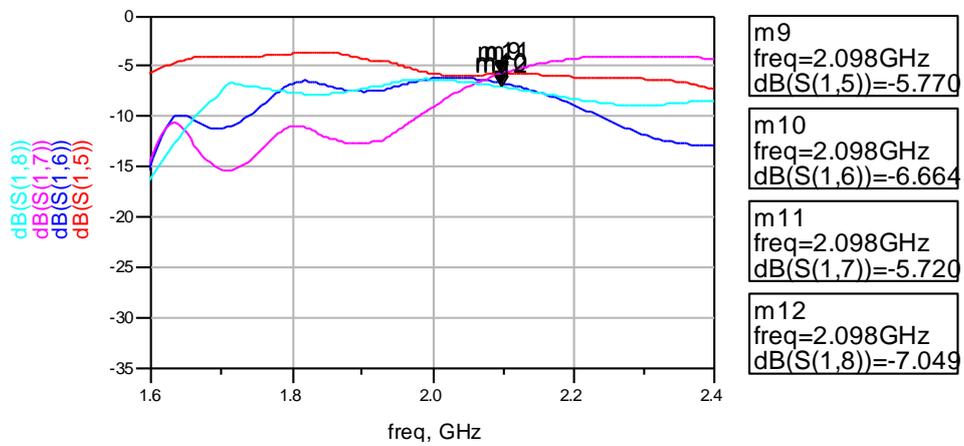


Figure IV.16 : Amplitudes des paramètres S.

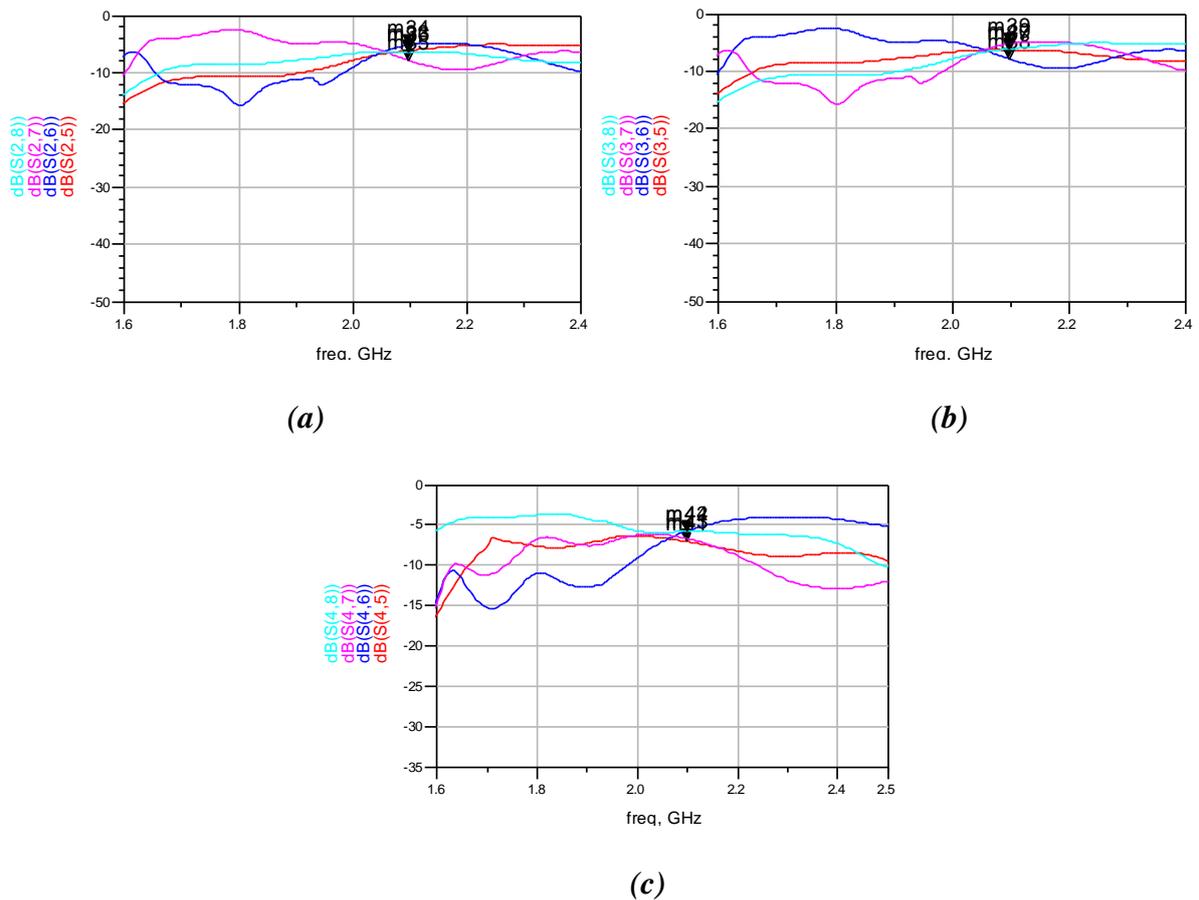


Figure IV.17 : Amplitudes des paramètres S ; (a)-Port 2, (b)-Port 3, (c)- Port 4.

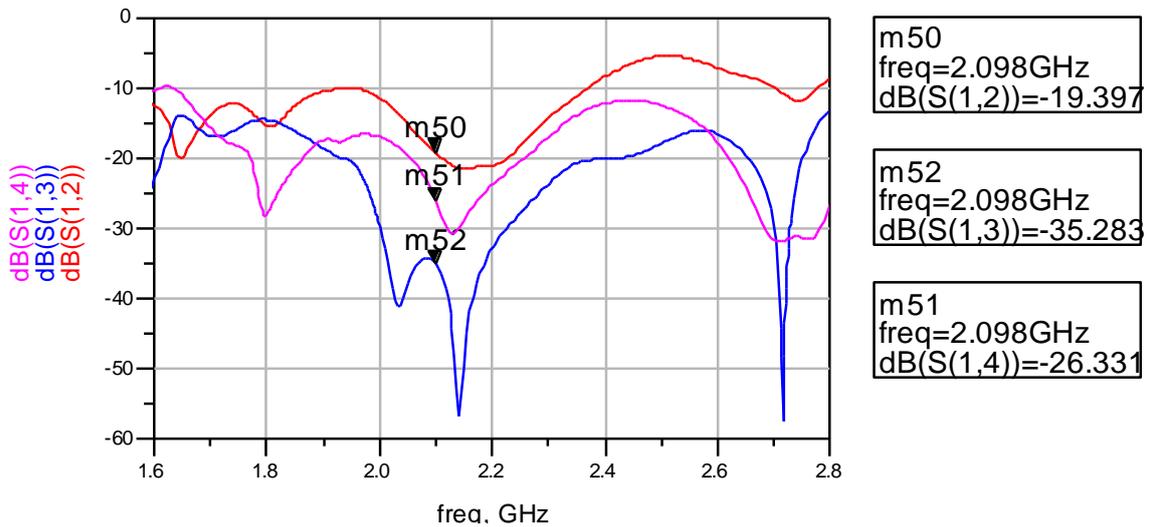


Figure IV.18 : Coefficients d'isolation associés au port 1.

Entrée \ Sortie	Sortie			
	Port 5	Port 6	Port 7	Port 8
Port 1	-5.770	-6.664	-5.720	-7.049
erreur	0.250	0.643	0.300	1.028
Port 2	-6.108	-5.191	-7.808	-6.280
erreur	0.088	0.829	1.787	0.259
Port 3	-6.278	-7.807	-5.189	-6.107
erreur	0.257	1.786	0.831	0.086
Port 4	-7.051	-5.717	-6.672	-5.765
erreur	1.030	0.303	0.651	0.255

Tableau IV.1 : Amplitude (en dB) des coefficients de transmission de la matrice de Butler 4x4.

Dans le cas idéal où la matrice 4x4 est sans pertes, les amplitudes des paramètres S de sortie indiqueront un niveau de -6.02 dB (soit $20 \log(0.5)$), c'est-à-dire que le signal introduit en entrée se divise en quatre signaux de même amplitude. D'après les résultats obtenus (tableau IV.1), les amplitudes fluctuent entre -5.72 dB et -7.51 dB à la fréquence de résonance. On peut estimer les pertes maximales dans la matrice à -1.03 dB, soit un rendement minimal de 88.81 % à 2.1 GHz. Les principales causes de ces pertes sont les lignes et les coudes [72].

La figure IV.19 représente les phases des paramètres S de couplage correspondant à l'alimentation de la voie d'entrée 1R. Le gradient de phase est représenté sur la figure IV.20. La matrice offre un gradient quasi-équilibré autour de 2.1 GHz. Nos donnons aussi la phase des paramètres S pour les entrée 2, 3 et 4 sur la figure IV.21, où nous constatons une similitude entre les courbes à cause de la symétrie de la matrice. Les phases et les gradients de phase ainsi que l'erreur sont assemblés dans le tableau IV.2.

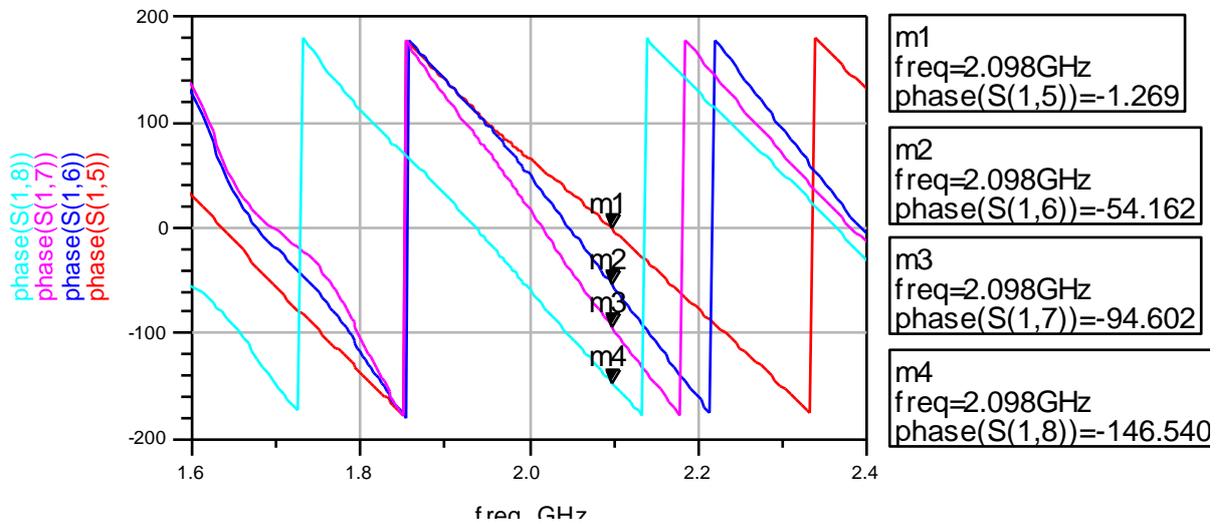


Figure IV.19 : Phases des paramètres S.

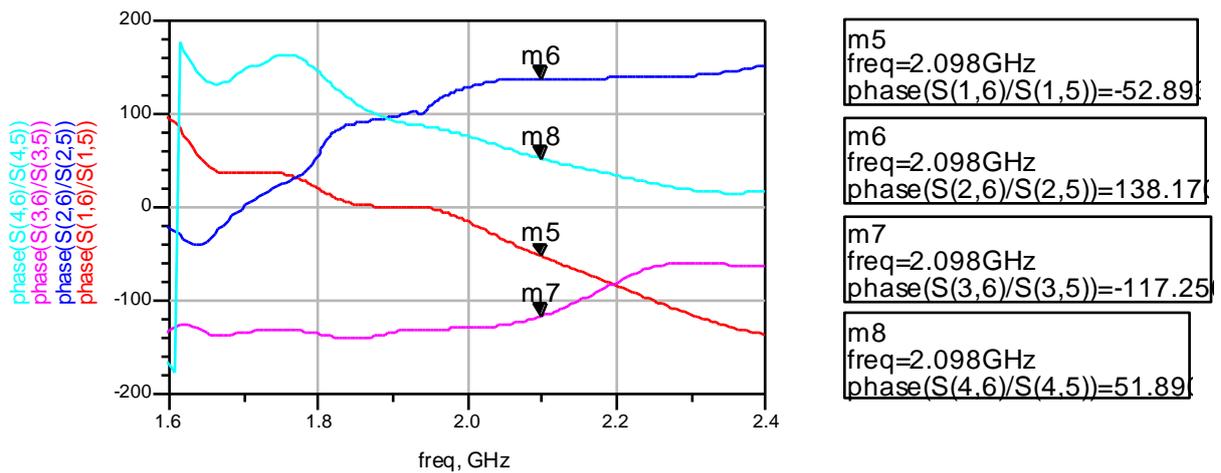
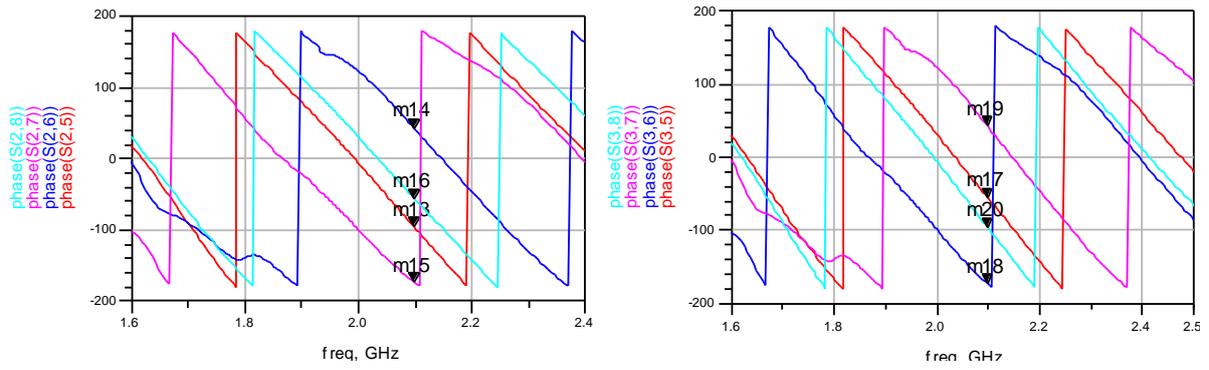
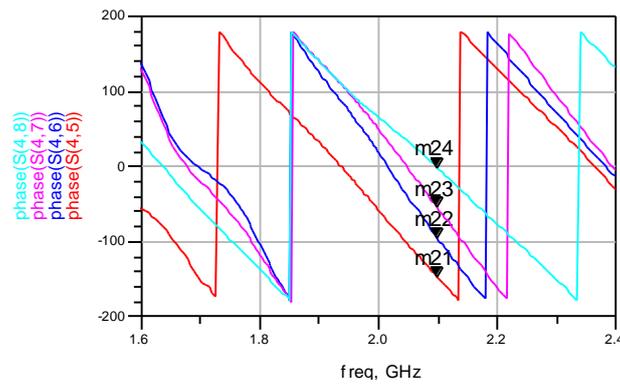


Figure IV.20 : Gradient de phase.



(a)

(b)



(c)

Figure IV.21 : Phase des paramètres S ; (a)- Port 2, (b)- Port 3, (c)- Port 4.

Sortie \ Entrée	Port 5	Port 6	Port 7	Port 8
Port 1	-1.269	-54.162	-94.602	-146.540
erreur	1.269	9.162	4.602	11.54
Port 2	-96.143	+42.027	-173.075	-55.834
erreur	6.143	2.973	6.925	10.834
Port 3	-55.660	-172.916	41.858	-96.325
erreur	10.66	7.084	3.142	6.325
Port 4	-146.362	-94.473	-54.365	-1.477
erreur	11.362	4.473	9.365	1.477

Tableau IV.2 : Phase (en degré) des coefficients de transmission de la matrice de Butler 4x4.

D'après les résultats trouvés, la matrice présente des hautes performances en termes des coefficients de réflexion. Les amplitudes et les phases à la sortie de la matrice sont accompagnées d'erreurs qui peuvent atteindre +1.030 dB et 11.54° successivement. Les causes principales de ces erreurs sont le type de diélectrique utilisé c'est-à-dire la tangente des pertes ($\tan \delta$), l'emploi d'un diélectrique avec moins de pertes peut améliorer considérablement les performances [64]. Il y a également le problème de fonctionnement des coupleurs et les croisements, en fait, lorsqu'ils sont dans la matrice, leur fonctionnement n'est pas le même que dans le cas où ils sont isolés, un décalage fréquentiel et un écart en terme d'amplitude sont présentés [73]. La résolution de ce problème exige le redimensionnement des coupleurs et des croisements dans la matrice et la recherche des dimensions optimales de manière à les faire fonctionner correctement à la fréquence de résonance.

IV.6 Simulation de la totalité de la matrice de Butler 4x4

La matrice présentée précédemment est utilisée pour alimenter un réseau d'antennes linéaires de 4 éléments patches espacés de $\lambda/2$ comme sur la figure IV.25. Nous allons étudier, en premier temps, le patch élémentaire du réseau. En effet, l'élaboration d'un réseau d'antennes dépend, en grande partie, des caractéristiques du patch élémentaire. C'est pour cette raison qu'une étude de cet élément est primordiale. La version finale du patch rectangulaire à encoche travaillant à 2.1 GHz est représentée dans la figure IV.22.

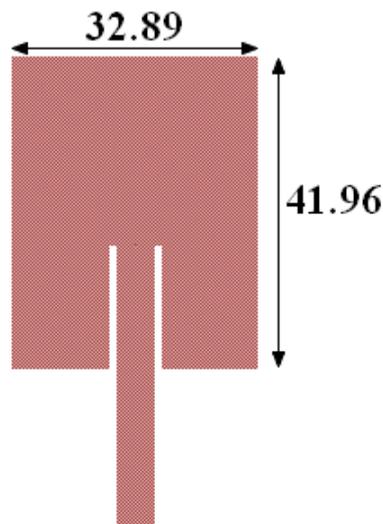


Figure IV.22 : Géométrie de l'antenne patch utilisée.

Le paramètre d'adaptation et le diagramme de rayonnement sont représentés sur les figures IV.23 et 24 successivement. On obtient donc un patch dont les caractéristiques d'adaptation satisfont parfaitement à notre application avec -19.627 dB à la fréquence de résonance. En terme de rayonnement, la directivité obtenue est égale à 6.79 dB.

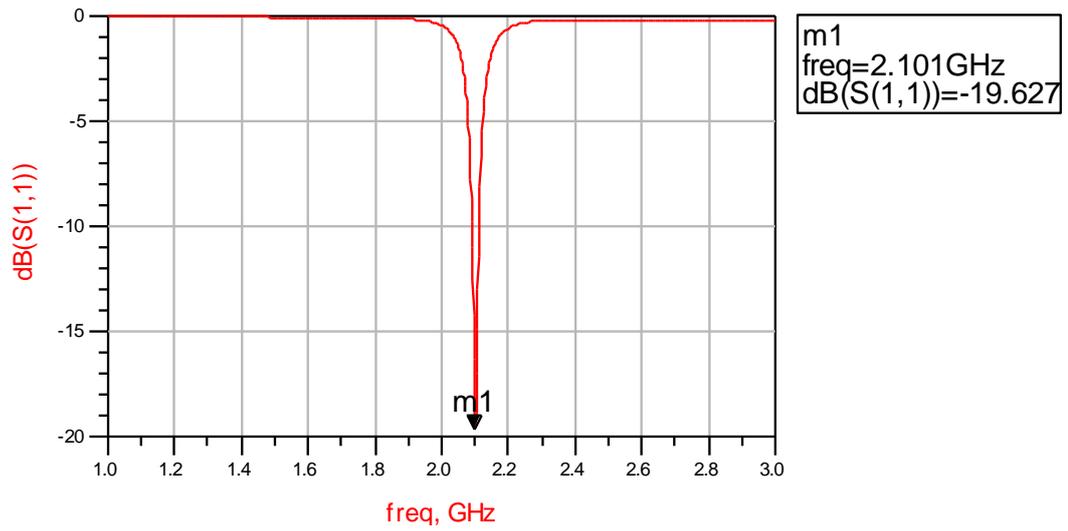


Figure IV.23 : Coefficient de réflexion de l'antenne.

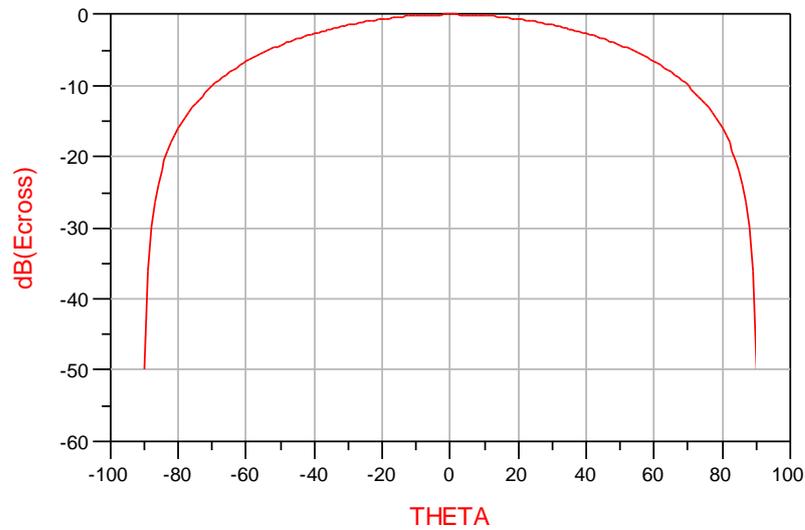


Figure IV.24: Diagramme de rayonnement de l'antenne élémentaire.

Après avoir simulé l'antenne élémentaire nous allons maintenant coupler le réseau avec la matrice et le circuit résultant est décrit dans la figure IV.25.

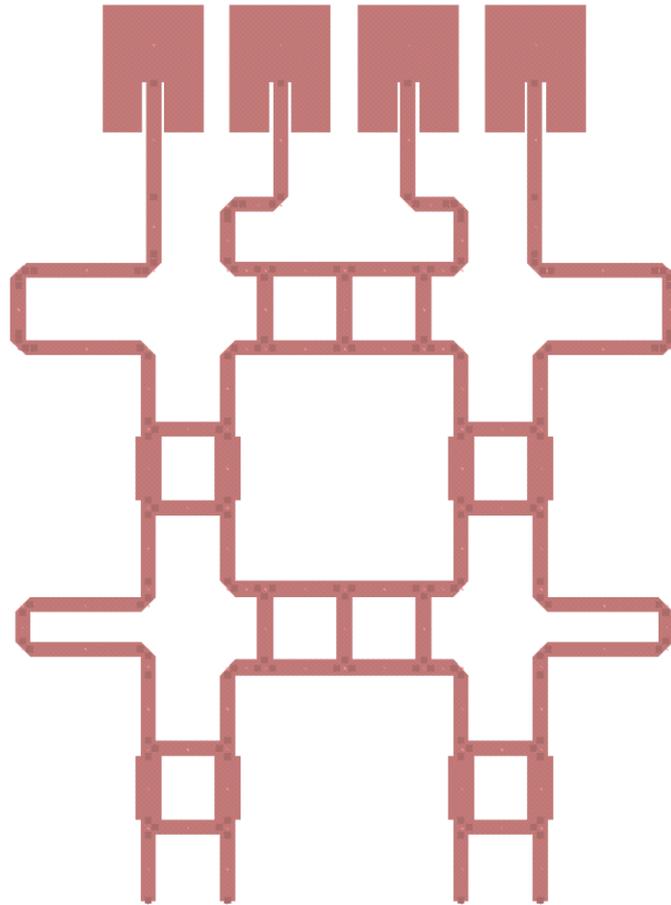


Figure IV.25 : La matrice de Butler 4x4 alimentant son réseau d'antenne.

Le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes linéaire associé à l'alimentation du port 1 (voie 1R) est représenté dans la figure IV.26. Les faisceaux 2L, 2R et 1L sont représentés sur la figure IV.27. De façon générale, le diagramme de rayonnement est satisfaisant, on retrouve quatre faisceaux avec parfois un décalage avec ce qui était prévu. L'effet des écarts de pondération en amplitude d'un élément rayonnant à un autre influent sur les lobes secondaires et laissent apparaître une légère dissymétrie des lobes [74]. Cependant, le circuit assure une couverture de 92° de l'espace environnant ce qui le rend performant dans les applications où l'espace de couverture est divisé en quatre secteurs angulaires identiques.

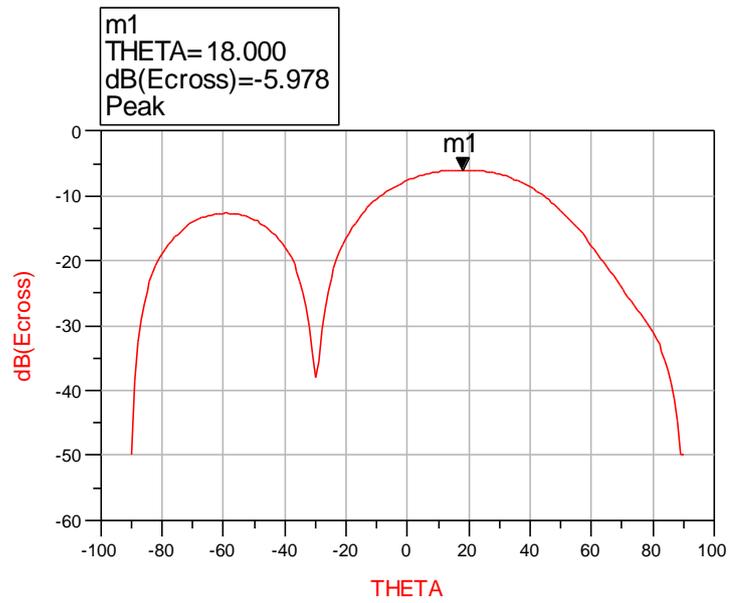
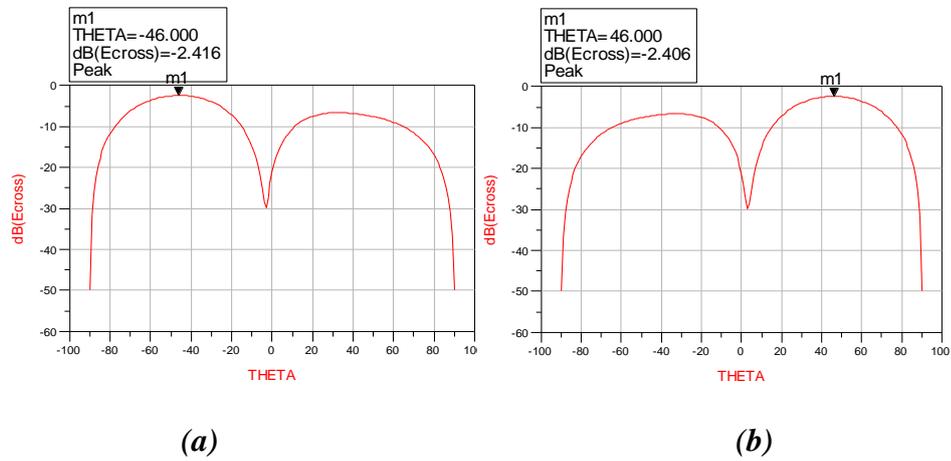
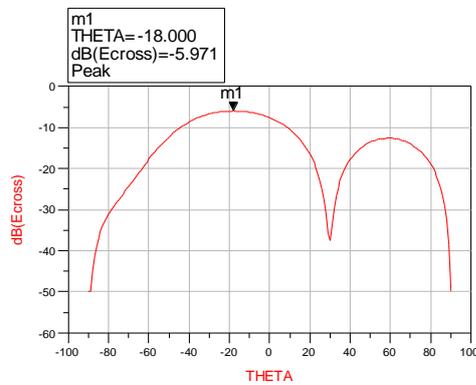


Figure IV.26 : Diagramme de rayonnement associé à l'alimentation du port 1.



(a)

(b)



(c)

Figure IV.27 : Diagramme de rayonnement associé à l'alimentation du : (a)- port 2, (b)- port 3, (c)- port 4.

Les résultats correspondants aux dépointages respectifs sont alors retrouvés dans le tableau IV.3. Les angles de dépointage de l'antenne sont symétriques par rapport à l'axe du réseau. Nous remarquons qu'une partie de l'énergie rayonnée est perdue dans les lobes secondaires qui apparaissent dans le plan E du réseau. Ces lobes sont plus importants pour les faisceaux extrêmes (2L et 2R) car les pondérations en amplitude associées à ces faisceaux sont les plus entachées d'erreurs. L'angle de dépointage est également soumis à des erreurs qui vont jusqu'à 3.52°.

Ports d'entrée de la matrice	Dépointage	Erreur de dépointage	Niveau du lobe secondaire	Directivité
1R	+18°	3.52°	6.75 dB	8.98 dB
2L	-46°	2.59°	4.29 dB	10.10 dB
2R	+46°	2.59°	4.29 dB	10.10 dB
1L	-18°	3.52°	6.75 dB	8.98 dB

Tableau IV.3 : Performances des faisceaux issus de la matrice 4x4.

IV.7 Autre topologie de la matrice de Butler

La présence d'un nombre considérable de croisements dans la matrice de Butler a pour effet la production de pertes supplémentaires surtout dans la réalisation en technologie microruban à une seule couche. Pour éviter ou réduire le nombre de croisements, plusieurs conceptions sont présentées dans la littérature.

La matrice de Butler 4x4 à un seul croisement, représentée sur la figure IV.28, peut s'obtenir par l'élimination de la dernière couche de croisement [75, 76].

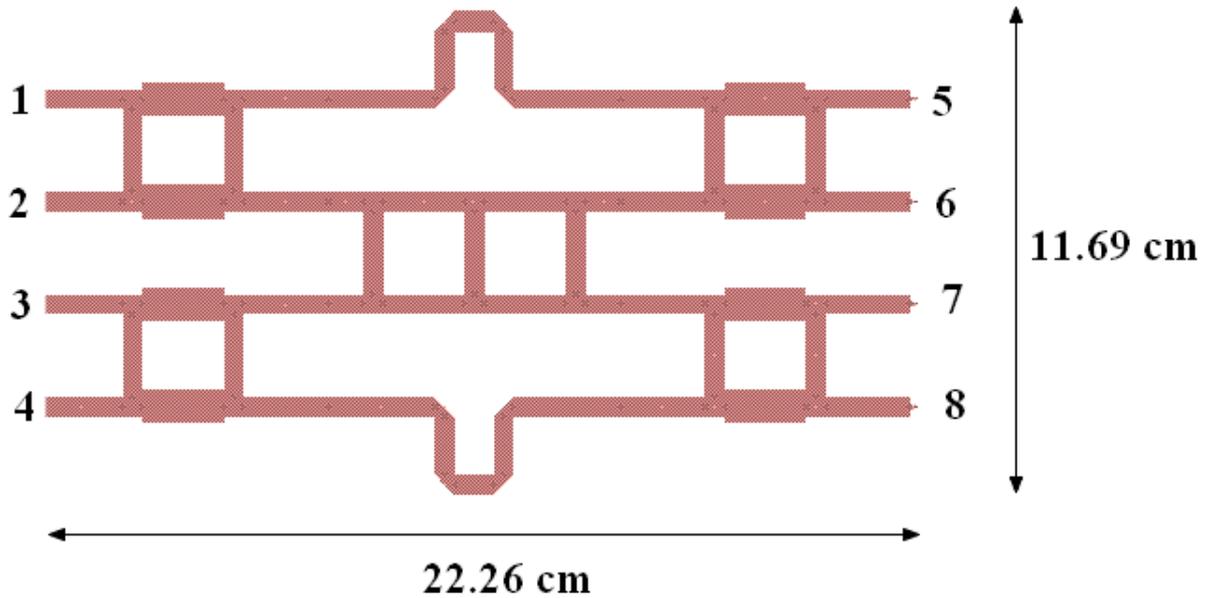


Figure IV.28 : Matrice de Butler à un seul croisement.

Les amplitudes et les phases des paramètres S de la matrice sont représentées successivement sur les figures IV.29 et 30 pour l'entrée 1. Pour les autres entrées elles sont représentées sur la figure IV.31. Les amplitudes des paramètres S sont quasi-statiques, elles sont autour de 6.02 dB avec un léger décalage. Les phases des paramètres S répondent aux exigences.

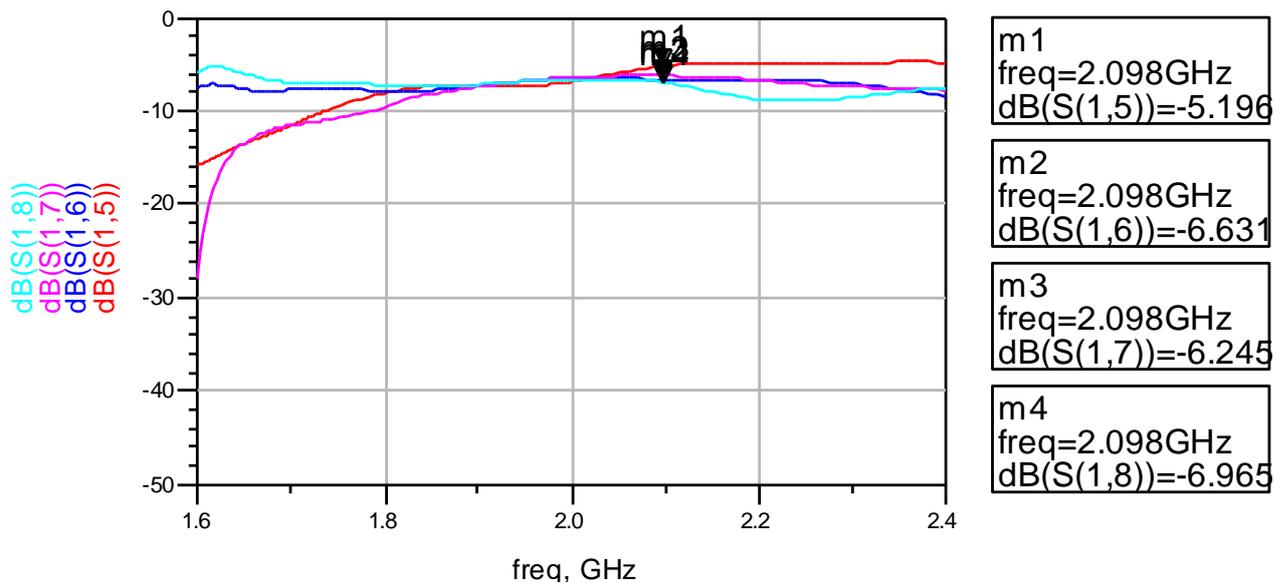


Figure IV.29 : Amplitudes des paramètres S correspondant à l'alimentation du port 1.

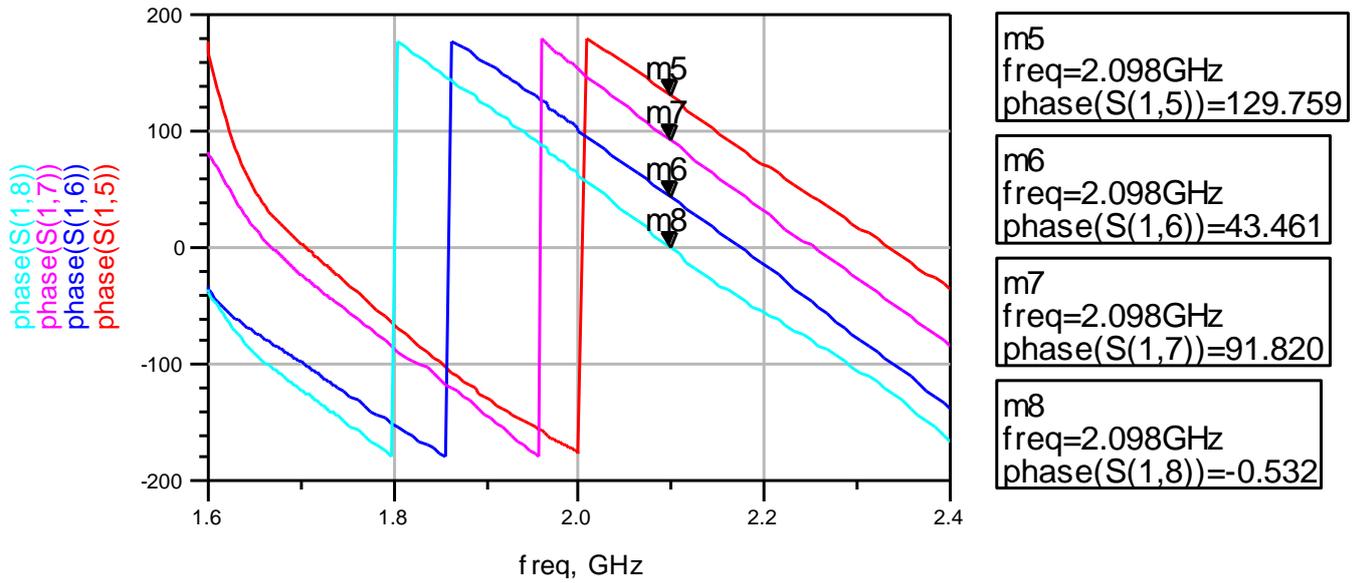
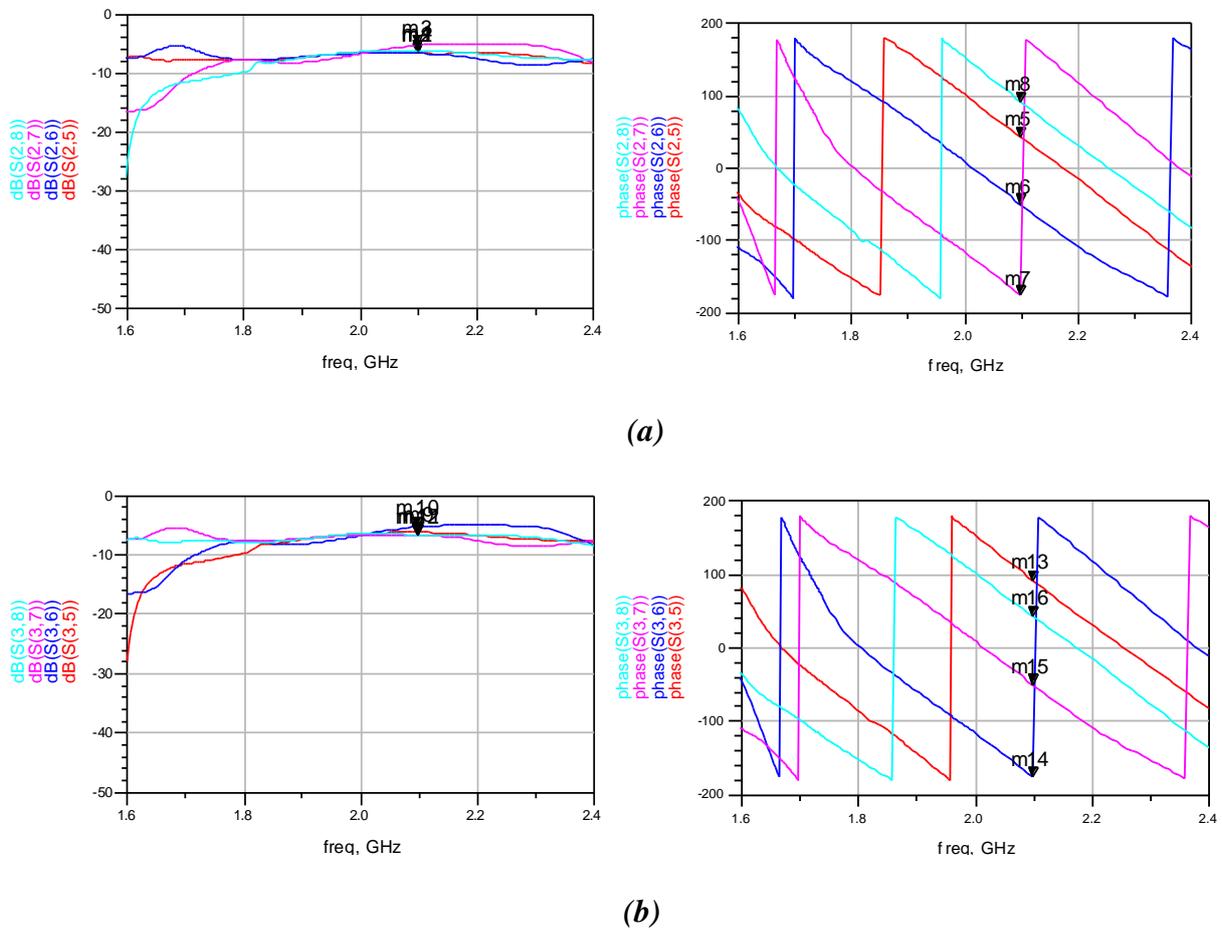


Figure IV.30 : Phases des paramètres S correspondants à l'alimentation du port 1.



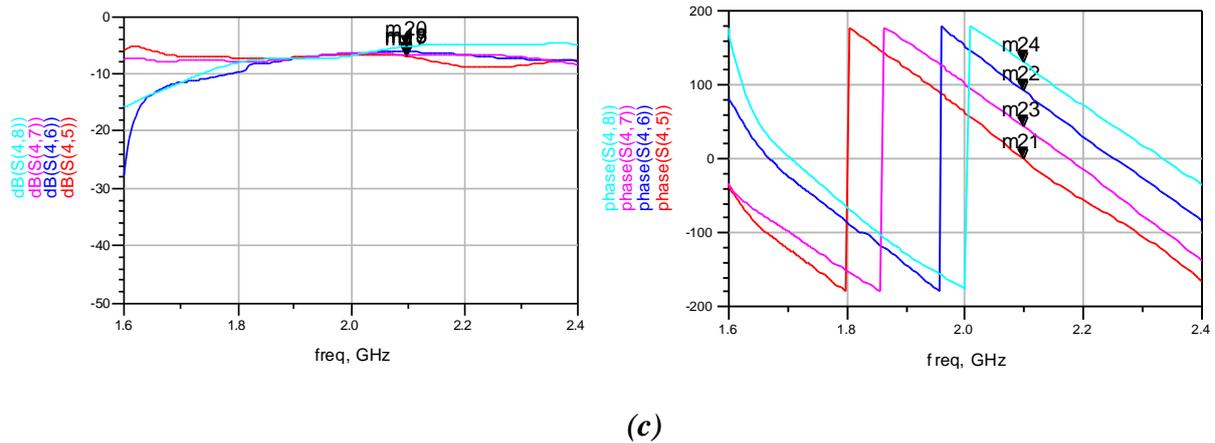


Figure IV.31 : Amplitudes et phases des paramètres S : (a)- port 2, (b)- port 3, (c)- port 4.

Dans les tableaux IV.4 et IV.5 nous donnons respectivement, les amplitudes et les phases ainsi que les erreurs pour toutes les entrées de la matrice. On constate que les amplitudes et les phases sont moins entachées d'erreurs. Cette architecture assure une réduction importante dans la taille de la matrice. Cependant, le pas du réseau d'antennes est de l'ordre de $\lambda/4$ et donc le réseau peut présenter un couplage entre les éléments rayonnants, ainsi le gradient de phase n'est pas tout à fait satisfaisant, c'est-à-dire qu'on ne peut pas avoir un gradient constant entre tous les éléments. Il semble que cette topologie aura un impact important sur un réseau d'antennes où les éléments rayonnants sont alimentés par câble coaxial.

Sortie \ Entrée	Port 5	Port 6	Port 7	Port 8
Port 1	-5.196	-6.631	-6.245	-6.965
erreur	0.824	0.611	0.225	0.945
Port 2	-6.625	-6.625	-5.257	-6.632
erreur	0.605	0.605	0.763	0.612
Port 3	-6.236	-5.265	-6.620	-6.638
erreur	0.216	0.755	0.600	0.618
Port 4	-6.953	-5.201	-6.239	-6.637
erreur	0.933	0.819	0.219	0.617

Tableau IV.4 : Amplitudes des paramètres S d'une matrice de Butler à un seul croisement.

Sortie Entrée	Port 5	Port 6	Port 7	Port 8
Port 1	129.759	43.461	91.820	-0.532
erreur	5.241	1.539	1.820	0.532
Port 2	43.289	-50.139	-175.830	91.686
erreur	1.711	5.139	4.170	1.686
Port 3	91.716	-175.753	-49.953	43.536
erreur	1.716	4.247	4.953	1.464
Port 4	-0.701	91.721	43.483	129.836
erreur	0.701	1.721	1.517	5.164

Tableau IV.5 : Phases des paramètres S d'une matrice de Butler à un seul croisement.

La matrice de Butler sans croisement est un sujet qui a été abordé par plusieurs auteurs [77]. Il s'agit d'une nouvelle architecture permettant de s'affranchir complètement des croisements indésirables. Cet arrangement peut être obtenu en remplaçant chaque croisement par deux coupleurs (3 dB, 90°) mis en bout à bout, puis en dépliant la structure pour trouver la matrice illustrée sur la figure IV.32 [77, 78].

Contrairement à la matrice originale, les ports d'entrées sont mis en vis-à-vis avec une nouvelle dénomination où ;

- Le port 1 est le faisceau 2 L.
- Le port 2 est le faisceau 1 R.
- Le port 3 est le faisceau 1 L.
- Le port 4 est le faisceau 2 R.

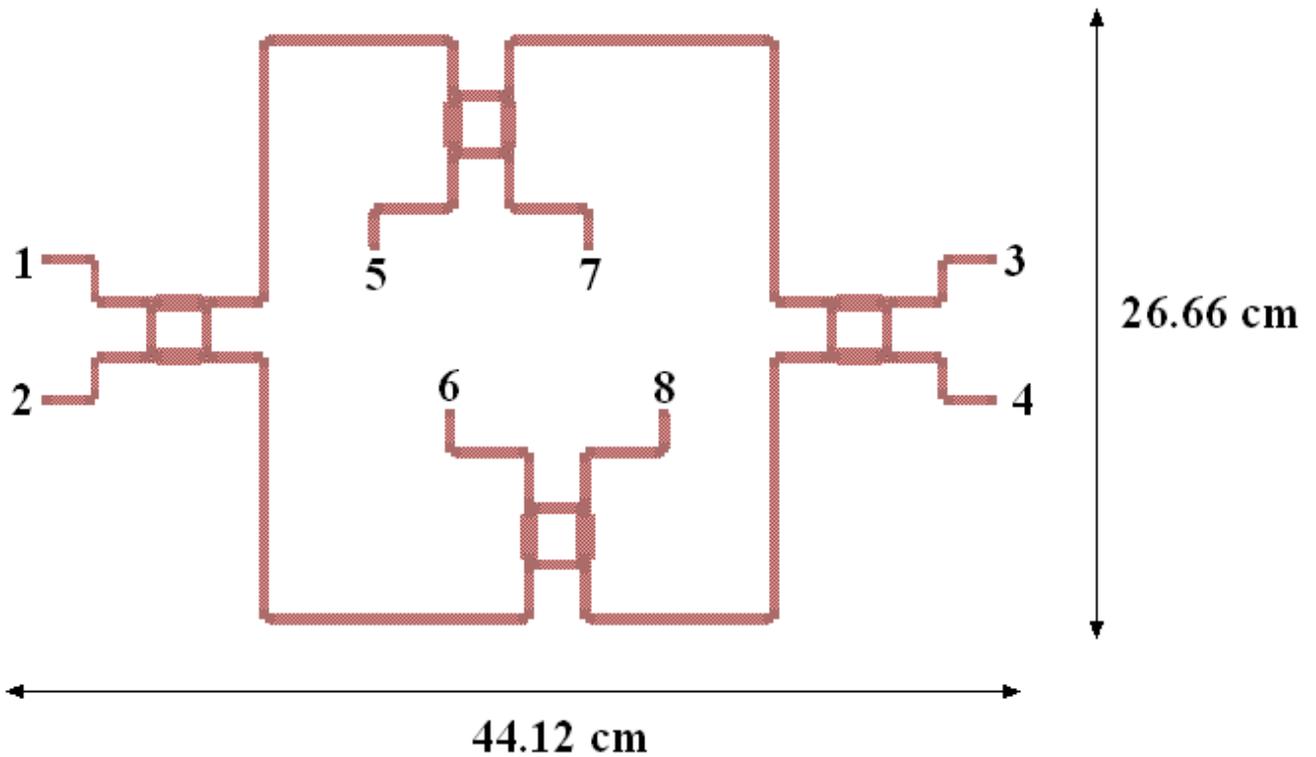


Figure IV.32 : Matrice de Butler sans croisement.

Les amplitudes et les phases des paramètres S pour l'alimentation de la voie 1 R (port 2) sont représentées dans les figures IV.33 et 34. Ces résultats sont tout à fait acceptables sur la bande de travail.

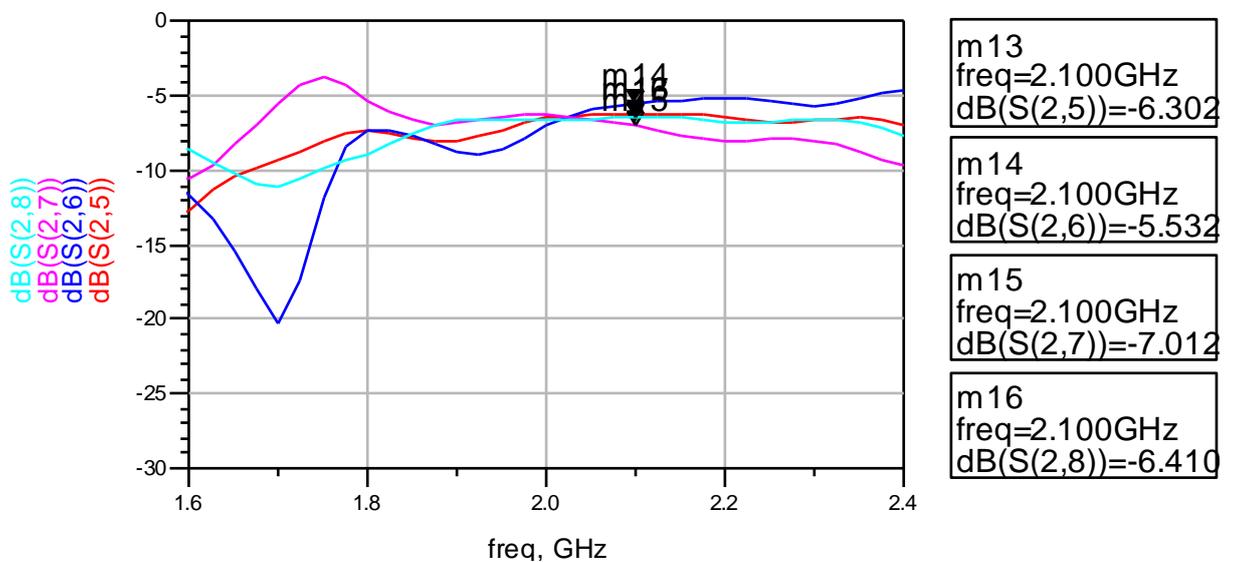


Figure IV.33 : Amplitudes des paramètres S correspondant à l'alimentation de la voie 1R.

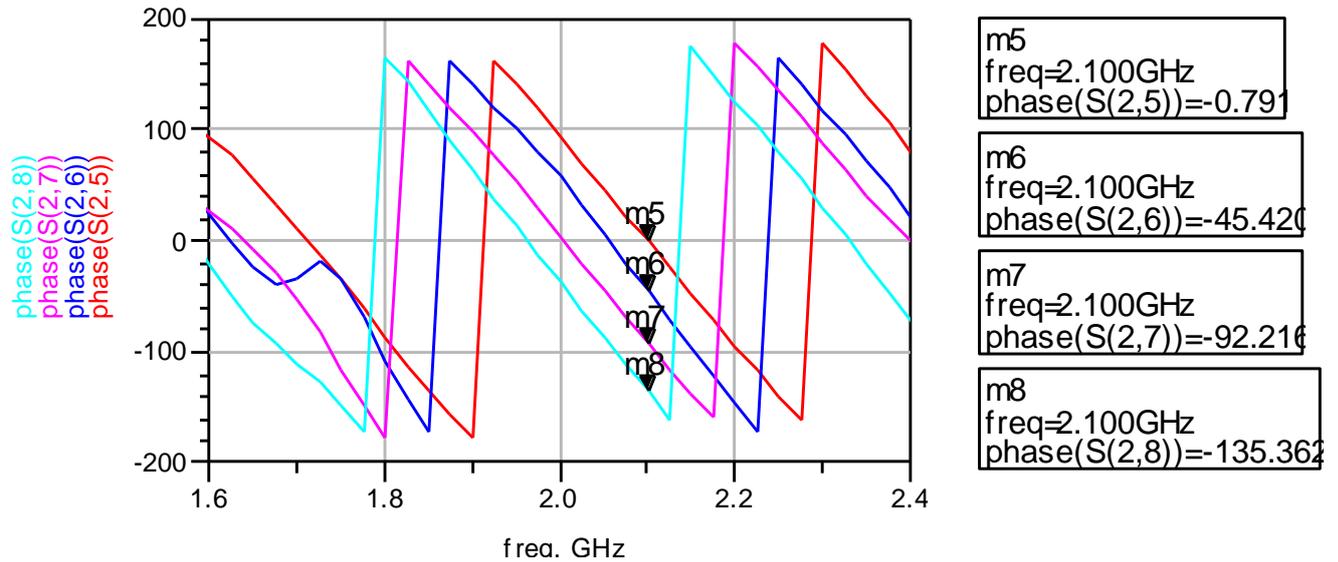
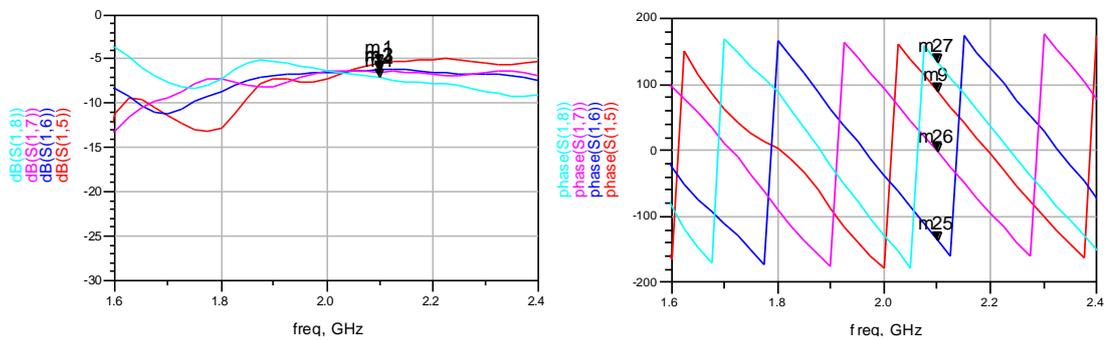


Figure IV.34 : Phases des paramètres S correspondants à l'alimentation de la voie 1R.

Pour le reste des ports, les résultats de simulation sont regroupés dans la figure IV.35. Les valeurs correspondants aux amplitudes et aux phases des paramètres S à la fréquence de travail sont récapitulées dans les tableaux IV.6 et IV.7 respectivement. Les paramètres S présentent des amplitudes quasi-statiques sur toute la bande. Pour la phase l'ensemble des résultats est plutôt satisfaisant. Cette configuration de la matrice de Butler permet d'alimenter quatre éléments de type patches de petites tailles, pour un réseau d'antenne important, les longueurs des lignes sont aussi importantes et la matrice sera grande. Afin de réduire les longueurs des lignes entre composants, un même arrangement des matrices mais associé à un réseau de patches alimentés par fente de couplage est le sujet de plusieurs publications [77, 78].



(a)

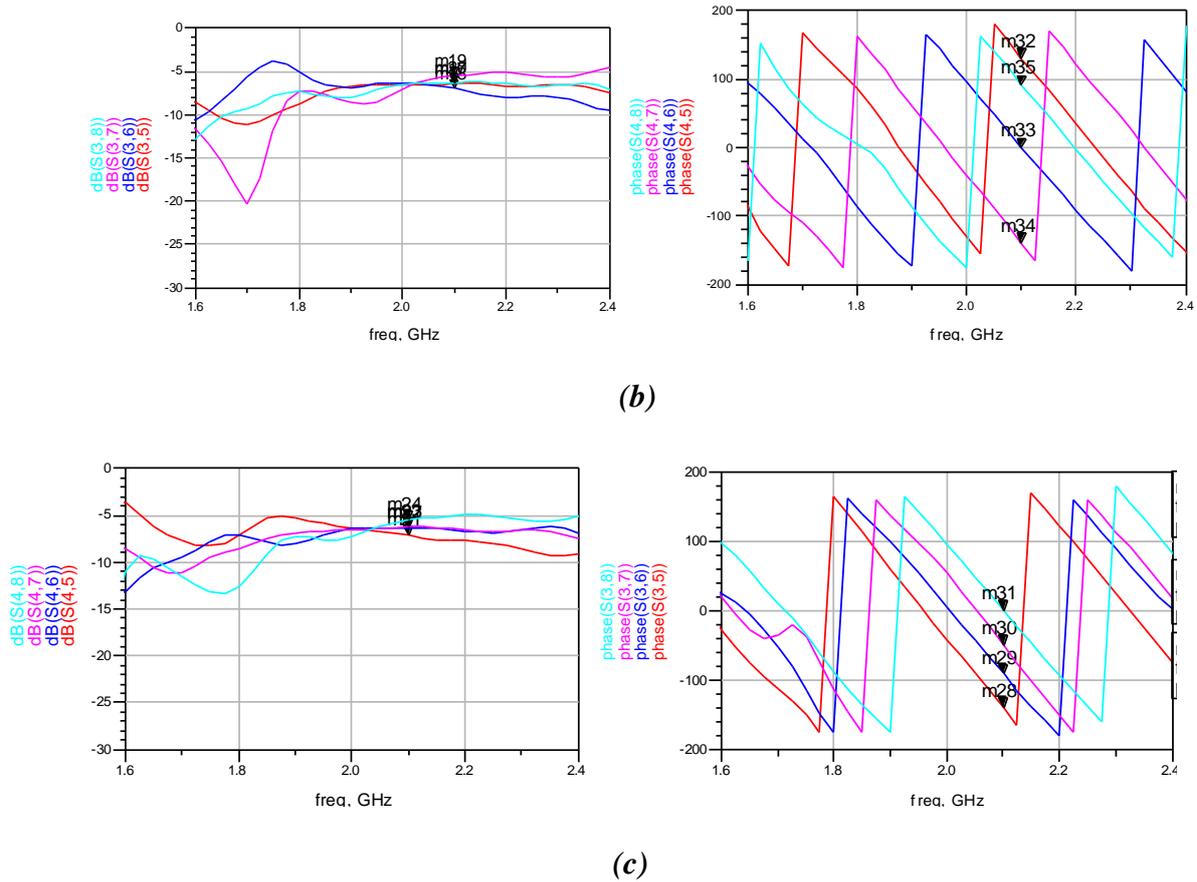


Figure IV.35 : Amplitudes et Phases des paramètres S : (a)- port 1, (b)- port 3, (c)- port 4.

Sortie Entrée	Port 5	Port 6	Port 7	Port 8
	Port 1	-5.539	-6.237	-6.449
erreur	0.481	0.217	0.429	1.104
Port 2	-6.241	-5.577	-6.955	-6.443
erreur	0.221	0.443	0.935	0.423
Port 3	-6.454	-6.945	-5.582	-6.243
erreur	0.434	0.925	0.438	0.223
Port 4	-7.113	-6.446	-6.232	-5.552
erreur	1.093	0.426	0.212	0.468

Tableau IV.6 : Amplitudes des paramètres S d'une matrice de Butler sans croisement.

Sortie / Entrée	Port 5	Port 6	Port 7	Port 8
Port 1	89.443	-135.451	-1.854	133.322
erreur	0.557	0.451	1.854	1.678
Port 2	-0.791	-45.420	-92.216	-135.362
erreur	0.791	0.420	2.216	0.362
Port 3	-137.841	-89.464	-47.906	2.070
erreur	2.841	0.536	2.906	2.07
Port 4	-130.729	0.931	-138.045	92.176
erreur	4.271	0.931	3.045	2.176

Tableau IV.7 : Phases des paramètres S d'une matrice de Butler sans croisement.

D'après les résultats obtenus dans les trois topologies présentées ci-dessus, la réduction du nombre de croisements dans la matrice améliore considérablement la phase des paramètres S de couplage, et améliore légèrement les amplitudes de celle-ci. En terme d'amplitude, la matrice sans croisement ne satisfait pas aux résultats prévus, cela est dû aux longueurs importantes des lignes de transmission qui relient les coupleurs entre eux. La figure IV.36 représente les coefficients de réflexion des trois topologies analysées ; en rouge la matrice sans croisement, en bleu à un seul croisement, en magenta la matrice originale.

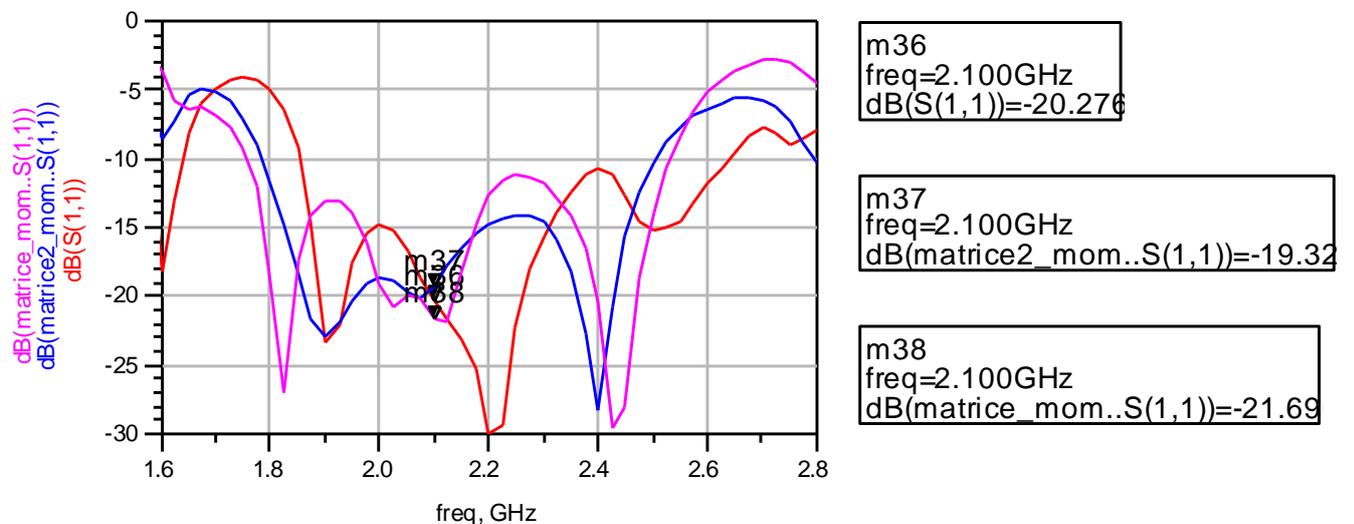


Figure IV.36: Coefficients de réflexion pour les trois matrices.

La matrice de Butler à un seul croisement présente le coefficient de réflexion le plus faible en valeur absolue, mais il reste satisfaisant pour l'application visée.

Théoriquement la matrice doit fonctionner à 2.1 GHz c'est-à-dire le coefficient de réflexion le plus grand, en valeur absolue, devrait être à 2.1 GHz, ce qui n'est pas le cas. Ceci trouve une explication dans le décalage fréquentiel. En effet, le fonctionnement d'un coupleur ou d'un croisement isolé et dans la matrice, n'est pas le même. Ce décalage en fréquence est moins important au fur et à mesure des réductions dans le nombre des croisements [77].

IV.8 Intérêt de la matrice de Butler dans un système de communication

Outre sa simplicité de conception et de réalisation, la matrice de Butler a un fort impact sur le système où elle va être installée. En effet, la puissance d'un signal RF, transmise entre deux antennes, est atténuée à travers l'espace ce qui peut affecter considérablement les performances en réception. Cette atténuation de la puissance entre l'émetteur et le récepteur est due aux phénomènes d'affaiblissement et d'évanouissement.

Pour pallier à ces problèmes, une technique spéciale connue sous le nom de la diversité est envisageable. Le principe de base de la diversité est que le récepteur doit disposer de plusieurs versions du signal transmis, reçues sur des canaux indépendants. Si les signaux sont indépendants, les évanouissements sont moins importants. Le mécanisme le plus connu et probablement le plus simple pour réaliser de la diversité est la diversité spatiale. Les récents systèmes de télécommunication utilisent une technique de transmission s'appelle MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). Cette technique permet de lutter contre les évanouissements du signal et atteindre des efficacités spectrales importantes. La diversité spatiale dans la technique MIMO est générée via la matrice de Butler.

La figure IV.37 montre la capacité du canal en fonction du SNR (rapport signal sur bruit) pour les techniques MIMO, SIMO (*Single Input Multiple Output*) et SISO (*Single Input Single Output*) cette dernière est le système de communication traditionnel qui consiste à avoir une antenne à l'émission et une antenne à la réception. On note que la capacité du canal est une notion introduite par Shannon dans les années 40, elle mesure la quantité d'information maximum par unité de temps et par bande de fréquence pouvant être transmise à travers un canal particulier [79]. Elle est mesurée en bps/Hz (bit/second/Hertz). La capacité du canal d'un système MIMO est donnée par la relation IV.5 [80, 81] :

$$c = \log_2 \left(\det \left(I_{N_r} + \frac{SNR}{N_t} HH^* \right) \right) \quad (IV.5)$$

Où N_r (N_t) est le nombre d'antennes en réception (en émission), I_{N_r} est une matrice identité de dimension $N_r \times N_r$, H est la matrice du canal de transmission de dimension $N_r \times N_t$; elle s'écrit sous la forme : $H = B_r^* H_c B_t$ où B_r et B_t sont deux matrices de Butler (données par la relation IV.4).

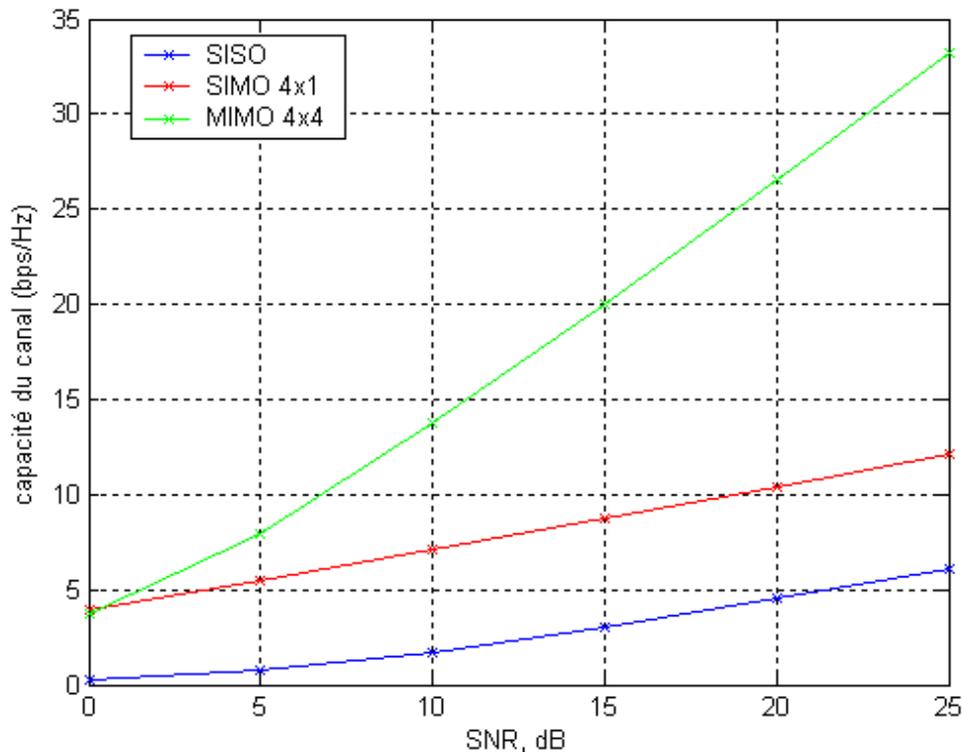
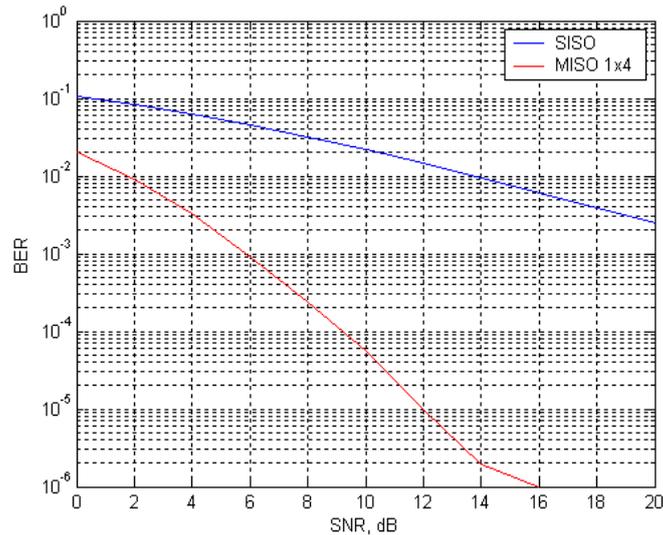


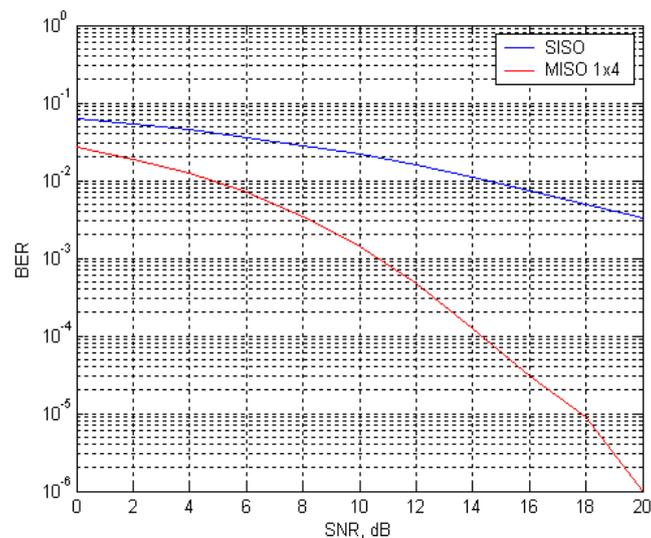
Figure IV.37 : Capacité des systèmes SISO, SIMO et MIMO.

Nous constatons donc que la capacité du canal augmente avec l'augmentation du SNR. Pour la technique SISO la capacité du canal croît lentement avec le SNR, ce qui montre les limitations des transmissions SISO. Même constatation pour le cas SIMO où quatre antennes en émission et une antenne à la réception sont utilisées mais cette fois avec une légère augmentation de la capacité (environ 6 bps/Hz pour SNR=25 dB). Pour le cas MIMO, avec quatre antennes en émission et également à la réception, la capacité du canal augmente plus rapidement avec le SNR pour finir avec une valeur supérieure à 30 bps/Hz pour SNR=25 dB.

Un autre critère de performance permet de présenter la robustesse d'un système de communication par le taux d'erreur binaire BER (*Bit Error Rate*), qui nous informe sur le nombre de bits erronés. Dans la figure IV.38 nous illustrons les taux d'erreurs binaires pour les deux techniques SISO et MISO 1x4 pour les deux types de modulations QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) et 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) [82].



(a)



(b)

Figure IV.38 : Taux d'erreur binaire en fonction du SNR.

Le taux d'erreur binaire diminue progressivement avec l'augmentation du SNR. La technique SISO présente la performance d'erreur la plus mauvaise pour les deux types de modulation. La technique MISO 1x4 présente des performances intéressantes en terme de BER. A titre d'exemple nous notons, pour un BER de l'ordre de 10^{-3} , un SNR de 6 dB pour la technique MISO et plus de 20 dB pour la technique SISO dans le cas de la modulation QPSK. Pour la même valeur de BER, nous obtenons un SNR de 11 dB pour la technique MISO et plus de 20 dB pour la technique SISO dans le cas de la modulation 16-QAM [83].

On conclut que chaque fois qu'on augmente le nombre d'antennes, autrement dit l'ordre de la matrice de Butler, la capacité du canal augmente aussi linéairement en fonction du SNR. Le taux d'erreur binaire diminue pour un nombre d'antennes important [84].

IV.9 Conclusion

Une matrice de Butler 4x4 en technologie microruban à été conçue et simulée dans ce chapitre. En premier temps, nous avons commencé par le choix du substrat où les pertes métallique, diélectrique et par rayonnement sont abordées. Le substrat choisi (Duroïd 6002) et la forme de coude présentent des faibles pertes à la fréquence de fonctionnement 2.1 GHz. Par la suite, les composants de la matrice de Butler ; déphaseur, coupleur et croisement sont conçus et simulés. En effet, nous avons optimisé la conception de ces composants pour qu'ils fonctionnent à la fréquence de résonance. Dans un troisième temps, la matrice de Butler est bâtie à partir de ces composants. Elle offre des hautes performances en terme de coefficients de réflexion, d'isolation et de couplage. Grâce à la technologie choisie pour la fabrication, la matrice offre l'avantage d'être facilement réalisée par un simple procédé de gravure et par conséquent de faible coût. Enfin la matrice est intégrée avec son réseau d'antennes de 4 éléments rayonnants de type patch.

D'autres topologies de la matrice sont aussi abordées où nous avons vu l'architecture à un seul croisement et sans croisement. Cette étude nous a permis de choisir la topologie qui convient à la future application. Il semble que la matrice à un seul croisement attire l'attention par sa faible taille et ses hautes performances pour un réseau d'antennes patches alimentées par sonde coaxiale.

Les performances d'un système de communication, doté d'une matrice de Butler comme répartiteur de faisceaux sont aussi présentées où nous avons vu que la matrice de Butler permet d'augmenter la capacité du canal et de réduire le taux d'erreur binaire.

Enfin, la matrice de Butler conçue satisfait très bien aux exigences imposées par le cahier des charges. L'acquisition d'un analyseur de réseau et d'une chambre anéchoïde, permettrait de faire les mesures et de confronter les résultats théoriques aux résultats pratiques.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les répartiteurs de faisceaux suscitent une importance énorme à cause de leur grande évolution dans le domaine de télécommunication. Plusieurs structures ont été développées en vue d'améliorer l'efficacité énergétique et spectrale des systèmes de communication sans fil à haut débit.

Ce mémoire qui s'articule autour de quatre chapitres a porté sur l'étude et la conception d'un répartiteur de faisceaux de type analogique particulièrement destiné aux applications UMTS. Il s'agit d'une matrice de Butler 4x4 fonctionnant à 2.1 GHz en technologie microruban. En fait, cette matrice est une solution mieux adaptée aux systèmes de communications mobiles à haut débit que d'autres matrices analogiques (matrice de Nolen ou matrice de Blass), surtout dans le cas où le nombre de ports d'entrée est compatible au nombre de faisceau à commuter et est égal à une puissance de deux.

Le principal avantage de la technologie microruban est la simplicité de réalisation des circuits. Nous avons abordé, dans un premier chapitre, les lignes de transmission en structure planaire. Cette structure présente une facilité de modélisation par des éléments passifs ou circuits résonnants. Cependant, les pertes dans ce type de circuit et les effets de couplage exigent des techniques spéciales pour l'isolation et la réduction des pertes.

Nous avons consacré le deuxième chapitre à la présentation des réseaux d'antennes. Nous avons décrit, en premier temps, le principe de fonctionnement et les caractéristiques de rayonnement et électriques de l'antenne. Ces caractéristiques fixent la future application antennaire. Par la suite nous sommes passés aux antennes imprimées où différentes structures et différents types d'alimentations d'antenne patch sont présentés. L'étude d'une antenne patch fonctionnant à 2.45 GHz, en utilisant ADS Momentum, nous a permis d'admettre qu'à partir de formules mathématiques compliquées, on peut obtenir les dimensions d'une antenne qui nous donne les caractéristiques électrique et de rayonnement souhaitables. On a constaté aussi qu'une antenne seule ne satisfait pas toujours aux exigences de certains systèmes de télécommunications, pour cela les réseaux d'antennes sont décrits dans un deuxième temps. La simulation des réseaux d'antennes linéaires, circulaires et planaires en Matlab nous montre que les caractéristiques de rayonnement d'un réseau d'antennes dépendent des phases et amplitudes du vecteur d'excitation. On peut donc commander le faisceau rayonné par un simple ajustement électrique.

L'alimentation des éléments rayonnants d'un réseau d'antennes, par des signaux dont les phases progressent linéairement, permet d'orienter électroniquement le faisceau vers une destination prédéterminée. Les répartiteurs de faisceaux analogiques et numériques sont des circuits permettant d'imposer les phases et les amplitudes désirées. Dans le chapitre trois, nous avons présenté ces répartiteurs, avec une attention particulière pour les répartiteurs analogiques de type matriciel. Des codes Matlab sont conçus pour dimensionner les matrices de Nolen et de Blass. En fait, le dimensionnement de ces matrices n'est pas une procédure simple. La matrice de Butler est tout à fait simple à programmer et dimensionner parce que tous les coupleurs sont des coupleurs (3 dB, 90°) pour la version standard ou (3dB, 180°) pour

la version non standard. Elle présente aussi des bonnes performances d'orthogonalité des faisceaux.

La simulation des composants de la matrice de Butler donne des résultats répondant aux exigences imposées par le cahier des charges. Des amplitudes autour de -6.02 dB et des gradients de phases entre sources consécutives autour de $-\pi/4$, $3\pi/4$, $-3\pi/4$ et $\pi/4$ pour des faisceaux 1R, 2L, 2R et 1L successivement sont obtenus. Evidemment, les résultats de simulation sont entachés d'une légère inexactitude due aux pertes métallique, diélectrique et par rayonnement ainsi qu'au changement de comportement des composants de la matrice de Butler (coupleur et croisement) quand ils sont dans la matrice. Cependant, les résultats obtenus concordent avec les résultats de la littérature.

Nous avons pu alors conclure, à la fin de ce travail, que la matrice de Butler est le répartiteur de faisceau le moins complexe que l'on peut implanter dans plusieurs systèmes de communication sans fils tels que l'UMTS. Ce circuit micro-onde assure la réalisation d'une fonction mathématique pure qui est la FFT d'un signal à son entrée pour donner une répartition sur les sorties permettant de faire le pilotage du faisceau d'un réseau d'antennes. De plus, les composants de cette matrice sont, par analogie, la structure en papillon de la FFT. La matrice de Butler a connu, dès son invention par Butler en 1961, des grands changements et améliorations selon les applications où elle est employée. Des changements dans la morphologie de la matrice afin de réduire le nombre de croisements des voies RF, comme les topologies présentées dans le chapitre quatre. Des changements également dans la technologie de fabrication qui ont pour objectif la minimisation des pertes, généralement ces techniques de fabrication sont destinées à des applications spécifiques (spatiales ou militaires).

Les perspectives de ce travail sont diverses. La première est la conception d'une matrice de Butler où le nombre d'entrées et de sorties n'est pas une puissance de deux (3×3 , 5×5 , etc.), ou tout simplement le nombre d'entrée et des sorties sont différents (3×4 par exemple). Il s'agit dans ce cas, d'un arrangement particulier des ports d'entrée et de sortie, avec l'ajout éventuel des déphaseurs. Une autre perspective serait d'utiliser des coupleurs par proximité ou des coupleurs à double face (structure bicouches) comme des composants de base de la matrice.

Annexes

Annexe I : Paramètres S

La matrice de dispersion ou matrice $[S]$ (pour *Scattring Matrix*), est l'outil de base pour l'étude des multi-pôles linéaires en hyperfréquence. Les paramètres S ont un lien direct entre les transferts de puissance entrée/sortie d'un multipôle. Considérons le multipôle à n entrées (figure A1.1).

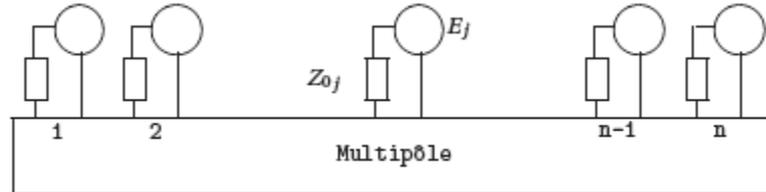


Figure A1.1 : Schéma générique d'un multipôle.

Le vecteur d'ondes incidentes (a) et le vecteur d'ondes réfléchies (b) sont reliés par la relation suivante :

$$(b) = [S](a) \quad (A1.1)$$

Cette relation de passage peut s'écrire aussi comme suit :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \dots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \vdots & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ b_1 \end{pmatrix} \quad (A1.2)$$

Où les coefficients S_{ij} sont des grandeurs complexes, sans dimensions, qui rendent compte des différents processus de transmission et de réflexion mis en jeu au niveau de l'entrée et de la sortie du multipôle. Les coefficients S_{ii} sont appelés coefficients de réflexion de l'entrée. Les coefficients S_{ij} ($i \neq j$) sont appelés coefficients de transmission de l'entrée à la sortie (Soit $S_{ij} = b_j/a_i$).

Propriétés de la matrice $[S]$

- La puissance véhiculée par les ondes entrantes est :

$$P_{in} = \sum_{j=1}^n \frac{a_j a_j^*}{2} = \frac{1}{2} (a)^t (a) \quad (A1.3)$$

- La puissance véhiculée par les ondes sortantes est :

$$P_{out} = \sum_{j=1}^n \frac{b_j b_j^*}{2} = \frac{1}{2} (b)^t (b) \quad (A1.4)$$

- Le multipôle est sans pertes si :

$$p_{in} = P_{out} \Rightarrow (a)^t(a) = (b)^t(b) \quad (A1.5)$$

Par conséquent : $[S]^t[S] = 1$

La matrice inverse de $[S]$ est donc sa transposée conjuguée. Une autre conséquence importante est qu'alors le module de son déterminant est 1.

Si le multipôle est réciproque, alors $S_{ij} = S_{ji}, i, j \in [1, n]$ et la matrice est symétrique par rapport à la diagonale.

Quadripôle

Dans le cas particulière où $n=2$, on a alors affaire à un quadripôle pour lequel la matrice $[S]$ s'écrit :

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (A1.6)$$

Les éléments de la matrice $[S]$ s'écrivent alors en fonction des impédances et des admittances du circuit. Par exemple dans les cas des circuits série ou parallèle (figure A1.2 et A1.3). La matrice $[S]$ est données par les formules A1.7 et A1.8 successivement :

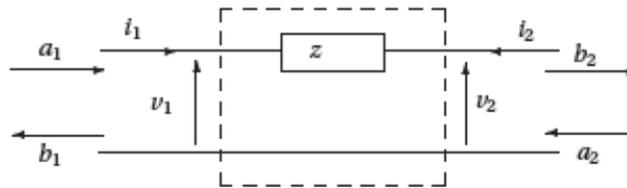


Figure A1.2 : Impédance série.

$$S = \begin{pmatrix} \frac{z}{z+2} & \frac{2}{z+2} \\ \frac{2}{z+2} & \frac{z}{z+2} \end{pmatrix} \quad (A1.7)$$

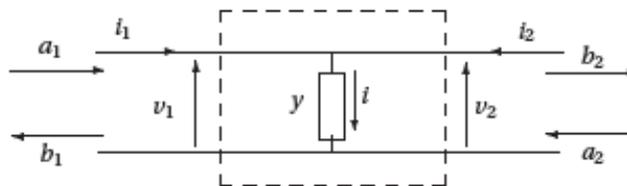


Figure A1.3 : Admittance parallèle.

$$S = \begin{pmatrix} -\frac{y}{y+2} & \frac{2}{y+2} \\ \frac{2}{y+2} & -\frac{y}{y+2} \end{pmatrix} \quad (A1.8)$$

Examinons maintenant l'ajout d'un tronçon de ligne à l'entrée d'un quadripôles de matrice [S] connue. En effet, un tronçon de ligne de longueur physique l , provoque un déphasage $\phi_1 = 2\pi l/\lambda$. Celui-ci se détermine par la matrice [S] :

$$[S'] = \begin{bmatrix} S_{11}\exp(-2j\phi_1) & S_{12}\exp(-j\phi_1) \\ S_{21}\exp(-j\phi_1) & S_{22} \end{bmatrix} \quad (A1.9)$$

Si on ajoute ce tronçons de ligne qui apporte un déphasage ϕ_2 à l'entrée d'un quadripôle de matrice [S] connue. La nouvelle matrice [S] (soit [S']) est :

$$[S'] = \begin{bmatrix} S_{11}\exp(-2j\phi_1) & S_{12}\exp(-j(\phi_1 + \phi_2)) \\ S_{21}\exp(-j(\phi_1 + \phi_2)) & S_{22}\exp(-2j\phi_2) \end{bmatrix} \quad (A1.10)$$

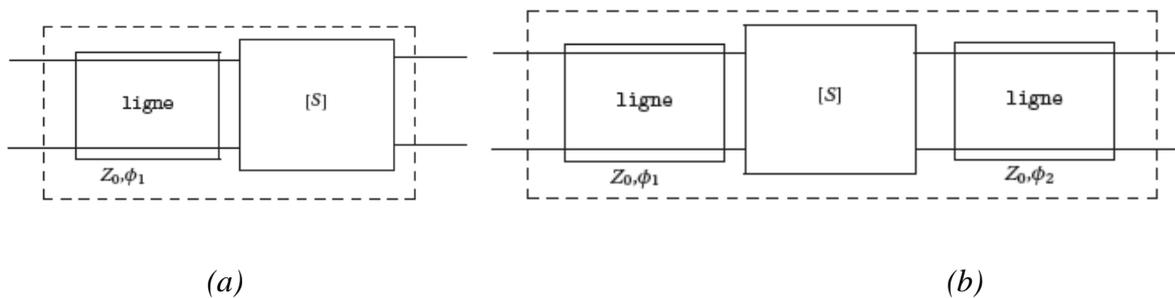


Figure A1.4 : Tronçons de ligne ajoutée ; (a) en entrée, (b) en entrée et en sortie.

Annexe II : Outil de simulation Momentum.

Afin de prévoir le comportement électromagnétique des circuits micro-ondes, de nombreux outils de simulations ont été utilisés comme le logiciel de réseau SARA, HFSS, ADS, etc. Le logiciel Momentum d'ADS permet de faire à la fois des simulations de type circuit, qui employaient des modèles équivalents de circuit passif et des simulations électromagnétiques dites $2D^{1/2}$ qui permettent de résoudre les équations de Maxwell pour des structures composées d'un empilement de couches homogènes. Cependant, l'utilisation de ce logiciel exige certaines conditions :

- Les substrats doivent être homogènes, isotropes et de dimensions transversales infinies.
- Plan de masse de dimensions infinies.

III.1 Principe de fonctionnement

III.1.1 Le maillage

Ce logiciel est basé sur une méthode électromagnétique numérique appelée Méthode des Moments. Il s'agit d'une procédure de maillage où le conducteur est divisé en éléments simples triangulaires ou rectangulaires ayant des tailles différentes, ce qui permet de mailler toute la géométrie de l'objet (figure A3.1). On peut donc déterminer le courant induit dans chacune des cellules élémentaires. Une fois le courant calculé, on peut facilement calculer les caractéristiques électrique et de rayonnement.

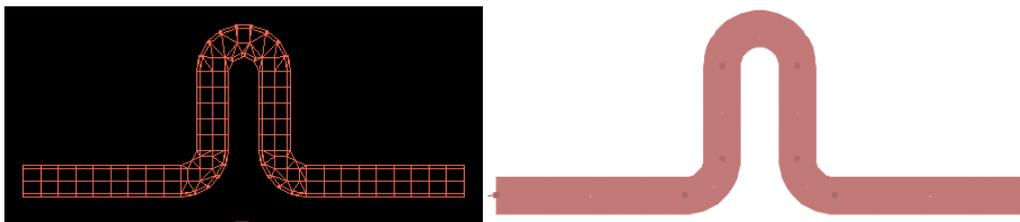


Figure A3.1 : Exemple de maillage généré par Momentum.

III.1.2 Procédure de simulation

Une fois que la structure est dessinée et le choix du substrat et la bande de fréquence effectué, Momentum fait un calcul pour chaque fréquence selon un pas fréquentiel constant ou selon un algorithme d'interpolation qui choisit automatiquement des fréquences et interpole les données. La technique numérique employée permet d'exprimer une équation intégrale, directement déduite des équations de Maxwell sous forme de système matriciel. Les paramètres de sortie du logiciel sont :

- Les paramètres [S] aux accès physiques du dispositif. Il prend en compte l'ensemble des interactions pouvant intervenir entre les métallisations du dispositif.
- Un ensemble de grandeurs directement déduit des valeurs des champs sur les conducteurs.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] A.V. Vorst, D. Vanhoenacker-Janvier *Bases de l'ingénierie micro-onde* De Boeck & Larcier s.a, 1996.
- [2] F.Gardiol *Traité d'électricité Volume III électromagnétisme* presses polytechniques et universitaires romandes, 2002.
- [3] N. Kinyaman, M.I. Aksun *Modern Microwave Circuits* Artech house, 2005.
- [4] P.F.Combes *Micro-ondes Tome 1 lignes, guides et cavités Cours et exercices* Dunod, 1996.
- [5] L. G. Maloratsky *RF and Microwave Integrated Circuits* Elsevier, 2004.
- [6] H. R. Kaup *Characteristics of microstrip transmission lines* IEEE Transactions on Computer, avril 1967.
- [7] R. N. Simons *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems* John Wiley & Sons, 2001.
- [8] B.C. Wadell *Transmission Line Desing Handbook* Artech House, 1991.
- [9] P.F.Combes *Micro-ondes. Tome 2. Circuits passifs, propagation, antennes. Cours et Exercices* Dunod, 1997.
- [10] D.G. Swanson, Jr. W.J.R.Hoefer *Microwave Circuit Modeling Using Elrectragnetic* Artech house, 2003.
- [11] E. H. Fooks, R.A.Zakarevicius *Microwave Engineering Using Microstrip Circuits* Prentice Hall, 1990.
- [12] O. Picon, Coll *les antennes, Théorie, conception et application* l'usine du nouvelle, Dunod, 2009.
- [13] A.Ducros *les antennes, théorie et pratique* Soracom, 1989.
- [14] T.A. Milligan *Modern Antenna Desing, second edition* John Wiley & Sons, Inc, 2005
- [15] D.B. Miron *Small Antenna Design* Elsevier Inc, 2006.
- [16] D. M. Dobkin *the RF in RFID – Passive UHF RFID in Practice* Newness, 2008.
- [17] A. Boyer *antennes* institut national des sciences appliquées de Toulouse, Support de Cours, 2011.
- [18] J.Q. Howell *Microstrip Antennas* IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 23, Issue 1, p. 90-93, janvier 1975.

- [19] G. Kossiavas, A. Papiernik, R. Staraj, C. Luxey *Antennes imprimées - Bases et principes* Dossier E 3310, Antenne, Techniques de l'Ingénieur, 2012.
- [20] K.R. Carver, J.W. Mink *Microstrip Antenna Technology* IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 29, no 1, pp. 2-24, janvier 1981.
- [21] H.Pues, A.V. D. Capelle *Accurate Transmission-Line Model for the Rectangular Microstrip Antenna* Proc. IEE, vol. 131, Part. H, No 6, p. 334-340. 1984.
- [22] R.F. Harrington *Field Computation by Moment Methods* Krieger Publishing Company, 1982.
- [23] P. Silvester *Finite Element Analysis of Planar Microwave Networks* IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT 21, no 2, p. 104-110, 1973.
- [24] A. Reinex, B. Jecko *Analysis of Microstrip Patch Antennas using Finite Difference Time Domain Method* IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 37, no 11 pp. 1361-1369, 1989.
- [25] Z. Chen, W. J. R. Hoeffler, M. M. Ney *A New Finite-Difference Time-Domain Formulation and its Equivalence with the TLM Symmetrical Condensed Node* IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT 39, no 12, pp. 2160-2169, 1991.
- [26] R.J.Mailloux *Phased Array Antenna Handbook, Second Edition* Artech House, Inc, 2005.
- [27] W.K. CHEN *The Electrical Engineering Handbook* Elsevier Inc, 2004.
- [28] L. Josefsson, P. Persson *Conformal Array Antenna Theory and Design*. IEEE antenna and propagation society, Wiley-Interscience 2006.
- [29] J.L. Allen *A theoretical Limitation on the Formation of Lossless Multiple Beams in Linear Arrays* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 9, No. 7, pp. 350-352, Juillet 1961.
- [30] D. K., Cheng, M. T. Ma *A New Mathematical Approach for Linear Array Analysis* IRE Trans., Antennas Propagat., Vol. AP-8, pp. 255-259, Mai 1960.
- [31] D. E. N. Davies *Circular Arrays: Their Properties and Potential Applications* IEE Second International Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-10, April 1981.

- [32] T. Y. Lo, H. C. Hsuan *An Equivalence Theorem between Elliptical and Circular Arrays* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-13, pp. 247–256, Mars 1965.
- [33] I. D. Longstaff, P. E. K. Chow, D. E. N. Davies *Directional Properties of Circular Arrays* Proceedings of IEE, Vol. 114, No. 6, pp. 713–718, Juin 1967.
- [34] O. A. Civil, P. H. Pathak, P. Janpugdee' and B. A. Mu *Surface Waves On A Finite Planar Dipole Array In Free Space* IEEE Trans. Antenna Propogate pp 78-81, 2002.
- [35] S.K. Rao *Parametric Design and Analysis of Multiple-Beam Reflector Antennas for Satellite Communications* IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 45, No. 4, pp. 26-34, Août 2003.
- [36] A. El Zooghby *Smart Antenna Engineering* Artech House, 2005.
- [37] L. Josefsson, P. Persson *Conformal Array Antenna Theory and Design* IEEE, Inc, 2006.
- [38] J. Roger *Antennes Différents types* Techniques de l'Ingénieur, Dossier E 3282, Mai 1999.
- [39] J.L. Allen *A theoretical Limitation on the Formation of Lossless Multiple Beams in Linear Arrays* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 9, No. 7, Juillet pp 350-352, 1961.
- [40] W.D. White *Pattern Limitations in Multiple-Beam Antennas* IRE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-10, pp 430-436, Juillet 1962.
- [41] S. Stein *On Cross Coupling in Multiple-Beam Antennas* IRE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-10, pp. 548-557, Septembre 1962.
- [42] W. Rudge, et Al *the Handbook of Antenna Design, Vol. 2* Peter Peregrinus, London, 1983.
- [43] W. Rotman, R.F. Turner *Wide-angle microwave lens for line source application* IEEE Transaction on Antenna and Propagation, vol 11, N° 6, pp 623-632, Novembre 1963.
- [44] A. Rahimian *Microwave Beamforming Networks Employing Rotman Lenses and Cascaded Butler Matrices for Automotive Communications Beam Scanning Electronically Steered Arrays* Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium, Kiev, Ukraine, pp. 351 – 354, August 25 – 27, 2011,
- [45] J. Blass *Multidirectional Antenna, a New Approach to Stacked Beams* IRE International Conference Record, Vol. 8, Part 1, pp 48-50, 1960.

- [46] N. J. G. Fonseca *Printed S-Band 4x4 Nolen Matrix for Multiple Beam Antenna Applications* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 57, Issue 6, pp 1673-1678, Juin 2009.
- [47] W.Y. Lim, K.K. Chan *Generation of Multiple Simultaneous Beams with a Modified Blass Matrix* pp 1557-1560, IEEE, Inc, 2009.
- [48] R. William, Jones et Edward C. DuFort *On the Design of an Optimum Dual-Series Feed Networks* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-19, N° 5, pp 451-458, Mai 1971.
- [49] S. Mosca, F. Bilotti, A. Toscano, L. Vegni *A Novel Design Method for Blass Matrix Beam-Forming Networks* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 50, N°2, Février 2002, pp. 225-232.
- [50] K. K. Chan, D. Faubert and R. Martin *Multiple beam antenna feed networks* Proceedings of Nice International Conference on Antennas, CNET, La Turbie, France; pp.333-336, 1990.
- [51] J.C. Nolen *Synthesis of Multiple Beam Networks for Arbitrary Illuminations* PhD Thesis, Bendix Corporation, Radio Division, Baltimore, 21 Avril 1965.
- [52] F. Casini, R. V. Gatti, L. Marcaccioli, R. Sorrentino *A Novel Design Method for Blass Matrix Beam-Forming Networks* IEEE Proceedings of the 4th European Radar Conference, PP 232-235, Octobre 2007.
- [53] J. Butler, R. Lowe *Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas* Electronic Design, pp. 170-173, Avril 1961.
- [54] A.K. Bhattacharyya *Phased array antenna, floquet analysis, synthesis, BFNs, and active array systems* a John Wiley & Sons, Inc, publication, 2006.
- [55] H.J. Moody *The Systematic Design of the Butler Matrix* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 12, Issue 6, pp. 786-788, Novembre 1964.
- [56] Ch. Dall'omo *Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler* Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique. Thèse de doctorat, Novembre 2003
- [57] T.C. Edwards, B. Pirollo et F. Bayle *L-band output network INMARSAT 3*, IEE Colloquium on, pp. 601-611, 21 Nov. 1991.
- [58] O. Lafond and M. Himdi *Multibeam antenna in millimeter waves* 32nd European Microwave Conference 2002 (EuMC 2002), Milan, Italy, 24-26 Sept. 2002.

- [59] Ch. Poumier *Réalisation d'un démonstrateur LMDS (Local Multipoint Distribution System) 40 GHz, à Limoges* Rapport fin de Programme, contrat ANVAR n°A 97 07 028 K00, juillet 1999.
- [60] C. Dall'Omo, T. Monedière, B. Jecko, F. Lamour, I. Wolk, M. Elkael *Design and realization of a 4x4 Microstrip Butler Matrix Without any Crossings in Millimeter Waves* Microwave and Optical Technology Letters – Wiley Periodicals, pp. 462-465, 2003.
- [61] K. Uehara, T. Seki, K. Kagoshima *A Planar Sector Antenna for Indoor High-Speed Wireless Communication Terminal* IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S), Vol. 2, 13-18, pp. 1352-1355, Juillet 1997.
- [62] L. Accatino, F. Muoio, P. Piovano *High gain antenna dor interplanetary missions; Butler matrix and test* rapport final de contrat ESA, juillet 2000.
- [63] I. Haroun, T. Lin, D. Chang, C. Plett *A Compact 24-26 GHz IPD-Based 4x4 Butler Matrix for Beam Forming Antenna Systems* IEEE Proceedings of APMC 2012, Kaohsiung, Taiwan, pp 965-967, Décembre 2012.
- [64] A. Angelucci, P. Audagnotto, P. Corda, P. Obino, F. Piarulli, B. Piovano *High performance microstrip networks for multibeam and reconfigurable operation in mobileradiosystems* Proc. IEEE Globecom'94, San Francisco, USA, November 1994.
- [65] *UMTS : l'aire du multimédia mobile*, dossier France Telecom.
<http://www.rd.francetelecom.com/fr/technologies/ddm200401/dossier.php>
- [66] H. Kaaranen, A. Ahtainen, L. Laitinen, S. Naghian, V. Niemi *UMTS Networks Architecture, Mobility and Services* 2nd edition, John Wiley & Sons Ltd, 2005.
- [67] P.F Combes, J.Graffeuil, J.F.Sautereau *composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes* Dunod. 1985.
- [68] D. M. Pozar *Microwave engineering* Wiley, 2nd ed., New York, 1998.
- [69] A. Bendali, S. BRI, A. Nakheli, A.ELfadl , M. Habibi *conception of the coupler with 3 branches* International Journal of Computer Science and Information Technology & Security, April 2012.
- [70] C.H.Ho, L.Fan and K.Chang *A Broadband Uniplanar Branch-line Coupler using a Coupled Rectangular Slotline Ring* IEEE Microwave and Guided Letters, Vol 3, N° 6, June 1993.
- [71] Kh. Chavda, A.K.Sarvaiya, A.R.Charania *Design of Passive RF Beam forming Network For Wireless LAN Application* IEEE 1st International Conference on Emerging Technology Trends in Electronics, Communication and Networking, 2012.
- [72] N. A. Muhammad , S. K. A. Rahim , N. M. Jizat , T. A. Rahman , K. G. Tan , A. W. Reza, ‘ ‘ *Beam Forming Networks Using Reduced Size Butler Matrix*’ ’, Wireless Pers Commun, Springer, 2010.

- [73] Th. N. Kaifas, J. N. Sahalos, ‘‘*A 4 X 4 Butler Matrix Optimized for UMTS Applications*’’ IEEE Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, Issue: 3, pp. 585-588, March 2007,
- [74] M. Barba, J. E. Page, J. A. Encinar, J. R. Montejo-Garai, " *A Switchable Multiple Beam Antenna for GSM-UMTS Base Stations in Planar Technology* ", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, VOL 54, N° 11, November 2006.
- [75] Ch. Chia-Chan , L. Ruey-Hsuan, Sh.Ting-Yen, " *Design of a Beam Switching/Steering Butler Matrix for Phased Array System* " IEEE Transactions on Antennas and Propagation, VOL. 58, N° 2, pp 367-374, February 2010.
- [76] P. Q Mariadoss, M.K. A. Rahim, M.Z.A. Abd Aziz ‘‘ *Butler Matrix Using Circular And Mitered Bends at 2.4 GHz*’’ IEEE Microwave and Wireless Components Letters, pp.214-218, 2005 .
- [77] C. Dall’Omo, T. Monedière, B. Jecko, F. Lamour, I. Wolk, M. Elkael, ‘‘*Design and realization of a 4x4 Microstrip Butler Matrix Without any Crossings in Millimeter Waves* ’’ Microwave and Optical Technology Letters – Wiley Periodicals, pp. 462-465, 2003.
- [78] N. Theodoros kaifas and J. N. Sahalos, ‘‘ *On the Design of a Single-Layer Wideband Butler Matrix for Switched-Beam UMTS System Applications*’’ IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 48, N°. 6, pp 193-204 December 2006.
- [79] C. E. Shannon ‘‘*A mathematical theory of communication*’’ Bell Systems Technica Journal, vol. 27, no. 3, pp. 379–423, July 1948, continued 27(4):623-656, October 1948.
- [80] A. Innok, M. Uthansakul, P. Uthansakul, ‘‘*Performance of MIMO Capacity using Angle Domain Processing Realized by Butler Matrix* ’’, IEEE juin 2009.
- [81] M. T. E. B. A. F. Molisch, M. Steinbauer, R. Thoma, ‘‘*Capacity of MIMO systems based on measured wireless channel,*’’ IEEE Journal on Selected Areas in Communications, N° 20, pp. 561-569, April 2002.
- [82] S. Chu, H. Lin, D. Lin, ‘‘ *Performance enhancement by using switch-beam smart antenna in 802.11 a WLAN system* ’’, International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication, IEEE 2006.
- [83] M. Uthansakul, P. Uthansakul *Experiments with a Low- Profile Beamforming MIMO System for WLAN Applications* IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vo l. 53, No. 6, December 20 11.
- [84] T. C. Quyen, T. A. Vu, ‘‘ *The application of a multibeam antenna for 4G* ’’, IEEE The 2012 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2012), pp227-230, 2012.

Résumé

Les antennes multifaisceaux représentent un sujet de recherche et de développement très abordé dans la littérature, ces antennes trouvent leur application dans la télécommunication, le trafic aérien, etc. Le circuit d'alimentation d'antennes multifaisceaux est l'organe clé dans celles-ci. Il s'agit d'un sous-système qui permet d'imposer une alimentation appropriée sur l'ensemble des antennes constituant le réseau afin de réutiliser la même ouverture rayonnante pour l'ensemble des faisceaux à produire. En fait, plusieurs solutions de réseaux d'alimentation sont disponibles, incluant des types numériques et des types analogiques. Nous nous sommes intéressés à ces deuxièmes types en mettant l'accent sur la matrice de Blass, Nolen et Butler. Une matrice de Butler 4x4 à distribution d'amplitude uniforme, fonctionnant à 2.1 GHz dédiée à l'application UTMS a été conçue et simulée en utilisant ADS Momentum. Enfin, d'autres topologies de la matrice de Butler sont aussi simulées.

Mot clés ; Antennes Multifaisceaux, réseau d'alimentation, matrice de Butler, UMTS.

Abstract

The multiple beam antennas represent a subject of research and of development very interest in the literature, these antennas naturally find application in telecommunication, air traffic, etc. the feeding circuit of multiple beam antennas is the key component in those. It is about a sub-system makes it possible to impose a suitable excitation of antenna constituting the network in order to reuse the same radiating aperture to produce all the beams. In fact, several solutions of beam forming network are available, including numerical types and the analogical types. We interested on this second types when we investigated the matrix of Blass, Nolen and Butler. We investigated the matrix Butler in particular where a matrix of Butler 4x4 to distribution of uniform amplitude, functioning to 2.1 GHz dedicated to application UTMS was designed and simulated by using ADS Momentum. Lastly, of another topology of the matrix of Butler are also simulated.

Keywords ; multiple beam antennas, beam forming network, Butler matrix, UMTS.

ملخص

تعتبر الهوائيات متعددة الحزم موضوعا كثير التناول بالبحث والتطوير, حيث استخدمت في نظم الاتصال, النقل الجوي, الخ. العضو الأساسي في الهوائيات متعددة الحزم هو دارات التغذية, حيث تسمح بتطبيق تغذية ملائمة على مجموعة الهوائيات المكونة للشبكة بهدف توليد كل الحزم. في الواقع هناك الكثير من شبكات التغذية وتتضمن أنواع رقمية وأنواع تماثلية. اهتمنا في دراستنا بهذه الأخيرة حيث تطرقنا إلى مصفوفة بلاس, نولن و بيتلر. حيث صممنا و درسنا بصفة أعمق مصفوفة بيتلر 4x4 ذات توزيع متوازن, تعمل عند تردد 2.1 GHz موجهة لنظام UMTS وذلك باستخدام ADS Momentum. وفي الختام, تطرقنا بالدراسة إلى تصاميم أخرى من مصفوفة بيتلر.

كلمات مفتاحية : هوائيات متعددة الحزم, دارات التغذية, مصفوفة بيتلر, UMTS.