

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de M'sila
Faculté de Technologie
Département d'électronique

جامعة المسيلة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم إلكترونيك



جامعة محمد بوضياف - المسيلة
Université Mohamed Boudiaf - M'sila

Mémoire de Master

Faculté : Technologie
Domaine : Electronique
Filière : Télécommunications
Spécialité : Systèmes de Télécommunications
Numériques

Thème

**ETUDE ET CONCEPTION D'UN COUPLEUR
DIRECTIONNEL**

Présenté par :

Bezef Lakhdar

Proposé et dirigé par :

Dr. Gareh Massoud

Année Universitaire : 2015-2016



DÉDICACE

Je dédie mon travail à :

**Ma très chère mère qui a toujours éclairé ma voie,*

**Mon cher père qui a toujours un appui dans ma vie.*

**Mes frères (fares, nourddine ainsi que le petit poussin
youness).*

**Mes sœurs (chaïma et fatïma son époux yassin).*

**Mon oncles, mes tantes et ma grande-mère, ainsi que
mon meilleur ami aziz benhamïda et ibrahïm et le
reste de ma famille en ALGERIE.*

Ainsi que tous mes amis.

Remerciement

Au terme de ce travail, j'adresse mes remerciements les plus sincères à mon encadreur Mr: KENANE EL Hadî et GAREH massoudé, pour m'avoir permis de bénéficier de son grand savoir dans la matière, pour sa disponibilité, sa pédagogie, ses compétences, sa modestie et son aide précieuse tout au long de ce projet même pendant les moments les plus difficiles. Vraiment merci pour une qualité d'encadrement si sérieuse et si consistante ...

Je remercie tous les enseignants de département d'Electronique et les personnels administratifs et techniques, qui ont contribué de près ou de loin à ma formation durant ces cinq années.

Je remercie toutes les personnes qui m'ont soutenu, d'une façon ou d'une autre, m'éprouvons incessamment leur estime et amabilité.

Je termine ces remerciements en saluant vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de lire et juger ce travail.

Que la paix d'Allah soit toujours avec vous !

Sommaire

Dédicace.....	i
Remerciement.....	ii
Sommaire.....	iii
Liste des figures.....	iv
Liste des tableaux.....	v
<i>Introduction Générale</i>	1
<i>Chapitre I : Généralités sur les coupleurs</i>	
I.1 Introduction.....	2
I.2 Quelques types des coupleurs.....	3
I.2.1 Les coupleurs -3dB.....	3
I.2.2 Le coupleur (-3dB, 90°) à jonctions ou hybride.....	4
I.2.3 Le coupleur (-3dB, 180°) en anneau.....	6
I.3 Les caractéristiques d'un coupleur.....	8
I.3.1 La matrice de répartition S d'un coupleur.....	8
I.3.2 les pertes d'insertion.....	12
I.3.3 L'isolation.....	12
I.3.4 La directivité.....	12
I.4 Les applications d'un coupleur.....	12
I.5 Conclusion.....	13
<i>Chapitre II : Matrices de Blass</i>	
II.1 Introduction.....	14
II.2 Description des matrices de Blass.....	14
II. 2. 1 Composants de base.....	14
II. 2. 2 Forme générique des matrices de Blass et mise en équations.....	17
II. 3 Méthode de conception dans le cas à M entrées.....	22

II. 4 Matrices de Blass large bande	28
II.5 Conclusions.....	29
Chapitre III: Simulation et résultats	
III.1 première partie.....	30
III.1.1 Résultats	30
III.2 deuxième Partie.....	34
III.2.1 Introduction.....	34
III.2.2 Présentation de l’outil ADS.....	34
III.2.3 Procédure de Conception.....	36
III.2.3.1 Coupleur CLC (A).....	37
III.2.3.2 Coupleur CLC (B).....	39
III.2.4 Résultats de Simulation.....	41
III.2.5 Résultats, discussion	42
III.2. 6 Conclusion	43
Conclusion Générale.....	44
Références.....	45
Résume	

Liste des Figures

Figure I.1 : Schéma d'un coupleur directif.....	3
Figure I. 2 : Exemples des coupleurs directifs en technologie micro-ruban, (a) à jonctions, (b) par proximité.....	3
Figure I.3 : Coupleurs hybrides, (a) en échelle, (b) en anneau.....	4
Figure I.4 : Fonctionnement du coupleur (-3dB, 90°),(a) en iviseur d'onde de puissance, (b) en combineur de puissance.....	5
Figure I.5 : Coupleur (3 dB, 180°), (a) schéma explicatif, (b) version micro-ruban de la structure.....	6
Figure I.6 : Schéma d'un coupleur 0 dB.....	7
Figure I.7 : Matrice de Butler entièrement planaire 4x4 utilisant des coupleurs 0dB.....	7
Figure I.8 : Principe de calcul.....	9
Figure I.9 : Simplification en mode pair.....	10
Figure I.10 : Simplification du mode impair.....	11
Figure II.1 : Schéma fonctionnel d'un coupleur directionnel.....	14
Figure II.2 : Schéma fonctionnel d'un coupleur à branches].....	16
Figure II.3 : Exemple de coupleur directionnel à lignes couplées.....	16
Figure II.4 : Exemple de coupleur directionnel à fentes [15].....	16
Figure II.5 : Schéma de principe des Matrices de Blass [17].....	17
Figure II.6 : Matrice de Blass à une entrée [17].....	18
Figure II.7 : Matrice de Blass à deux entrées [18].....	20
Figure II.8 : Trajets multiples induits par l'accès A sur l'accès B.....	21
Figure II.9 : (a) Schéma fonctionnel de la matrice de Blass à M entrées et (b) détail d'un nœud de la matrice [19].....	23
Figure II.10 : Matrices de Blass large bande [22].....	28
Figure III.1 : L'interface du logiciel HFSS.....	30
Figure III.2 : le coupleur développé.....	30
Figure III.3 : Le coupleur développé avec des fentes.....	31
Figure III.4 : Paramètres géométriques du coupleur.....	31
Figure III.5 : La simulation des paramètres du coupleur.....	32
Figure III.6 : Paramètres structurels en fonction du facteur de couplage.....	33
Figure III.7 : L'interface du logiciel ADS. (Advanced Design System) [24].....	35

Figure III.8: Diagramme de fonctionnement de l'ADS.....	35
Figure III.9: Structure typique d'un coupleur (CLC).....	36
Figure III.10: Circuit du coupleur CLC.....	36
Figure III.11: Schéma équivalent du coupleur CLC (A)	38
Figure III.12: Le schéma du coupleur (A).....	39
Figure III.13: Schéma équivalent coupleur CLC (B)	40
Figure III.14: Le schéma du coupleur (B).....	40
Figure III.15: Paramètres S pour le coupleur CLC (A).....	41
Figure III.16: Paramètres S pour le coupleur CLC (B)	42

Liste des Tableaux

Tableau III.1 : les paramètres structurels.....	33
Tableau III.2 : Spécification des coupleurs de couplage.....	37
Tableau III.3 : Spécification des paramètres de conception.....	37
Tableau III.4 : Les dimensions du coupleur CLC (A).....	38
Tableau III.5 : Les dimensions du coupleur CLC (B).....	39
Tableau III.6 : Les résultats de comparaison des deux coupleurs.....	43



INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

Les télécommunications sont définies comme la transmission à distance d'informations avec des moyens à base d'électronique et d'informatique. Ce terme a un sens plus large que son acception équivalente officielle « communication électronique ». Elles se distinguent ainsi de la poste qui transmet des informations ou des objets sous forme physique.

Dans les débuts des télécommunications modernes, des inventeurs comme Antonio Meucci, Alexander Graham Bell ou Guglielmo Marconi ont mis au point des dispositifs de communication comme le télégraphe, le téléphone ou la radio. Ceux-ci ont révolutionné les moyens traditionnels tels que les pavillons ou le télégraphe optique Chappe.[1]

Actuellement, les télécommunications concernent généralement l'utilisation d'équipements électroniques associés à des réseaux analogiques ou numériques comme le téléphone fixe ou mobile, la radio, la télévision ou l'ordinateur. Celles-ci sont également une partie importante de l'économie et font l'objet de régulations au niveau mondial.[1]

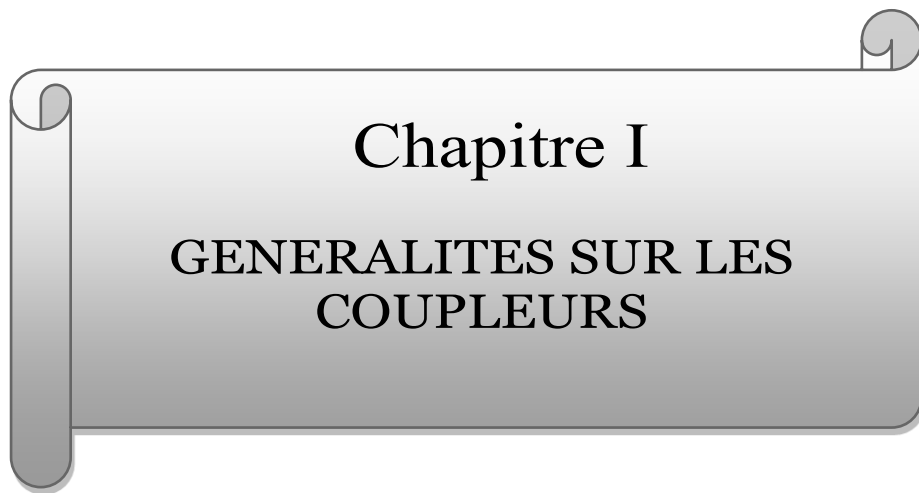
Le coupleur directionnel est un dispositif de couplage de transmission pour échantillonner séparément (par une perte de couplage connus) soit vers l'avant (incident), soit la vague descendante (réfléchi) dans une ligne de transmission. Remarque : un coupleur directionnel peut-être être utilisé pour échantillonner une onde dans une ligne de transmission soit vers l'avance ou vers l'arrière. Un unidirectionnel coupleur a bornes disponibles ou connexions pour prélever qu'un seul sens de transmission ; un coupleur bidirectionnel a bornes disponibles pour prélever les deux sens. Synonymes splitter, T-coupleur, tee coupleur.[2]

Ce travail peut être divisé en trois parties.

Le chapitre I est consacré à la présentation générale des notions des coupleurs.

Le chapitre II, aborde le dimensionnement des matrices de Blass. Ce chapitre est bref car cette matrice est relativement bien documentée dans la littérature, mais il s'agit d'un point de départ important pour la compréhension et le dimensionnement des matrices de Nolen. Nous présentons donc le principe de la matrice de Blass, ainsi qu'une méthode de dimensionnement pour des applications nécessitant plus de deux faisceaux.

Le chapitre III, concerne la conception et la simulation de l'élément principale de la matrice de Blass qui est le coupleur, les résultats de simulation sont obtenus grâce aux logiciels de simulation ADS Momentum et HFSS.



Chapitre I
GENERALITES SUR LES
COUPLEURS

I.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous avons opté pour le coupleur directionnel comme un dispositif passif à multiples ports pour la suite de ce mémoire. Les différents avantages qu'il présentait et ces diverses applications dans le domaine des télécommunications.

Un coupleur hybride est un dispositif passif micro-onde à quatre ports, qui a pour fonction de diviser un signal RF reçu en deux signaux identique en amplitude mais déphasés de 90° .

Généralement, il est très utilisé dans les systèmes radio télécommunications tels que les amplificateurs, les mélangeurs et la matrice de Butler [1],[2] dans la technologie micro- ruban.

L'analyse du coupleur hybride, opérant sur une fréquence donnée, est basée sur la méthode des deux modes (paire et impaire) cité dans [3].

Actuellement, par l'intégration des différentes fonctions dans un seul système, les performances des composantes RF exigent la réalisation d'un coupleur hybride quadrature multifonction, pour accroître les bandes de fréquence d'opération.

Certains travaux effectués en [4] présentent des coupleurs hybrides conçus par des simulateurs EM tels que l'ADS Momentum et Sonnet em, pour miniaturiser la taille des coupleurs et augmenter ces performances multifonctions.

La Figure I.1 présente la topologie d'un coupleur hybride quadrature standard réalisé en technologie micro-ruban. Il est composé essentiellement de quatre ports connectés à des branches de lignes verticales et horizontales d'un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$) évalué à la fréquence d'opération.

Les impédances caractéristiques des différentes lignes de transmissions sont données par Z_0 et $Z_0/\sqrt{2}$. Z_0 est définit comme étant l'impédance de référence aux ports. La puissance du signal introduite au port 1 est divisée en deux signaux d'amplitude identique aux ports 3 et 4 et de différence de phase de 90° à la fréquence de conception. Pour assurer

le bon fonctionnement du circuit il faut isoler le port 2 en y plaçant une résistance de 50Ω que l'on relie à la masse.

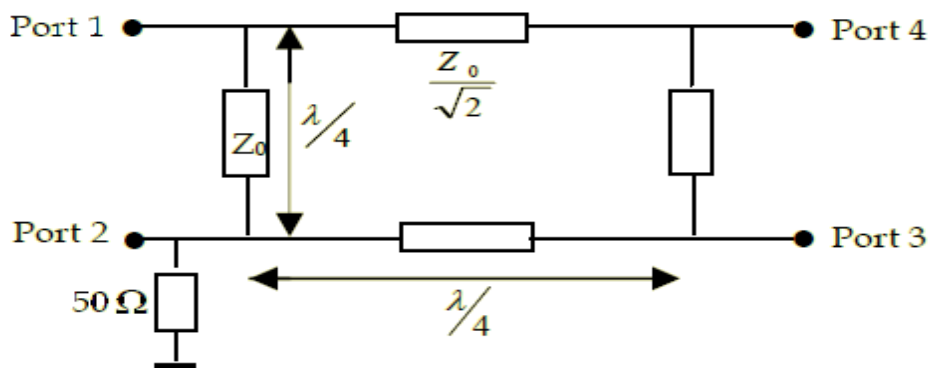


Figure I.1. Schéma d'un coupleur directif [3].

I.2. Quelques types des coupleurs

I.2.1. Les coupleurs -3dB

Les coupleurs directifs sont des dispositifs passifs disposant de quatre ports et permettant aux sorties de recueillir une puissance proportionnelle à l'entrée : ce sont des diviseurs de puissance [5].

On pourra distinguer les grandes classes de coupleurs directifs (figure.I.2) que sont les coupleurs par proximité (contra-directif) et les coupleurs à jonctions (co-directif).

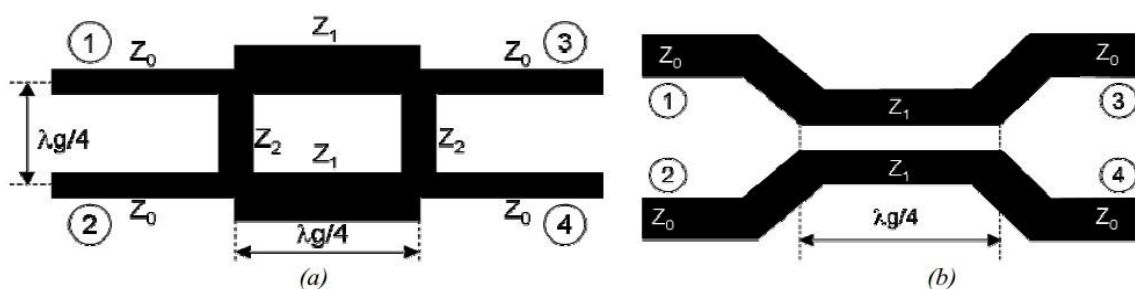


Figure I. 2. Exemples des coupleurs directifs en technologie micro-ruban,

(a) à jonctions, (b) par proximité [5].

L'utilisation du coupleur se retrouve dans de nombreux systèmes électroniques. Le duplexeur, qui a pour fonction de coupler sur la même antenne deux canaux de largeur de bandes très différentes en laissant découplés leurs émetteurs respectifs, requiert en général l'usage de deux coupleurs 3-dB, par exemple.

Ce coupleur -3dB est le plus employé, nous nous intéresserons en particulier aux coupleurs -3dB à jonctions en échelle (figure I.2(a)), appelés aussi coupleurs hybrides, ou hybrides tout simplement, et aux coupleurs -3dB à jonctions en anneau. En effet dans une matrice de Butler, ce sont des coupleurs (-3dB, 90°) co-directifs et des coupleurs (-3dB, 180°) contra directifs qui sont employés.

Ces deux types de coupleur -3dB, respectivement à déphasage 90° et 180° employés dans les matrices de Butler standard et non standard vont maintenant être examinés.

I.2.2. Le coupleur (3-dB, 90°) à jonctions ou hybride

Le rôle du le coupleur hybride est de diviser la puissance d'entrée et de la répartir équitablement en amplitude sur les deux ports de sortie, le dernier port étant isolé grâce à une charge 50 Ω en général. Cependant ces deux ports de sortie sont déphasés de 90° l'un de l'autre. Ce déphasage est dû au tronçon de ligne de longueur quart d'onde ($\lambda g/4$) entre les ports 3 et 4 (figure I.3).

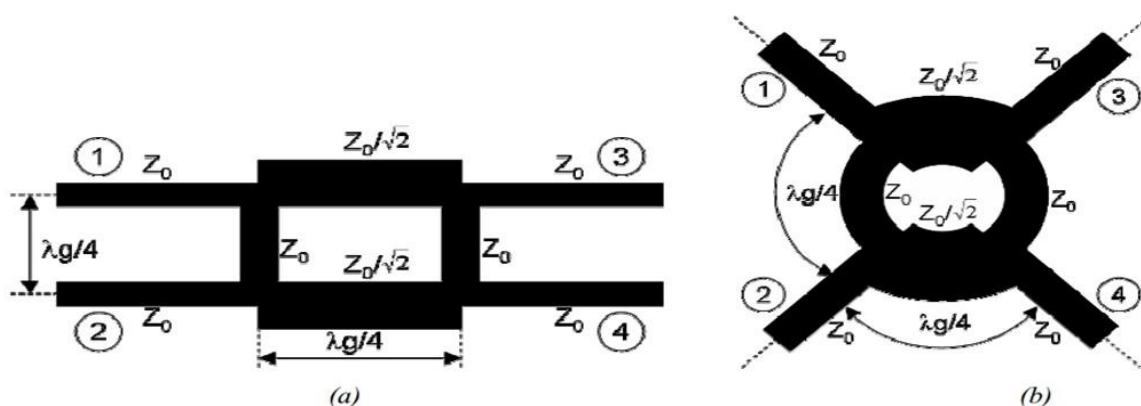


Figure I.3. Coupleurs hybrides, (a) en échelle, (b) en anneau [5].

Les différents tronçons quarts d'onde sont présents pour assurer l'adaptation d'impédance. Il y a deux types de tronçons de ligne quarte d'onde. Entre les ports 1 et 2 et

entre les ports 3 et 4 nous avons une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique Z_0 équivalente à celle des ports d'entrée et de sorties du coupleur.

Enfin, entre les ports 1 et 3 et entre les ports 2 et 4, nous avons une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique $Z_0/\sqrt{2}$ pour obtenir le couplage de 3 dB.

Le changement de la valeur de l'impédance caractéristique de ces tronçons donne lieu à une répartition différente de puissance.

On peut ainsi assez facilement recueillir des couplages compris entre 3 et 9 dB, au-delà des problèmes technologiques se posent notamment pour la réalisation des lignes de forte impédance caractéristique (en effet, nous verrons plus tard que le fait d'augmenter l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban, diminue de façon importante sa largeur physique et donc accentue la difficulté de sa réalisation).

Ce coupleur est employé généralement de deux manières différentes dans une matrice de Butler : en diviseur de puissance (figure I.7(a)) ou en combineur de puissance (figure I.3(b)), selon que l'on soit en émission ou en réception.

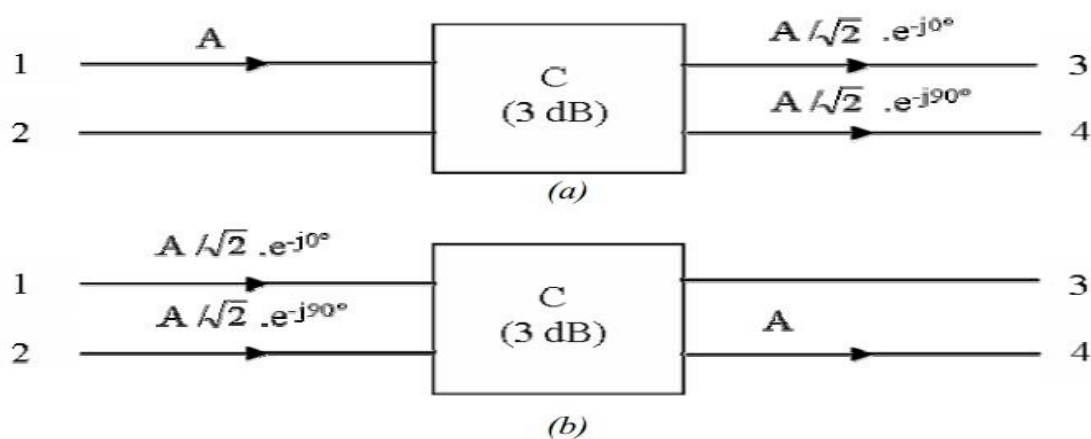


Figure I.4. Fonctionnement du coupleur (-3dB, 90°),

(a) en diviseur d'onde de puissance, (b) en combineur de puissance [6].

I.2.3. Le coupleur (-3dB, 180°) en anneau

Ce coupleur hybride (figure I.5) est composé d'une structure annulaire de circonférence d'une fois et demie la longueur d'onde guidée (λ_g) des lignes micro-rubans employées, avec une disposition de quatre ports.

Les conditions de conception indiquent que le rapport de la puissance divisée peut atteindre au maximum 9 dB [6].

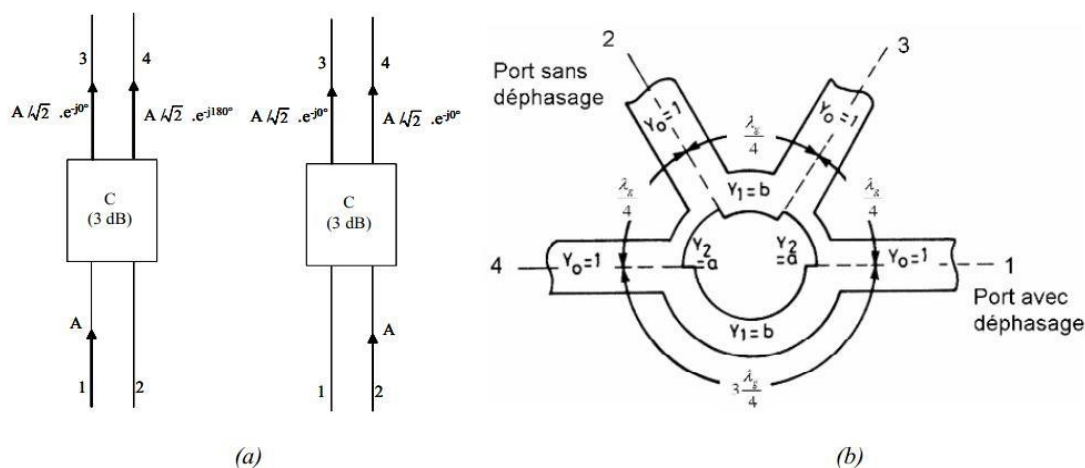


Figure I.5. Coupleur (3 dB, 180°),

(a) schéma explicatif, (b) version micro-ruban de la structure [6].

En posant :

- ✓ Y_0 : admittance d'entrée et de sortie du dispositif
- ✓ Y_1 : première admittance annulaire
- ✓ Y_2 : seconde admittance annulaire

On obtient les relations suivantes :

- ✓ conditions d'adaptation : $a^2 + b^2 = 1$ ou $Y_1^2 + Y_2^2 = Y_0^2$
- ✓ rapport de la puissance divisée : $(a / b)^2$

Ainsi pour un coupleur 3 dB et une admittance $Y_0 = 1/Z_0$, on a :

$$Z_2 = \sqrt{3} \cdot Z_0 \quad (\text{soit pour } Z_0 = 50 \, \Omega, Z_2 = 86,6 \, \Omega)$$

$$Z_1 = \sqrt{3/2} \cdot Z_0 \quad (\text{soit pour } Z_0 = 50 \, \Omega, Z_1 = 61,2 \, \Omega)$$

On notera que, contrairement au coupleur (-3dB, 90°), le coupleur (-3dB, 180°) n'est pas symétrique, aussi selon le port d'entrée choisi le déphasage aura lieu ou pas (si l'on choisit l'entrée 1, on a un déphasage de 180° entre les ports de sortie 3 et 4).

Une étude a été faite pour substituer ce type de croisement à une version entièrement plane de la matrice Butler sans pont [6].

Elle consiste à remplacer le croisement par deux jonctions hybrides (3-dB, 90°) mis bout à bout (figure I.2). Ce type de jonction est appelé aussi coupleur 0 dB.

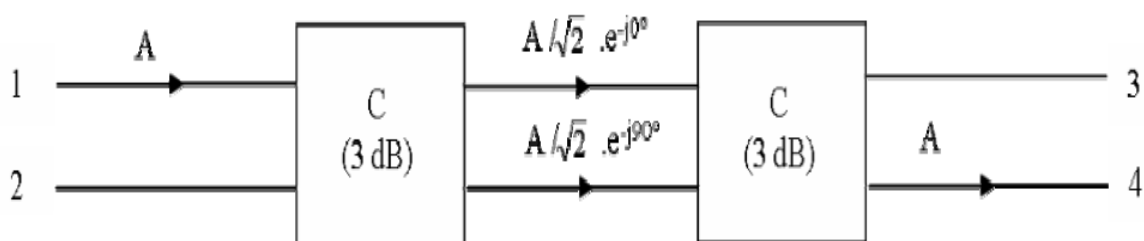


Figure I.6. Schéma d'un coupleur 0 dB.

Ce procédé a déjà été réalisé à 2.53 GHz (figure I.3) sur une matrice Butler 4x4 plane [7]. Toutefois le nombre d'hybrides utilisé s'en trouve considérablement augmenté (pour une matrice 4x4, on en a deux fois plus), ce qui a pour effet de produire des pertes supplémentaires, surtout lorsque l'on monte en fréquence.

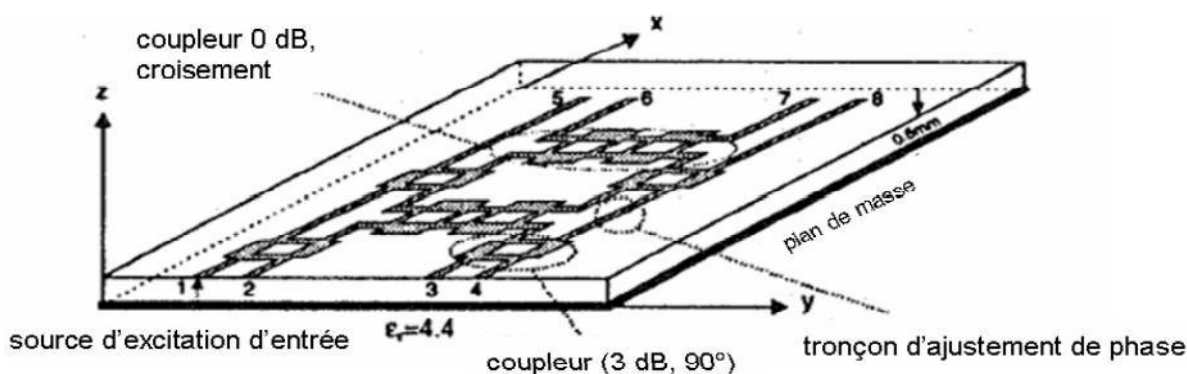


Figure I.7. Matrice de Butler entièrement plane 4x4 utilisant des coupleurs 0 dB [3].

Il existe un autre type de coupleur qui remplit à la fois la fonction de coupleur (-3dB, 90°) et la fonction de croisement, ce coupleur nécessite l'emploi d'une structure bicouche. Il est couramment appelé coupleur à double face [8].

C'est un coupleur contra-directif qui affiche une certaine ressemblance avec les coupleurs par proximité. Ce type de coupleur sera analysé ultérieurement.

Enfin, on peut citer un dernier type de croisement qui emploie une structure bicouche. Le croisement s'effectue grâce au passage d'une face à une autre du signal, au moyen de vias ou de fentes (figure I.7). Les résultats montrent que la mise en œuvre de transitions coaxiales entre deux lignes micro-rubans gravées sur des niveaux différents présente un comportement satisfaisant jusqu'à environ 50 GHz [9].

Il est, cependant, apparu que les dimensions de la ligne coaxiale étaient des paramètres assez critiques. En ce qui concerne les transitions ligne/fente/ligne, on obtient des résultats assez identiques. Néanmoins, cette technique d'alimentation par fentes de couplage, en comparaison de la technique de transition coaxiale, permet d'éviter une étape technologique délicate : la réalisation du trou métallisé.

Pour les deux techniques, autour de 40 GHz, l'adaptation est de l'ordre de -15 dB et les pertes sont inférieures à 0,5 dB.

I.3. Les caractéristiques d'un coupleur

I.3.1 La matrice de répartition S d'un coupleur

Le calcul de la matrice de répartition du coupleur à branches se fait en tirant profit de la symétrie naturelle de la structure.

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (Eq. I. 1)$$

Comme le réseau est passif et réciproque, et seuls les paramètres situés sur la diagonale principale et en dessous doivent être déterminés [10].

$$\begin{aligned} S_{34} &= S_{21} \\ S_{24} &= S_{31} \\ S_{11} &= S_{22} \\ S_{22} &= S_{44} \end{aligned}$$

De plus, puisque la structure est symétrique, nous avons:

Ce qui conduit aux équivalences suivantes:

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{21} &= S_{12} = S_{43} = S_{34} \\ S_{31} &= S_{13} = S_{42} = S_{24} \\ S_{41} &= S_{14} = S_{32} = S_{23} \end{aligned} \tag{Eq. I. 2}$$

La matrice de répartition du coupleur est donc complètement déterminée par les éléments de la première colonne, et peut s'écrire:

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{21} & S_{41} & S_{31} \\ S_{31} & S_{41} & S_{11} & S_{21} \\ S_{41} & S_{31} & S_{21} & S_{11} \end{bmatrix} \tag{Eq. I. 3}$$

Autrement dit, le calcul de la matrice de répartition se réduit au calcul des quatre paramètres S_{11} , S_{21} , S_{31} , et S_{41} .

Comme nous l'avons fait pour le diviseur de Wilkinson, il est de nouveau possible de déterminer ces paramètres en se servant du concept de décomposition d'un signal quelconque en composantes paire et impaire. Pour ce faire, on place deux sources de tension E_1 et E_2 d'impédance interne Z_0 aux ports 1 et 2, alors que les ports 3 et 4 sont terminés en Z_0 .

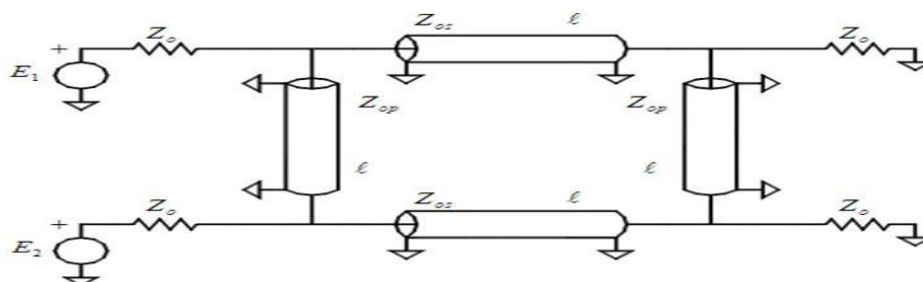


Figure I.8. Principe de calcul d'un coupleur [3].

Posons alors:

$$E_1 = E_P + E_I \quad (Eq. I. 4a)$$

$$E_2 = E_P + E_I \quad (Eq. I. 4b)$$

L'application d'un mode pair aux ports 1 et 2 a pour effet de créer un nœud de courant au centre des lignes TEM verticales et le circuit équivalent devient alors:

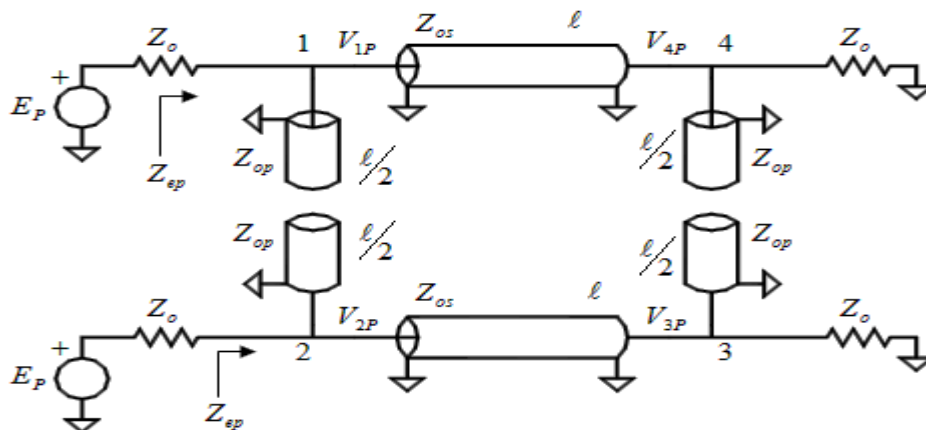


Figure I.9. Simplification d'un coupleur en mode pair [3].

Comme les deux moitiés du circuit sont découplées et identiques, il suffit de ne considérer que l'une d'entre elles pour effectuer le calcul des tensions paires V_{1P} , V_{2P} , V_{3P} et V_{4P} .

Ces tensions peuvent s'exprimer en fonction de l'impédance d'entrée paire Z_{eP} et du gain en tension G_{tP} de chaque demi réseau par rapport à E_P :

$$V_{1P} = \frac{Z_{eP}}{Z_{eP} + Z_0} E_P \quad (Eq. I. 5a)$$

$$V_{2P} = \frac{Z_{eP}}{Z_{eP} + Z_0} E_P \quad (Eq. I. 5b)$$

$$V_{3P} = G_{tP} \cdot E_P \quad (Eq. I. 5c)$$

$$V_{4P} = G_{tP} \cdot E_P \quad (Eq. I. 5d)$$

En posant:

$$\mathbf{t} = \tan\left(\frac{\beta \cdot 1}{2}\right) \quad \mathbf{a} = \frac{Z_0}{Z_{OP}} \quad \mathbf{b} = \frac{Z_0}{Z_{OS}}$$

On obtient après calculs:

$$\frac{Z_{eP}}{Z_0} = \frac{2t + j \cdot [(2a + b) \cdot t^2 - b]}{2 \cdot (a + b) \cdot (bt - at^3) + j \cdot [(2a + b) \cdot t^2 - b]} \quad (Eq. I. 6)$$

$$2 \cdot G_{tP} = \frac{-jb \cdot (1 + t^2)}{(a + b) \cdot (bt - at^3) + t + j \cdot [(2a + b) \cdot t^2 - b]} \quad (Eq. I. 7)$$

L'application d'un mode impair aux ports 1 et 2 a pour effet de créer un nœud de tension au centre des lignes TEM verticales, et le circuit équivalent devient alors:

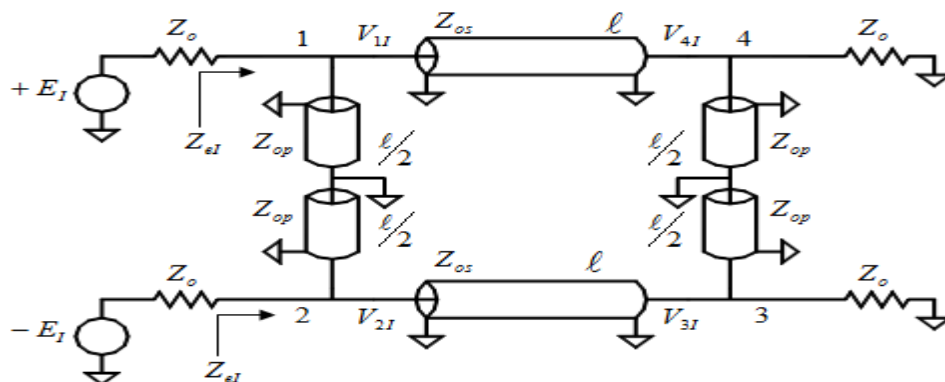


Figure I.10. Simplification du coupleur en mode impair [3].

Comme les deux moitiés du circuit sont découplées et identiques, il suffit de ne considérer que l'une d'entre elles pour effectuer le calcul des tensions impaires V_{1I} , V_{2I} , V_{3I} et V_{4I} . Ces tensions peuvent s'exprimer en fonction de l'impédance d'entrée impaire Z_{eI} et du gain en tension impair G_{tI} de chaque demi-réseau par rapport à E_I [10].

I.3.1. Les pertes d'insertion

Comme tout élément de ligne, un coupleur directionnel atténue le signal transmis à l'antenne.

Cette atténuation a une double origine :

* Des pertes, de même nature que celles introduites par un connecteur, par exemple (rayonnement par fuite, résistance des contacts, défaut d'isolation...). Si la ligne de mesure a ses deux extrémités en l'air ces pertes ont une certaine valeur, par exemple : 0,1 dB.

* La puissance détournée et due au couplage. Pour un coupleur dont le facteur de couplage est de 10 dB, ce prélèvement est de 10%, la puissance en sortie sera égale à 90% de la puissance en entrée, ce qui correspondra à une perte de 0,45dB entre les ports P1 et P2.

I.3.2. Isolation

L'isolation d'un coupleur directionnel peut être définie comme une différence dans les niveaux des signaux en dB entre le port d'entrée et le port d'isolé quand les deux ports de sortie sont adaptés. Et on écrit [10].

$$\text{Isolation en dB} = -10 \log_{10} \left(\frac{P_4}{P_1} \right) \quad (\text{Eq. I.8})$$

I.3.3. La directivité

La directivité d'un coupleur est liée à l'isolement entre les ports P3 et P4. Lors de la mesure dans le sens direct, une petite partie du signal de mesure de l'onde réfléchi est présente sur le port de mesure de l'onde directe. Ce signal va s'ajouter ou se retrancher (selon sa phase) au signal de mesure de l'onde directe. Cette perturbation est d'autant plus importante que la directivité est faible et l'amplitude de l'onde réfléchi est grande, dans le cas d'un ROS important.

$$\text{directivité en dB} = -10 \log_{10} \left(\frac{P_3}{P_4} \right) \quad (\text{Eq. I.9})$$

I.4. Les applications d'un coupleur

Dans L'industrie, le choix d'un coupleur directionnel dépend :

1- puissance maximum à transmettre, elle dépend de la qualité de la réalisation et des

dimensions du coupleur.

- 2- bande de fréquence d'utilisation, déterminée par le type et la technologie utilisée.
- 3- précision de la mesure, d'autant meilleure que la directivité du coupleur sera grande.
- 4- puissance minimum nécessaire pour la mesure, liée à la puissance dans la ligne principale et au facteur de couplage.

La réalisation d'un coupleur directionnel satisfaisant est à la portée de l'amateur qui obtiendra facilement et à bon compte un appareil de mesure qui se situera à mi-chemin entre le ROS-mètre de CB et l'appareil de mesure professionnel.

Le coupleur peut avoir de multiples fonctions :

- adapter l'impédance d'éléments hétérogènes, comme une antenne et le reste du circuit récepteur,
- assurer la transmission du signal en préservant l'isolation galvanique entre deux circuits, l'un potentiellement soumis à des surtensions et l'autre vulnérable, en transformant le signal électrique en un flux de photons et réciproquement, par effet photoélectrique, c'est le rôle du photo-coupleur.
- en technique des antennes le coupleur (fonction couplage) sert à réunir, coupler des antennes sur une même liaison coaxiale, par exemple une parabole satellite et une antenne râteau TNT. Pour séparer, ou découpler, l'accessoire se nomme le découpleur [11].

I.5. Conclusion

La technologie microbande en général, et les coupleurs microbandes en particulier connaissent un succès croissant auprès des industriels et des professionnels des télécommunications, qu'elle soit spatiale ou terrestre. Il est nécessaire de bien définir ce dispositif des circuits passifs, afin de prévoir son comportement avant la réalisation d'une part, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes d'autre part.

De ce fait, on a présenté dans ce chapitre une description générale des coupleurs directionnels, ainsi que ces différents types les plus utilisées dans ce domaine.



Chapitre II
MATRICE DE BLASS

II.1 Introduction

La matrice de Blass présente une flexibilité totale sur la définition des lois d'alimentation à la fois en amplitude et en phase. Elle peut être utilisée pour produire des lois d'alimentation orthogonales ou même uniformes en phases, en fonction des contraintes que l'on s'impose dans sa conception. Par contre, son dimensionnement est relativement complexe, et il n'existe à ce jour aucune formulation mathématique permettant une conception systématique optimale maximisant le rendement pour un ensemble de lois d'alimentation donné lorsque plus de deux faisceaux doivent être produits (en pratique, une optimisation numérique des paramètres de la matrice est souvent effectuée mais cette approche ne garantit pas l'obtention d'un optimum global).[12]

II. 2 Description des matrices de Blass

II. 2. 1 Composants de base

Avant de décrire la matrice de Blass en elle-même, nous commençons par introduire les composants de base nécessaires. Il s'agit de composants passifs et sans pertes possédant 4 ports : deux entrées et deux sorties. Ces composants sont généralement appelés coupleurs directionnels et peuvent être représentés par le schéma fonctionnel de la (figure II.1). Sur cette figure, les ports 1 et 4 sont les entrées, tandis que les ports 2 et 3 sont les sorties.[12]

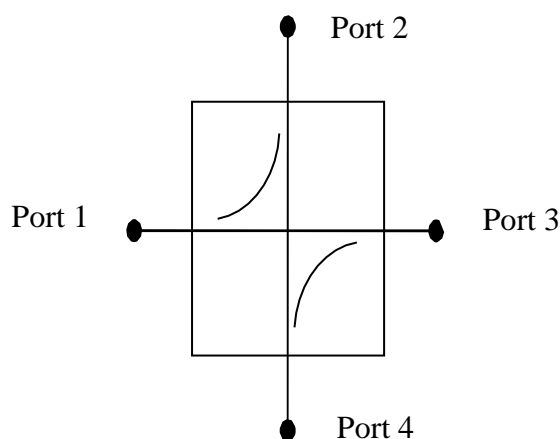


Figure II.1 : Schéma fonctionnel d'un coupleur directionnel.

Un coupleur directionnel est habituellement dimensionné pour que tous les ports soient adaptés, les entrées (respectivement les sorties) soient découplées entre elles, et l'ensemble de l'énergie entrant dans un port d'entrée est distribuée sans pertes vers les deux sorties (de façon équilibrée ou non). Ces propriétés se traduisent de la manière suivante sur les paramètres $[S]$:

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

Les deux entrées étant symétriques, on peut obtenir un jeu de conditions similaires en intervertissant les indices 1 et 4. Une écriture élégante de la matrice $[S]$ est obtenue en introduisant le paramètre de couplage θ_c tel que :

$$[S] \begin{bmatrix} 0 & j \sin \vartheta_c & \cos \vartheta_c & 0 \\ j \sin \vartheta_c & 0 & 0 & \cos \vartheta_c \\ \cos \vartheta_c & 0 & 0 & j \sin \vartheta_c \\ 0 & \cos \vartheta_c & j \sin \vartheta_c & 0 \end{bmatrix} \quad (Eq. II. 2)$$

Il est important de noter que l'intervalle des valeurs possibles pour θ_c est fortement dépendant de la technologie utilisée. Par exemple, un coupleur directionnel dit coupleur à branches [13], dont le schéma fonctionnel est présenté sur la (figure II.2), permet des valeurs de couplage plutôt proches de l'équilibre (autour de -3dB). Ce coupleur peut être réalisé en technologie imprimée ou guide d'onde. Selon les notations de la (figure II.2) et pour une alimentation en port 1, le port 2 est le port direct, le port 3 est le port couplé et le port 4 est le port isolé. D'autres types de coupleurs peuvent être utilisés pour des couplages plus faibles, donc des sorties plus déséquilibrées. En technologie imprimée, on peut par exemple utiliser des lignes couplées [14], tel qu'illustré sur la (figure II.3). La particularité de ce coupleur réside dans l'agencement des ports, qui est différent d'un coupleur à branches. En effet, le port couplé (port 3) se trouve du même côté que le port d'entrée (port 1). En technologie guide d'onde et équivalent, on peut utiliser des coupleurs à fentes [15], tel qu'illustré sur la (figure II.4). Sur ce dernier exemple, il est important de savoir qu'avec des fentes plus grandes ou plus nombreuses ou en modifiant l'orientation relative des guides, il est possible d'augmenter le coefficient de couplage et donc de concevoir des coupleurs plus équilibrés [16].

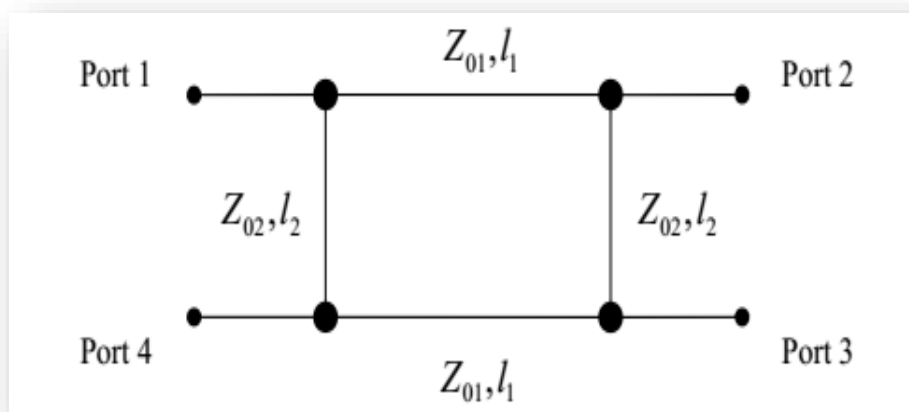


Figure II.2 : Schéma fonctionnel d'un coupleur à branches.

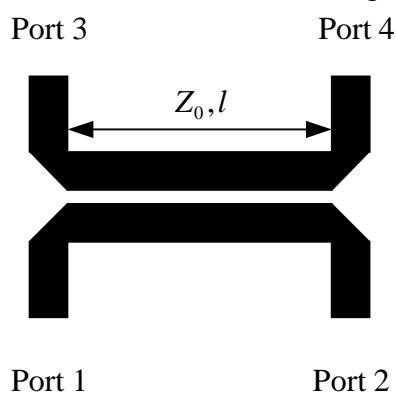


Figure II.3 : Exemple de coupleur directionnel à lignes couplées.

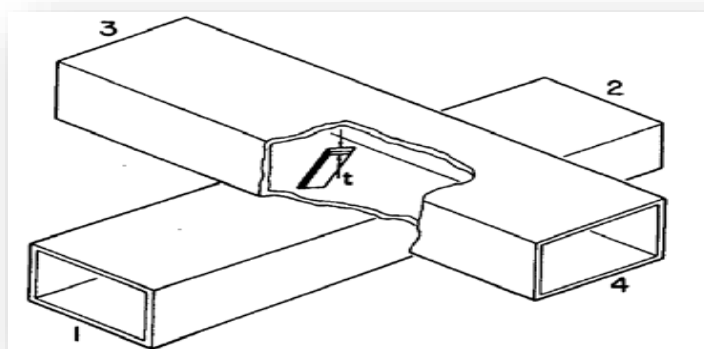


Figure II.4 : Exemple de coupleur directionnel à fentes [15].

La liste présentée n'est évidemment pas exhaustive, plusieurs autres topologies sont disponibles dans la littérature. Finalement, le choix du coupleur va être essentiellement guidé par la technologie retenue (contraintes de compacité, planéité, tenue en puissance, pertes d'insertion, etc.) et l'adéquation de sa topologie (essentiellement l'orientation des ports) avec la matrice à réaliser afin de minimiser les interconnexions.

II.2.2 Forme générique des matrices de Blass et mise en équations

La forme générique des matrices de Blass telle que proposée par leur auteur [17] est illustrée sur la (figure II.5). Ces matrices sont constituées de M ports d'entrée prolongés par autant de lignes d'alimentation (lignes plus ou moins verticales sur la (figure II.5), permettant une alimentation en série des N ports de sortie (dans le prolongement des voies horizontales sur la (figure II.5)). Un coupleur directionnel est positionné à l'intersection de chaque ligne d'alimentation avec les voies menant aux sorties. Chaque ligne d'alimentation est terminée par une charge adaptée, permettant un fonctionnement en onde progressive simplifiant significativement la description d'une telle structure. Les sorties sont connectées chacune à un des N éléments rayonnants d'un réseau linéaire. On note que les lignes d'alimentation présentent un angle d'inclinaison variant progressivement d'une entrée à l'autre. L'idée est de produire par entrée un déphasage suivant une progression arithmétique, permettant ainsi d'orienter le faisceau comme nous l'avons vu dans l'angle de pointage du faisceau principal varie donc avec l'inclinaison de la ligne d'alimentation (ceci est illustré sur le coin en bas à gauche de la (figure II.5)). Nous reviendrons sur cette propriété ultérieurement.

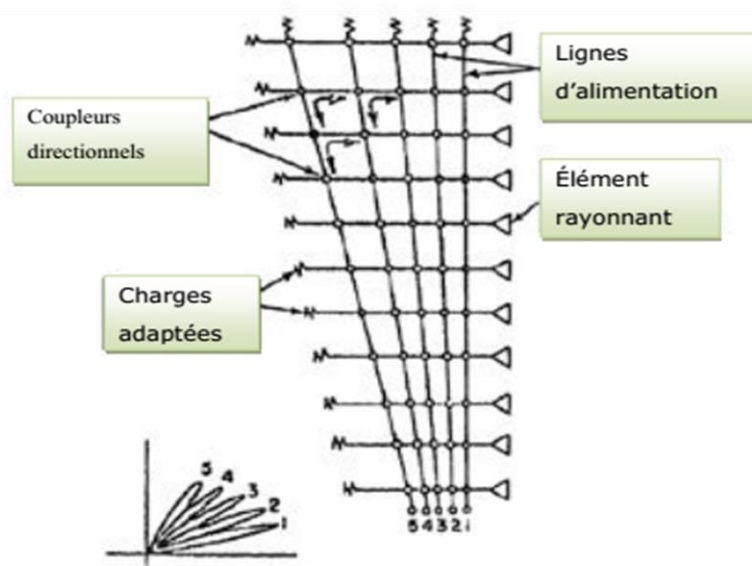


Figure II.5 : Schéma de principe des Matrices de Blass [17].

Maintenant que nous avons introduit le principe des matrices de Blass, voyons leur mise en équations. Pour cela, procédons par étapes. Nous considérons d'abord une matrice de Blass élémentaire, c'est-à-dire ne produisant qu'un faisceau. Celle-ci est illustrée sur la (figure II.6). 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.

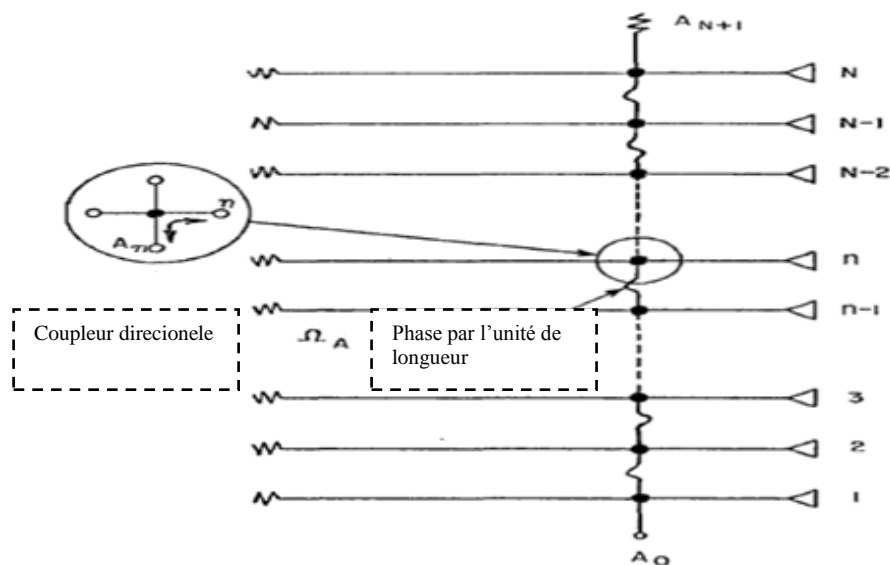


Figure II.6: Matrice de Blass à une entrée [17].

Le nœud A_n est associé au coupleur directionnel alimentant la source élémentaire n , n variant de 1 à N . Soit θ_n^A le paramètre de couplage caractérisant ce coupleur. Entre deux nœuds successifs est placée une longueur de ligne introduisant le déphasage φ_A ($\varphi_A = l\Omega_A$ où Ω_A est la phase par unité de longueur tel que défini dans [17] et l la longueur entre deux coupleurs directionnels successifs). Le coefficient de transmission entre l'accès A (repéré sur la (figure II.6) par le nœud A_0) et la source élémentaire n peut être écrit sous la forme :

$$T_n^A = j \sin \theta_n^A \prod_{k=1}^{n-1} e^{-j\varphi_A} \cos \theta_k^A \quad (Eq. II. 3)$$

Avec la convention que si l'indice de début est supérieur à l'indice de fin, le produit en question vaut 1, il est possible d'inclure dans la même formule le cas particulier $n = 1$, pour lequel le coefficient de transmission s'écrit :

$$T_1^A = j \sin \theta_1^A \quad (Eq. II. 4)$$

La relation (Eq.II.3) peut également se mettre sous la forme suivante, en sortant le terme exponentiel complexe du produit et en conservant la convention définie ci-dessus :

$$T_n^A = j \left(\sin \theta_n^A \prod_{k=1}^{n-1} \cos \theta_k^A \right) e^{-j(n-1)\varphi_A} \quad (Eq. II. 5)$$

Il ressort ainsi de cette relation que le déphasage entre deux sources élémentaires successives est exactement φ_A . Le réseau linéaire présente alors une progression de phase

arithmétique. D'après la relation ($\alpha_n = knd \sin \theta_0$, pour $n=1 \dots N$), le faisceau principal pointe donc dans la direction angulaire suivante :

$$\theta_0 = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda_0}{d} \frac{\varphi_A}{2\pi} \right) \quad (Eq. II. 6)$$

Le niveau des lobes secondaires peut être contrôlé en définissant une loi d'amplitude appropriée, qui contraint le choix des paramètres de couplage des coupleurs directionnels. Quant à la puissance dissipée dans la charge, elle est également fonction de la définition des coupleurs directionnels. Le rapport entre la puissance en entrée et la puissance dissipée dans la charge peut s'écrire comme suit :

$$\frac{P_{Charge}}{P_{Accès}} = \left(\prod_{k=1}^N \cos \theta_k^A \right)^2 \quad (Eq. II. 7)$$

Comme il s'agit d'un produit de termes tous inférieurs à 1, il vient naturellement que plus le réseau linéaire contient d'éléments, moins il y a de puissance dissipée dans la charge. La mise en équation se complique avec l'ajout du deuxième accès selon le schéma de la (figure II.7). En effet, le comportement de l'accès A n'est pas affecté par l'ajout de l'accès B du fait des propriétés des coupleurs directionnels (ports isolés). 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 B_0 et l'élément rayonnant n .

Soit θ_n^B le paramètre du coupleur directionnel matérialisé par le point B_n . On fait l'hypothèse que le déphasage entre les points A_n et B_n est indépendant de n (lignes d'alimentation parallèles). On peut donc négliger ce terme puisque seules les phases relatives sont pertinentes dans l'analyse des réseaux linéaire. On pourrait faire une hypothèse équivalente en considérant que les déphaseurs de l'accès B sont placés entre les points A_n et B_n , et que les distances entre points d'une même ligne d'alimentation sont constantes. Une loi de phase progressive se traduirait alors par une inclinaison de la ligne d'alimentation comme illustré sur la (figure II.5) si l'on néglige les perturbations induites par les lignes d'alimentation comprises entre la ligne considérée et le réseau d'éléments rayonnants.[12]

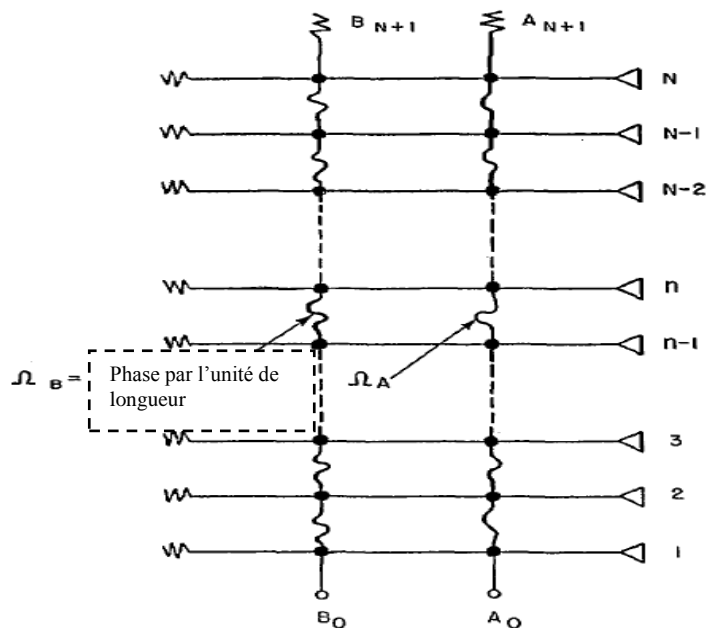


Figure II.7: Matrice de Blass à deux entrées [18].

Il s'en suit que le coefficient de transmission entre l'accès B (repéré sur la (figure II.7) par le nœud B_0) et la source élémentaire n peut être mis sous la forme :

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

(Eq. II. 8)

Pour que cette formule soit valable pour n variant de 1 à N , nous étendons au signe somme la convention adoptée pour le produit dans le cas des matrices de Blass à une seule entrée, à savoir que si l'indice de début est supérieur à l'indice de fin, la somme est égale à 1. Ce qui donne pour le cas particulier $n = 1$, la formule suivante :

$$T_1^B = j \sin \theta_1^B \cos \theta_1^A \quad (\text{Eq. II. 9})$$

Pour faciliter la compréhension de la formule (Eq. II. 8), nous avons illustré avec la (figure II.8) le principe des trajets multiples induits par la ligne d'alimentation A sur la ligne d'alimentation B .

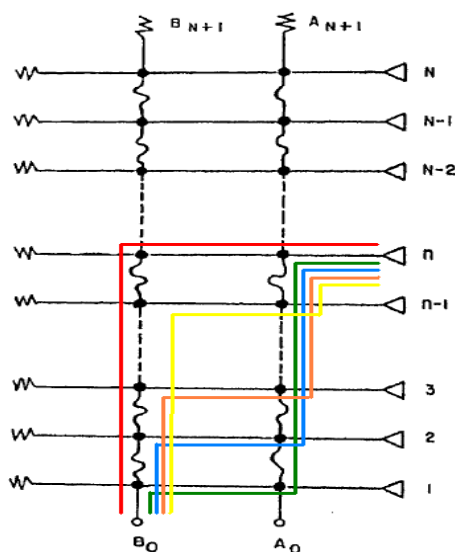


Figure II.8 : Trajets multiples induits par l'accès A sur l'accès B.

Le premier terme de la formule (Eq.II.8) est le trajet principal, en rouge sur la (figure II.8). Il correspond à la formule (Eq.II.5) dérivée dans le cas à une seule entrée, à l'impact près du coupleur matérialisé par le point A_n . Le deuxième terme de la formule (Eq.II.8) traduit les trajets multiples induits par la présence de la ligne d'alimentation A. Il se décompose comme suit, pour un trajet m donne :

- $\prod_{i=1}^{m-1} e^{-j\varphi_B} \cos \theta_i^B$: 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 .

Finalement, il ressort des développements précédents qu'une matrice de Blass à deux entrées donne la loi d'alimentation suivante :

$$C_n = T_n^A A + T_n^B B \quad \text{pour } n=1\dots N \quad (\text{Eq.II.10})$$

Où A , respectivement B , est le signal fourni à l'accès A, respectivement B.

T_n^A le coefficient de transmission défini par la formule (Eq.II.5).

T_n^B le coefficient de transmission défini par la formule (Eq.II.8).

La loi d'alimentation totale définie ci-dessus se décompose en une loi d'alimentation

associée à l'entrée A et une loi d'alimentation associée à l'entrée B :

$$\begin{cases} C_n^A = T_n^A A \\ C_n^B = T_n^B B \end{cases} \quad \text{pour } n=1 \dots N \quad (\text{Eq. II. 11})$$

Le système à résoudre se traduit donc par $2N$ équations complexes à $4N$ inconnues réelles, à savoir les paramètres des coupleurs directionnels et les phases des déphaseurs associés. Il existe donc a priori une solution mathématique à ce problème. 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. De plus, la méthode de conception doit prendre en compte les limites de faisabilité des coupleurs directionnels en termes de répartition de signal, tout en minimisant les pertes dans les charges adaptées. Une conception optimale suppose des pertes minimales et donc une efficacité maximale du circuit d'alimentation.

II. 3 Méthode de conception dans le cas à M entrées

Nous présentons maintenant une méthode de conception proposée récemment par Mosca *et al.* [19], valable quel que soit le nombre d'entrées et s'appuyant en parti sur la méthode décrite dans la section précédente. Pour obtenir des lois d'alimentation formées en amplitude et en phase, il est nécessaire d'ajouter à chaque nœud de la matrice un contrôle en phase via un déphaseur.

De sorte que l'on peut maintenant contrôler la répartition en amplitude et en phase au niveau de chaque nœud. La (figure II.9.(a)) présente le schéma fonctionnel d'une matrice de Blass à M entrées ainsi que les notations associées. La (figure II.9.(b)) présente le détail d'un nœud. Une matrice de Blass peut générer simultanément autant de faisceaux qu'elle possède d'entrées. Nous pouvons donc définir M lois d'alimentation associées à M faisceaux. Soit $C^{(m)}$, pour $m = 1 \dots M$, le vecteur de dimension N contenant les coefficients d'alimentation des éléments rayonnants du réseau linéaire associé au faisceau m . La conception de la matrice de Blass consiste donc à dimensionner les paramètres des coupleurs et des déphaseurs de manière à obtenir en sortie de la matrice une combinaison linéaire donnée des vecteurs $C^{(m)}$ avec une alimentation appropriée en entrée de la matrice.

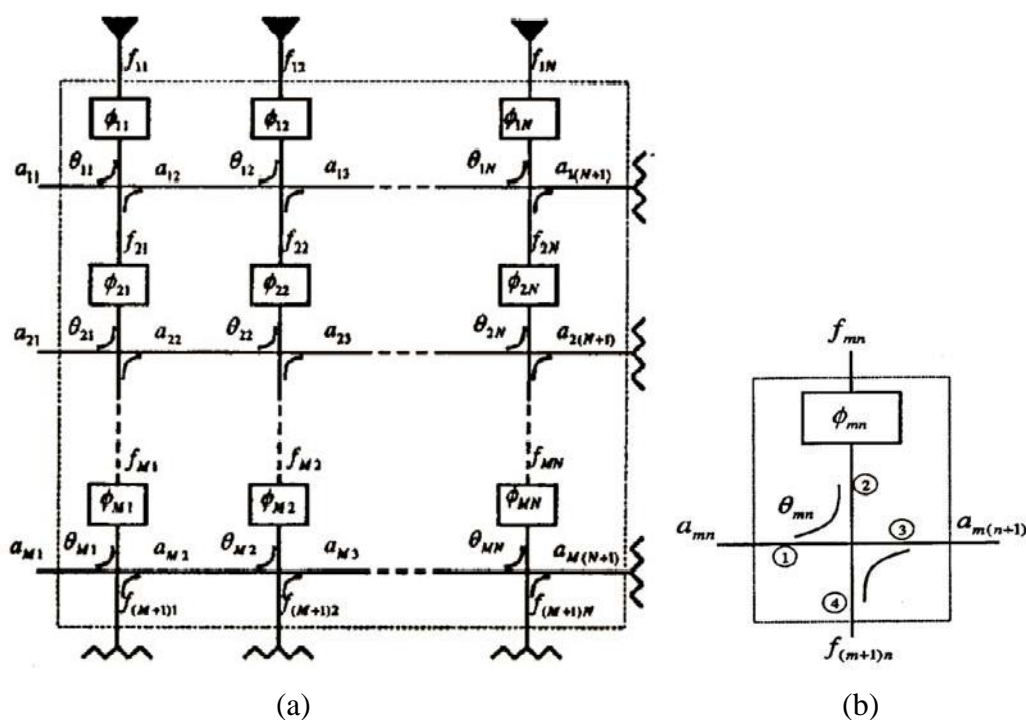


Figure II.9 : (a) Schéma fonctionnel de la matrice de Blass à M entrées et N sorties (b) détail d'un nœud de la matrice [19].

La formulation proposée par Mosca *et al.* [19] s'appuie sur une propriété des matrices orthogonales [20] en considérant le réseau encadré sur la (figure II.9.(a)). En effet, en excluant les charges adaptées, on peut dire que le réseau étudié est sans pertes et dériver ainsi une propriété d'orthogonalité commode pour la résolution du problème. Pour cela, il nous faut introduire les vecteurs suivants:

- a_1 et b_1 correspondant respectivement aux ondes incidentes et réfléchies aux ports a_{i1} pour $i = 1 \dots M$;
- a_2 et b_2 correspondant respectivement aux ondes incidentes et réfléchies aux ports $f_{(M+1)j}$ pour $j = 1 \dots N$;
- a_3 et b_3 correspondant respectivement aux ondes incidentes et réfléchies aux ports $a_{i(N+1)}$ pour $i = 1 \dots M$;
- et a_4 et b_4 correspondant respectivement aux ondes incidentes et réfléchies aux ports f_{1j} pour $j = 1 \dots N$.

De sorte qu'il nous est possible d'écrire la matrice $[S]$ du réseau excluant les charges adaptées sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \underline{\mathbf{b}}_1 \\ \underline{\mathbf{b}}_2 \\ \underline{\mathbf{b}}_3 \\ \underline{\mathbf{b}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{0}} & \underline{\mathbf{0}} & \underline{\mathbf{X}} & \underline{\mathbf{Y}} \\ \underline{\mathbf{0}} & \underline{\mathbf{0}} & \underline{\mathbf{V}} & \underline{\mathbf{W}} \\ \underline{\mathbf{X}}^T & \underline{\mathbf{V}}^T & \underline{\mathbf{0}} & \underline{\mathbf{0}} \\ \underline{\mathbf{Y}}^T & \underline{\mathbf{W}}^T & \underline{\mathbf{0}} & \underline{\mathbf{0}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{a}}_1 \\ \underline{\mathbf{a}}_2 \\ \underline{\mathbf{a}}_3 \\ \underline{\mathbf{a}}_4 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. II. 12})$$

Les matrices nulles de la relation (Eq.II.12), notées $\underline{\mathbf{0}}$, traduisent le fait que le réseau est adapté à tous les ports ainsi que les propriétés de découplages induites par les coupleurs directionnels. De plus, la matrice $[S]$ de la relation (Eq.II.12), représentant un réseau sans pertes, est nécessairement symétrique, d'où l'écriture avec des transposées de sous-matrices $\underline{\mathbf{X}}$, $\underline{\mathbf{Y}}$, $\underline{\mathbf{V}}$ et $\underline{\mathbf{W}}$ ont respectivement pour dimensions $M \times M$, $M \times N$, $N \times M$ et $N \times N$. Dans l'étude du réseau excluant les charges adaptées, on considère les vecteurs $\underline{\mathbf{b}}_3$ et $\underline{\mathbf{b}}_4$ comme étant les sorties. Les vecteurs $\underline{\mathbf{a}}_2$ et $\underline{\mathbf{a}}_3$ sont nuls car les charges sont parfaitement adaptées. Le vecteur $\underline{\mathbf{a}}_4$ est également supposé nul, ce qui traduit le fait que nous étudions le réseau en transmission. De sorte que l'on peut définir une famille de vecteurs d'alimentation en entrée correspondant à l'alimentation tour à tour des entrées a_{m1} pour $m = 1 \dots M$ comme suit :

$$\underline{\mathbf{a}}_1^{(m)} = [0 \quad \dots \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T \quad \text{pour } m=1 \dots M \quad (\text{Eq. II. 13})$$

On associe respectivement à ces M vecteurs d'entrée les M vecteurs de sortie suivants :

$$\begin{bmatrix} \underline{\mathbf{a}}_3^{(m)} \\ \underline{\mathbf{b}}_4^{(m)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{X}}^T & \underline{\mathbf{V}}^T \\ \underline{\mathbf{Y}}^T & \underline{\mathbf{W}}^T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{a}}_1^{(m)} \\ \underline{\mathbf{0}} \end{bmatrix} \quad \text{pour } m=1 \dots M \quad (\text{Eq. II. 14})$$

En appliquant les propriétés des matrices orthogonales [20], il ressort que la famille de vecteurs définie par la relation (Eq.II.14) est mutuellement orthogonale, à savoir :

$$\begin{bmatrix} \underline{\mathbf{a}}_3^{(m)} \\ \underline{\mathbf{b}}_4^{(m)} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{a}}_3^{(p)} \\ \underline{\mathbf{b}}_4^{(p)} \end{bmatrix}^* = 0 \quad (\text{Eq. II. 15})$$

Où p et q sont des entiers distincts de l'intervalle $[1, M]$.

Généralement, le caractère non-orthogonal de la matrice (charges incluses) ne permet pas d'associer un faisceau à chaque accès, les faisceaux n'étant pas linéairement indépendants. Il est donc commode de considérer que le faisceau m est obtenu par une

Alimentation formée d'une combinaison linéaire des m premiers accès, à savoir $a_{11}, a_{21}, \dots, a_{m1}$. De plus, du fait des propriétés des coupleurs directionnels, lorsque l'accès a_{m1} est alimenté, la puissance dissipée dans les charges adaptées est la somme quadratique des m premiers termes du vecteur $b_3^{(m)}$. De sorte que la minimisation de la puissance dissipée dans les charges pour des lois d'alimentation données constitue un problème non linéaire à variables multiples.

Afin de simplifier le problème, les auteurs de [19] proposent d'introduire une contrainte supplémentaire : le dimensionnement de la matrice doit être tel que seule la charge associée au port $a_{m(N+1)}$ dissipe de la puissance lorsque l'accès a_{m1} est alimenté. Cette condition induit que les vecteurs $a_3^{(m)}$ sont deux à deux orthogonaux. Il s'en suit que la relation (Eq.II.15) impose aux vecteurs $a_4^{(m)}$ d'être également deux à deux orthogonaux. On rappelle que le vecteur $a_4^{(m)}$ pour $m = 1 \dots M$, correspond à l'alimentation des éléments rayonnants lorsque l'accès a_{m1} est alimenté.

En règle générale, la famille de vecteurs $C^{(m)}$ définissant les coefficients d'alimentation des faisceaux n'est pas orthogonale. Compte tenu des remarques faites ci-dessus, il faut donc trouver une famille de vecteurs $a_4^{(m)}$ deux à deux orthogonaux telle que le vecteur $C^{(k)}$ soit une combinaison linéaire des k premiers vecteurs $a_4^{(m)}$. Une telle famille de vecteurs peut être obtenue en appliquant le procédé d'orthonormalisation de Gram-Schmidt aux M vecteurs $b_4^{(m)}$. Ces deux familles de vecteurs sont liées par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} C^{(1)} \\ C^{(2)} \\ C^{(3)} \\ \vdots \\ C^{(M)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \xi_{21} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \xi_{31} & \xi_{32} & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \xi_{M1} & \xi_{M2} & \xi_{M3} & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_4^{(1)} \\ b_4^{(2)} \\ b_4^{(3)} \\ \vdots \\ b_4^{(M)} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.II.16})$$

Où $\xi_{ij} = \frac{C^{(i)} \cdot b_4^{(j)*}}{b_4^{(j)} \cdot b_4^{(j)*}}$ pour $i=2 \dots M$ et $j=1 \dots i-1$

Les M vecteurs de sortie associés au réseau excluant les charges adaptées peuvent alors s'écrire comme suit :

$$x_m = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & p_m & 0 & \cdots & 0 & a_4^{(m)} \end{bmatrix}^T \quad \text{pour } m=1 \dots M \quad (Eq.II.17)$$

rang m

Où p_m est l'amplitude dissipée dans la charge en bout de la ligne excitée.

Cette relation permet de dire que la puissance dissipée suite à l'alimentation du port a_{m1} est $|p_m|^2$.

Par commodité d'écriture, on introduit la famille de vecteurs suivante :

$$F_i = \begin{bmatrix} f_{i1} & f_{i2} & \cdots & f_{iN} \end{bmatrix}^T \quad \text{pour } i = 1 \dots M + 1 \quad (Eq.II.18)$$

L'annexe F montre qu'il est possible de calculer le vecteur F_i lorsque l'on alimente le port a_{i1} connaissant les paramètres associés aux étages supérieurs, c'est-à-dire les lignes d'indice inférieur à i , à l'aide de la formule suivante :

$$F_i = \underline{B}_{i-1}^{-1} \cdot \underline{B}_{i-2}^{-1} \cdots \underline{B}_1^{-1} \cdot F_1 \quad \text{pour } i = 2 \dots M \quad (Eq.II.19)$$

Où \underline{B}_k est une matrice caractéristique de la ligne k dont la définition complète en fonction des paramètres des coupleurs directionnels et des déphaseurs est détaillée en annexe F.

On peut alors relier cette formulation relativement complexe du dimensionnement d'un étage de la matrice de Blass à M entrées à celui relativement simple du premier étage d'une matrice de Blass à deux accès décrite dans la section précédente. Afin de prendre en compte les limites de faisabilité des coupleurs directionnels, les auteurs de [20] introduisent le paramètre θ vérifiant la relation suivante :

$$\sin \theta_{mn} \leq \sin \theta \quad \text{pour } m = 1 \dots M \text{ et } n = 1 \dots N \quad (Eq.II.20)$$

On pourra noter que cette contrainte ne prévoit pas que les termes $\sin \theta_{mn}$ soient négatifs, contrairement à la contrainte équivalente de la section précédente définie par l'équation $(\sin^2 \theta_n \leq \sin^2 \theta)$ pour $n=1..N$. Puisque les nœuds de la matrice de Blass dans cette description généralisée intègrent des déphaseurs, ce déphasage éventuel de 180 degrés est pris en compte à ce niveau.

Finalement, l'algorithme de résolution associé au problème de dimensionnement d'une matrice de Blass à M entrées proposé par Mosca *et al.* [20] se décompose selon les étapes suivantes :

- Définir les M vecteurs $C^{(m)}$ normalisés associés aux M faisceaux désirés.
- Appliquer aux vecteurs $C^{(m)}$ le procédé d'orthonormalisation de Gram-Schmidt pour définir les M vecteurs $b_4^{(m)}$ et les coefficients ξ_{ij} , selon l'écriture matricielle (Eq.II.16).
- Considérer que seul le port a_{i1} est excité, de sorte que $F_1 = a_4^{(i)}$.
- Calculer le vecteur F_i à l'aide de la relation (Eq.II.19).
- Calculer les déphasages $\phi_{in} = \frac{\pi}{2} - \arg(f_{in})$ pour $n = 1 \dots N$ associés aux déphaseurs de la ligne i .
- Appliquer la méthode de dimensionnement des coupleurs directionnels de la première ligne d'une matrice de Blass dérivée pour calculer les $\sin \theta_{in}$ pour $n = 1 \dots N$, la puissance $|P_m|^2$ dissipée dans la charge adaptée de la ligne i et l'amplitude d'alimentation en entrée a_{i1} que l'on notera e_i .
- Reprendre les étapes 3 à 6 pour $i = 1 \dots M$.

Tout l'intérêt de cette méthode est donc de ramener un problème non linéaire à variables multiples à un problème récurrent consistant à minimiser à chaque itération l'amplitude p_i dissipée dans la charge associée selon la méthode dérivée, et cela grâce au choix judicieux de la base vectorielle $\{x_m\}_{m=1 \dots M}$. Par contre, le défaut de l'hypothèse simplificatrice retenue est que la conception est optimale en termes d'efficacité pour les lois d'alimentation orthogonalisées et non les lois d'alimentation souhaitées. Le lien entre ces deux familles de lois d'alimentation se fait en introduisant la famille de vecteurs suivante :

$$\underline{E}_i = \left[0 \quad \dots \quad 0 \quad e_i \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad a_4^{(i)} \right]^T \quad \text{pour } i=1 \dots M \quad (\text{Eq.II.21})$$

rang i

On peut ainsi écrire le vecteur d'alimentation $\underline{E}_{entrée_i}$ à appliquer en entrée de la matrice dBlass pour obtenir le faisceau i comme suit :

$$\underline{E}_{entrée_i} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \xi_{21} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \xi_{31} & \xi_{32} & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \xi_{M1} & \xi_{M2} & \xi_{M3} & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \underline{E}_i \quad (Eq.II.22)$$

II. 4 Matrices de Blass large bande

Les matrices de Blass, caractérisées par une alimentation en série, sont par nature dispersives, donc leur comportement et plus particulièrement les phases d'insertion relatives dépendent fortement de la fréquence. Il en résulte un phénomène de dépointage de faisceau avec la fréquence qui peut être exploité pour des applications de balayage électronique. Par contre, pour des applications nécessitant une stabilité de fonctionnement sur des bandes de fréquence larges, il est indispensable d'équilibrer les longueurs de lignes tel que proposée par Butler dans [21], ce qui conduit à la topologie présentée sur la (figure II.10). Nous reviendrons sur cette propriété et plus particulièrement sur la dépendance en fréquence du pointage de faisceau dans le chapitre suivant.

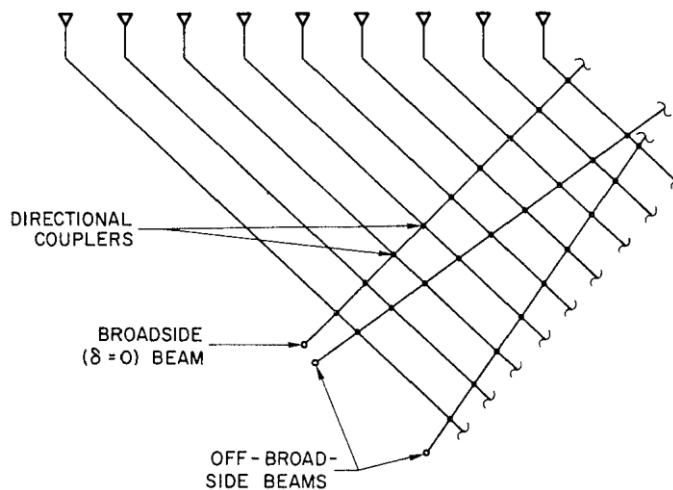
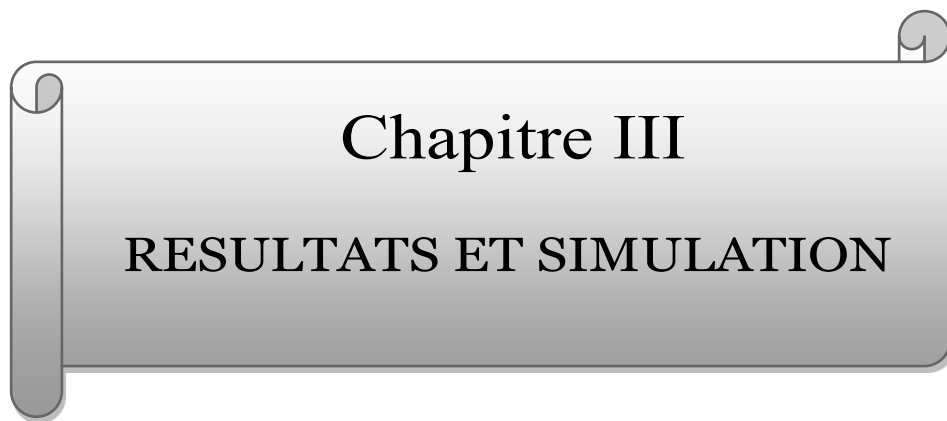


Figure II.10 : Matrices de Blass large bande [21].

II. 5 Conclusions

Ce chapitre donne des notions fondamentales sur les matrices de Blass. Nous retiendrons en particulier que ces matrices ont l'avantage de présenter une forte flexibilité sur la définition des lois d'alimentation des différents faisceaux. Par contre, cette flexibilité entraîne des pertes dans la structure du fait de la non-orthogonalité des lois d'alimentation. Plus les faisceaux sont non-orthogonaux, plus les pertes sont importantes.

Nous avons vu aussi que le choix de la technologie est particulièrement important. Notamment, le choix du type de coupleurs directionnels utilisés doit être compatible du besoin (nombre d'éléments rayonnants, largeur de bande, etc.) en termes de dynamique de couplage.



Chapitre III
RESULTATS ET SIMULATION

III.1 première partie

III.1.1 Résultats

Le coupleur directionnel utilisé pour la conception de la matrice de blass a été développé et caractérisé grâce au logiciel de simulation (HFSS la figure III.1), en reliant deux sections différentes de guide d'ondes a travers un couple d'ouvertures, l'une est réalisée sur la paroi large du premier guide et l'autre sur la paroi étroite du deuxième guide, comme il est représenté sur la figure III.2 et figure III.3.

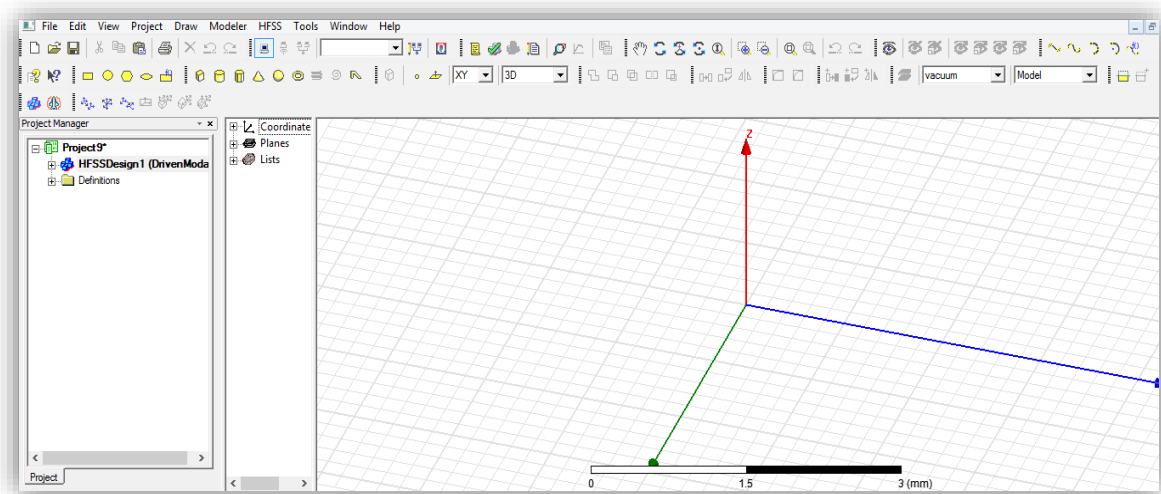


Figure III.1: L'interface du logiciel HFSS.

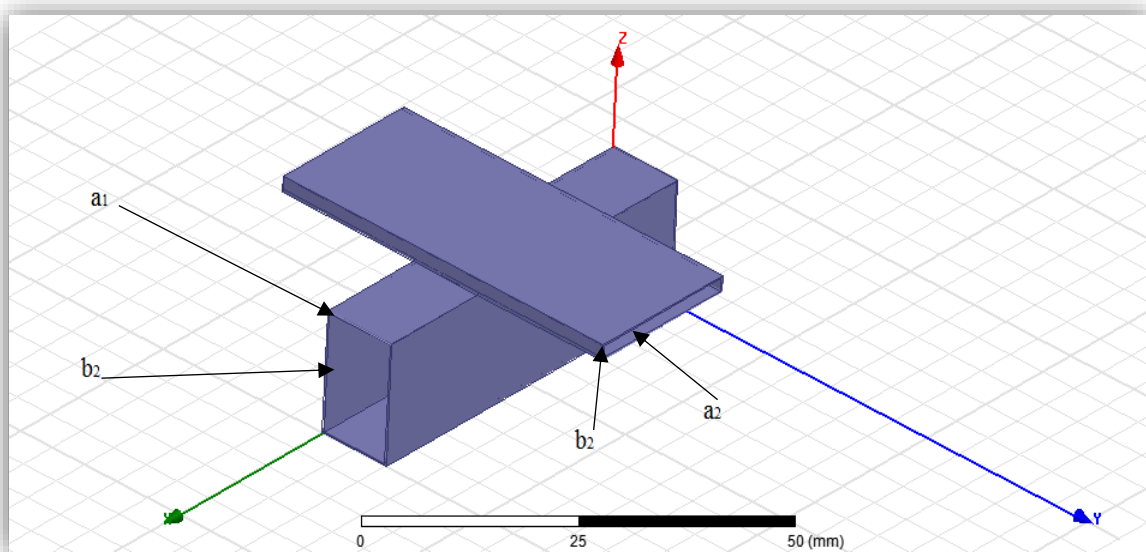


Figure III.2 : Le coupleur développé.

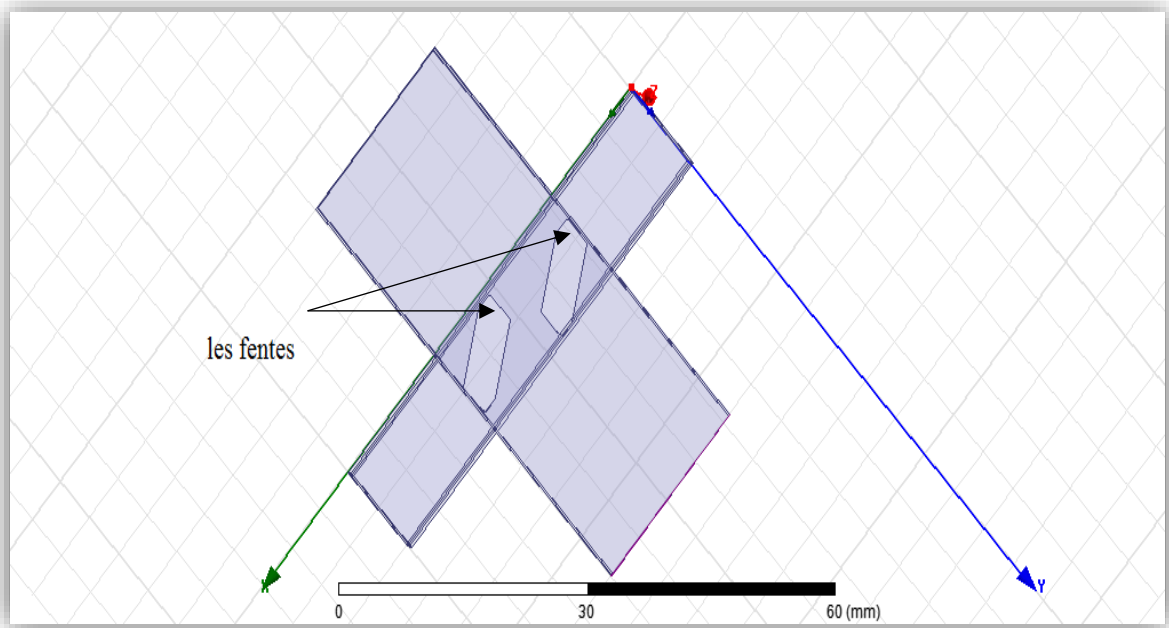


Figure III.3 : Le coupleur développé avec des fentes.

Plusieurs paramètres de conception, comme les dimensions des guides d'ondes couplés, la position, l'orientation, la forme et la taille des fentes, ont été explorés pour atteindre une valeur de couplage la plus haut possible .

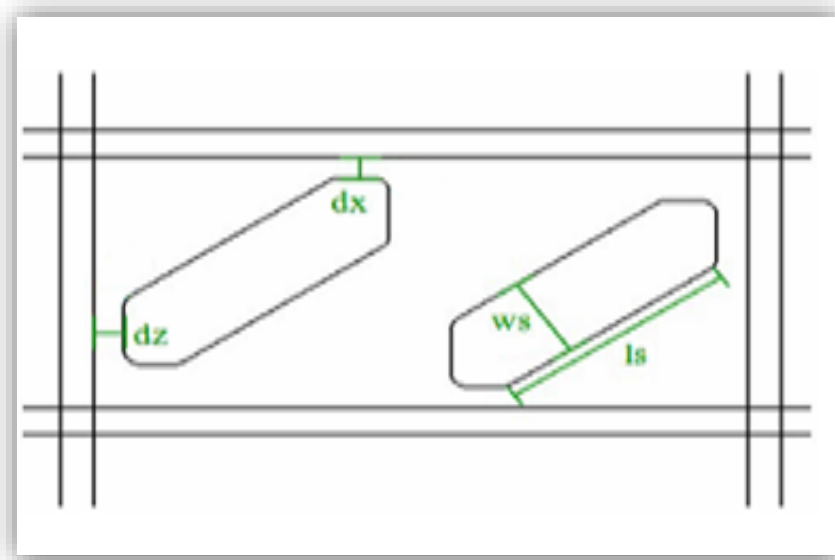


Figure III.4 : Paramètres géométriques du coupleur.[12]

La structure adoptée fournit de hautes performances en termes du facteur de couplage, étant donné que des valeurs aussi élevées que -8,5 dB peuvent être obtenus, produisant ainsi un rendement global de 84% pour une excitation uniforme de la matrice. La gamme de couplage entier est couverte en faisant varier les paramètres des fentes pour changer le couplage produit et pour avoir un niveau plus bas de réflexion. Comme la (figure III.5) montre, on voit que le paramètre de couplage est presque plat dans la fréquence de résonance de travail, avec une directivité élevée et très faibles réflexions.

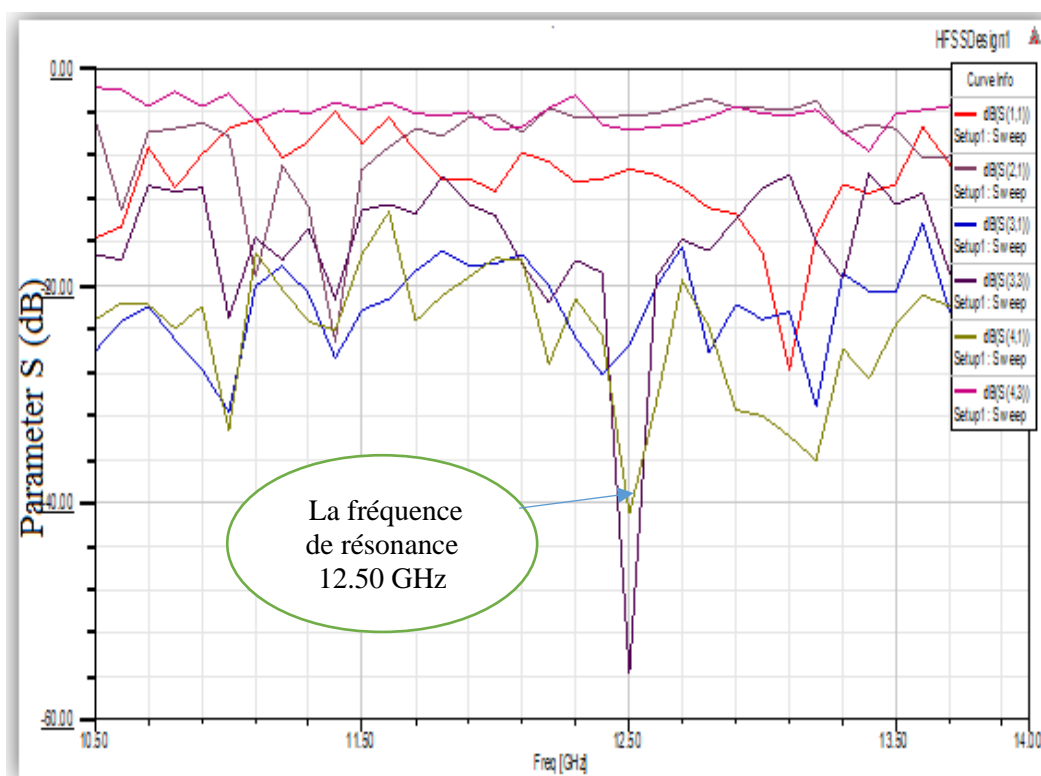


Figure III.5 : La simulation des paramètres du coupleur.

Les paramètres	Les valeurs
a1	9.5mm
b1	15.2mm
a2	20.5mm
b2	2mm
dx	0mm
dz	0mm
Ws	4mm
Ls	8mm
ϑ	30°
type de matériau	Alumina 92

Tableau III.1 : Les paramètres structurels.

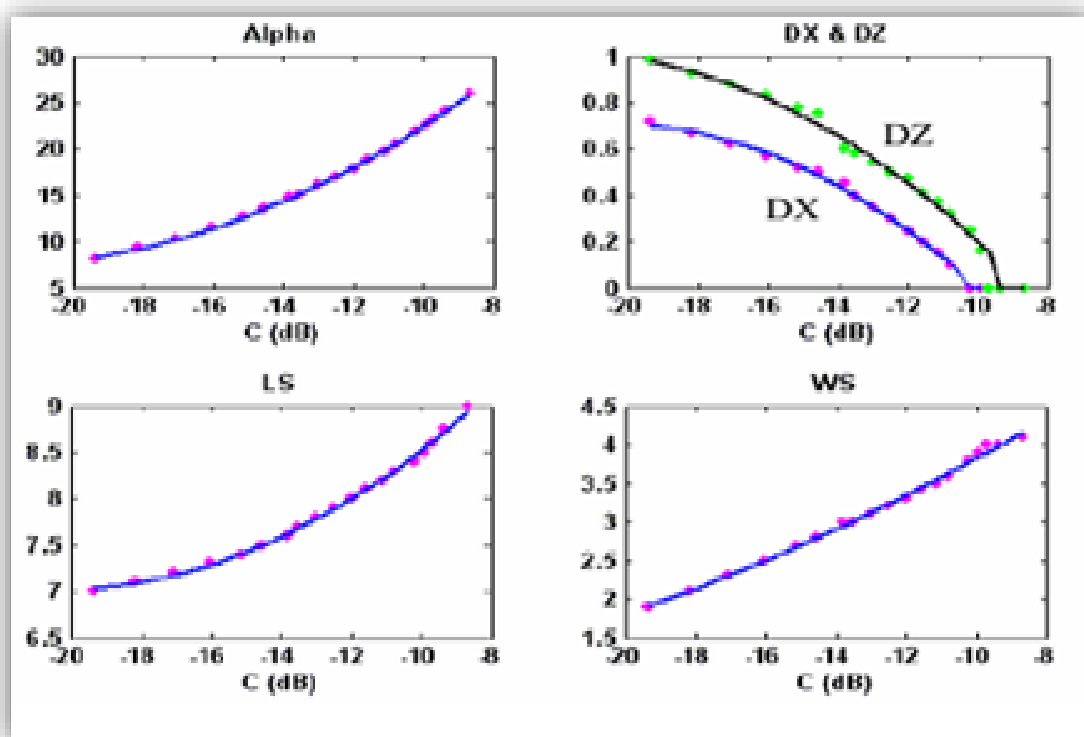


Figure III.6 : Paramètres structurels en fonction du facteur de couplage.[12]

III.2 deuxième Partie

III.2.1 Introduction

Le coupleur directionnel est l'un des composants passifs micro-ondes qui sont utilisés dans les réseaux antennes, les modulateurs, les filtres et les amplificateurs de puissance. Un coupleur CLC (couple -ligne coupler) est l'un des configurations des coupleurs directionnels. Le CLC est un réseau à quatre ports constitués par la combinaison de deux lignes de transmission non blindée (TLS) placés à proximité les uns des autres. En raison de cette proximité, les champs électromagnétiques de chaque ligne interagissent les uns avec les autres, provoquant la division d'énergie entre les deux lignes, ou le couplage.[22] [23]

III.2.2 Présentation de l'outil ADS

ADS (*Advanced Design System*), développé par *Agilent EESof EDA*, est un logiciel électromagnétique de conception, de modélisation et de même d'optimisation. Les applications visées sont très vastes et comprennent en outre le domaine de la téléphonie mobile, les réseaux sans fil, les systèmes de communications radar et satellite. Ce simulateur utilise la méthode FDTD (*Finite Difference Time Domain*) comme une approche de modélisation numérique.

Le simulateur se divise en 2 modules *Analog RF Designer* et Traitement de Signal Numérique(DSP) Designer pouvant interagir entre eux :

- La conception de circuits intégrés monolithiques (MMICs) ou hybrides (avec des Composants Montés en Surface).
- La conception de nouvelles architectures pour les futures normes de télécommunications sans fils [24].



Figure III.7: L'interface du logiciel ADS. (Advanced Design System) [24].

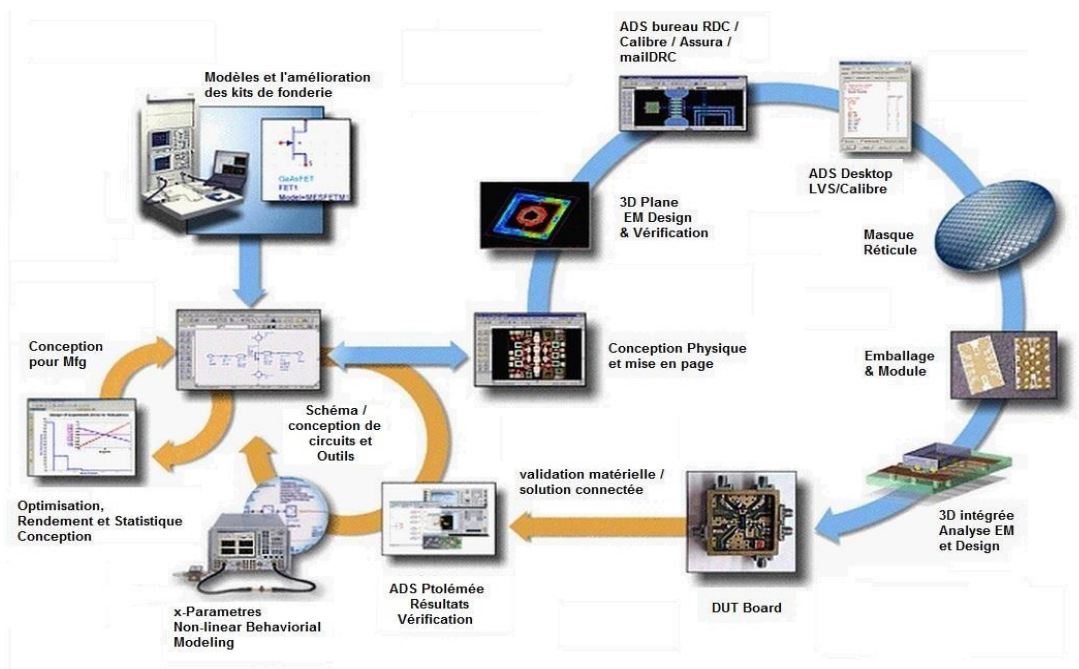


Figure III.8 : Diagramme de fonctionnement de l'ADS.

Pour un plus de détail sur la familiarisation avec ce simulateur, le lecteur peut consulter les mémoires de nos étudiants des années précédentes [24]-[25] ou directement à partir du site officielle du constructeur *Agilent*.

III.2.3 Procédure de Conception

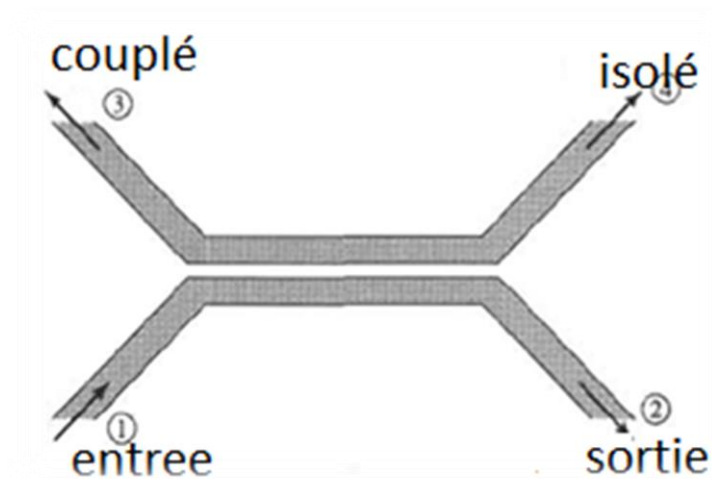


Figure III.9 : Structure typique d'un coupleur (CLC).

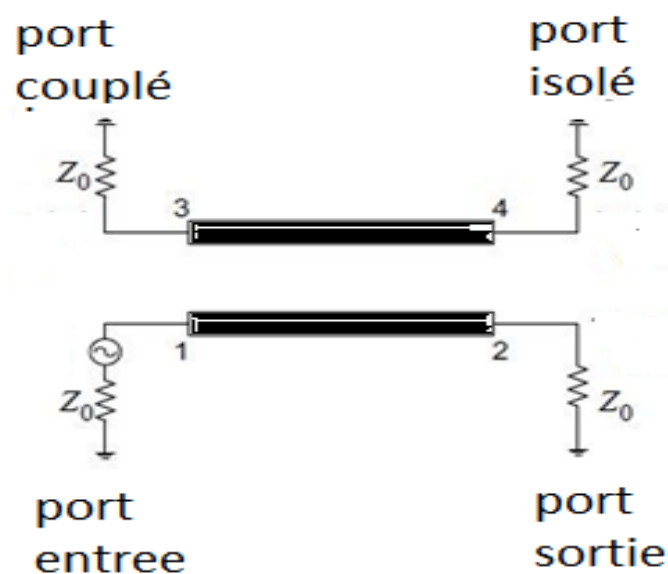


Figure III.10 : Circuit du coupleur CLC.

La spécification des paramètres de conception pour les coupleurs CLC sont répertoriés dans (les tableaux III.2) et (III.3). Ces spécifications sont nécessaires pour calculer les dimensions des coupleurs.[26] [27]

Coupleur	Coefficient de couplage, C (dB)
Coupleur CLC (A)	6
Coupleur CLC (B)	10

Tableau III.2 : Spécification des coupleurs de couplage.

Paramètre	Spécification
impédance caractéristique Z_0 (Ω)	50
Fréquence de résonance (GHz)	2.45
constante diélectrique (ϵ_r) du substrat	4.5
l'épaisseur du substrat, h (mm)	0.508
tangente de pertes ($\tan\delta$)	0.0027
métallisation / revêtement de cuivre (μm)	35
La technologie planar	Stripline
ligne de transmission ADS	SClin

Tableau III.3 : Spécification des paramètres de conception.

III.2.3.1 Coupleur CLC (A)

Les étapes de la conception sont commencées par le calcul de l'impédance caractéristique pour les deux modes. La valeur de cette dernière, pour le mode paire (Z_{0e}), et le mode impair (Z_{0o}) est obtenue en utilisant les équations (III.1) et (III.2) respectivement. Sachant que l'impédance caractéristique de la ligne de transmission Z_0 est égale à 50Ω , alors que la valeur du coefficient de couplage C est normalisée comme suit:

Facteur de couplage :

$$C = 10^{\frac{-6}{20}} = 0.5012$$

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (\text{Eq. III. 1}) \Rightarrow Z_{0e} = 86.74 \text{ ohm}$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (\text{Eq. III. 2}) \Rightarrow Z_{0o} = 28.82 \text{ ohm}$$

Tenant compte de spécifications de la conception du coupleur CLC du (tableau III.3) et en utilisant les outils ADS LineCalc, les dimensions de la ligne de transmission quarte d'onde strip-line (SCLIN) sont calculées. (Tableau III.4) donne les résultats de calcul de ces dimension.

Coupleur	Parameter	Valeur (mil)
CLC (A)	W	3.983228
	L	568.185039
	S	0.919067

Tableau III.4 : Les dimensions du coupleur CLC (A).

Le schéma équivalent du circuit simulé et la disposition du coupleur CLC A obtenue en utilisant un logiciel ADS sont montrés dans (figure III.11) et (figure III.12).

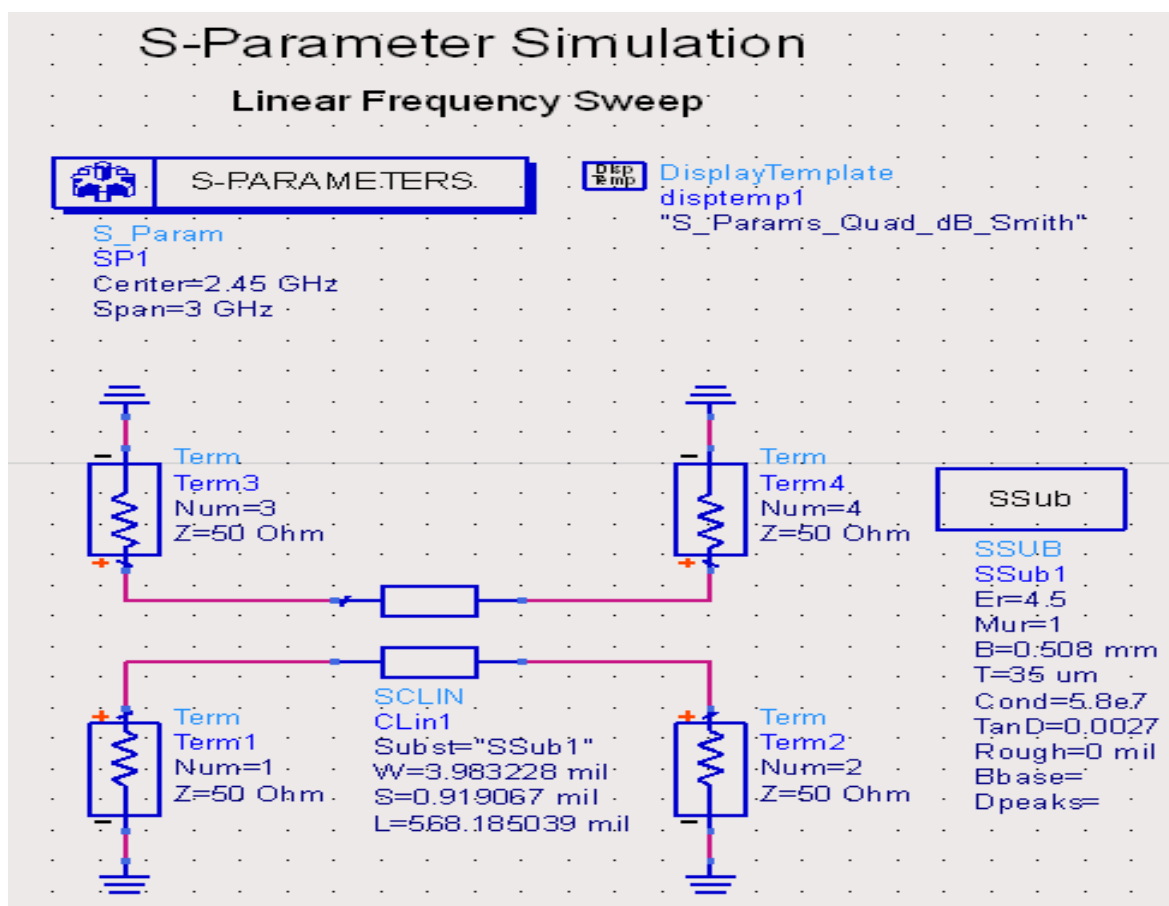


Figure III.11 : Schéma équivalent du coupleur CLC (A).

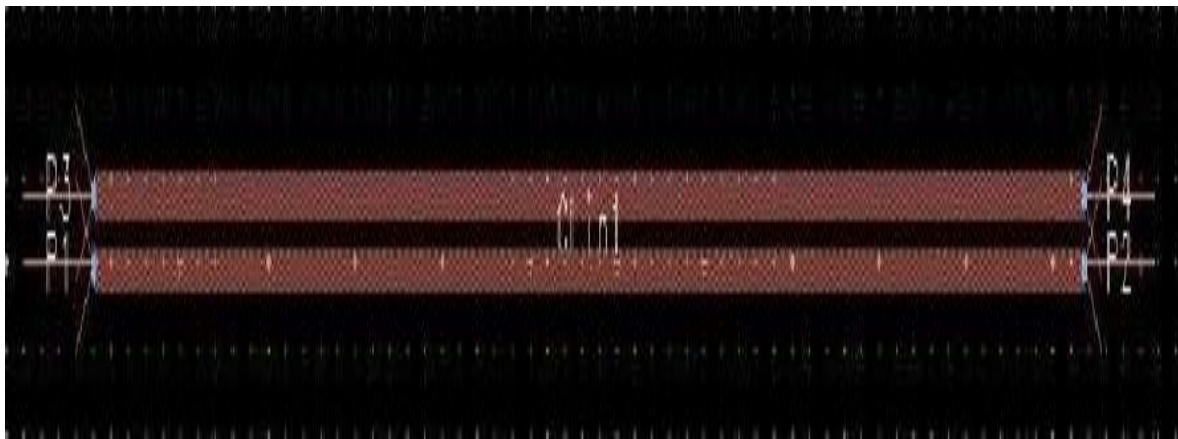


Figure III.12 : Le schéma du coupleur (A).

III.2.3.2 Coupleur CLC (B)

En ce qui est du coupleur B, les mêmes étapes de conception sont suivies. Tout d'abord on a calculé l'impédance caractéristique pour le mode pair (Z_{0e}) et l'impédance caractéristique pour le mode impair (Z_{0o}) en utilisant l'équation (III.1) et (III.2), cependant, ce coupleur a un coefficient de couplage 10 dB, par conséquent :

Facteur de couplage :

$$C = 10^{\frac{-10}{20}} = 0.31623$$

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (\text{Eq. III. 1}) \Rightarrow Z_{0e} = 69.37 \text{ ohm}$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (\text{Eq. III. 2}) \Rightarrow Z_{0o} = 36.038 \text{ ohm}$$

Tenant compte de spécifications de la conception du coupleur CLC du (tableau III.3) et en utilisant les outils ADS LineCalc, les dimensions de la ligne de transmission quarte d'onde strip-line (SCLIN) sont calculées. (Tableau III.5) donne les résultats de calcul de ces dimension.

Coupleur	Parameter	Valeur (mil)
CLC(B)	W	3.983228
	L	568.185039
	S	0.919067

Tableau III.5 : Les dimensions du Coupleur (B).

Le schéma équivalent du circuit simulé et la disposition du coupleur CLC (B) obtenue en utilisant un logiciel ADS sont montrés dans (figure III.13) et (figure III.14).

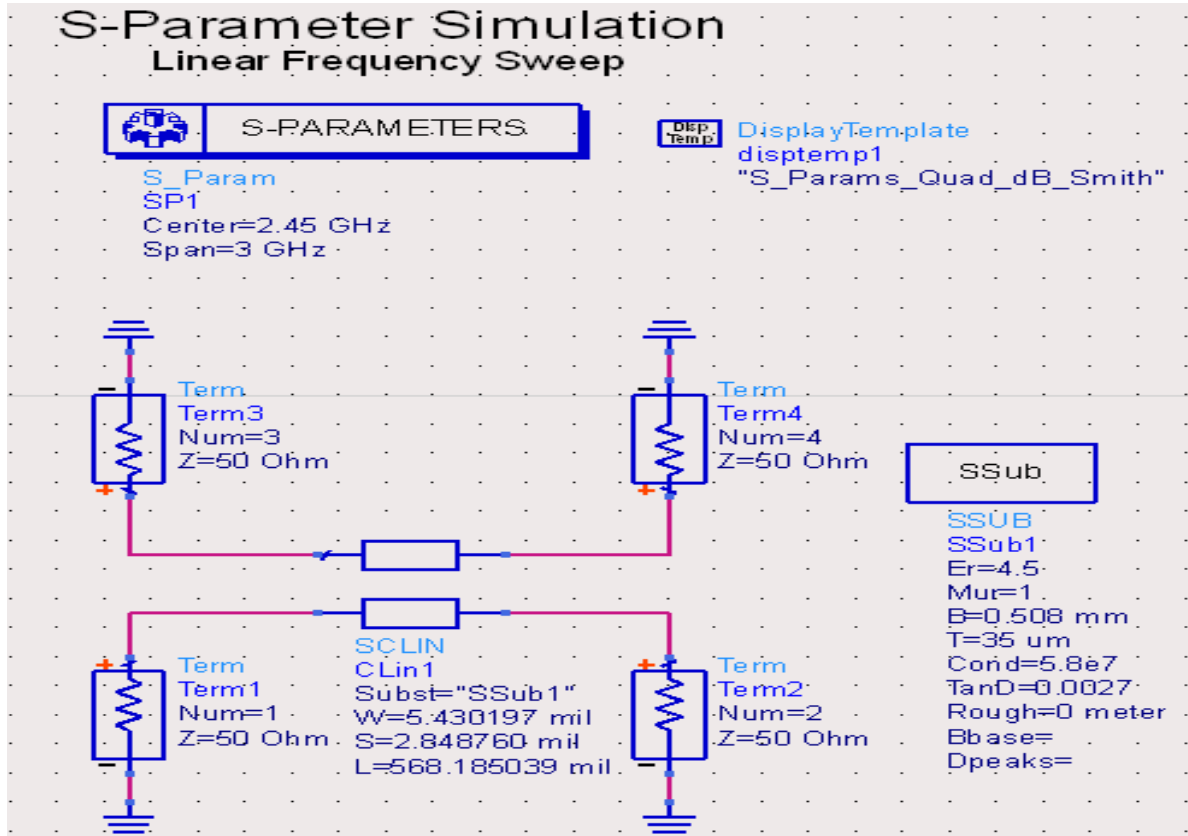


Figure III.13 : Schéma équivalent coupleur CLC (B).

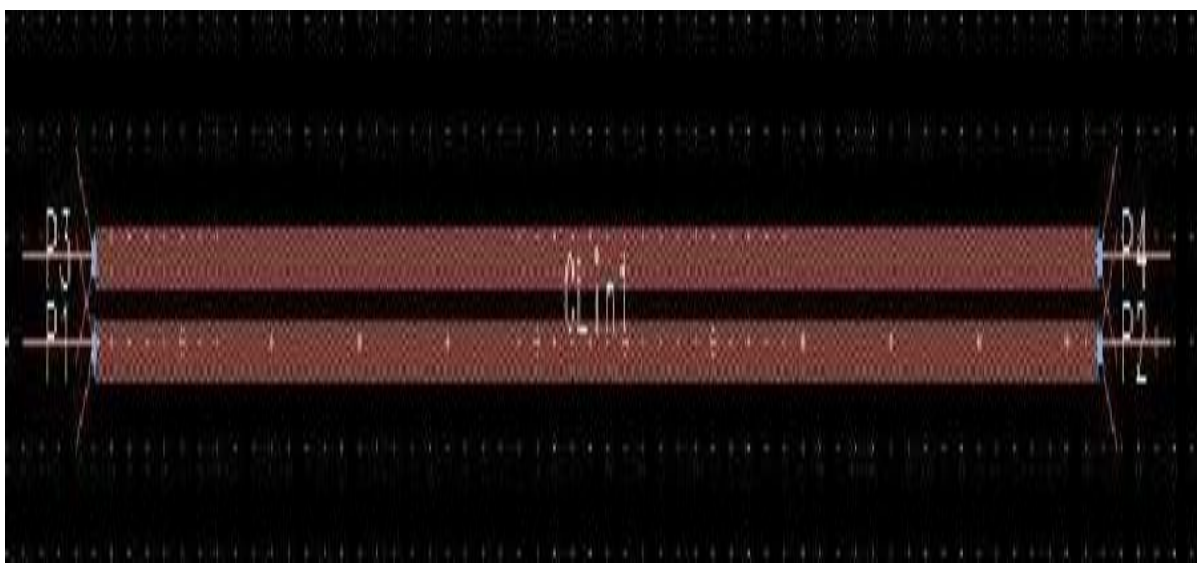


Figure III.14 : Le schéma du coupleur (B).

III.2.4 Résultats de Simulation

Les résultats de simulation obtenus sont principalement indiqués aux paramètres S du circuit de couplage CLC qui ont été tracés comme la montre la (figure III.11,) et (III.13) .Les deux circuits sont des réseaux à quatre ports. Cependant, les valeurs des paramètres de diffusion des différents ports sont obtenues à partir des graphes des coefficients de réflexion. La (figure III.15) montre les résultats de simulation de la puissance de sortie au niveau des quatre ports (paramètres S) en fonction de la fréquence, pour le coupleur CLC (A), tandis que la (figure III.16) illustre les résultats de simulation pour le coupleur CLC (B).

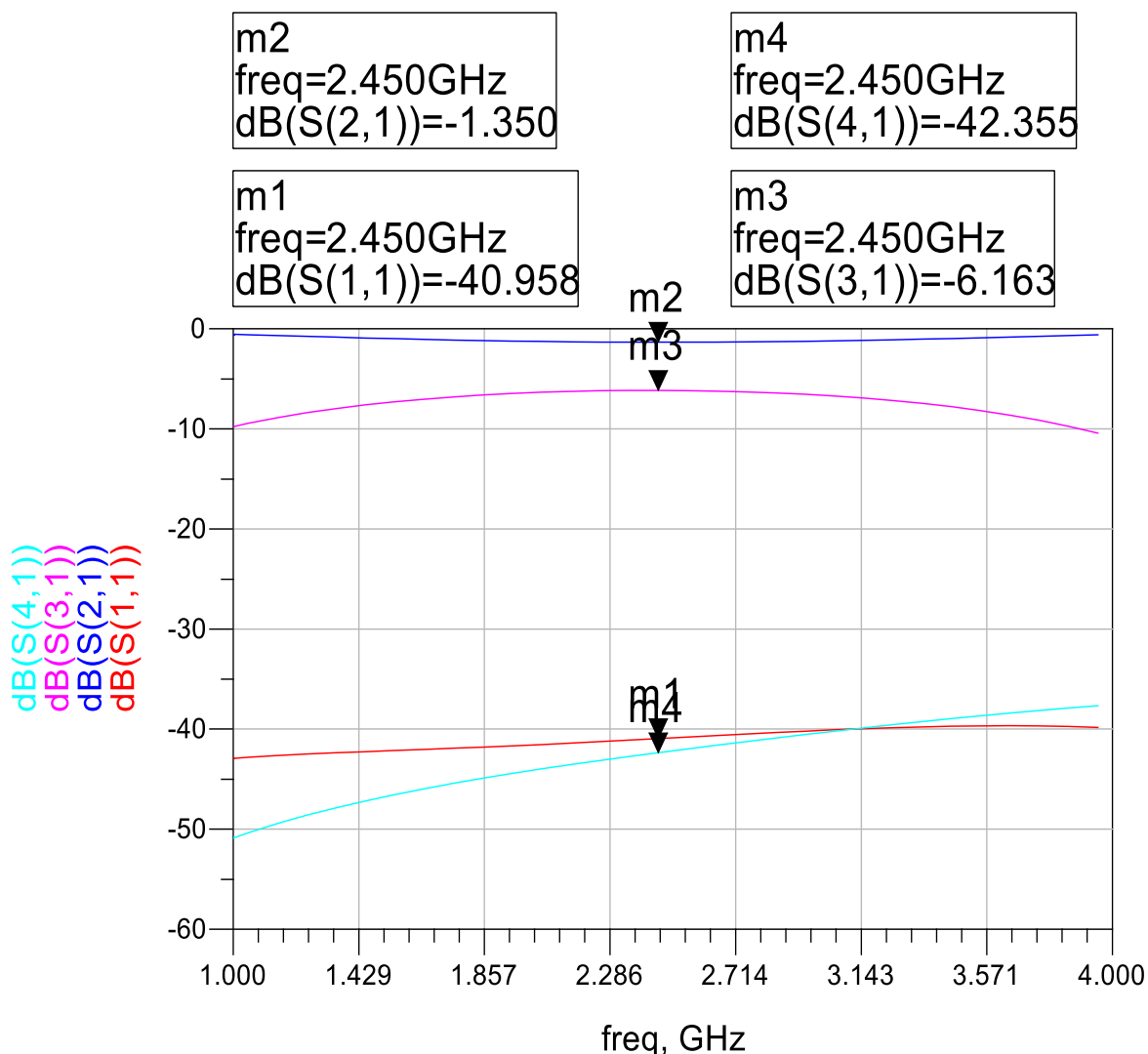


Figure III.15 : Paramètres S pour le coupleur CLC (A) .

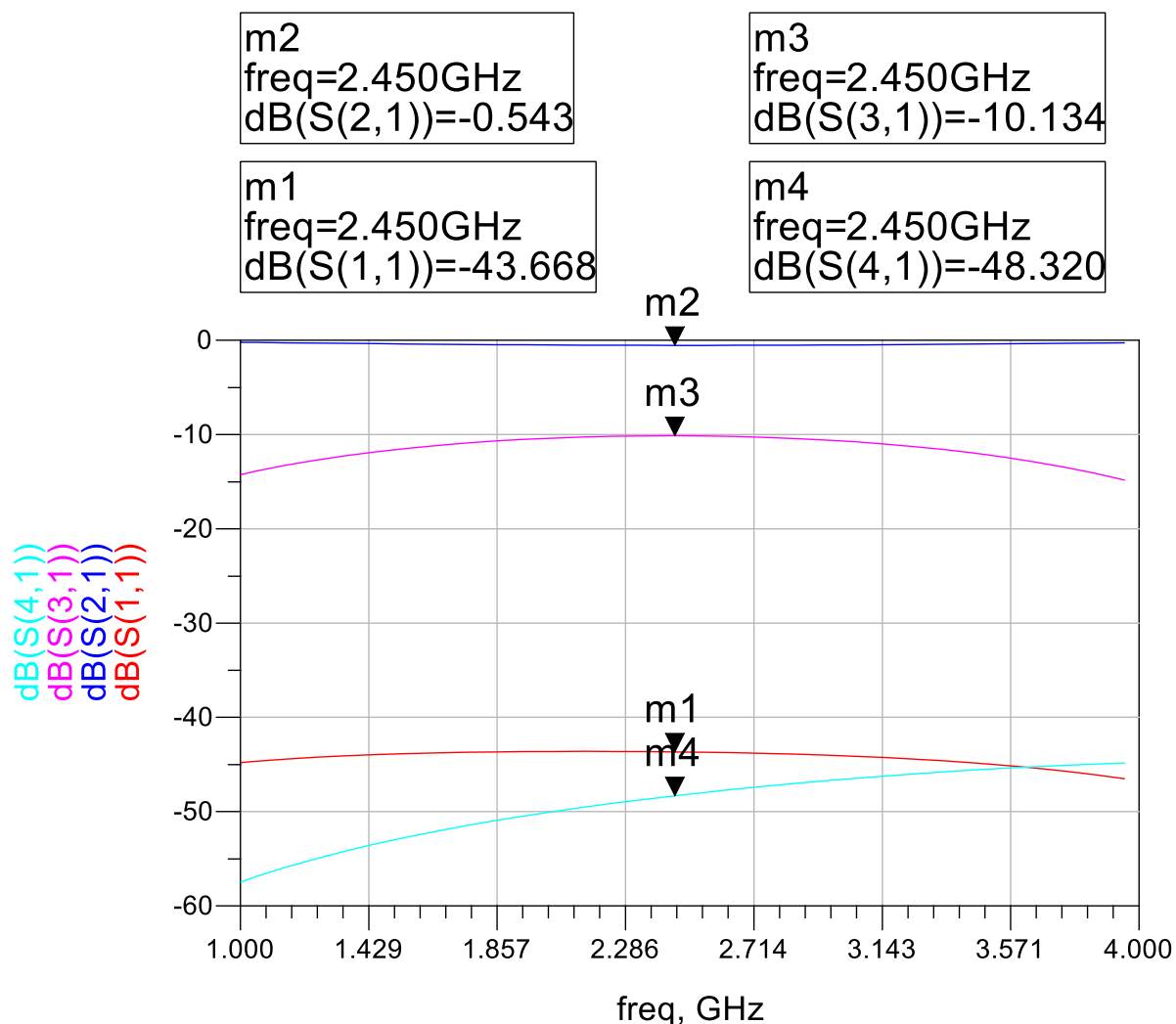


Figure III.16 : Paramètres S pour le coupleur CLC (B).

III.2.5 Résultats, discussion

A partir des résultats des simulations obtenues, il peut être observé que le changement du coefficient de couplage a un effet sur la puissance de sortie au niveau des ports du coupleur à la fréquence centrale (2,45GHz). Par ailleurs, la dimension du coupleur est également modifiée tant que le coefficient de couplage se change. Le (tableau III.6) illustre la comparaison entre les deux types de coupleurs.

Fréquence (2.45 GHz)		Coupleur A	Coupleur B
Coefficient de couplage		6	10
Dimension (mil)	W	3.983228	5.430197
	L	568.185039	568.185039
	S	0.919067	2.848760
S	$S_{11}(dB)$	-40.958	-43.668
	$S_{21}(dB)$	-1.350	-0.543
	$S_{31}(dB)$	-6.136	-10.134
	$S_{41}(dB)$	-42.355	-48.320

Tableau III.6: Les résultats de comparaison des deux coupleurs.

D'après le tableau (tableau III.6), on constate que, l'avantage du coupleur (B), qu'il a une faible réflexion sur le port 1 et une meilleure isolation sur le port 4. D'autre part, le coupleur (A) a une faible largeur et de moins d'espace par rapport au coupleur B, la réflexion sur le port 1 est un peu supérieure à celle du coupleur B, Par conséquent, le coefficient de couplage est directement proportionnel à l'espace compris entre la ligne de transmission couplée et sa largeur.

III.2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, grâce à deux logiciels de simulation distincts (ADS et HFSS), on a simulé deux coupleurs différents, le premier, c'est un simple coupleur directionnel en 3D (simulé en utilisant HFSS) et le deuxième, est le coupleur CLC (simulé en utilisant l'ADS).

En ce qui est du premier coupleur, les résultats obtenus indiquent que le paramètre de couplage est presque plat dans la fréquence de résonance de travail, avec une directivité élevée et très faibles réflexions.

En ce qui concerne les résultats obtenus pour le deuxième cas et pour deux valeurs différentes de rendement de couplage montrent que le coefficient de couplage est directement proportionnel à l'espace compris entre la ligne de transmission couplée et sa largeur. Par conséquent, le coupleur a des performances d'isolation optimales.



CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

Ce travail est fait dans le cadre du projet de fin d'étude dont le but est d'approfondir nos connaissances théorique sur les coupleurs directionnels, ainsi les différentes méthodes traitant ces dernières.

Tout d'abord, une étude sur les coupleurs directionnels a été faite. Ensuite, on a également étudié en détail la matrice de blass qui présente une flexibilité totale sur la définition des lois d'alimentation à la fois en amplitude et en phase et qui peut être utilisée pour produire des lois d'alimentation orthogonales ou même uniformes en phases, en fonction des contraintes que l'on s'impose dans sa conception.

Dans la partie de simulation, on a fait une conception et simulation de l'un des composants de base nécessaires pour la construction de la matrice de blass qui es le coupleur (dans notre cas A-line coupler) ,la fréquence de résonance du coupleur conçu est de GHz ,ce qui réduit ces dimension à millimètres.

Concernant, le logiciel utilisé é pour la simulation (ADS), les différentes étapes de la conception sont illustrés de la création d'un nouveau projet jusqu'à à l'étape d'analyse ou les résultats sont présentés.

On a également, effectué une deuxième simulation d'un coupleur directionnel en 3D grâce au logiciel de simulation (HFSS). Les résultats obtenus indiquent que le paramètre de couplage est presque plat dans la fréquence de résonance de travail, avec une directivité élevée et très faibles réflexions.

Comme perspectives, nous proposons de construire la matrice de blass en utilisant les différents coupleurs étudiés dans ce travail, et d'étudier d'autres matrices et faire une comparaison entre elles, à fin de choisir la matrice la plus performante et de même la réalisation pratique de cette dernière, pour faire une étude comparative entre les résultats de simulation et celles du pratique.

Références

- [1] **Moez Ben Kilani** –Conception Et Implémentation De Nouvelles Configura Ti Onsd Matrice De Butler En Technologies Planaire Et Conformel, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBITÉMISCAMINGUE, Novembre 2012. Et aussi www.fr.wikipedia.org/wiki/Télécommunications
- [2] **Majed Koubessi** –étude d’antenne multifaisceaux à base d’une nouvelle topologie de matrice de butler. Conception du dispositif de commande associé, université de limoge. Et aussi www.fr.termwiki.com/FR/directional_coupler
- [3] **David M. Pozar** –Microwave engineering. Edition 4, 2012.
- [4] **A. Saadi , S. Bri**, article —Non-Linear Optimization Of Small Size Microwave Directional Coupler Design Using Implicit Spacel, Volume 2, No.4, July – August 2013.
- [5] **J. R. JAMES and P. S. HALL**, —Handbook of microstrip antennas, Vol. 2, Peter Peregrinus Ltd., London, UK, 1989.
- [6] **D. I. KIM and N. YOSHIYUKI**, —Broad-band design of improved hybrid ring 3 dB directional couplers, IEEE trans., Nov. 1982, MTT, pp. 2040-2046.
- [7] **Majed Koubessi** –étude d’antenne multifaisceaux à base d’une nouvelle topologie de matrice de butler. Conception du dispositif de commande associé, université de limoge.
- [8] **T. TANAKA, K. TSUNODA and M. AIKAWA**, "Slot – coupled directional couplers between double – sided substrate Microstrip lines and their applications", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 36, n°12, december 1988, pp 1752 – 1757.
- [9] **MOUNA EL HAJ SLEIMEN**, "Etude de réseaux d’antennes imprimées en millimétrie", Thèse de l’Université de Rennes 1, soutenue le 02 Mars 1999.
- [10] <http://www.hal.archives-ouvertes.fr/docs/00/15/63/94/PDF/Chapitre3>. Date de visite Mai 2014.
- [11] **Gabriel Cormier**. " Diviseurs de puissance et coupleurs", Université de Moncton. Thèse de doctorat.
- [12] **Federico Casini, Roderto Vincenti Gatti, luca Marcaccioli, Roberto Sorrentino** "A Novel design Method for Blass Matrix Beam-Forming Networks", university of Perugia , dept .of electronic and information engineering, via G .Duranti 93, 06125 preugia , 2007
- [13] **D.M. Pozar**, *Microwave Engineering* – Chapter 7: Power Dividers and Directional Coupleurs, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [14] **B.M. Oliver**, "Directional Electromagnetic Couplers," *Proceedings of the IRE*, Vol. 42, Issue 11, Novembre 1954, pp. 1686-1692.

- [15] **S.R. Rengarajan**, “Compound Coupling Slots for Arbitrary Excitation of Waveguide-fed Planar Slot Arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 38, No. 2, Février 1990, pp. 276-280.
- [16] **E. Hadge**, “Compact Top-Wall Hybrid Junction,” *Transactions of the IRE Professional Group on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 1, Issue 1, Mars 1953, pp. 29-30.
- [17] **J. Blass**, “Multidirectional Antenna, a New Approach to Stacked Beams,” *IRE International Conference Record*, Vol. 8, Part 1, 1960, pp. 48-50.
- [18] **J. Thornton, A. White, D. Gray**, “Multi-beam Lens-Reflector for Satellite Communications: Construction Issues and Ground Plane Effects,” *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Berlin, Mars 2009, pp. 1377-1380.
- [19] **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, No. 2, Février 2002, pp. 225-232.
- [20] **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 1961, pp. 350-352.
- [21] **J.L. Butler**, *Microwave Scanning Antennas, Vol. III Array Systems* – Chapter 3: Digital, Matrix, and Intermediate-Frequency Scanning, Academic Press, 1966.
- [22] **David M. Pozar**, “Microwave Engineering”, fourth edition, John Wiley & Sons. Inc. 1998.
- [23] **Leo G. Maloratsky**, “Passive RF Microwave Integrated Circuits”. Elsevier Inc, 2004.
- [24] **LOGRAB khaled**, -Une nouvelle conception de matrice de Butler en utilisant la taille optimisée du coupleur branch-linéaire, mémoire de master, Université de M’sila JUIN 2013.
- [25] **SAADOUNE Abdelfatteh**, —étude de la réponse en fréquence d’un diviseur de puissance de Wilkinson, mémoire de master, Université de M’sila JUIN 2013.
- [26] **L. Chui, Q. Xue**, “Investigation of a Wideband 90° Hybrid Coupler With an Arbitrary Coupling Level,” *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 58, no. 4, pp. 1022 - 1029, April. 2010.
- [27] **R. Mongia, I. Bahl, and P. Bhartia**, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*. Boston, MA: Artech House, 1999, pp. 1–21.

Résumé

Dans ce mémoire, on a présenté une nouvelle conception d'un coupleur directionnel. La technique choisie dans ce mémoire c'est la matrice de blass, cette dernière utilise un ensemble de lignes de Transmissions reliées à un réseau d'antennes (N éléments) qui intersecté un ensemble des lignes, avec un coupleur directionnel à chaque intersection. Par la suite on a fait une conception et simulation de l'un des composants de base nécessaires pour la construction de la matrice de blass qui est le coupleur (dans notre cas coupled-line coupler), la fréquence de résonance du coupleur conçu est de GHz, ce qui réduit ces dimension à millimètres. On a également, effectué une deuxième simulation d'un coupleur directionnel en 3D grâce au logiciel de simulation (HFSS).

ملخص

في هذه المذكرة ، قدمنا تصميم جديد للمقرنة الهوائية . التقنية المختار في هذه المذكرة هي مصفوفة بلاس، وهذه الاخيرة تستخدم مجموعة من خطوط نقل متصلا بشبكة من الهوائيات (العناصر N) التي تتقاطع مجموعة من خطوط مع مقرنة اتجاها في كل تقاطع. بعد ذلك قدمنا تصميم ومحاكاة واحدة من المكونات الأساسية اللازمة لبناء مصفوفة بلاس وهو مقرنة (في هذه الحالة خط جانب مقرنة)، تم تصميم تردد الرنين للمقرنة جيغاهرتز، مما يقلل من البعد إلى مليمترات. كما قمنا بإجراء محاكاة الثانية من مقرنة اتجاها ويعود الفضل في الثلاثي الابعاد لمحاكاة البرمجيات (HFSS).