

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED SEDDIK BENYAHIA JIJEL

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Electronique

MEMOIRE DE MASTER

FILIERE: Télécommunications

SPECIALITE: Systèmes de Télécommunications

Thème

**Caractérisation et Simulation de Quelques Structures d'Antennes
et Circuits Planaires**

Présenté Par : Walid CHEKCHAK

Encadré Par : Dr. Fayçal BOUKERROUM

Elias BELARIBI

Date de soutenance: 13/07/2022

Promotion : 2021 /2022

Remerciements

Nous tenons en premier lieu à remercier Dieu de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience pour réaliser ce travail.

Nous devons aussi remercier Dr. Fayçal BOUKERROUM, notre encadrant pour sa disponibilité, ses précieux conseils, sa patience, sa compréhension et pour l'intérêt constant qu'il a porté à ce travail, qu'il trouve ici l'expression de notre profonde gratitude.

Nos remerciements vont également aux membres du jury, pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

Dédicace,

Je dédie ce travail à...

Mes chers parents, pour moi vous êtes le symbole de la bonté et de la tendresse, je vous remercie pour votre encouragement incessant, pour vos prières pour moi ... aucun mot n'est assez évoque pour exprimer la gratitude que vous méritez pour vos sacrifices que vous n'avez cessé de me donner depuis mon enfance jusqu'à mon âge adulte.

« Que Dieu vous garde »

A mes très chères frères et sœurs, que dieu vous protège et vous guide dans vos vies vers tous les succès que vous aspirez.

A tous mes collègues, amis et camarades, pour leur bonne humeur, et aides sans réserves.

Walid

Dédicace,

Je dédie ce travail à...

Ma famille, Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être. Ce travail est le fruit de vos sacrifices que vous avez consentis pour mon éducation et ma formation.

A tous mes chers amis et camarades qui m'ont aidé beaucoup dans ce travail, par leurs conseils, avis et remarques,

Ilyas

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : Théorie de la matrice S et multipôles	2
I.1. Introduction	2
I.2. Théorie de la matrice S (Scattering paramètres)	2
I.2.1 Généralité	2
I.2.2 Notion des paramètres S	3
I.2.3 Cas du 2-ports	4
I.3. Circuits Multi-pôles passifs	5
I.3.1 Les dipôles (1-port)	5
I.3.2 Charge adaptée	5
I.3.3 Court-circuit	6
I.3.4 Circuit ouvert	6
I.3.5 Détecteurs quadratiques	6
I.4 Les 2-port (quadripôles)	7
I.4.1 Les atténuateurs	7
I.4.2 Les déphaseurs	7
I.4.3 Diviseur-Combineur de puissance de Wilkinson	8
I.4.4 Les Coupleurs	9
a. Isolation	10
b. Directivité	10
• Utilisation des coupleurs	10
a. Coupleur Branche-Line	11
b. Coupleur par proximité	11
c. Coupleur en anneau	11
I.4.5 Les Té	12
I.4.5.1 Les Tés simples	12

Sommaire

a. Té plan E	12
b. Té plan H	12
I.4.5.2 Le Té magique (Té hybride)	13
I.4.5.3 Applications des T magiques	13
a. Addition de puissances	14
b. Formation de voies monopolisées	14
c. Duplexeurs à T magiques	14
I.5 Les n-ports non-réciproque	14
I.5.1 Les isolateurs	14
I.5.1.1 Principe de fonctionnement d'un isolateur	15
I.5.2 Les circulateurs	15
• Applications des circulateurs	16
a. Duplexeur	16
b. Amplificateur à réflexion	16
I.6 Conclusion	17
Chapitre II : Structures micro-ondes passives en technologie planaire	18
II.1. Introduction	18
II.2. Lignes de transmission en technologie planaire	18
II.2.1 Lignes à micro-rubans	18
II.2.2 La ligne coplanaire (coplanar line)	19
II.2.3 La ligne triplaque (stripline)	19
II.2.4 La technologie membrane	20
II.3 Les structures résonantes.	20
II.3.1 Le Résonateur	20
II.3.2. Circuits résonants série et parallèle	21

Sommaire

II.4. Les filtres en technologie planaire	21
II.4.1 Filtre passe haut	22
II.4.2 Filtre passe bas	22
II.4.3 Filtre passe bande	22
II.4.4 Filtre coupe bande	23
II.4.5 Avantages et inconvénients des lignes et structures planaires	23
II.5 les antennes planaires (imprimées)	23
II.5.1 Introduction	23
II.5.2 Historique des antennes imprimées	24
II.5.3 Structure d'une antenne imprimée	24
II.5.4 Propriétés et caractéristiques radio électrique des antennes imprimées	26
a. Dimensions	26
b. Adaptation d'impédance	26
c. Diagramme de rayonnement	27
d. Gain de l'antenne	27
e. Polarisation de l'antenne	28
f. Bande passante	28
II.5.5 principe de Fonctionnement de l'antenne imprimée	28
II.6. Conclusion	29
Chapitre III : Etude de quelques structures micro-ondes planaires	30
III.1. Introduction	30
III.2. Méthodologie et outils de travail	30
III.2.1. Outil de mesure	30
III.2.2. Outil de simulation	30
III.3. Etude de quelques circuits passifs planaires	31

Sommaire

III.3.1 Le Filtre passe-bas	31
III.3.2. Coupleur (Branch Line)	36
III.3.3. Résonateur demi-onde	41
III.3.4 Résonateur en anneau (Ring Resonator)	45
III.4. Etude de l'antenne patch	47
III.5. Conclusion	51
Conclusion générale	52
Annexes	53
Bibliographie	64
Résumé	

Liste des symboles

a_k	Onde entrante normalisée (incidente)
b_k	Onde sortante normalisée (réfléchi)
D	Directivité du coupleur directionnel
F	Fréquence d'alimentation
F_{res}	Fréquence de résonance
I	L'isolation d'un coupleur directionnel
$I.$	Courant réfléchi
I_+	Courant incident
P_1	Puissance de port 1
P_2	Puissance de port 2
P_3	Puissance de port 3
P_4	Puissance de port 4
P_e	Puissance d'entrée
P_r	Puissance rayonnée
Q	Facteur de qualité
R	Résistance de résonance
S_{11}	Facteur de réflexion à l'entrée
S_{22}	Facteur de réflexion en sortie
S_{21}	Facteur de transmission entrée sortie
S_{12}	Facteur de transmission sortie entrée
$V_k(z)$	Tension au port k
V_+	Tension incidente
$V.$	Tension réfléchi
Z_a	Impédance de l'antenne
Z_c	Impédance caractéristique de la ligne
Z_0	Impédance caractéristique de la ligne de l'accès k.
Γ_0	Coefficient de réflexion complexe
ΔF	Bande passante
ϵ_r	Permittivité relative
λ	Longueur d'onde
λ_d	Longueur d'onde dans le diélectrique.
λ_0	Longueur d'onde dans l'espace libre
Φ	Retard d'un signal micro-onde

Liste des acronymes

<i>ADS</i>	Advanced D esign S ystem
<i>MIC</i>	M icrowave I ntegrated C ircuits
<i>MOM</i>	M ethode O f M oment
<i>TE</i>	T ransverse E lectrique
<i>TEM</i>	T ransverse E lectromagnétique
<i>TM</i>	T ransverse M agnétique
<i>VNA</i>	V ector N etwork A nalysér
<i>RF</i>	R adio F requency
<i>CMS</i>	C ontent M anagement S ystem

Liste des figures

Chapitre I : Théorie de la matrice S et multipôles	2
Figure I.1 : Système à accès multiples	3
Figure I.2 : Ondes incidente et réfléchie d'un quadripôle	4
Figure I.3: Schéma synoptique d'un 1-port	5
Figure I.4: Illustration d'une charge adaptée en guide d'onde	6
Figure I.5: Illustration d'un court-circuit en guide d'onde	6
Figure I.6: Exemple d'un circuit-ouvert en guide d'onde	6
Figure I.7: Schéma de principe d'un détecteur hyperfréquence	7
Figure I.8: Atténuateur en guide d'ondes avec une lame dissipative (a) et changement de dimensions (b).	7
Figure I.9: Exemple de réalisation d'un déphaseur	8
Figure I.10: Schéma synoptique d'un Diviseur de Wilkinson	9
Figure I.11: Schéma synoptique d'un coupleur	9
Figure I.12: Schéma de principe d'un coupleur Branche line	11
Figure I.13: Illustration d'un coupleur par proximité	11
Figure I.14: Schéma d'un coupleur en anneau	12
Figure I.15: Schéma d'un Té plan H	13
Figure I.16: Schéma d'un Té plan E	13
Figure I.17: Structure d'un Té magique	13
Figure I.18: Illustration pour les puissances	14
Figure I.19: Illustration pour les formations de voies à l'aide de Té magique	14
Figure I.20: Schéma de principe de fonctionnement d'un isolateur	15
Figure I.21: Structure planaire d'un circulateur 3 ports	16
Chapitre II : Structures micro-ondes passives en technologie planaire	18
Figure II.1: Structure de la ligne micro-ruban	18

Liste des figures

Figure II.2: Structure de la ligne coplanaire	19
Figure II.3: Vue en coupe d'une ligne triplaque	19
Figure II. 4: Configuration d'une ligne en technologie membrane	20
Figure II.5 : Résonateur à ligne quart d'onde	21
Figure II.6: Circuit résonnant série	21
Figure II.7: Circuit résonnant parallèle	21
Figure II.1: Filtre passe haut en technologie imprimée	22
Figure II.9: Filtre passe bas en technologie imprimée	22
Figure II.10: Filtre passe bande en technologie imprimée	23
Figure II.11: Filtre coupe bande en technologie imprimée	23
Figure II.12: Présentation d'une antenne imprimée	25
Figure II.13 : Diverses géométries d'antenne imprimée	25
Figure II.14: Diagramme de rayonnement	27
Figure II.15: Antenne imprimée fonctionnant dans son mode fondamental	29
Chapitre III : Etude de quelques structures micro-ondes planaires	30
Figure III.1: Structure du filtre passe-bas en technologie planaire de Amitec.	31
Figure III 2: Géométrie et dimensions du filtre passe-bas.	32
Figure III.3 : Circuit électrique du filtre passe-bas sous "Schematic" de ADS	32
Figure III.4 : "Layout" du filtre passe-bas sous Momentum de ADS	33
Figure III.5 : Evolution en fonction de la fréquence du paramètre de réflexion S_{12} . Avec (en noire) et sans (en rouge) considération des pertes.	33
Figure III.6 : Evolution en fonction de la fréquence du paramètre de réflexion S_{11} . Avec (en noire) et sans (en rouge) considération des pertes.	34
Figure III.7: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres S_{11} (rouge) et S_{12} (noir) après optimisation.	35
Figure III.8 : Variations en fonction de la fréquence du paramètre S_{12} mesuré.	36


Liste des figures

Figure III.9: Structure du coupleur Brach-Line de Amitec.	36
Figure III.10: Géométrie et dimensions du coupleur Branch-Line.	37
Figure III.11: Circuit électrique du coupleur Branch-Line sous "Schematic" de ADS.	37
Figure III.12 : "Layout" du coupleur branch line sous Momentum.	38
Figure III.13: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres de réflexion S_{11} et d'isolation S_{14}	38
Figure III.14: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres de transmission S_{12} et de couplage S_{13} .	39
Figure III.15: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres S_{11} et S_{14} après optimisation.	39
Figure III.16: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres S_{12} et S_{13} après optimisation.	40
Figure III.17 : Variations de la directivité du coupleur en fonction de la fréquence.	40
Figure III.18 : Variations en fonction de la fréquence des paramètres S_{12} et S_{13} mesurés.	41
Figure III.19 : Variations en fonction de la fréquence du paramètre S_{14} mesuré.	41
Figure III.20: Structure du résonateur demi-onde planaire de Amitec.	42
Figure III.21: Géométrie et dimensions du résonateur demi-onde.	42
Figure III.22 : Circuit électrique du résonateur sous "Schematic" de ADS.	42
Figure III.23 : "Layout" du résonateur sous Momentum de ADS.	43
Figure III 24 : Caractéristique du résonateur demi-onde (paramètre S_{12} mesuré) (a) avant optimisation (b) après optimisation.	43
Figure III.25: Caractéristique du résonateur demi-onde (paramètre S_{12} mesuré).	44
Figure III.26 : Effet de la longueur L du ruban sur la caractéristique du résonateur.	44
Figure III.27 : Effet de la largeur du Gap S sur la caractéristique du résonateur.	45
Figure III.28: Structure du résonateur en anneau (Ring) de Amitec.	45
Figure III 29: Géométrie et dimensions du résonateur en anneau.	46

Liste des figures

Figure III.30: Circuit électrique du résonateur sous "Schematic" de ADS.	46
Figure III.31 : Caractéristique du résonateur demi-onde (paramètre S_{12} mesuré) (a) avant optimisation (b) après optimisation.	47
Figure III.32 : Caractéristique du résonateur en anneau (paramètre S_{12} mesuré).	47
Figure III.33: Structure et géométrie de l'antenne Patch du kit Unitrain	48
Figure III.34 : Circuit "Schematic" de l'antenne patch sous ADS.	49
Figure III.35 : Layout de l'antenne Patch sous ADS.	49
Figure III.36: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres de réflexion S_{11} .	50
Figure III.37 : Banc de mesures de l'antenne Patch.	50
Figure III.38 : Diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne patch dans un plan vertical (plan θ).	51

Chapitre III : Etude de quelques structures micro-ondes planaires	30
Tableau III.1 : Modification des paramètres géométriques de la structure du filtre par la procédure d'optimisation.	34
Tableau III.2 : Effet de la longueur L du ruban et de la largeur du Gap S sur la caractéristique du résonateur.	45
Tableau III.3: Paramètres géométriques et électriques de l'antenne Patch	48



**Introduction
générale**

Introduction générale

Dans les dernières années le domaine de l'électronique et des systèmes de communication a connu un développement incomparable. Les circuits d'aujourd'hui sont plus performants, plus petits, et plus économiques et les portes restent ouvertes pour plus d'évolution au future proche.

Les avantages qu'offrent les circuits micro-ondes planaires par rapport aux structures classiques ont facilité leur propagation et intégration dans plusieurs de domaines. Une grande multitude de domaines (spatial, militaire, médical, domestique, ...) sont devenus dépendants de ces dispositifs tel que les différents type de récepteurs, les tags RFID, les réseaux de capteurs, les actionneurs sans fil...

Les exigences croissantes des applications grand public, scientifiques et du domaine des télécommunications mettent plus de pression sur les concepteurs en RF et micro-ondes (en particulier les ondes centimétriques et millimétriques) pour produire des dispositifs fonctionnants à des fréquences élevées, miniaturisé ces dispositifs et minimiser leur cout de production [1].

Notre travail est consacré à l'étude de quelques structures planaires passifs, analyser leurs performances et explorer les méthodes d'optimisation de ces dispositifs micro-ondes pour éventuellement contribuer à leur développement. Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré pour une introduction à la théorie de la matrice S qui facilite l'étude et l'analyse des circuits multipôles dans le domaine des hyperfréquences. On présentera aussi les circuits multipôles les plus communs, leurs principes de fonctionnement, leurs caractéristiques, et leurs applications.

Le deuxième chapitre concerne l'étude de quelques types de lignes et circuits en technologies planaires, tel que la ligne à micro-ruban, la ligne triplaque, la ligne coplanaires, etc. On s'intéresse principalement à leurs structures, leurs avantages et inconvénients. On présentera aussi quelques circuits résonants comme les résonateurs, les filtres en évoquant leurs types, applications et catégories. Enfin, nous avons exposé des généralités sur les antennes planaires, leurs structures, constituants, caractéristiques et propriétés.

Le dernier chapitre est dédié à la modélisation, la simulation et la caractérisation de quelques structures de circuits passifs (filtre passe-bas, coupleur branchline et résonateur) et d'une antenne en technologie planaires (antenne patch). Enfin nous avons optimisé, discuter et analyser les performances de chaque circuit.

Pour terminer ce travail, nous avons élaboré une conclusion générale qui résume les résultats obtenus.

Chapitre I

Théorie de la matrice S et multipôles

I.1. Introduction

Le développement des télécommunications au cours de ces dernières années a nécessité la réalisation d'équipements de plus en plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences élevées. Ce développement apparaît dans de nombreux systèmes de communications. Il s'accompagne de la conception de circuits hautes fréquences présentant une grande précision de fabrication et répondant à des performances électriques plus ambitieuses.

Les critères d'encombrements et de coûts sont également intégrés dans les étapes de conception de ces circuits. Dans le domaine des hyperfréquences, les composants passifs actuellement commercialisés, de types circulateurs, isolateurs...etc., peuvent être fabriqués en utilisant la technologie planaire. L'étude de ces circuits intégrés a fait l'objet de nombreux travaux depuis ces trente dernières années, grâce notamment à la réduction du temps du calcul des simulations électromagnétiques. Dans ce chapitre nous parlerons principalement des différents circuits passifs les plus couramment utilisés dans le domaine des micro-ondes, leurs principes de fonctionnement, types, caractéristiques, et leurs applications pratiques. Ainsi que l'introduction de la matrice S qui facilite l'étude et l'analyse de ces circuits.

I.2. Théorie de la matrice S (Scattering paramètres)

I.2.1 Généralité

Il existe pour l'étude des quadripôles linéaires des paramètres bien connus : paramètres H, Z, Y. La détermination expérimentale de ces paramètres exige des mesures en court-circuit ou en circuit ouvert. Au-delà de 100MHz, la condition circuit ouvert (impédance infinie) est difficile à réaliser ; quant à la mise en court-circuit, elle entraîne souvent l'oscillation du montage. Au contraire, les mesures des paramètres S se font sur entrée et sortie adaptées et n'entraînent pas ces difficultés. Par contre, elles nécessitent la mesure des ondes progressives et régressives. Dans le domaine fréquentiel (régime harmonique), des dispositifs appropriés, les coupleurs directs permettent l'accès à ces grandeurs. La connaissance des paramètres S permet en outre de calculer simplement les grandeurs les plus communément recherchées : puissance, gain ou atténuation, facteur de réflexion sur un accès, impédance d'entrée. Leur intérêt pratique est donc grand. [1]

I.2.2 Notion des paramètres S :

Considérons un système à accès multiples (Figure I.1) :

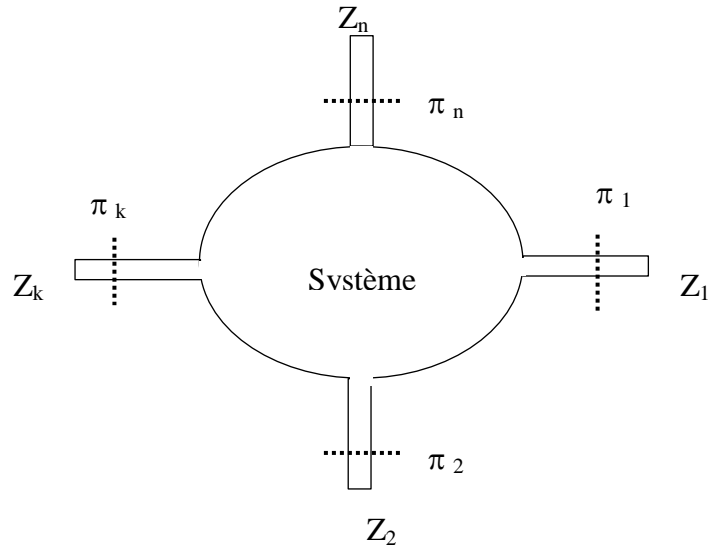


Figure I.1 : Système à accès multiples [1]

Sur un accès k, les tensions et les courants le long de la ligne de transmission vérifient les équations suivantes :

$$V_k(z) = V^+ e^{-\gamma \cdot z} + V^- \cdot e^{+\gamma \cdot z} = V_r + V_i \quad (I. 1)$$

$$I_k(z) = I^+ \cdot e^{-\gamma \cdot z} - I^- \cdot e^{+\gamma \cdot z} = \frac{V^+}{Z_c} e^{-\gamma \cdot z} - \frac{V^-}{Z_c} \cdot e^{+\gamma \cdot z} \quad (I. 2)$$

Où : Z_o est l'impédance caractéristique de la ligne de l'accès k.

V^+ Et V^- sont, respectivement, la tension incidente et la tension réfléchie au port k.

I^+ Et I^- sont, respectivement, le courant incident et le courant réfléchi au port k.

La tension $V_k(z)$ et le courant $I_k(z)$ au port k, sont exprimés comme la superposition d'une onde incidente et une réfléchie.

- L'onde incidente est caractérisée par :

$$V_i = V^+ e^{-\gamma \cdot z}, I_i = \frac{V^+}{Z_c} e^{-\gamma \cdot z} \quad (I. 3)$$

- L'onde réfléchie est caractérisée par :

$$V_r = V^- \cdot e^{+\gamma \cdot z}, I_r = \frac{V^-}{Z_c} \cdot e^{+\gamma \cdot z} \quad (I. 4)$$

On introduit ici la notion d'onde incidente et réfléchie par la définition de :

- L'onde entrante normalisée (incidente) : $a_k = \sqrt{Z_{ck}} I_{ik}$ (I. 5)

- L'onde sortante normalisée (réfléchie) : $b_k = \sqrt{Z_{ck}} I_{rk}$ (I. 6)

Les paramètres a_k et b_k sont des grandeurs vectorielles (complexe : module et phase) accessibles par une mesure de puissance et une mesure de phase. Ils caractérisent complètement l'accès considéré. Nous avons donc substitué aux courants et tensions, des paramètres accessibles par des mesures de puissance et de phase.

On définit la matrice de répartition S du multipôle (n-ports) qui relie les ondes réfléchies b_i aux ondes incidentes a_i par [1] :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix} \quad \text{Ou bien sous la forme : } [b] = [S][a] \quad (\text{I. 7})$$

I.2.3 Cas du 2-ports :

On considère le quadripôle de la Figure :

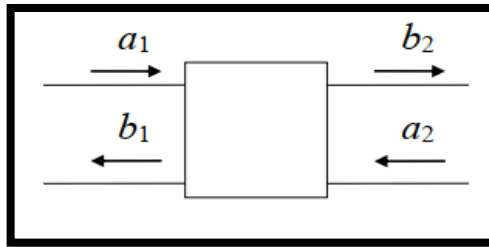


Figure I.2 : Andes incidente et réfléchie d'un quadripôle

La matrice reliant les ondes réfléchies b_1 et b_2 aux ondes incidentes a_1 et a_2 s'écrit sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 8})$$

D'où :

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (\text{I. 9})$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (\text{I. 10})$$

Les éléments S_{ij} de la matrice sont appelés « paramètres S ». La signification de ces paramètres est :

$S_{11} = \left[\frac{b_1}{a_1} \right]$: C'est le facteur de réflexion à l'entrée, la sortie étant adaptée ($a_2=0$)

$S_{21} = \left[\frac{b_2}{a_1} \right]$: C'est le facteur de transmission de l'entrée vers la sortie, la sortie étant adaptée ($a_2=0$)

$S_{12} = \left[\frac{b_1}{a_2} \right]$: C'est le facteur de transmission de la sortie vers l'entrée, l'entrée étant adaptée. ($a_1=0$)

$S_{22} = \left[\frac{b_2}{a_2} \right]$: C'est le facteur de réflexion en sortie, l'entrée étant adaptée. ($a_1=0$)

I.3. Circuits Multi-pôles passifs

I.3.1 Les dipôles (1-port) :

Le dipôle, ou 1-port en terminologie micro-ondes, est une terminaison auquel on accède par une ligne de transmission (*Figure I.3*). Le plan P est considéré comme entrée du dipôle. Ce dipôle, connecté à la ligne de transmission, est un obstacle. On le caractérise par son coefficient de réflexion complexe Γ_0 au plan P défini par [2]:

$$\Gamma_0 = \frac{V_{-0}}{V_{+0}} = |\Gamma_0| e^{i\varphi} \quad (\text{I. 11})$$

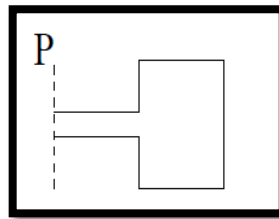


Figure I.3: Schéma synoptique d'un 1-port [2].

Les 1-ports les plus utilisés en micro-ondes sont : la charge adaptée, le court-circuit et le circuit ouvert.

I.3.2 Charge adaptée

Ce 1-ports sert à pouvoir disposer, sur une ligne, d'une onde progressive pure. C'est à dire qu'il n'y a pas d'onde réfléchie (absorption totale de l'énergie) : $\Gamma_0 = S_{11} = 0$ (I. 12)

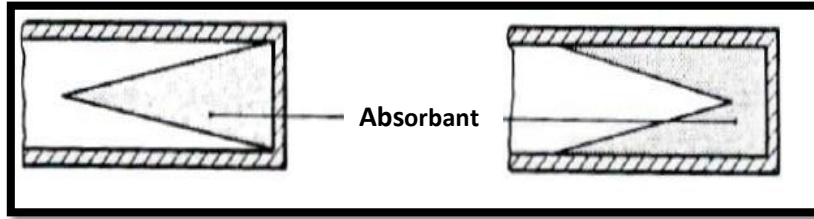


Figure I.4: Illustration d'une charge adaptée en guide d'onde.

I.3.3 Court-circuit

Un court-circuit est caractérisé par un coefficient de réflexion $\Gamma_0 = -1$. C'est à dire qu'il y a réflexion totale de l'énergie, mais que l'onde réfléchie est en opposition de phase avec l'onde incidente. [2]

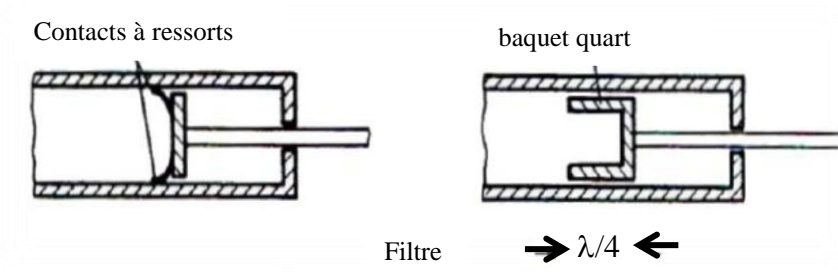


Figure I.5: Illustration d'un court-circuit en guide d'onde

I.3.4 Circuit ouvert :

Un circuit ouvert correspond à la terminaison d'une ligne de transmission. Il est caractérisé par $\Gamma_0 = 1$. D'où il y a réflexion totale de l'énergie et, de plus, l'onde réfléchie est en phase avec l'onde incidente.

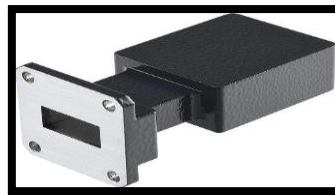


Figure I.6: Exemple d'un circuit-ouvert en guide d'onde

I.3.5 Détecteurs quadratiques :

Les détecteurs hyperfréquence utilisent des diodes Schottky. Ce sont des jonctions métal-semi-conducteur de très faible surface. Leur fréquence de coupure peut être très élevée (100 GHz et plus). Ces détecteurs sont montés dans des structures coaxiales ou dans des guides d'ondes. Le courant détecté est proportionnel à la puissance micro-onde reçue. On a alors une détection quadratique. [2]

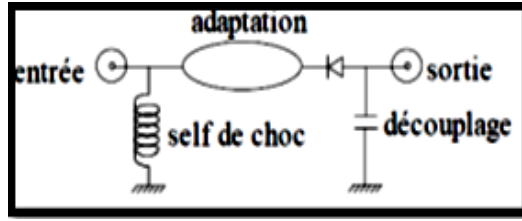


Figure I.7: Schéma de principe d'un détecteur hyperfréquence [2].

I.4 Les 2-ports (quadripôles)

Un 2-ports est un circuit quadripôle à deux accès, chacun d'eux étant relié au quadripôle par deux pôles. Un 2-ports est donc représenté par une matrice S d'ordre 2.

I.4.1 Les atténuateurs :

Un atténuateur est un 2-port qui transmet une onde incidente avec une atténuation indépendante du sens de propagation. L'atténuateur est donc un quadripôle réciproque ($S_{12} = S_{21}$), adapté aux deux accès ($S_{11} = S_{22} = 0$).

Un atténuateur est caractérisé par le rapport de la puissance transmise à la puissance incidente exprimé en dB, et appelé atténuation.

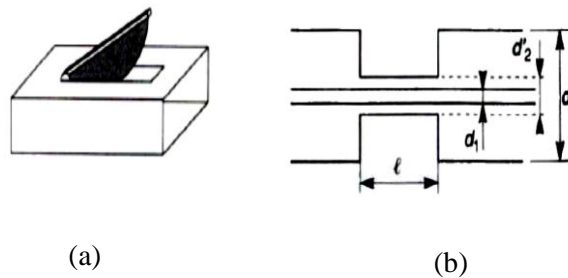


Figure I.8: Atténuateur en guide d'ondes avec une lame dissipative (a) et changement de dimensions (b).

I.4.2 Les déphaseurs :

Un déphaseur idéal est un dispositif à deux ports capable de produire un retard Φ d'un signal micro-onde qui le traverse sans aucune atténuation. Le déphaseur idéal est caractérisé par [3]:

- Aucune énergie n'est réfléchi. Il est donc adapté à ses deux accès : $S_{11}=S_{22}=0$
- Réciprocité : $S_{12}=S_{21}$
- Pas de pertes d'insertion: $S_{12}=1$

Ces conditions conduisent à écrire la matrice [S] suivante:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\theta} \\ e^{-j\theta} & 0 \end{bmatrix}$$

(I. 13)

Cette relation montre qu'un déphaseur réciproque peut être obtenu à partir d'une ligne sans pertes. [3].

La figure (I.9) montre un exemple de réalisation d'un déphaseur :

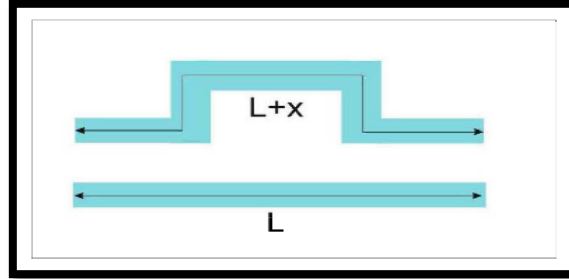


Figure I.9: Exemple de réalisation d'un déphaseur

Un déphaseur est utilisé pour des applications telles que les modulateurs de phase, les convertisseurs élévateurs de fréquence, les instruments de test, les antennes réseau, etc.....

I.4.3 Diviseur-Combineur de puissance de Wilkinson

Le diviseur de Wilkinson est un circuit à 3-ports qui divise la puissance d'entrée entre deux ports de sortie isolés entre eux tout en conservant l'adaptation d'impédance sur tous les ports. Ce circuit peut également être utilisé pour combiner deux signaux car il est constitué de composants passifs et est donc réciproque.

Les paramètres S pour un diviseur de Wilkinson symétrique à deux ports sont donnés par [4]:

$$S = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 14})$$

La matrice S montre que :

- Le réseau est réciproque ($S_{ij} = S_{ji}$);
- Les trois ports sont adaptés $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$;
- Les deux ports de sortie sont isolés $S_{23} = S_{32} = 0$
- Une division égale de puissance est effectuée $S_{21} = S_{31}$
- La matrice n'est pas unitaire car le réseau n'est pas sans perte.

Dans le cas où les signaux des ports 2 et 3 sont en phase et ont la même amplitude le diviseur de Wilkinson n'introduira pas de pertes de transmission.

La figure I.10 Montre un exemple de réalisation d'un Diviseur de Wilkinson :

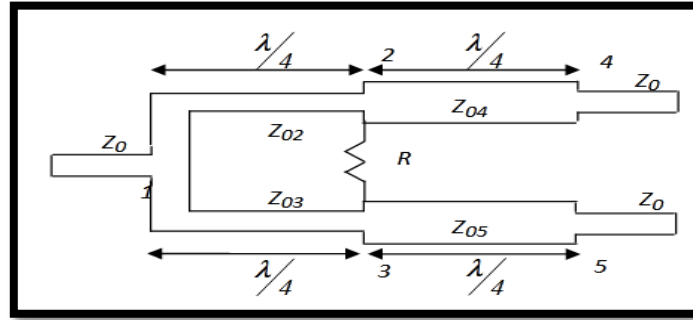


Figure I.10: Schéma synoptique d'un Diviseur de Wilkinson [5].

Ce circuit trouve sa place en radiofréquence dans les systèmes à canaux multiples car il est très efficace pour minimiser la diaphonie. Il est particulièrement simple et peut facilement être réalisé à l'aide de composants imprimés sur une carte de circuit imprimé. En plus de cela, le diviseur de puissance Wilkinson est à faible pertes, et fournit un haut degré d'isolation entre les ports de sortie.

I.4.4 Les Coupleurs

Un coupleur directif est un 4-port (Octopôles) réunissant entre elles deux paires de lignes ou de guides de manière que les lignes d'une même paire (1) et (3) ou (2) et (4) soient découplées (figure I.11). Il sert à coupler ou à diviser le signal ou la puissance incidente de manière égale ou non entre le port de sortie et le port de couplage.

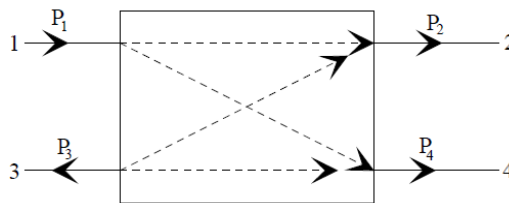


Figure I.11: Schéma synoptique d'un coupleur

Un coupleur parfait est caractérisé par:

- Les quatre accès sont adaptés :

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$$

- Les voies (1) et (3) d'une part, (2) et (4) d'autre part sont découplées :

$$S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = 0$$

- La transmission entre les voies situées en ligne droite est identique (directivité) :

$$S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = d = |d| e^{j\varphi} \quad (\text{I.15})$$

- La transmission entre les voies situées en diagonale est identique (couplage) :

$$S_{14} = S_{41} = S_{32} = S_{23} = c = |c| e^{j\theta} \quad (\text{I.16})$$

Ainsi la matrice S d'un coupleur parfait s'écrit :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & |d| e^{j\varphi} & 0 & |c| e^{j\theta} \\ |d| e^{j\varphi} & 0 & |c| e^{j\theta} & 0 \\ 0 & |c| e^{j\theta} & 0 & |d| e^{j\varphi} \\ |c| e^{j\theta} & 0 & |d| e^{j\varphi} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

- Les caractéristiques d'un coupleur : un coupleur est caractérisé par :

Les Pertes d'insertion : un coupleur directionnel atténue le signal qu'il transmet, Cette atténuation est due aux pertes, introduites par les connecteurs les lignes ou les guides du coupleur.

a. Isolation : L'isolation d'un coupleur directionnel est définie comme la différence entre les niveaux des signaux en dB entre le port d'entrée et le port d'isolé quand les deux autres ports sont adaptés. Elle est définie par [6]:

$$I(\text{dB}) = -10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_4}{P_1} \right) \quad (\text{I. 18})$$

b- Directivité : La directivité d'un coupleur est liée à l'isolation entre les ports couplé (P3) est le port isolé (P4). Elle est définie par :

$$D(\text{dB}) = -10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_3}{P_4} \right) \quad (\text{I. 19})$$

- **Utilisation des coupleurs**

Les coupleurs sont utilisés dans de nombreux circuits, notamment les mélangeurs, les amplificateurs équilibrés et les circuits d'alimentation des antennes. Leurs performances déterminent largement celles des circuits réalisés (bande de fréquence, isolation, etc.). Ces performances sont généralement limitées par les contraintes propres à la technologie de fabrication de ces circuits.

Exemples de réalisation des coupleurs :

a) Coupleur Branche-Line :

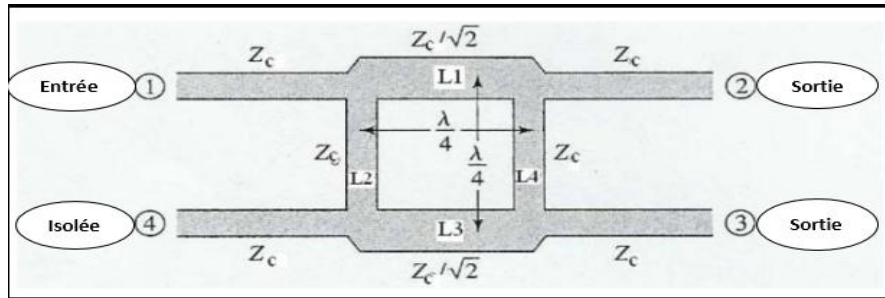


Figure I.12: Schéma de principe d'un coupleur Branche line

Le coupleur dit Branche line est un coupleur directionnel généralement utilisés pour une répartition à 3dB de l'énergie, avec une différence de phase de 90° entre la voie directe et la voie couplée. Ce genre de coupleur est fréquemment réalisé en technologie planaire. La topologie de base de ce type de coupleur intègre deux lignes de transmission série, de longueur $\lambda/4$ à la fréquence centrale, reliées par deux lignes de secondaires de branchements également de longueur $\lambda/4$. [7].

b) Coupleur par proximité :

Le couplage est obtenu par le rapprochement, sur une certaine distance, des conducteurs de deux lignes micro-ruban ou triplaque (figure I.13). Le couplage dépend, au premier ordre, de la distance entre les bandes métalliques parallèles et de la structure même du coupleur.

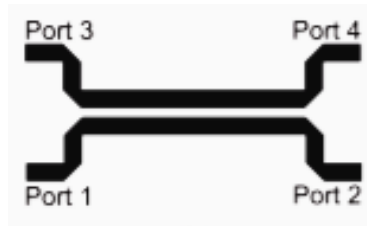


Figure I.13: Illustration d'un coupleur par proximité

c) Coupleur en anneau :

C'est un anneau dont la circonférence a une longueur égale à $6\lambda/4$ (Figure I.14). Quatre lignes sont branchées sur une moitié de cet anneau à des intervalles de $\lambda/4$ de sorte que les deux lignes extrêmes, qui sont diamétralement opposées, soient séparées de $3\lambda/4$. Cet anneau admet un plan de symétrie pour les voies (1) et (4) d'une part, et pour les voies (2) et (3) d'autre part.

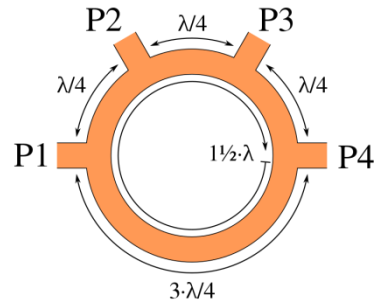


Figure I.14: Schéma d'un coupleur en anneau [8].

Un signal entrant sur le port 1 est divisé entre les ports 2 et 4 avec une opposition de phase et un signal entrant sur le port 3 est divisé entre les ports 2 et 4 en phase. L'impédance caractéristique de ces lignes de transmission est $Z_0\sqrt{2}$ pour obtenir un couplage de 3 dB [9].

I.4.5 Les Tés

I.4.5.1 Les Tés simples

Le Té simple est un 3-ports (hexapôles) passif, réciproque, réalisé en technologie guide d'ondes. Il est constitué d'un tronçon de guide principal sur lequel est greffé perpendiculairement un autre tronçon de guide. Il existe deux types de Té simple:

a. Té plan E :

Le Té plan E est obtenu lorsque les faces étroites du tronçon de guide principal et du tronçon de guide dérivé sont coplanaires alors que les faces larges sont orthogonales (Figure I.15). Il en résulte que la transmission d'une onde de la voie dérivée (3) vers les voies principales (1) et (2) s'effectue dans le plan du champ E, avec une rotation de 90° de ce dernier. Cette rotation a lieu dans un sens de (3) vers (2) et dans l'autre sens de (3) vers (1). Ainsi E est en opposition de phase en deux points homologues des voies (1) et (2).

b. Té plan H :

Le Té plan H est obtenu lorsque les faces larges de deux tronçons sont coplanaires alors que les faces étroites sont orthogonales. Il en résulte que la transmission d'une onde de la voie dérivée (3) vers les voies principales (1) et (2) s'effectue dans le plan H tandis que le champ E reste constamment parallèle à lui-même et se retrouve donc en phase en deux points homologues des voies (1) et (2).

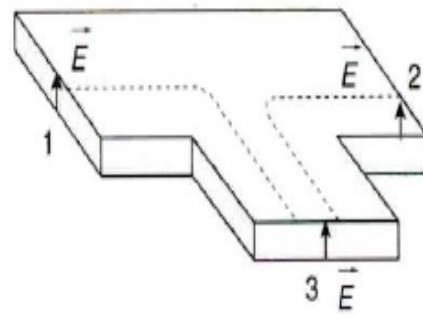
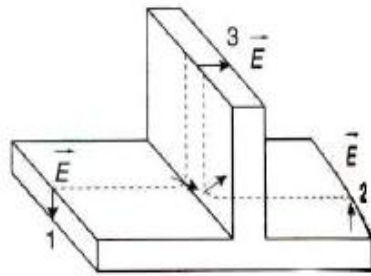


Figure I.15: Schéma d'un Té plan H Figure I.16: Schéma d'un Té plan E

I.4.5.2 Le Té magique (Té hybride) :

Un Té magique (ou Té hybride) est un composant 4-ports (octapôles) passif, réciproque, obtenu par la combinaison de deux Tés plans E et H. Au contraire des Té simples, il est possible d'adapter simultanément les quatre voies d'un Té hybride.

On désigne :

- Les ports 1 et 2, les ports parallèles ou ports latéraux ;
- Le port 3, le port somme ;
- Le port 4, le port différence.

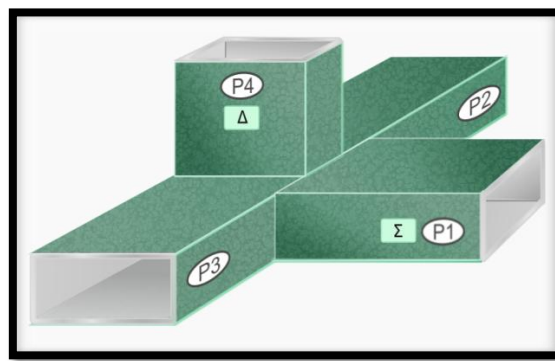


Figure I.17: Structure d'un Té magique [10].

La matrice des paramètres S de ce composant s'écrit de la façon suivante :

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 20})$$

I.4.5.3 Applications des T magiques :

Les applications des T magiques sont multiples, on peut citer en particulier [10]:

a. Addition de puissances

Le T magique peut servir à additionner les puissances de deux sources cohérentes, avec un excellent rendement si $P_1 \approx P_2$.

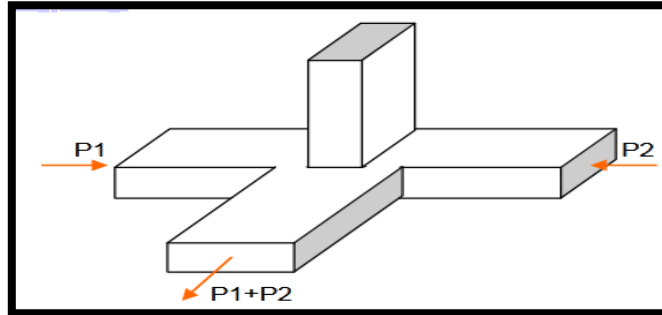


Figure I.18: Illustration pour les puissances

b. Formation de voies monopolisées

Dans une antenne monopolisée, on compare les signaux reçus dans deux lobes voisins en formant à l'aide du T magique leur somme et leur différence :

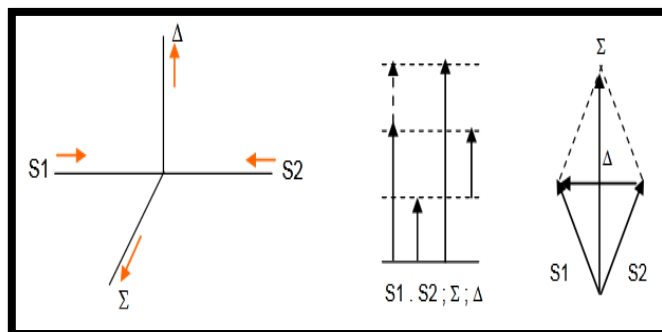


Figure I.19: Illustration pour les formations de voies à l'aide de T magique

c. Duplexeurs à T magiques

Les T magiques peuvent jouer des rôles équivalents aux coupleurs, dans la conception de duplexeurs, avec des qualités intéressantes liées à leurs très bonnes performances.

I.5 Les n-ports non-réciproque

I.5.1 Les isolateurs :

L'isolateur est un 2-ports qui fait partie d'une classe des dispositifs passifs non-réciproques qui utilisent les propriétés magnétiques des ferrites. Il est utilisé dans des systèmes micro-ondes pour éviter que l'onde réfléchie ne vienne perturber le fonctionnement d'un autre dispositif sensibles ou l'endommager. Ils sont aussi utilisés pour l'isolation entre les étages d'un système.

I.5.1.1 Principe de fonctionnement d'un isolateur

La (figure I.20) donne la représentation fonctionnelle d'un isolateur micro-ondes. Ce dispositif a pour fonction de propager une onde électromagnétique dans un sens, alors que dans l'autre sens, il doit bloquer cette propagation.

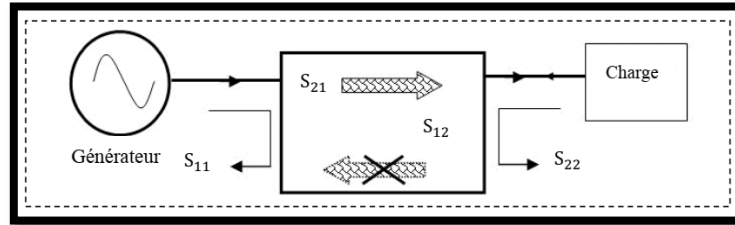


Figure I.20: Schéma de principe de fonctionnement d'un isolateur [11].

L'isolateur est un quadripôle caractérisé par [12]. [13] :

- l'onde à l'entrée est totalement transmise à la sortie, c.-à-d., le coefficient de transmission de l'entrée vers la sortie soit égal à 1, donc : $S_{21} = 1$.
- il n'y a pas de réflexion ni à l'entrée ni à la sortie, donc : $S_{11} = S_{22} = 0$.
- l'onde à la sortie n'est pas transmise à l'entrée, donc : $S_{12} = 0$.

Donc, la matrice de dispersion d'un isolateur parfait peut s'écrire comme suit :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 21})$$

On définit le coefficient d'isolation d'un isolateur par $I (dB) = -20 \cdot \log_{10}(S_{12})$ (I. 22)

I.5.2 Les circulateurs :

Un circulateur est un 3-ports passif non réciproque qui comporte trois voies à 120° les unes par rapport aux autres autour d'un corps central constitués par un prisme en ferrite qui confère le non réciprocity du circulateur. Un champ magnétique continu vertical est appliqué à la ferrite et des plaquettes résistives sont collées sur chacune des faces du prisme (Figure I.21), pour atténuer l'onde dans le sens d'isolation un circulateur parfait est caractérisé par :

$$S_{11} = S_{12} = S_{13} = 0$$

$$S_{21} = S_{32} = S_{13} = 1$$

$$S_{13} = S_{23} = S_{31} = 0$$

Donc, sa matrice S s'écrit:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 23})$$

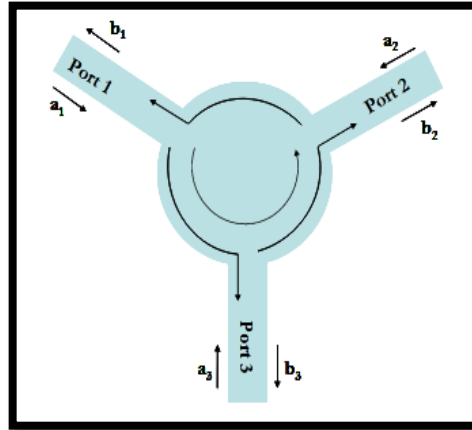


Figure I.21: Structure planaire d'un circulateur 3 ports

- **Applications des circulateurs**

On cite deux applications importantes des circulateurs [14]:

a- Duplexeur

Dans le radar, les circulateurs sont utilisés comme un type de duplexeur, pour acheminer les signaux de l'émetteur à l'antenne et de l'antenne au récepteur, sans permettre aux signaux de passer directement de l'émetteur au récepteur. Le type alternatif de duplexeur est un commutateur d'émission-réception (commutateur TR) qui alterne entre la connexion de l'antenne à l'émetteur et au récepteur. L'utilisation d'impulsions chipées et d'une plage dynamique élevée peut conduire à un chevauchement temporel des impulsions émises et reçues, nécessitant cependant un circulateur pour cette fonction.

Dans la communication cellulaire de la future génération, les gens parlent de radios en duplex intégral, où les signaux peuvent être simultanément transmis et reçus à la même fréquence. Compte tenu de la ressource spectrale actuellement limitée et encombrée, le duplexage intégral peut directement profiter à la communication sans fil en doublant la vitesse de débit des données. Actuellement, la communication sans fil est toujours effectuée avec "half-duplex", où soit les signaux sont transmis ou reçus à des délais différents, si à la même fréquence (généralement dans le radar), ou les signaux sont simultanément transmis et reçus à des fréquences différentes (réalisé par un ensemble de filtres appelé duplexeur).

b- Amplificateur à réflexion :

Un amplificateur à réflexion est un dispositif micro-ondes qui utilise des diodes à résistance différentielle négative telles que des diodes tunnel et des diodes Gunn. Les diodes à résistance différentielle négative peuvent amplifier les signaux et fonctionnent souvent mieux

aux fréquences micro-ondes que les deux ports. Cependant, étant donné que la diode est un dispositif à un port, un composant non réciproque est nécessaire pour l'isoler du reste du système. En utilisant un circulateur connecté à un port, la diode polarisée connectée à un second et la charge de sortie connectée au troisième, la sortie et l'entrée peuvent être découplées.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté, en générale, les différents circuits passifs les plus communs et utilisés dans le domaine des Mico-ondes. Pour chaque dispositif, nous avons décrit son principe de fonctionnement, sa structure, sa matrice S ainsi que ses différentes applications.

Chapitre II

**Structures Micro-Ondes
Passives en Technologie
Planaire**

II.1. Introduction

Dès lors où le transport de forte puissance n'est pas à prendre en compte dans les dispositifs micro-ondes, l'utilisation des technologies planaires constitue une solution très intéressante. Les structures planaires permettent de répondre aux problèmes d'encombrement, de poids et de coût, rencontrés sur les structures volumiques. Elles offrent en outre une facilité d'intégration avec les autres composants et d'implémentation avec des composants CMS pouvant être montés.

Dans ce chapitre nous allons présenter les différentes technologies planaire utilisées pour la construction de circuits micro-ondes et la conception de ces circuits. Nous parlerons également d'une manière générale des différentes structures d'antenne planaire leurs principes de fonctionnement et leurs propriétés.

II.2. Lignes de transmission en technologie planaire

II.2.1 Lignes à micro-rubans

La ligne micro-ruban est constituée d'un ruban métallique sur un substrat diélectrique et un plan de masse sur la face arrière de ce substrat. Sur ce type de ligne, le mode de propagation est de type quasi-TEM et l'impédance caractéristique, pour une permittivité donnée, est déterminée par le rapport W/h (avec W largeur de la ligne et h hauteur du diélectrique). Les lignes de champs électromagnétiques sont situées principalement dans le substrat diélectrique [15]. La structure de la ligne micro-ruban est représentée sur la figure (II.1).

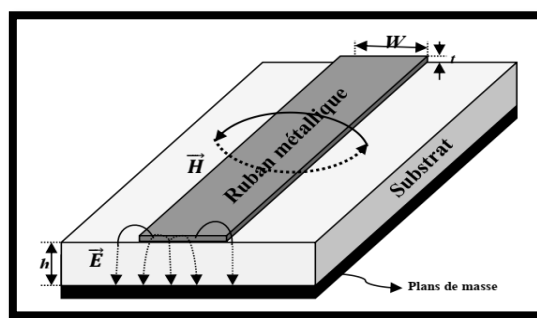


Figure II.1: Structure de la ligne micro-ruban [16]

La ligne micro-ruban est caractérisée par :

- W : largeur de la ligne.
- h : épaisseur du substrat.
- L : longueur de la ligne.
- t : épaisseur du ruban métallique.

- ϵ_r : permittivité relative du substrat.

II.2.2 La ligne coplanaire (coplanar line)

La ligne coplanaire est constituée d'un ruban métallique central, et deux plans de masses se situant de part et d'autre de ce ruban et séparés par deux fentes identiques. Deux modes fondamentaux de propagation coexistent, un mode pair quasi-TE dispersif et un mode impair quasi-TEM peu dispersif. Le mode non-dispersif est majoritairement recherché. L'impédance caractéristique est déterminée par le rapport entre la largeur de la ligne et la largeur des fentes. Une même impédance peut donc être réalisée avec différents couples largeur de la ligne, largeur des fentes. Cette souplesse de conception est très appréciée [16].

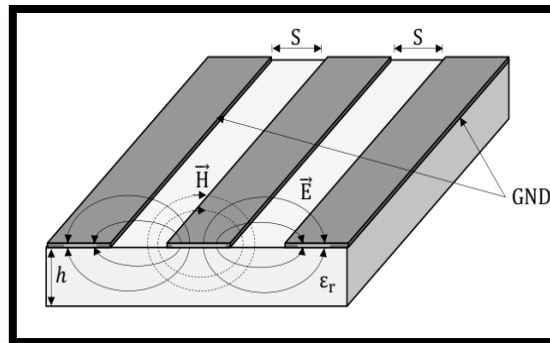


Figure II.2: Structure de la ligne coplanaire [16]

II.2.3 La ligne triplaque (stripline) :

La technologie triplaque Figure II.1 est composée d'un ruban métallique situé entre deux substrats collés. Les plans de masse sont situés sur les faces inférieure et supérieure de la structure. Cette technologie est très appréciée dans le domaine industriel car elle permet d'avoir un blindage naturel entre les circuits le mode de propagation dans ce type de ligne est TEM. [17].

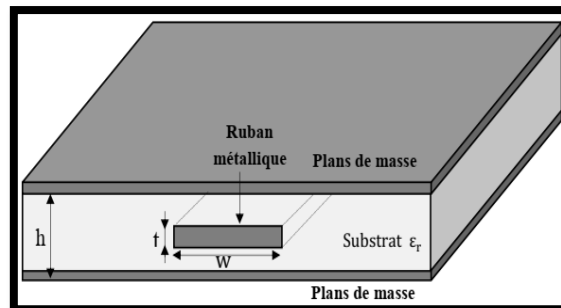


Figure II.3: Vue en coupe d'une ligne triplaque [16]

II.2.4 La technologie membrane

Dans cette technologie, un ruban métallique est déposé sur une fine couche diélectrique de faible permittivité. Cette couche diélectrique, dont l'épaisseur est de quelques micromètres, est suspendue dans l'air au-dessus d'un plan de masse Figure (II.4). La faible épaisseur et la faible permittivité de la couche diélectrique rendent l'effet de celle-ci négligeable. Le mode de propagation est TEM et la ligne est équivalente à une ligne de transmission micro-ruban dont le substrat est de l'air. De plus, cette technologie ne comporte aucune perte diélectrique et les performances sont donc améliorées [18], [19]. En revanche, l'utilisation de l'air comme substrat induit un certain nombre d'inconvénients D'une part la taille des circuits est importante et d'autre part, il est difficile de réaliser des impédances caractéristiques faibles. Enfin, la compatibilité et la fragilité sont des paramètres critiques dans l'optique d'une intégration de ce type de ligne

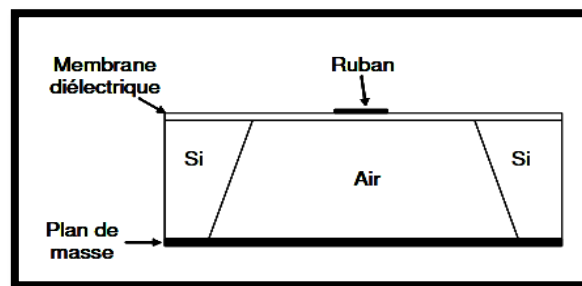


Figure II. 4: Configuration d'une ligne en technologie membrane

II.3 Les structures résonantes.

II.3.1 Le Résonateur

Le résonateur est un circuit oscillant utilisé comme élément de base pour la réalisation des filtres sélectifs et oscillateur hyperfréquences. C'est un composant constitué d'une ligne micro-ruban de longueur quart d'onde $\lambda/4$ [20], qui permet d'emprisonner le signal électromagnétique dans une cavité circulaire ou rectangulaire, souvent entièrement métallique, donnant lieu à des réflexions de ces signaux au sein de l'enceinte. Ces multiples réflexions aléatoires des ondes créent au final un champ électromagnétique statistiquement isotrope et, homogène dans la cavité résonante, ce qui donne la création de modes de résonance à certaines fréquences, en fonction de la taille de la structure [21].

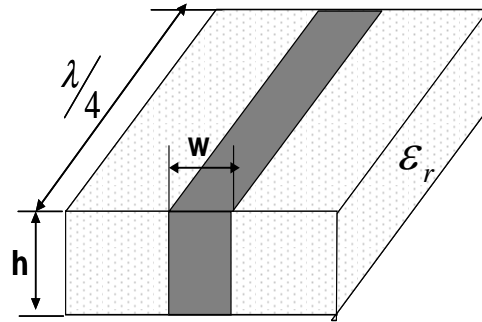


Figure II.5 : Résonateur à ligne quart d'onde. [20]

II.3.2. Circuits résonants série et parallèle

En micro-onde, on peut réaliser deux associations avec des tronçons placés en dérivation sur une ligne principale :

- Circuit résonnant série placé en parallèle sur la ligne micro-ruban (figure II.6).
- Circuit résonnant parallèle placé en parallèle sur la ligne micro-ruban (figure 7).

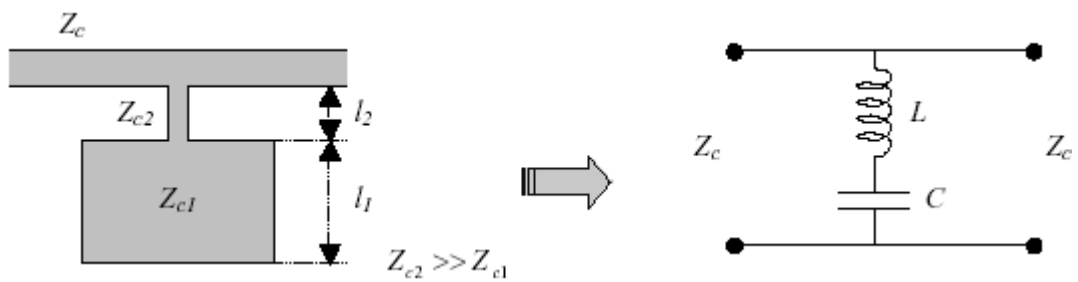


Figure II.6: Circuit résonant série. [20]

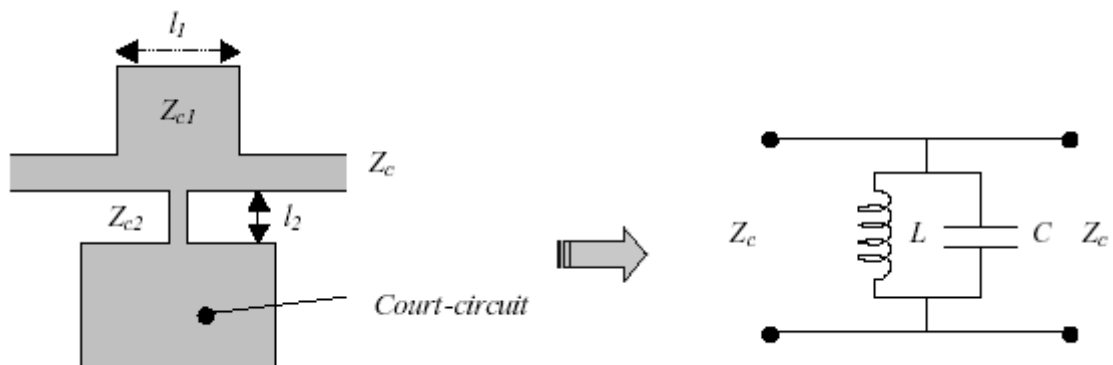


Figure II.7: Circuit résonant parallèle [20]

II.4. Les filtres en technologie planaire

Un filtre est un circuit électronique (quadripôle linéaire) caractérisé par une fonction de transfert, qui réalise une opération de traitement du signal. qui permet de séparer les signaux, selon leurs fréquences [24], Les filtres sont utilisés dans plusieurs domaines tel que les systèmes de télécommunication (téléphone, télévision, radio, transmission de données...) et les systèmes

d'acquisition et de traitement de signaux physiques (surveillance médicale, ensemble de mesure, radars...), l'alimentation électrique....etc.

Il existe plusieurs types des filtres en technologie planaire dont on peut citer :

II.4.1 Filtre passe haut

Ce type de filtre ne laisse passer que les fréquences supérieures à la fréquence dite « fréquence de coupure », il atténue les fréquences inférieures. [25]

la figure II.8 montre l'exemple d'un filtre planaire passe haut :

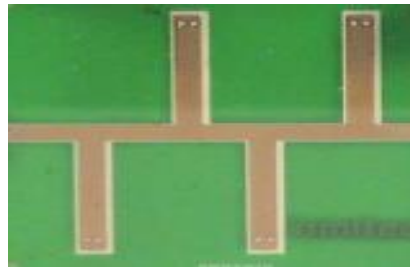


Figure II.8: Filtre passe haut en technologie imprimée (A1).

II.4.2 Filtre passe bas

Contrairement au filtre passe haut, le filtre passe bas ne fait passer que les fréquences au-dessous de la fréquence de coupure. La figure II.9 montre l'exemple d'un filtre passe bas imprimée :



Figure II.9: Filtre passe bas en technologie imprimée source (A1).

II.4.3 Filtre passe bande

Ce type de filtre ne laisse passer qu'une certaine bande de fréquences déterminée (il atténue tout ce qui est au-dessus ou au-dessous de cette bande), il est très utilisé dans le domaine des transmissions pour isoler le signal qu'on souhaite recevoir. [25]

La figure II.10 montre l'exemple d'un filtre pass bande imprimée :



Figure II.10: Filtre passe bande en technologie imprimée (A1).

II.4.4 Filtre coupe bande

Son fonctionnement est l'inverse de celui d'un filtre passe bande, il atténue sur la même bande que le passe bande et fait passer les autres fréquences. La figure II.11 montre l'exemple de réalisation de ce type de filtre:



Figure II.11: Filtre coupe bande en technologie imprimée (A1).

II.4.5 Avantages et inconvénients des lignes et structures planaires :

Les lignes et les circuits planaires possèdent des propriétés intéressantes, telles que :

- Faible coût ;
- Faible poids, faibles dimensions et légèreté ;
- Compatibilité avec circuits intégrés ;
- Performances intéressantes ;
- Meilleure fiabilité et reproductibilité.

L'inconvénient majeur qui retient l'attention est que les lignes micro-rubans sont considérées comme des lignes ouvertes qui rayonnent de l'énergie dans l'espace environnant. Mais l'intérêt particulier de cet inconvénient est qu'il a donné lieu à des recherches dont le résultat essentiel fut la caractérisation des structures micro rubans.

II.5 les antennes planaires (imprimées) :

II.5.1 Introduction

Les antennes planaires (imprimées, à élément rayonnant, plaquées, ou même patch ou micro-strip en anglais) sont apparues dans les années cinquante et ont été développées au cours des années soixante-dix. Cependant plusieurs recherches ont été menées pour arriver à une

antenne micro-ruban optimale pouvant répondre aux exigences de l'industrie des télécommunications pour des applications aéronautiques, aérospatiales et militaires. Ce type d'antennes s'adapte facilement aux surfaces planes et non planes et présentent une grande robustesse et flexibilité lorsqu'il est monté sur des surfaces rigides. Les antennes imprimées sont également très performant en termes de résonance, d'impédance d'entrée et de diagramme de rayonnement. Cette section résume des généralités sur les antennes micro-rubans, leur fonctionnement et des définitions de leurs éléments constitutifs. Nous avons mis le point sur l'antenne micro-ruban avec un patch de forme rectangulaire, son fonctionnement et ses caractéristiques de rayonnement et de fabrication.

II.5.2 Historique des antennes imprimées :

Le concept des antennes micro rubans fut initialement proposé en 1953 par Deschamps aux Etats Unis d'Amérique et en France par Guttan et Baissimot en 1955 [26]. Un peu plus tard le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les strip-lines fût observé et étudié par Lewin en 1960. Au début des années 70, Byron décrit une piste rayonnante conductrice gravée sur un substrat diélectrique ($\epsilon_r < 10$) et repose sur un plan de masse .Par la suite, les caractéristiques des patches micro-ruban rectangulaires furent publiées par Howell. De son côté, Weinschel, développa plusieurs géométries de patches micro-ruban pour l'usage en réseau cylindrique [27]. Les travaux additionnels sur les éléments basiques du micro-ruban furent publiés en 1975. Le travail de Nunson dans le développement des antennes micro rubans a montré que celui-ci était un concept pratique s'étalant à d'autres problèmes relatifs à d'autres systèmes d'antennes. Le modèle mathématique d'un micro-ruban basique fut initialement réalisé à travers l'application de l'analogie avec les lignes de transmission pour patches rectangulaires simples. Le diagramme de rayonnement d'un patch circulaire fut analysé et le résultat publié par Corver. La première analyse mathématique d'une grande variété de patches de micro-ruban fut publiée en 1977 par Lo et Al. [28]

A la fin des années 70, les antennes micro-ruban sont devenues plus connues et utilisées dans divers systèmes de communications. De nos jours, elles sont très utilisées dans les appareils téléphoniques, les ordinateurs portables, les systèmes embarqués (missiles, fusées, satellites, etc).

II.5.3 Structure d'une antenne imprimée :

La structure de base d'une antenne patch imprimée est représentée sur la figure II.12:

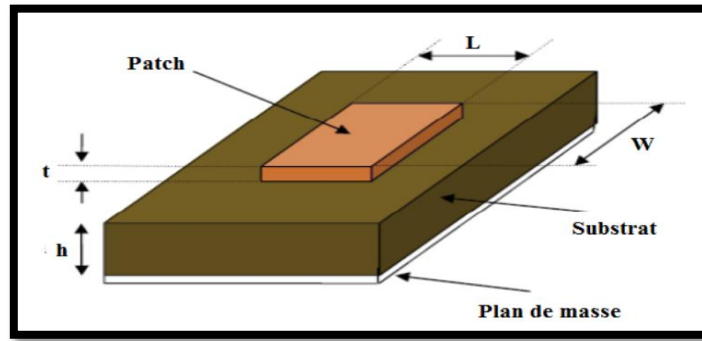


Figure II.12: Présentation d'une antenne imprimée [29]

Avec :

- L : Longueur du patch
- W : Largeur du patch
- h : épaisseur du substrat
- t : épaisseur du patch.

Dans sa structure de base (figure II.12), une antenne imprimée est constituée d'un conducteur métallique de forme arbitraire, déposé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse.

Le patch doit être relié au reste du circuit à l'aide d'une ligne de transmission de type micro-ruban. Cette ligne va également permettre d'adapter l'impédance de l'antenne au reste du circuit pour éviter un phénomène de réflexion. La forme du patch conducteur peut être variée (figure II.13), mais elle influe sur les modes qui sont susceptibles de s'exciter dans l'antenne et donc sur la nature du rayonnement. En pratique, on trouve essentiellement des rectangles, des disques, et plus rarement des anneaux ou des triangles. Leurs dimensions sont faibles (de l'ordre de $\lambda/2$ à λ)

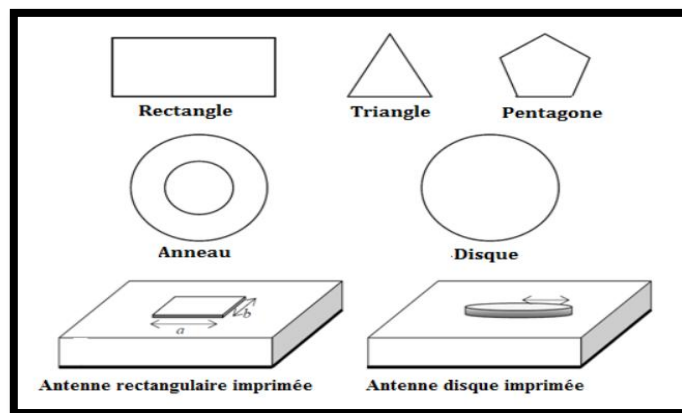


Figure II.13 : Diverses géométries d'antenne imprimée [30]

Parmi toutes les formes des éléments rayonnants, le rectangle est le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes micro-ruban.

II.5.4 Propriétés et caractéristiques radio électrique des antennes imprimées

a. Dimensions.

La longueur de résonance pour un patch rectangulaire est d'environ sa longueur d'onde de son mode fondamental. Le patch en fait, est électriquement un peu plus grand que ses dimensions physiques dues aux champs des bords. L'écart entre la taille physique et électrique dépend principalement de l'épaisseur du substrat et la constante diélectrique. Une meilleure approximation de la longueur de résonance est la suivante :

$$L = 0.49\lambda = \frac{0.49\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

L : Longueur du résonateur.

λ_d : Longueur d'onde dans le diélectrique.

λ_0 : Longueur d'onde dans l'espace libre.

ϵ_r : Constante diélectrique du matériau utilisé. [31]

Cette formule inclut une correction de premier ordre pour l'extension aux champs de bords.

b. Adaptation d'impédance.

La condition d'adaptation entre une antenne micro-ruban et sa ligne d'alimentation s'exprime par la relation suivante :

$$Z_a = R_a = Z_c \quad (\text{II.2})$$

Une antenne patch alimentée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique, peut être considérée comme une impédance complexe :

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (\text{II.3})$$

Cette impédance dépend bien évidemment de la géométrie de l'antenne mais aussi du couplage entre la ligne et l'antenne. L'impédance d'entrée de l'antenne souhaitable est la plus proche possible de 50Ω en partie réelle, et nulle en partie imaginaire. [32]

Dans le cas des éléments de géométrie simple réalisés sur un substrat de faible épaisseur, l'antenne peut être considérée comme un circuit résonnant parallèle caractérisé par son facteur de

qualité Q lié aux pertes par rayonnement (utiles) et par dissipation thermique (nuisibles). Pour un tel circuit, l'impédance d'entrée autour de la résonance est donnée par la relation :

$$Z_a = R_a + jX_a = \frac{R}{1 + jQ\left(\frac{F - F_{res}}{F_{res}}\right)} \quad (II.4)$$

Avec

F : Fréquence d'alimentation.

F_{res} : Fréquence de résonance.

R : Résistance de résonance. [32]

c. Diagramme de rayonnement :

Une antenne patch rectangulaire excitée dans son mode fondamental a une directivité maximale dans la direction perpendiculaire au patch. C'est à dire le rayonnement est concentré dans un lobe principal orienté vers la verticale du patch ($\theta = 0^\circ$). En raison du plan de masse, le rayonnement ne se fait que dans le demi-plan au-dessus du plan de masse. La directivité diminue lorsque l'on s'éloigne à partir des bords vers des altitudes plus basses. La figure (II.14) illustre le diagramme de rayonnement d'une antenne patch. Pour l'instant, la directivité est définie par rapport à une source isotrope et présente donc l'unité dB, une source isotrope rayonne une quantité d'énergie égale dans tous les sens. [31]

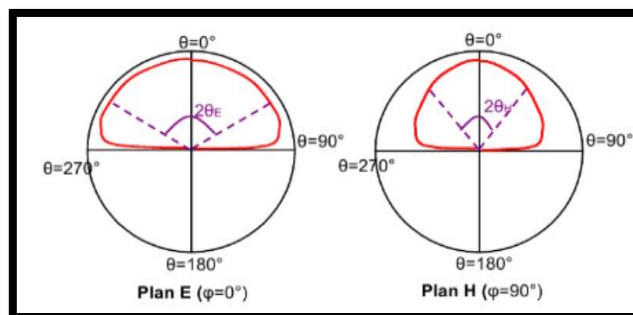


Figure II.14: Diagramme de rayonnement

d. Gain de l'antenne :

Le gain d'une antenne est défini comme un facteur représentant le rendement de rayonnement, cette efficacité est définie comme le rapport entre la puissance rayonnée P_r et la puissance d'entrée P_e . La puissance d'entrée est transformée en énergie rayonnée et en puissance des ondes de surface, tandis qu'une petite partie est dissipée en raison d'absorption des

conducteurs et de pertes dans les matériaux diélectriques utilisés, les ondes de surface sont des ondes guidées capturées à l'intérieur du substrat. [31]

e. Polarisation de l'antenne :

Les ondes électromagnétiques propagent des champs vectoriels, on dit qu'elles sont polarisées. Le champ magnétique d'une onde plane se déduit directement du champ électrique qui est le seul à être utilisé pour définir la polarisation [32] :

La polarisation peut être lanière circulaire solen les variations temporelles de champ électrique.

f. Bande passante

La bande passante Δ_f , pour une certaine valeur du rapport d'onde stationnaire S à l'entrée de l'antenne, est donnée par :

$$\frac{\Delta_f}{f_{res}} = \frac{S-1}{Q\sqrt{S}} \quad (\text{II.5})$$

Q : étant le facteur de qualité.

f_{res} : Fréquence de résonance

Pour augmenter la bande passante d'une antenne, il faut diminuer Q et donc augmenter les pertes, ce qui, dans certains cas, entraîne une diminution de l'efficacité. Par ailleurs, il faut aussi noter que lorsque l'on diminue le volume utile de l'antenne, on augmente son facteur de qualité et la bande passante devient alors plus faible. Les bandes passantes des antennes de géométrie simple sont de l'ordre de 0,5 à 5 %. [32]

II.5.5 principe de Fonctionnement de l'antenne imprimée

Dans son fonctionnement usuel, une antenne imprimée sur un substrat diélectrique peut être considérée en première approximation comme une cavité résonante imparfaite, présentant des murs magnétiques verticaux à pertes et des murs électriques horizontaux. Pour des fréquences appelées 'fréquences de résonance', cette cavité emmagasine de l'énergie électromagnétique selon un ensemble de modes de type TE. Le rayonnement résultant de cette structure se traduit par des pertes qui s'opèrent au niveau des murs magnétiques. Une partie du signal émis est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. La forme et l'orientation des lignes de champs entre les bords de la plaque rayonnante et le plan de masse caractérisent les directions privilégiées du champ rayonné. En général, le mode fondamental est considéré comme étant le mode de fonctionnement de ce type d'antennes. Ce

mode emporte le maximum d'énergie et se caractérise par une répartition du champ électrique en dessous de l'élément rayonnant dont une dimension au moins est égale à une demi-longueur d'onde (figure II.15). Les courants surfaciques qui sont produits sur l'élément métallique sont dirigés selon l'axe de symétrie passant par le point d'excitation. [33]

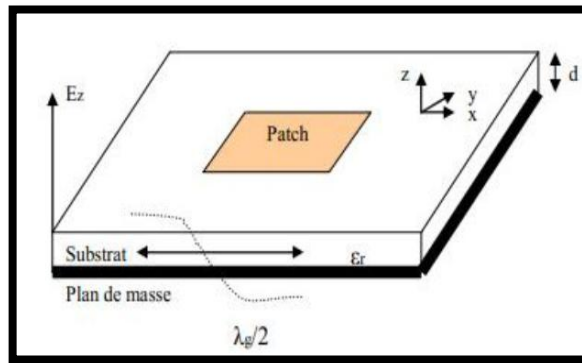


Figure II.15: Antenne imprimée fonctionnant dans son mode fondamental [33]

II.6. Conclusion

Ce chapitre été consacré à l'étude des différentes structures planaire utilisées pour la réalisation des circuits et systèmes micro-ondes. Nous avons également exposé d'une manière générale les déférentes structures d'antenne planaires, leurs principes de fonctionnement et leurs propriétés.

Chapitre III

**Etude de quelques structures
micro-ondes planaires**

III.1. Introduction

La tendance des circuits micro-ondes ces dernières années a été vers les systèmes à intégration, tel que des circuits intégrés micro-ondes (MIC) constitués d'éléments distribués planaires, des structures avec discontinuités et des éléments discrets passifs et actifs.

Ce chapitre est consacré à l'étude de quelques dispositifs passifs en technologie planaire fonctionnant aux fréquences micro-ondes et qui constituent les éléments élémentaires des circuits MIC. Le travail réalisé consiste à effectuer des modélisations, simulations et caractérisations des structures sous étude.

III.2. Méthodologie et outils de travail

L'étude des différentes structures s'effectue selon les étapes suivantes :

1. Relevé des paramètres géométriques de la structure.
2. Tracer du circuit schématique sous ADS.
3. Génération du Layout à l'aide Momentum.
4. Simulation électromagnétique et extraction des paramètres S du circuit.
5. Optimisation sous ADS de la structure.
6. Comparaison des résultats obtenus avec les mesures du dispositif Amitec.

III.2.1. Outil de mesure

Dans ce travail, les mesures des circuits passifs planaires sont réalisées utilisant le kit de mesure "Microwave Integrated Circuit Training Lab MIC04" de la firme Amitec (Annexe 1). Ce kit fournit une grande variété de dispositifs micro-ondes passifs et actifs fonctionnant dans la bande de 0.5 à 4GHz. Les mesures des paramètres de dispersion sont réalisées utilisant le VNA-2-ports (Vector Network Analyzer) fournie avec le Kit. La procédure de mesure est détaillée dans l'annexe 02. Les résultats de mesures sont enregistrés sous forme de fichiers de données et tracés utilisant le logiciel Matlab.

III.2.2. Outil de simulation

La modélisation et la simulation sont réalisées en utilisant le logiciel ADS (Advanced Design System) de la firme Agilent. L'ADS est un logiciel de conception RF et micro-ondes 2.5D qui utilise la méthode des moments (MoM). Il offre un environnement optimisé pour la conception des systèmes.

Le logiciel prend en charge toutes les étapes du processus de conception: dimensionnement du circuit, simulation fréquentiel et temporel, vérification des règles de

conception et simulation électromagnétique. Toutes ces fonctionnalités permettent de caractériser et d'optimiser un circuit électronique sans changer d'outil. En particulier, la fonctionnalité simulation électromagnétique d'ADS est assurée par son module Momentum. Tous ces éléments de conception ont une importance lors du développement des circuits récupérateurs d'énergie RF.

III.3. Etude de quelques circuits passifs planaires

Dans cette section on effectuera l'étude de quatre circuits micro-ondes passifs en technologie planaire, à savoir : filtre passe-bas, coupleur Branch Line 3dB, résonateur $\lambda/2$ et un résonateur en anneau.

III.3.1 Filtre passe-bas

Dans cette partie on s'intéressera à la mesure, la simulation et l'optimisation des performances d'un filtre passe bas fonctionnant dans la bande 0 à 3GHz. La structure est réalisée sur un substrat du type Rogers RO4350. Le plan de masse et les lignes constituant le filtre sont réalisées en cuivre. Les caractéristiques électriques est géométriques de la structure sont les suivantes :

- La permittivité relative $\epsilon_r = 3.48$.
- La hauteur du substrat $h = 0.762$ mm.
- Les pertes diélectriques $tg\delta = 0.0004$.
- L'épaisseur des conducteurs $t=0.035$ mm.

Les figures III.1 et III.2 illustrent la structure et la Géométrie du filtre passe-bas sous étude.

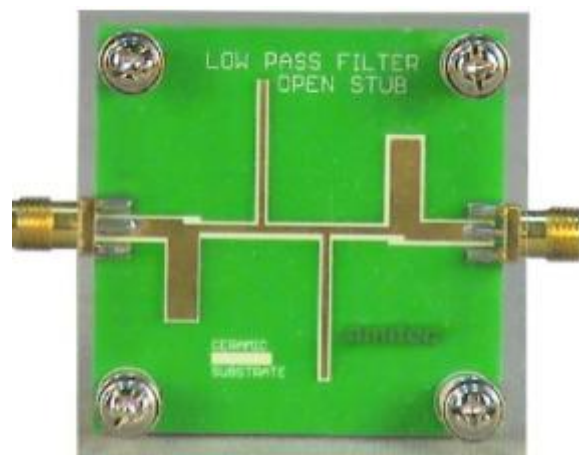


Figure III.1: Structure du filtre passe-bas en technologie planaire de Amitec.

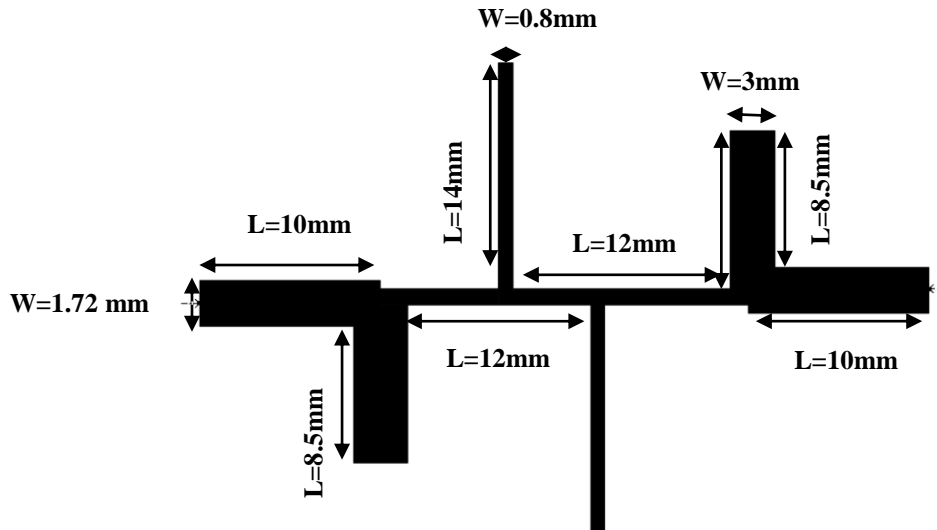


Figure III 2: Géométrie et dimensions du filtre passe-bas.

Les figures III.3 et III.4 représentent, respectivement, le circuit "Schematic" et le "Layout" du filtre sous étude.

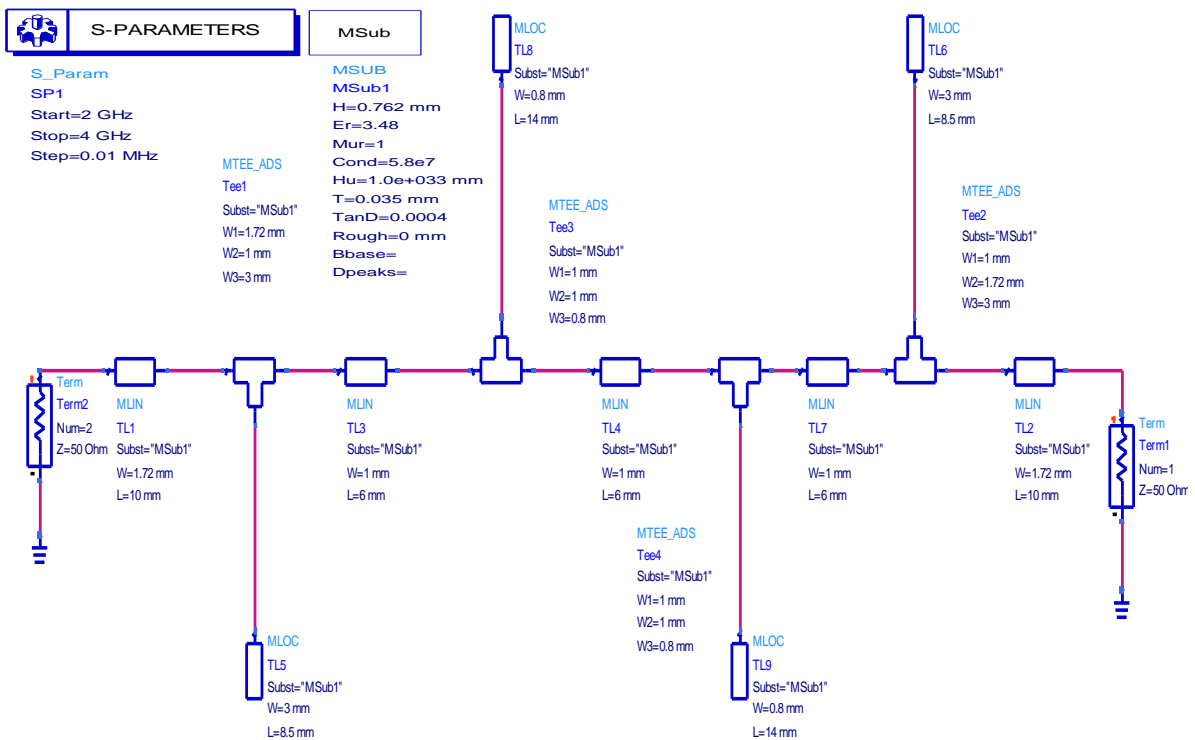


Figure III.3 : Circuit électrique du filtre passe-bas sous "Schematic" de ADS.

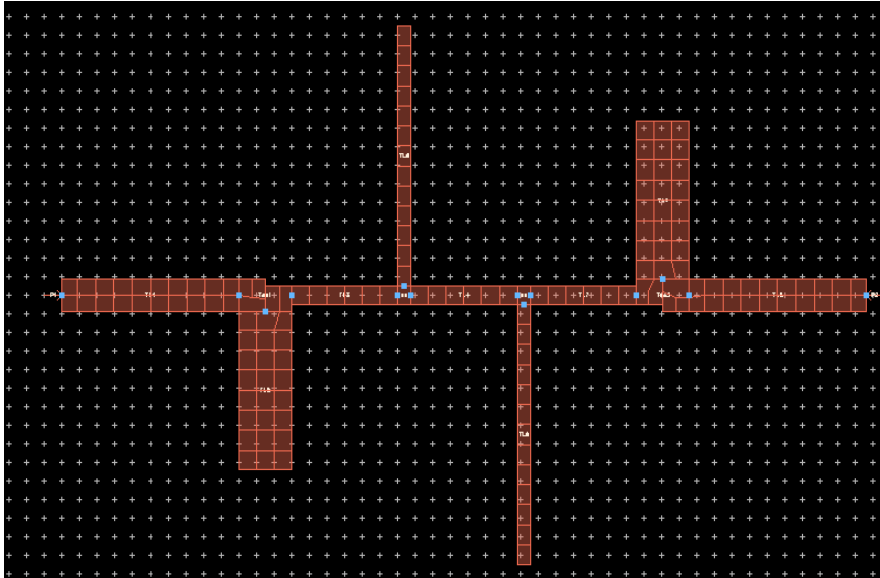


Figure III.4 : "Layout" du filtre passe-bas sous Momentum de ADS.

Nous avons effectué la simulation du filtre avec et sans considération des pertes conducteurs et diélectriques. Les résultats obtenus sont représentés par les figures ci-dessous.

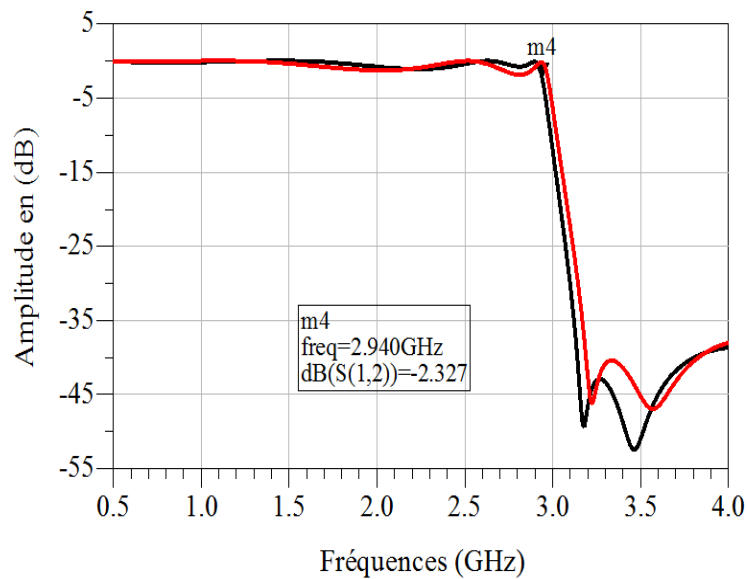


Figure III.5 : Evolution en fonction de la fréquence du paramètre de transmission S_{12} . Avec (en noire) et sans (en rouge) considération des pertes.

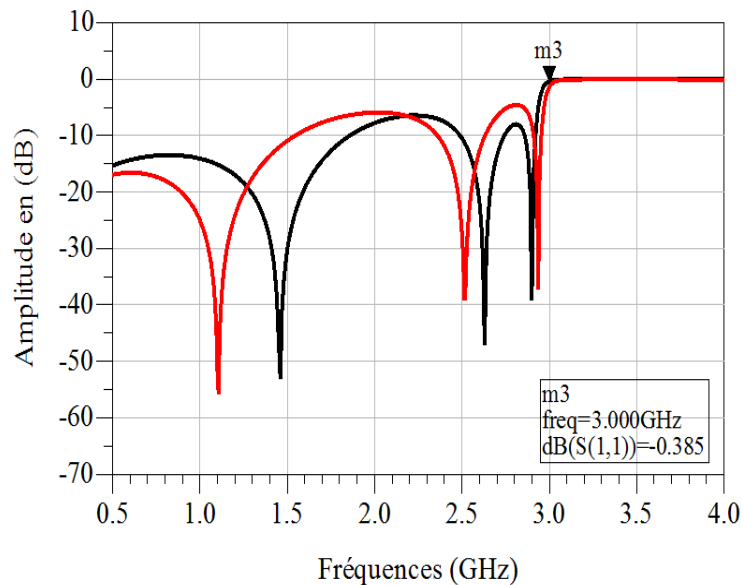


Figure III.6 : Evolution en fonction de la fréquence du paramètre de réflexion S_{11} .

Avec (en noire) et sans (en rouge) considération des pertes.

En examinant les figures précédentes, on remarque que la prise en considération des pertes diélectrique et conducteur dans le filtre n'influe pas d'une manière importante sur les caractéristiques du dispositif. On observe que la fréquence de coupure est d'environ 2.94GHz et que dans sa bande passante le filtre transmis avec une atténuation maximale de -1.3 dB.

Afin d'améliorer la conception du filtre une opération d'optimisation des performances du dispositif avec considération des pertes est effectuée. Les nouvelles dimensions obtenues après cette procédure sont données dans le tableau III.1.

Tableau III.1 : Modification des paramètres géométriques de la structure du filtre par la procédure d'optimisation.

Elément du circuit	Avant optimisation	Après optimisation
Tee 1	W1=1 mm W2=1.72 mm W3=3 mm	W1=1.93 mm W2=1.17 mm W3=1.5
Tee 2	W1=1 mm W2=1.72 mm W3=3 mm	W1=1.08 mm W2=0.94 mm W3=4.5 mm
Tee 3	W1=1 mm W2=1 mm W3=0.8 mm	W1=0.96 mm W2=0.72 mm W3=0.97 mm
Tee 4	W1=1 mm W2=1 mm W3=0.8 mm	W1=1.32 mm W2=0.925 mm W3=1.09 mm

Les résultats obtenus pour les paramètres S_{12} et S_{11} sont représentés sur la figures III.7 On aperçoit une réduction importante des ondulations du niveau transmis dans la bande passante du filtre avec une atténuation maximale de -1dB. Par ailleurs, la réflexion est faible dans cette bande (S_{11} inférieur à -7dB).

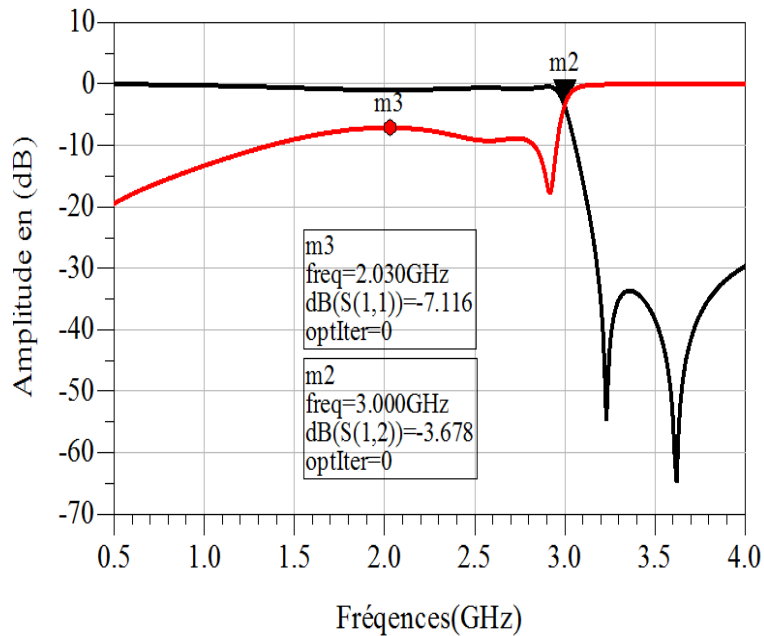


Figure III.7: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres S_{11} (rouge) et S_{12} (noir) après optimisation.

Les mesures du filtre utilisant le VNA (vector network analyzer) du kit "Microwave Integrated Circuit Training Lab Mic04" de Amitec dans la bande de fréquence 0.5 à 4 GHz sont enregistrés sous forme de fichiers de données et tracés utilisant le logiciel Matlab. Les résultats obtenus sont représentés sur la figure III.8. On observe une très bonne concordance entre les résultats simulés et les mesures.

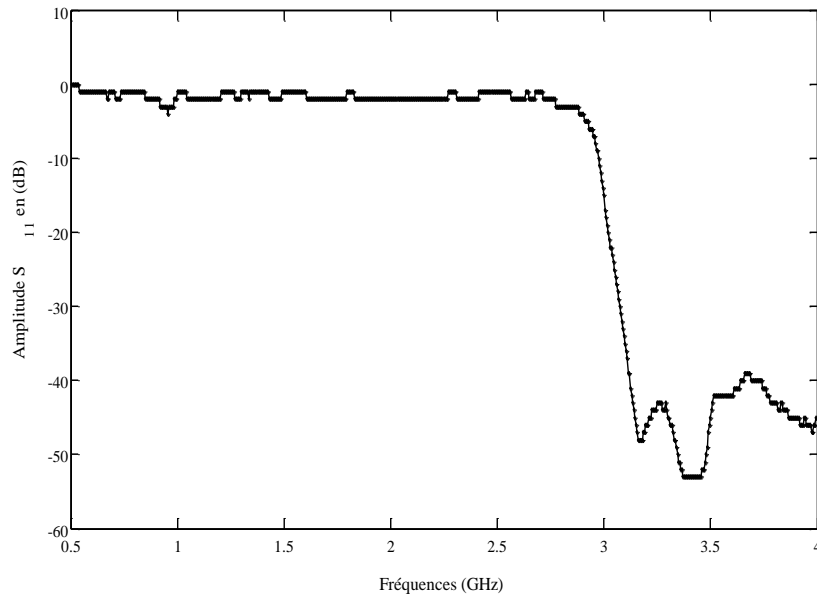


Figure III.8 : Variations en fonction de la fréquence du paramètre S_{12} mesuré.

III.3.2. Coupleur (Branch Line)

Dans cette partie on s'intéressera à la mesure, la simulation et l'optimisation des performances d'un coupleur à 3dB type Branch Line fonctionnant à la fréquence 3GHz.

Les figures III.9 et III.10 illustrent la structure et les dimensions du coupleur à étudier.

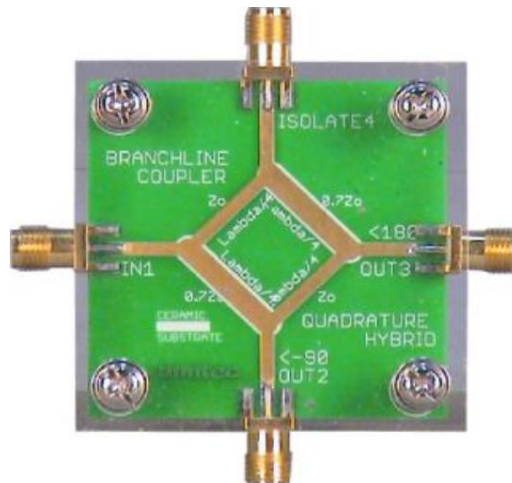


Figure III.9: Structure du coupleur Brach-Line de Amitec.

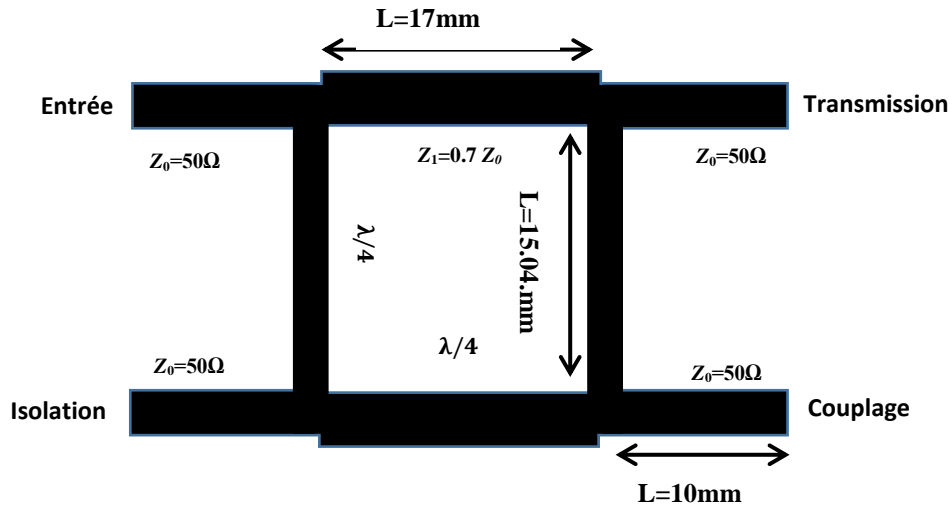


Figure III.10: Géométrie et dimensions du coupleur Branch-Line.

Les figures III.11 et III.12 représentent, respectivement, le circuit "Schematic" et le "Layout" du coupleur sous étude.

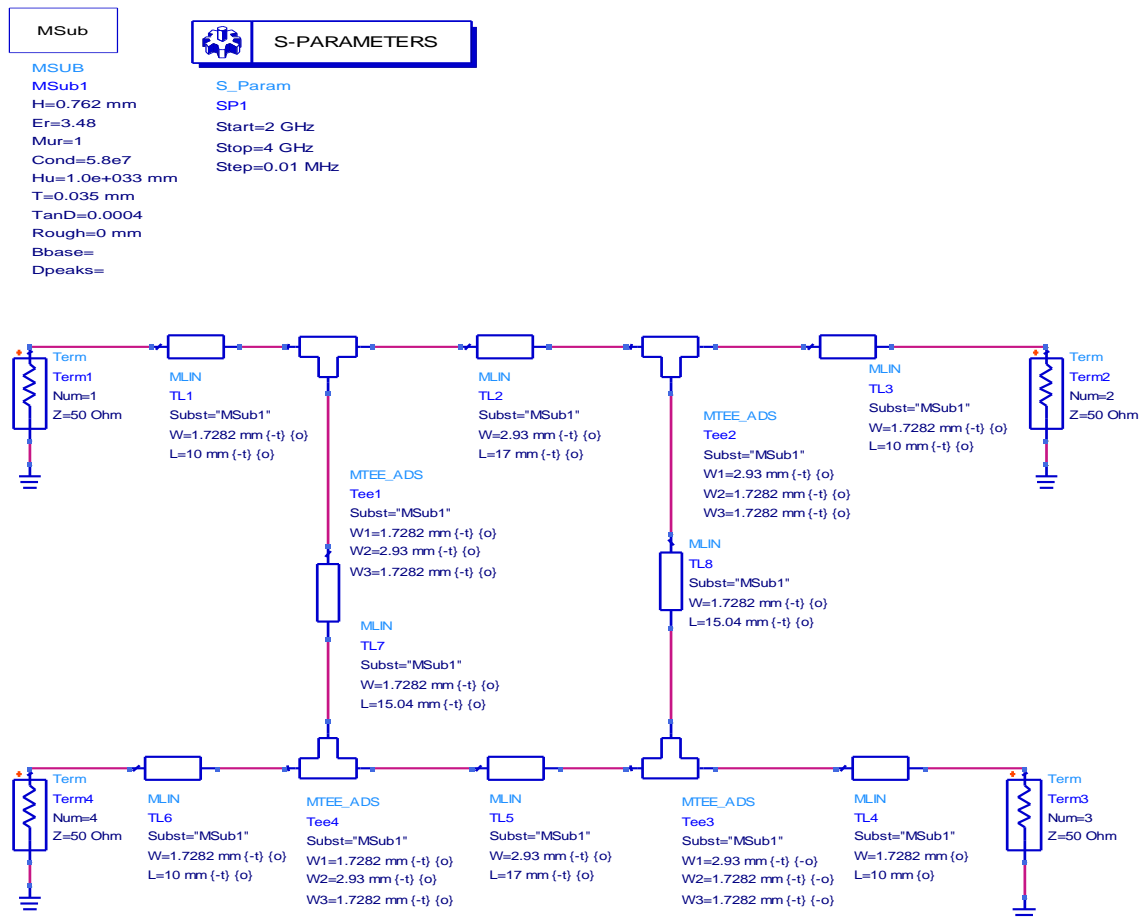


Figure III.11: Circuit électrique du coupleur Branch-Line sous "Schematic" de ADS.

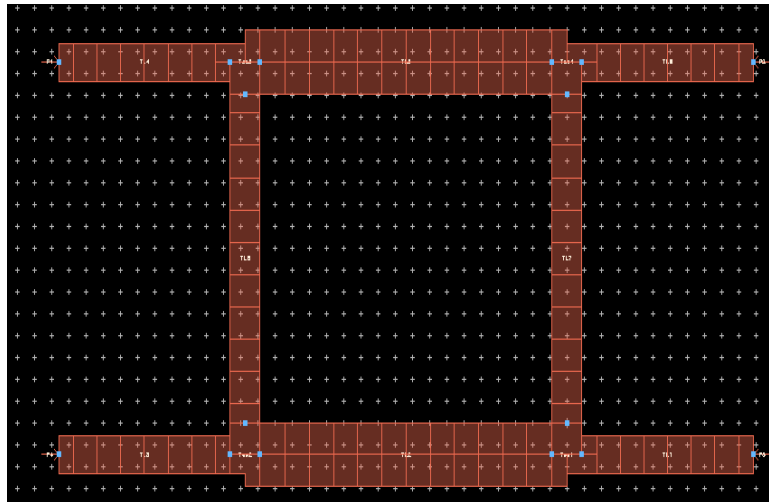


Figure III.12 : "Layout" du coupleur branch line sous Momentum.

Nous avons effectué la simulation sous Momentum du coupleur en considérant les pertes conducteurs et diélectriques, les résultats obtenus pour la réflexion et l'isolation sont représentés par la figure III.13, la transmission et le couplage par la figure III. 14.

On constate que la réflexion et l'isolation sont meilleur que -10dB dans la bande de 2.6 à 3.4 GHz. Le coefficient S_{11} atteint un minimum de -19.297dB à la fréquence 2.951GHz. Tandis que la valeur minimale de l'isolation est obtenue -16.703dB pour la fréquence 3.035GHz. Comme il est prévu par la théorie, la figure III.14 montre que la transmission et le couplage sont d'environ -3dB à la fréquence centrale de travail de 3GHz.

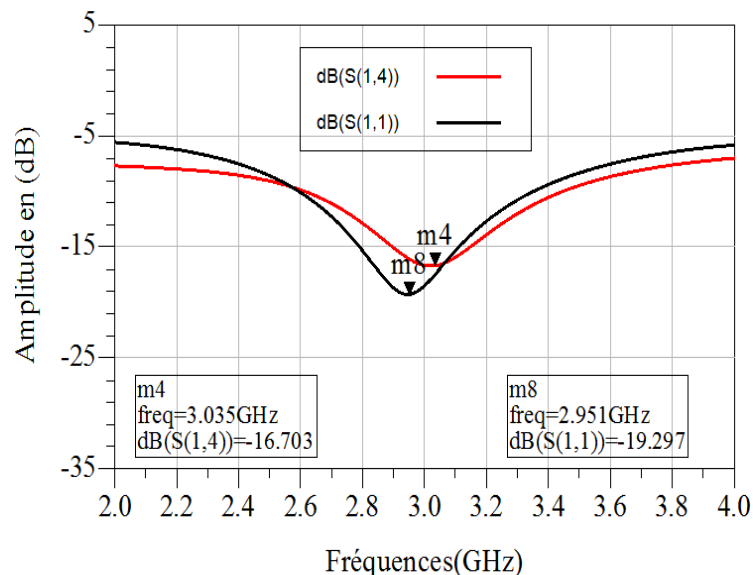


Figure III.13: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres de réflexion S_{11} et d'isolation S_{14} .

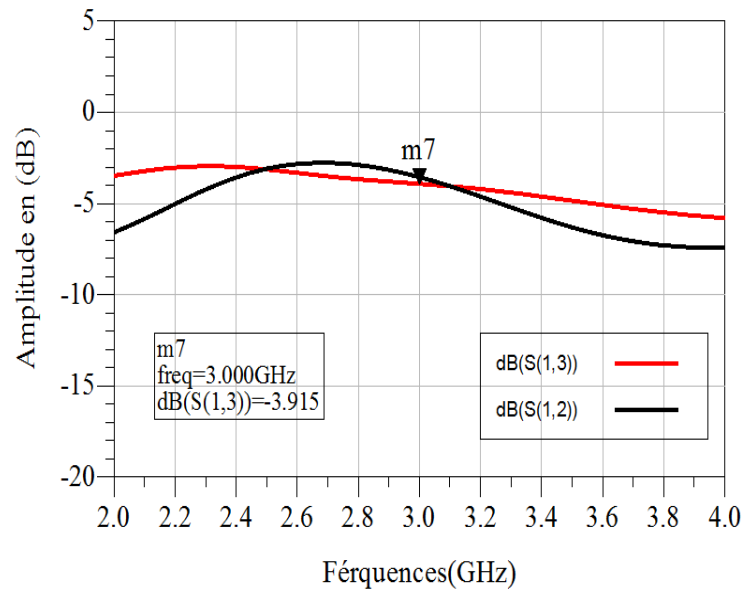


Figure III.14: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres de transmission S_{12} et de couplage S_{13} .

L'optimisation du coupleur sous Momentum a permis d'obtenir les courbes des figures III.15 et III.16. Les paramètres S_{11} et S_{14} sont respectivement d'environ -41dB et -22.654dB à la fréquence centrale. Ce qui montre une amélioration remarquable des performances de ce dispositif.

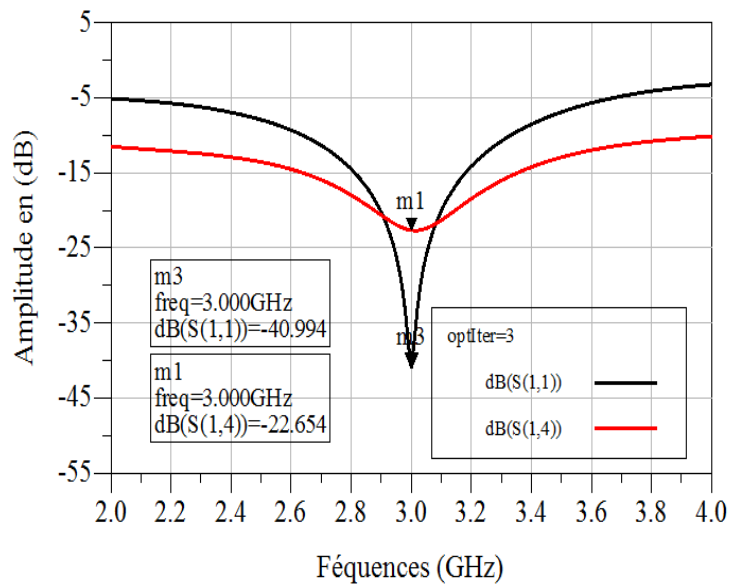


Figure III.15: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres S_{11} et S_{14} après optimisation.

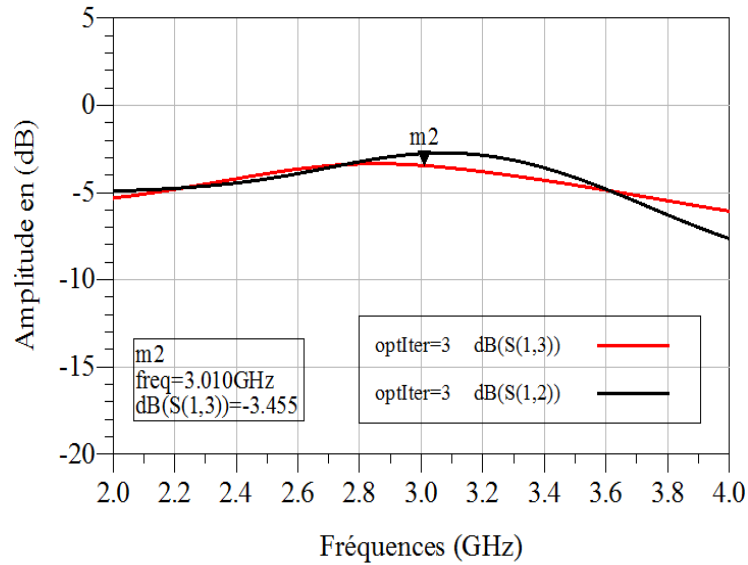


Figure III.16: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres S_{12} et S_{13} après optimisation.

Les variations de la directivité du coupleur en fonction de la fréquence sont obtenues à partir des courbes de couplage S_{13} et de l'isolation S_{14} utilisant l'expression suivante :

$$D_{dB} = S_{14(dB)} - S_{13(dB)} \quad (III.1)$$

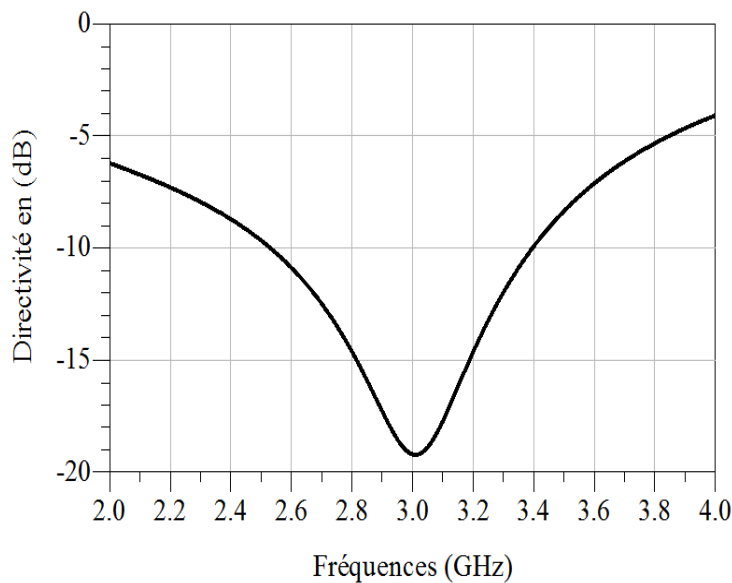


Figure III.17 : Variations de la directivité du coupleur en fonction de la fréquence.

Les mesures des paramètres du coupleur dans la bande de fréquence 0.5 à 4 GHz ont permis d'obtenir les courbes des figures III.18 et III.19. On observe une très bonne concordance entre les résultats simulés et les mesures.

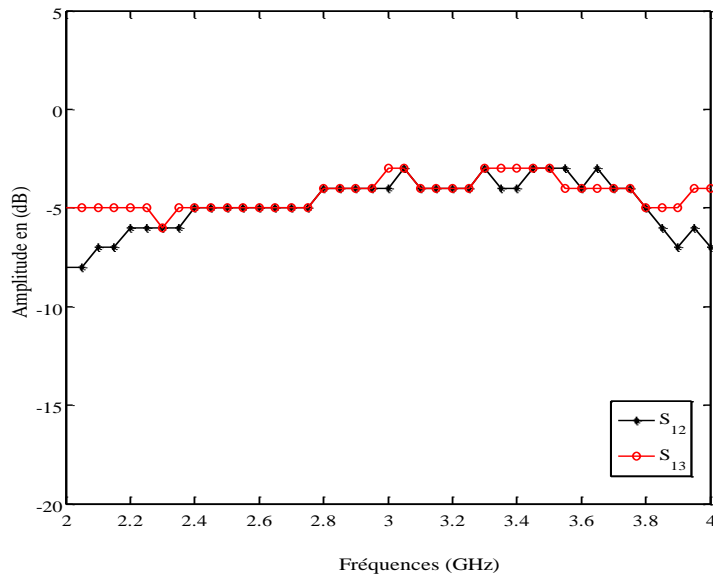


Figure III.18 : Variations en fonction de la fréquence des paramètres S_{12} et S_{13} mesurés.

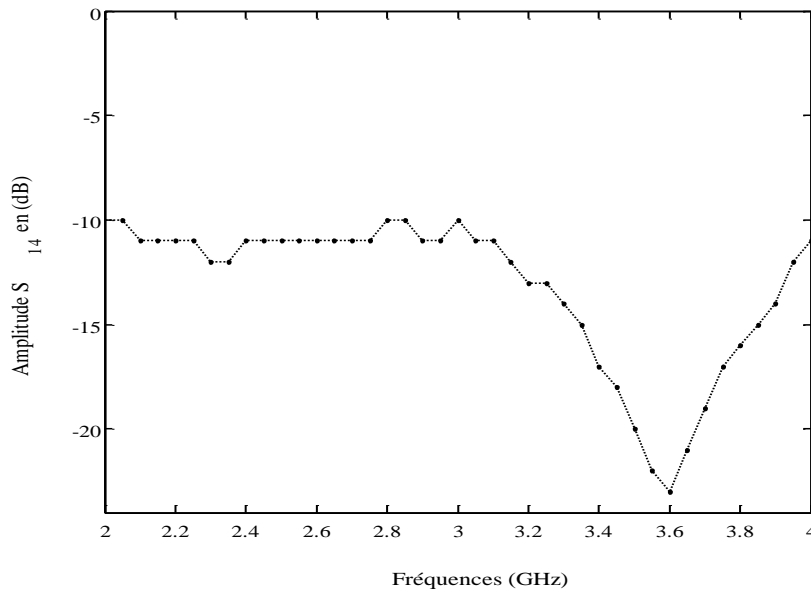


Figure III.19 : Variations en fonction de la fréquence du paramètre S_{14} mesuré.

III.3.3. Résonateur demi-onde

Le troisième circuit micro-ondes planaire qu'on se propose d'étudier dans ce travail est un résonateur demi-onde. Ce dispositif est constitué d'une ligne microstrip de longueur $L=\lambda/2$ fonctionnant à la fréquence 3GHz et réalisé sur le même substrat que celui du filtre et du coupleur étudiés précédemment. Les figures III.20 et III.21 illustrent la structure et les dimensions du résonateur demi-onde.



Figure III.20: Structure du résonateur demi-onde planaire de Amitec.

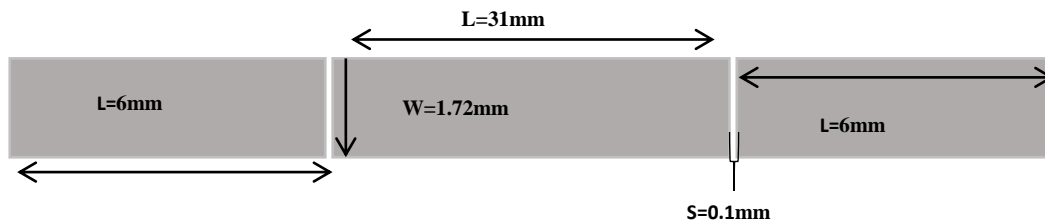


Figure III.21: Géométrie et dimensions du résonateur demi-onde.

Le circuit "Schematic" et le "Layout" du résonateur conçu sous ADS sont donnés, respectivement, par les figures III.22 et III.23.

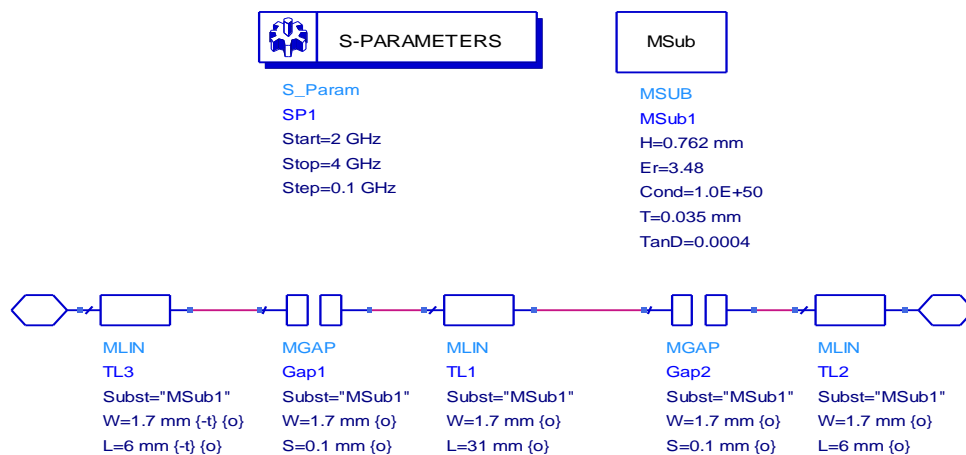


Figure III.22 : Circuit électrique du résonateur sous "Schematic" de ADS.

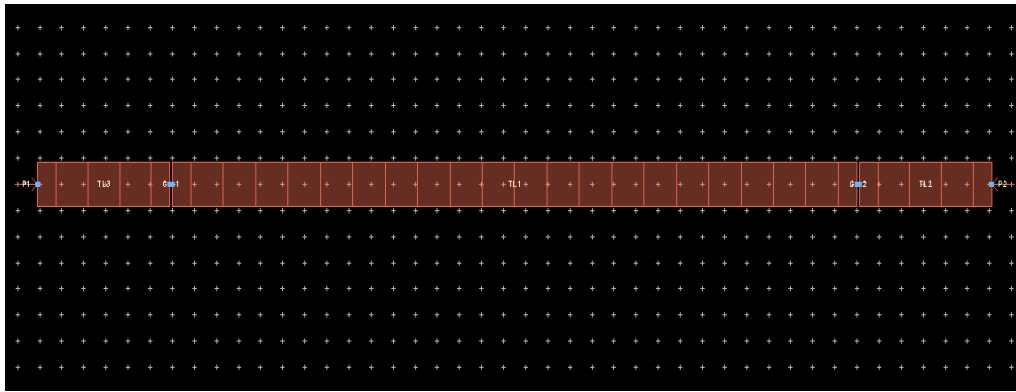
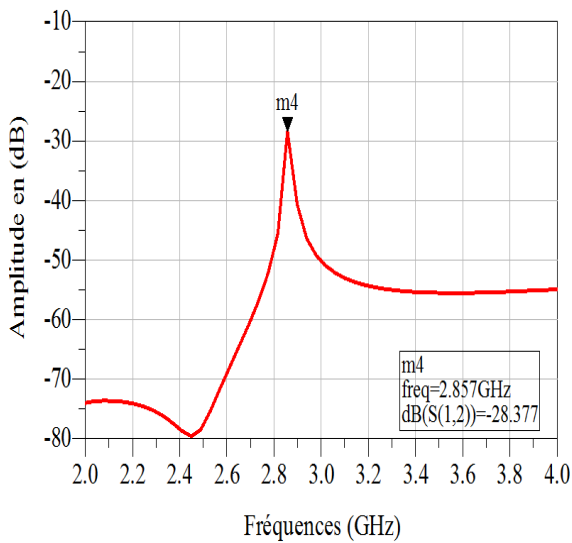
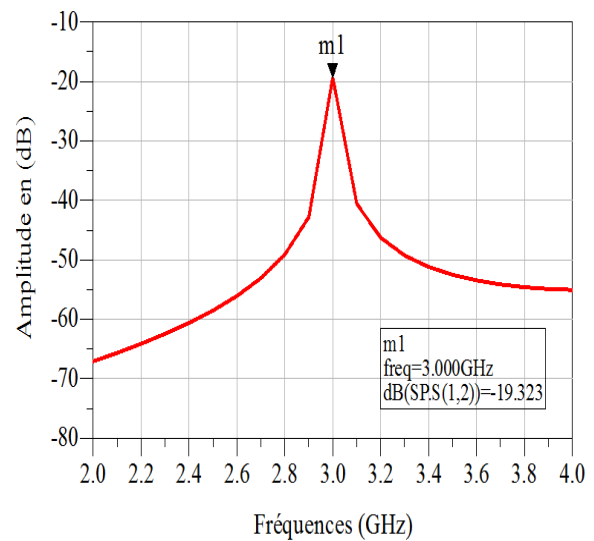


Figure III.23 : "Layout" du résonateur sous Momentum de ADS.

Les courbes de résonance du dispositif simulé sous Momentum sont données par la figure III.24. On constate que avant optimisation, la résonance est obtenu à la fréquence 2.857GHz avec une atténuation de -28.377dB. Une nette amélioration de la caractéristique du résonateur est observée après son optimisation ($f_r = 3\text{GHz}$ avec une atténuation de -19.323 dB).



(a)



(b)

Figure III 24 : Caractéristique du résonateur demi-onde (paramètre S_{12} mesuré) (a) avant optimisation (b) après optimisation.

La caractéristique de résonance mesurée utilisant du kit MIC04 de Amitec est donnée par la figure III.25. On constate une légère différence entre la conception et la réalisation qui se traduit par un petit décalage de la fréquence de résonance mesurée (Environ 2.85GHz avec une atténuation d'environ -22dB).

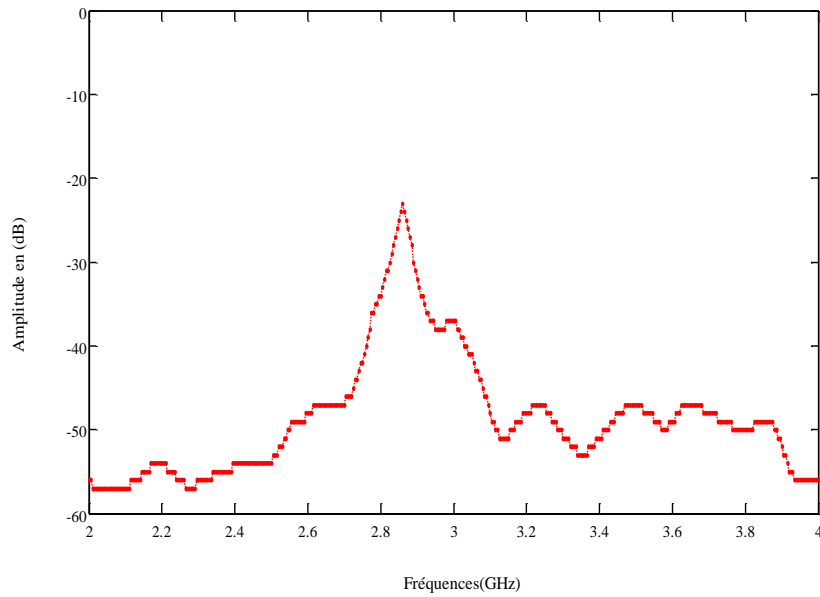


Figure III.25: Caractéristique du résonateur demi-onde (paramètre S_{12} mesuré).

Afin d'étudier l'effet de la longueur L du ruban et celui de la largeur du Gap S (discontinuité d'excitation) sur la caractéristique du résonateur, nous avons effectué des simulations pour différentes valeurs de ces deux paramètres. Les figures III.26 et III.27 présentent les résultats obtenus. On observe clairement que la longueur du ruban L affecte la fréquence de résonance tandis que la valeur du Gap S affecte le niveau des pertes du résonateur. Le tableau III.2 fourni les détails des effets de ces deux paramètres.

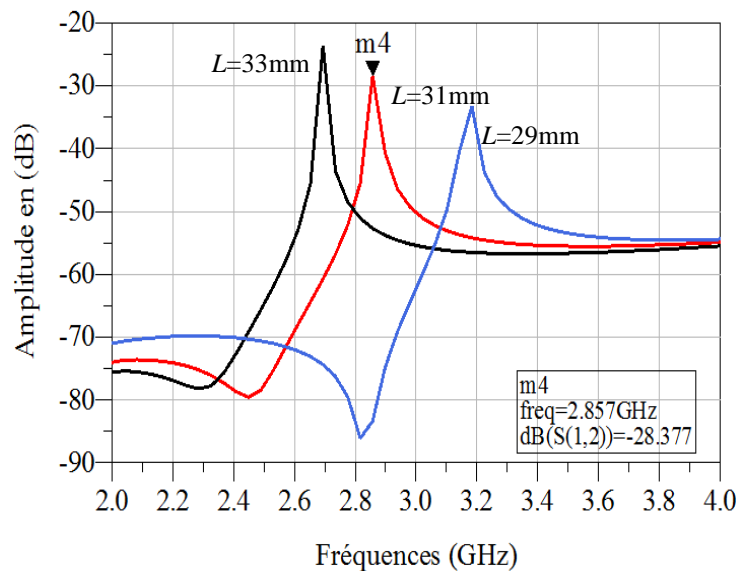


Figure III.26 : Effet de la longueur L du ruban sur la caractéristique du résonateur.

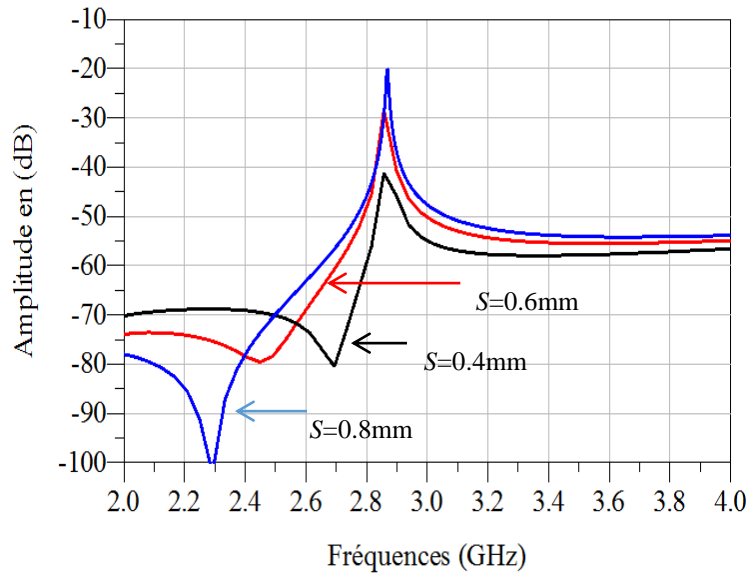


Figure III.27 : Effet de la largeur du Gap S sur la caractéristique du résonateur.

Tableau III.2 : Effet de la longueur L du ruban et de la largeur du Gap S sur la caractéristique du résonateur.

Paramètre (mm)	f_r (GHz)	Pertes (dB)	
L	33	2.694	-23.581
	31	2.857	-28.377
	29	3.184	-33.232
S	0.8	2.857	-41.235
	0.6	2.857	-28.377
	0.4	2.870	-20.958

III.3.4 Résonateur en anneau (Ring Resonator)

Nous avons effectué une étude similaire à l'étude précédente pour un résonateur en anneau fonctionnement à la fréquence 3GHz. Les figures III.28 à III.30 données ci-dessous illustrent la structure du dispositif ses dimensions et son circuit schematic.



Figure III.28: Structure du résonateur en anneau (Ring) de Amitec.

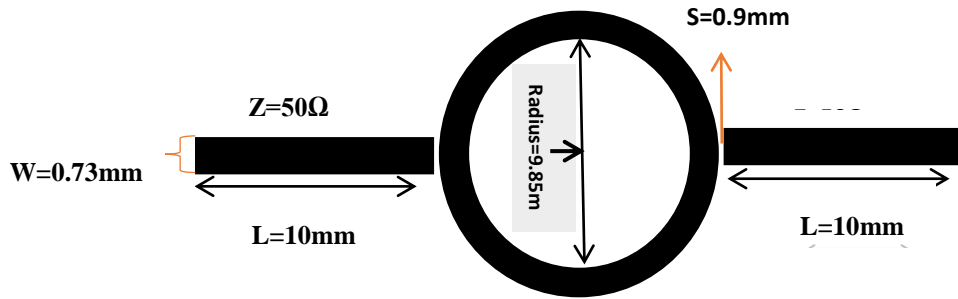


Figure III.29: Géométrie et dimensions du résonateur en anneau.

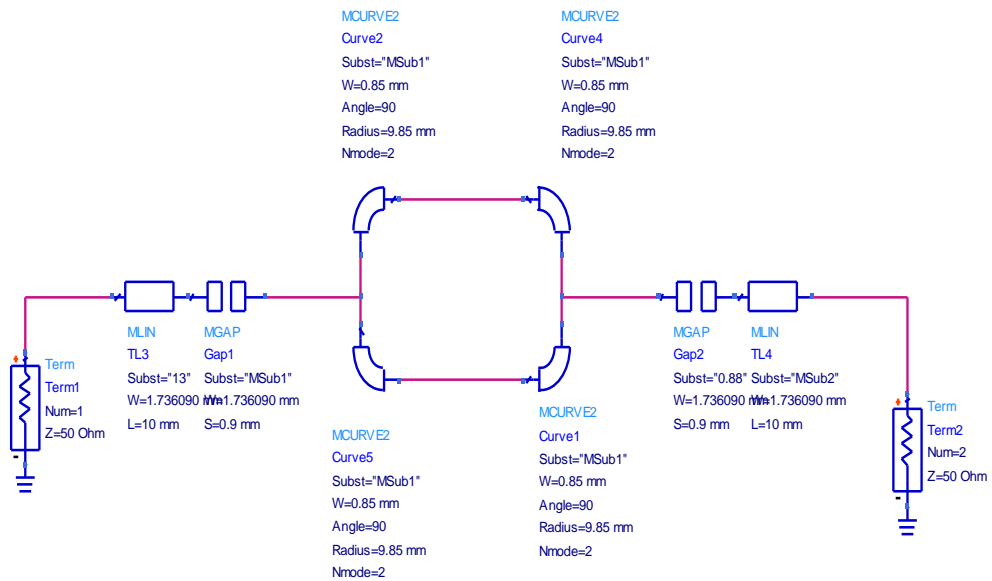


Figure III.30: Circuit électrique du résonateur sous "Schematic" de ADS.

Les figures III.31 montre la caractéristique simulée avant et après optimisation du résonateur. Une bonne concordance entre ces différents résultats est obtenue avec les mesures de la figure III.32.

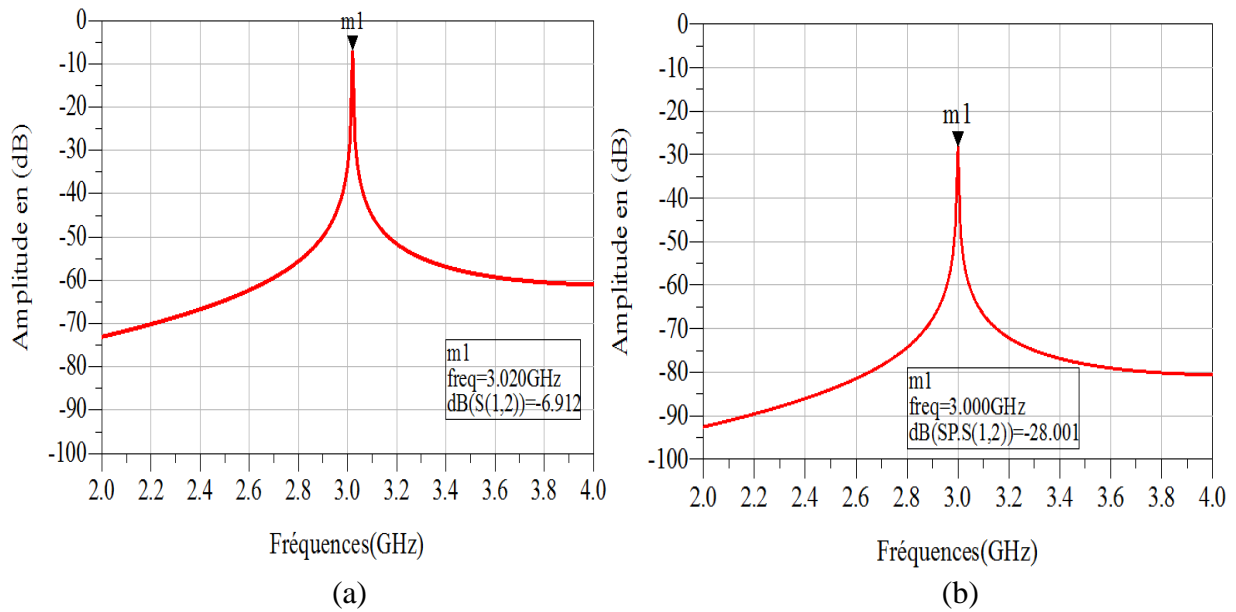


Figure III.31 : Caractéristique du résonateur demi-onde (paramètre S_{12} mesuré) (a) avant optimisation (b) après optimisation.

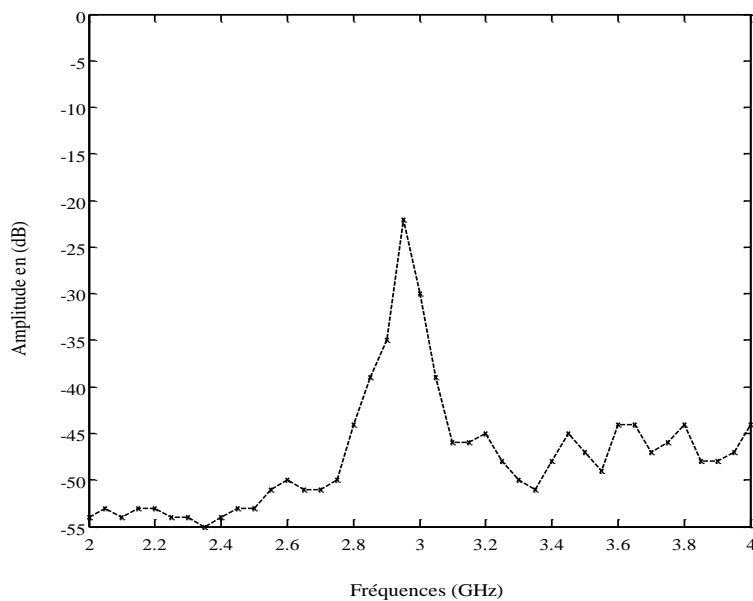


Figure III.32 : Caractéristique du résonateur en anneau (paramètre S_{12} mesuré).

III.4. Etude de l'antenne patch

Dans cette section on se propose d'étudier une antenne planaire du banc de mesure Unitrain. L'antenne du type patch rectangulaire est imprimée sur un substrat diélectrique et alimentée à travers une ligne à micro-ruban, comme il est illustré par les figures III.33. La modélisation et la simulation électromagnétique de l'antenne sera effectuée sous le logiciel Momentum de ADS. Les paramètres géométriques et électriques de la structure d'antenne, nécessaires pour la simulation, sont résumés dans le tableau III.3.

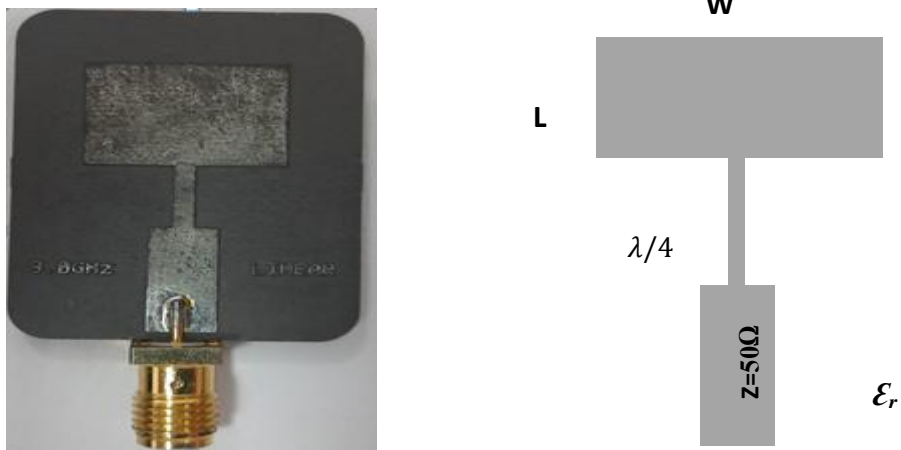


Figure III.33: Structure et géométrie de l'antenne Patch du kit Unitrain

Tableau III.3: Paramètres géométriques et électriques de l'antenne Patch

Paramètre	Valeur
Fréquence	9 GHz
Largeur de Patch W	16.65 mm
Longueur de Patch L	10 mm
Largeur de la ligne d'alimentation	4.49 mm
Longueur de la ligne d'alimentation	10 mm
Largeur de la ligne d'adaptation	1 mm
Longueur de la ligne d'adaptation	8.325 mm
Constante diélectrique effective ϵ_r	2.62
Hauteur substrat h	1.6 mm
Pertes diélectrique $\tan \delta$	0.002

Les figures III.34 et III.35 données ci-dessous illustrent le circuit "Schematic" et le "Layout" de l'antenne.

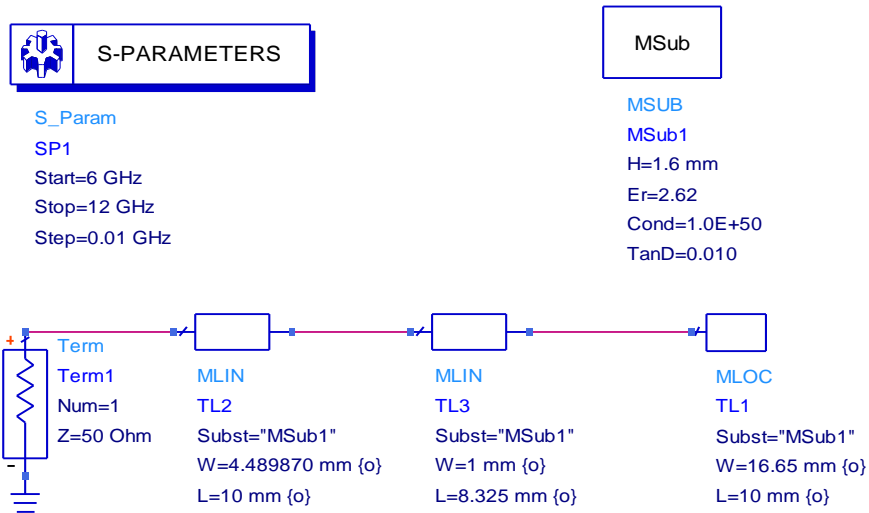


Figure III.34 : Circuit "Schematic" de l'antenne patch sous ADS.

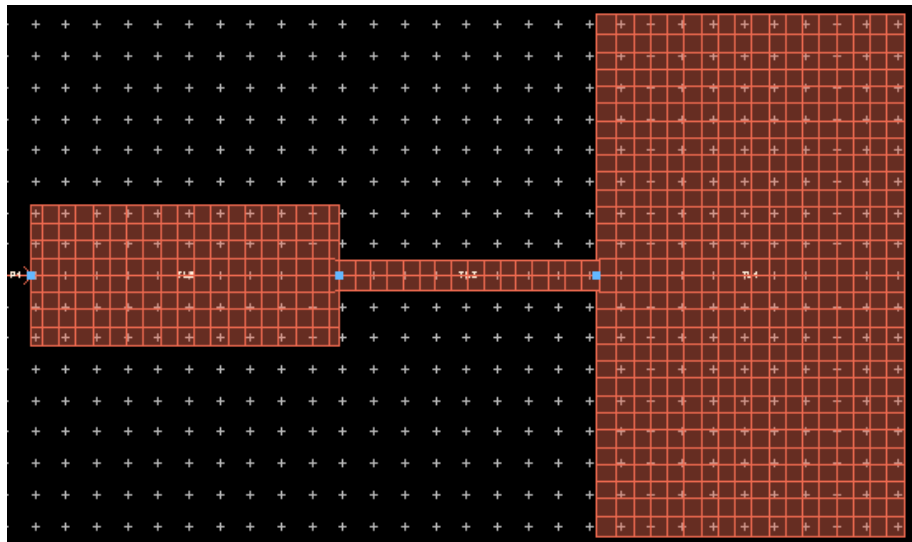


Figure III.35 : Le "Layout" de l'antenne Patch sous ADS.

Le résultat de simulation du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne patch est représenté sur la figure III.36. On observe que le coefficient de réflexion S_{11} est environ de -14.248dB à la fréquence de résonance 9.0 GHz ce qu'il montre que cette antenne est bien adaptée à cette fréquence.

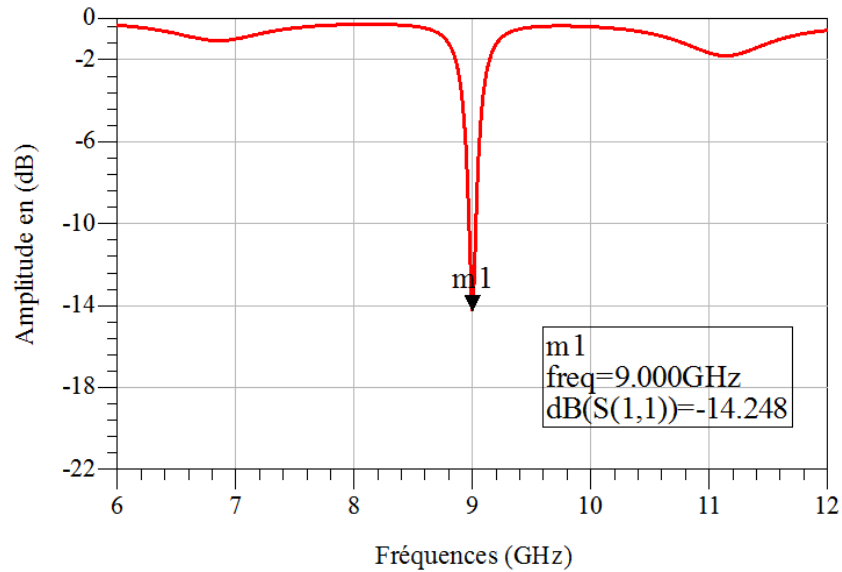


Figure III.36: Evolution en fonction de la fréquence des paramètres de réflexion S_{11} .

Afin de caractériser notre antenne nous avons utilisé la chaîne de transmission micro-onde à base du guide d'onde rectangulaire R100 (figure III.37). Le banc de mesure permet de générer une onde électromagnétique à 9GHz rayonnée par une antenne cornet rectangulaire. Le niveau reçu par l'antenne patch peut être affiché sur un oscilloscope après avoir été converti en une tension continu utilisant un détecteur quadratique. Les mesures de la puissance reçue en fonction de l'orientation de l'antenne (angle θ) ont été enregistrées dans un fichier de données et tracées utilisant Matlab. Les résultats sont représentés en linéaire et en polaire sur la figure III.38.



Figure III.37 : Banc de mesures de l'antenne Patch.

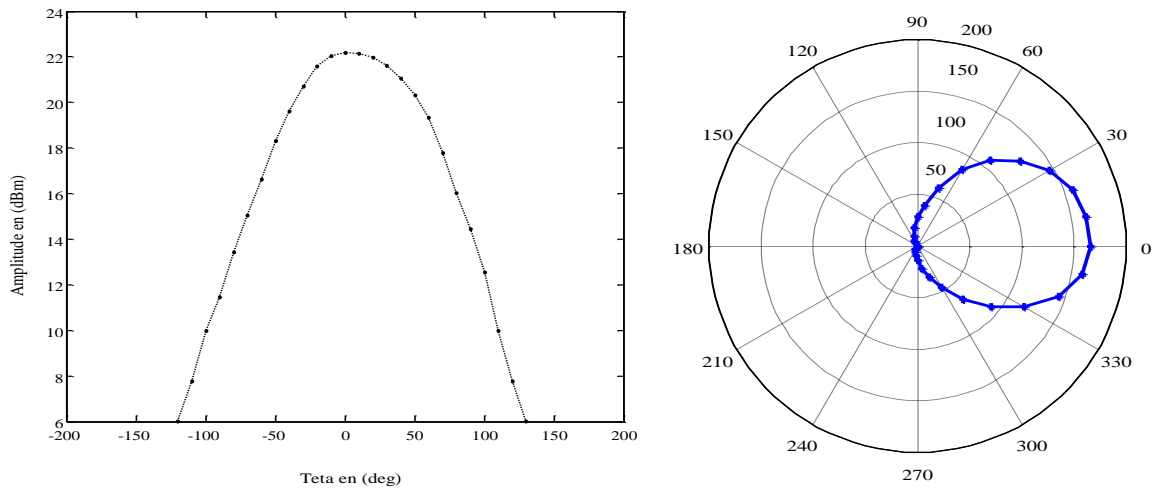


Figure III.38 : Diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne patch dans un plan vertical (plan θ).

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué la modélisation, la simulation et la caractérisation de quelques dispositifs passifs en technologie planaire à savoir : un filtre passe-bas, un coupleur 3dB, un résonateur demi-onde, un résonateur en anneau et une antenne patch. Les différentes simulations données sous formes de courbes caractéristiques de ces dispositifs ont montré une bonne concordance avec la théorie et les mesures.

Conclusion Générale

Les structures planaires constituent actuellement la technologie utilisée dans la plus part des dispositifs micro-ondes dans la gamme des faibles et moyennes puissances. Ceci est dû à l'amélioration récente des caractéristiques électriques des substrats et la parfaite maîtrise de la technologie des circuits imprimés ainsi que la miniaturisation des circuits modulaires hautes fréquences.

L'objectif de ce travail est d'étudier quelques dispositifs passifs en technologie planaire qui constituent les éléments élémentaires des circuits MIC. Le travail réalisé consiste à effectuer la modélisation, simulation et caractérisation d'un filtre passe-bas, un coupleur 3dB, un résonateur demi-onde et un résonateur en anneau fonctionnant à la fréquence 3GHz ainsi qu'une antenne patch qui opère à la fréquence 9GHz.

Les modélisations et les simulations ont été effectuées utilisant le logiciel Momentum de ADS qui offre un environnement optimisé pour la conception des systèmes RF et micro-ondes. Par ailleurs, les mesures ont été réalisées utilisant le kit de mesure "Microwave Integrated Circuit Training Lab MIC04" de la firme Amitec. Les résultats de mesures sont enregistrés sous forme de fichiers de données et tracés utilisant le logiciel Matlab.

Les différents résultats obtenus sont présentés sous formes de courbes des paramètres de transmission, de réflexion et de résonance pour ces dispositifs. Une opération d'optimisation sous ADS a permis une amélioration remarquable de leurs conceptions. En outre, les différentes simulations effectuées ont montré une bonne concordance avec la théorie et les mesures.

En perspectives, il sera intéressant d'étendre ce travail pour l'étude de quelques circuits micro-ondes actifs, tel que les amplificateurs, les oscillateurs et les mélangeurs.

Annexe 1

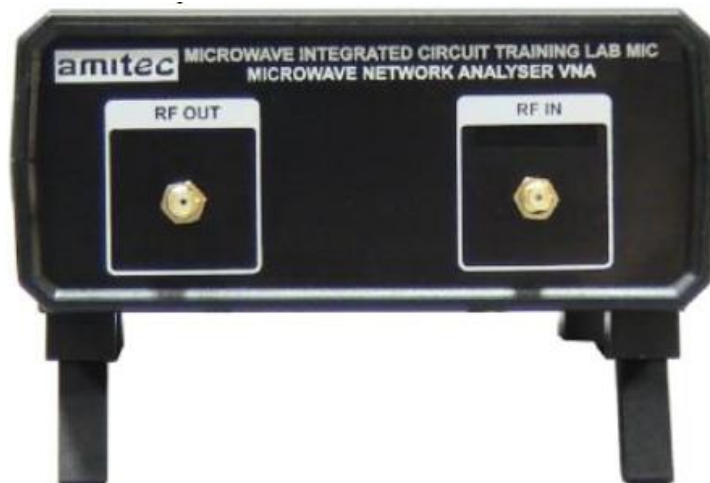
Fiche technique du kit de mesure "Microwave Integrated Circuit Training Lab MIC04"
de la firme Amitec.

1. Features

- 2-port Vector Network Analyzer.
- Measure reflection and transmission coefficients (S_{11} , S_{21}) - magnitude and phase.
- Frequency range: **500 kHz to 4 GHz**.
- 25 different MIC modules provided.
- Gold SMA connectors on low loss ceramic substrate.
- Teflon cables are provided for low loss interconnects.
- 0.6-4 GHz Directional Coupler with 15 dB directivity.
- 0.6-4 GHz Slotted Line with 1.1 VSWR

2. 2-port Vector Network Analyzer

✓ Technical Specifications:



- 2-port Vector Network Analyzer
- Measure reflection and transmission coefficients (S_{11} , S_{21}) - magnitude and phase
- Frequency range: **500 kHz to 4 GHz**; Measurements outside this region might be possible but are not guaranteed. Linear, logarithmic and listed scan.

- Dynamic range (typically): **@350 MHz up to 70dB** (System dynamic range); **@4 GHz up to 40dB** (System dynamic range) Not that the dynamic range varies upon frequency, calibration parameters and measurement speed. Output power - 14 dBm at 100MHz
- Impedance from 3 to 1000 Ohms
- Measurement speed: about 10 ms per step plus communication (for example a 1001 points scan takes 12 seconds).
- Number of steps: 1 to 10001
- Frequency setting resolution: 1 Hz
- Connection to PC: USB
- RF connectors: SMA female

3. Software features:

- Available for Windows, MacOS and Linux
- OSL calibration functionality
- Time domain measurements
- Plot S-Parameter, Impedance, Phase, Resistance, Reactance, VSWR
- Plot in Smith chart
- Export in Excel, Touchstone
- Save complete sets of measurement together in one project file.

4. planar passive circuits:

a. Filtre pass bas



Type : Short Stub Order : 3

F_c : 3.0 + 0.1 GHz

Insertion Loss S_{21} : 3dB

Return Loss S_{11} : 10 dB

Stop Band S_{21} : 20dB

Impedance : 50 Ohms

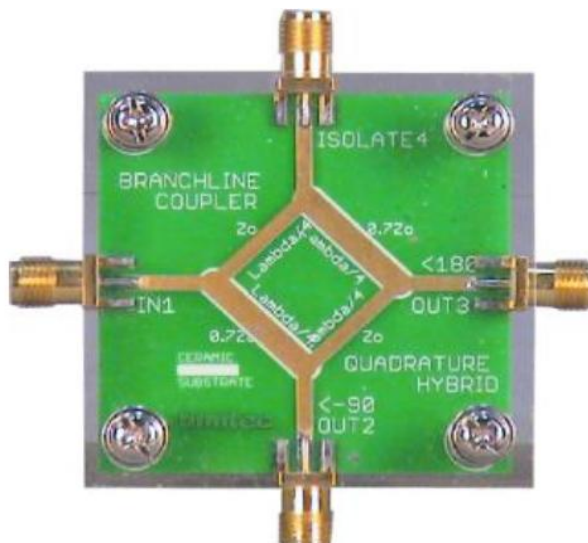
Connector : SMA

Substrate : Ceramic

Finish : Gold Plated with selective Masking

Cover : Scratch resistant

b. Coupleur branche line



F_c : 3.0 + 0.2 GHz

Insertion S_{21} : 5 dB

Isolation S_{41} : 16dB

Coupling S_{31} : 5 + 1dB

Phase Shift : 90°

Impedance : 50 Ohms

Connector : SMA

Substrate : Ceramic

Finish : Gold Plated with selective Masking

Cover : Scratch resistant

c. Résonateur demi-onde



F_c : 3.0 + 0.1 GHz
 S_{11} : -2 + 1dB
 S_{21} : -20 + 2dB
Q: 100 typical
Connector: SMA
Substrate: Ceramic
Finish: Gold Plated with selective Masking
Cover: Scratch resistant

d. Résonateur ring :



F_c : 3.0 + 0.1 GHz
 S_{11} : -2 + 1dB
 S_{21} : -20 + 2dB
Q : 100 typical
Connector : SMA
Substrate : Ceramic
Finish : Gold Plated with selective Masking
Cover : Scratch resistant

e- Antenne patch :



Fréquence de fonctionnement : 9 GHz
 S_{11} : Inférieure -20 dB
Connecteur : SMA
Substrat : céramique

Annexe 2

Methode De Mesure

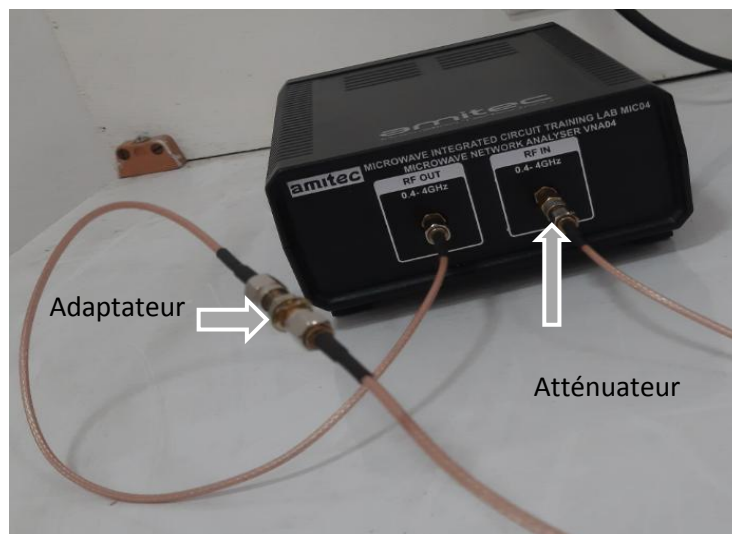
Cette annexe présente les différentes étapes pour la réalisation des mesures utilisant le kit "Microwave Integrated Circuit Training Lab MIC04" de Amitec. Avant de commencer la prise des mesures, on doit d'abord effectuer une calibration du VNA en suivant les instructions suivantes.

Etape 1 « Calibration du (Vector Network Analyzer) » :

- ✓ Brancher le VNA avec le PC utilisant le câble USB ;



- ✓ Alimenter le VNA en utilisant l'adaptateur ;
- ✓ Connecter l'atténuateur 20dB à l'entrée RF_{in} ;



- ✓ Ouvrir le programme MIC40 ;

Annexes

- ✓ Connecter les bornes RF_{in} et RF_{out} utilisant 2 câbles SMA(F)-SMA(F) et le Thru ;
 - Dans l'environnement du programme MIC40 :
- ✓ Cliquer sur "Take Cal DATA"
- ✓ Mettre le curseur "RF Power (dB)" au maximum et "External Att" = 0 ;

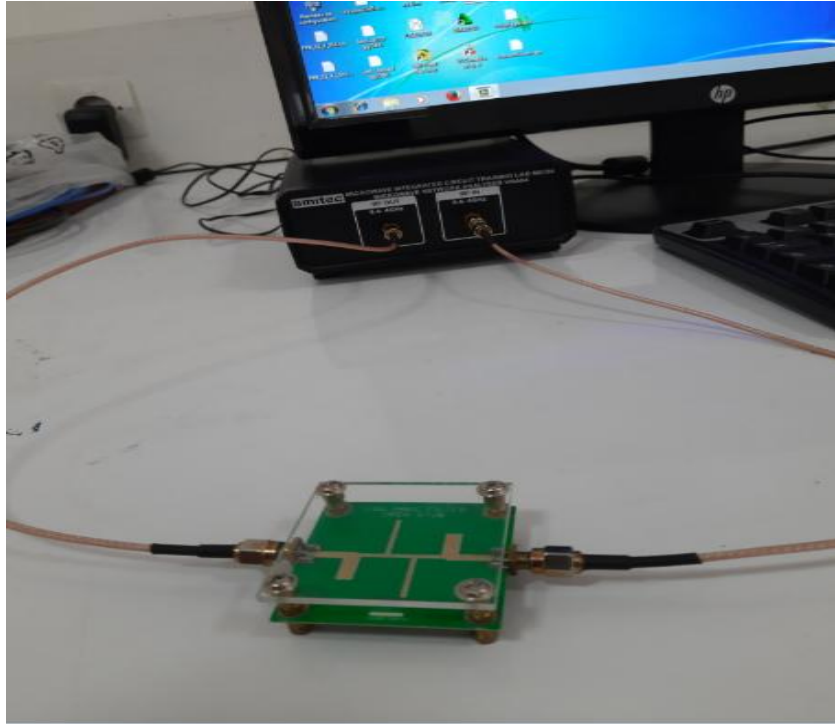


- ✓ Cliquer sur " Cal ON", le niveau mesuré doit être à 0.

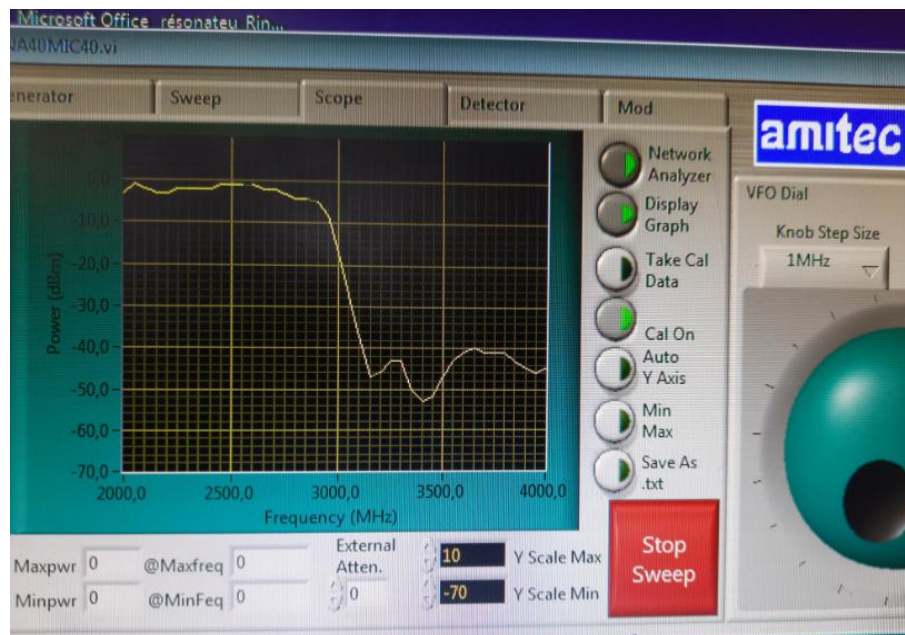
Etape 2 « prendre les mesures de filtre pass bas »

- ✓ Retirer le Thru qui relié à les bornes RF_{in} et RF_{out} et le remplacer par le filtre pass bas.

Annexes



- Dans l'environnement du programme MIC40 : Cliquer sur "scope".



Cette courbe représente le fonctionnement du filtre passe-bas à la fréquence de fonctionnement 3 GHz.

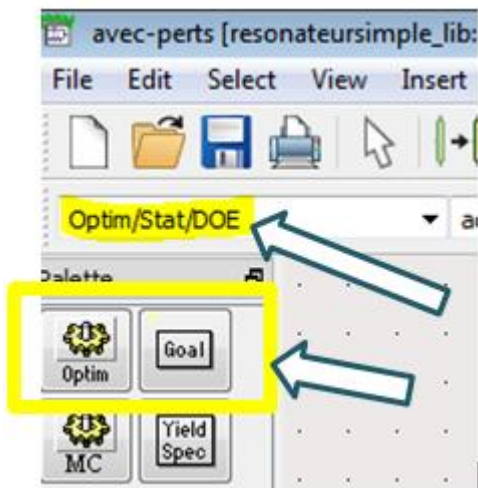
Annexe 3

Méthode d'optimisation Sous ADS

Afin de maximiser les performances des circuits passif (résonateur) conçus, on doit ajuster l'adaptation à la fréquence de travail 3 GHz, un processus d'optimisation a été effectué utilisant l'outil d'optimisation sous ADS. L'objectif est de trouver les valeurs des éléments constitutifs du réseau d'adaptation conçu pour lesquelles on aura un transfert de puissance maximale. Dans cette annexe on fournit l'illustration des étapes d'optimisation sous ADS.

1. Exécution du logiciel ADS et ouverture du projet qui contient le circuit redresseur conçu en cliquant sur « File / Open Project ». Pour localiser le projet à ouvrir il suffit d'utiliser la boîte de dialogue.

2. Insertion de deux composants « Goal » et un contrôleur d'optimisation « Optim » dans le schéma à partir de la librairie « Optim / stat / DOE ».



Remarque : on utilise un *Goal* pour chaque paramètre à optimiser. Dans notre cas, un pour maximiser le rendement de conversion et l'autre pour améliorer le coefficient de réflexion S_{11}

Définition des paramètres de chaque *Goal* en double cliquant sur l'icône du *Goal* souhaité :

Goal 1 :

Expression : la 1^{ière} expression à optimiser = coefficient de transmission

Analysis : le nom du contrôleur S_Parameter.

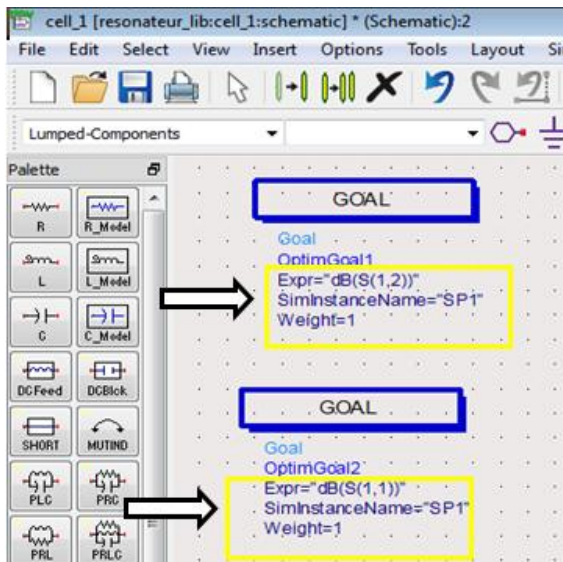
Limits : les limites du paramètre à optimiser ($-10 \text{ dB} < S_{12} < -3 \text{ dB}$) et les limites de la fréquence ($2.9 \text{ GHz} < f_c < 3.1 \text{ GHz}$).

Goal 2 :

Expression : la 1^{ière} expression à optimiser = coefficient de réflexion

Analysis : le nom du contrôleur S_Parameter.

Limits : les limites du paramètre à optimiser ($S_{11} < -10$ dB) et les limites de la fréquence ($2.9 \text{ GHz} < f_c < 3.1 \text{ GHz}$).



Identification des valeurs des composants comme optimisables, qui seront modifiées par ADS. Dans notre cas se sont les valeurs des éléments constitutifs du résonateur (W et S, L) En cliquant « *Simulate / Simulation Variables Setup / Optimisation* », la liste des composants inclus dans le schéma va apparaître.

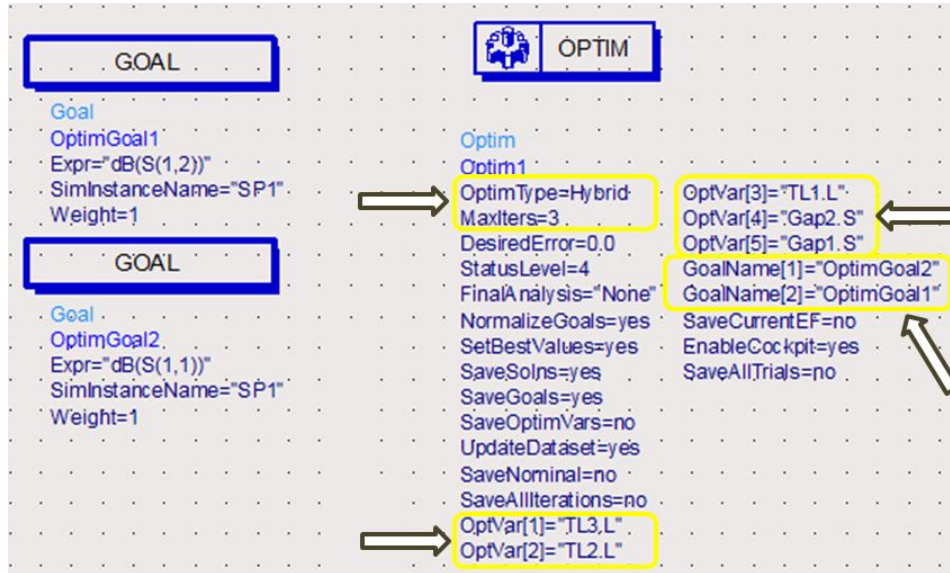
Name	Optimize	Value	Unit	Format	Min/+/-	Unit	Max	Unit	Step	Unit
Gap1										
W	<input checked="" type="checkbox"/>	1.7	mm	min/max	0.85	mm	2.55	mm		
S	<input checked="" type="checkbox"/>	50	um	min/max	50	um	150	um		
Gap2										
W	<input checked="" type="checkbox"/>	1.7	mm	min/max	0.85	mm	2.55	mm		
S	<input checked="" type="checkbox"/>	50	um	min/max	50	um	150	um		
TL1										
W	<input checked="" type="checkbox"/>	1.7	mm	min/max	0.85	mm	2.55	mm		
L	<input checked="" type="checkbox"/>	29.2305	mm	min/max	15.5	mm	46.5	mm		
Wall1	<input type="checkbox"/>	2.5e+028	mm	min/max						
Wall2	<input type="checkbox"/>	2.5e+028	mm	min/max						
TL2										
W	<input checked="" type="checkbox"/>	1.7	mm	min/max	0.85	mm	2.55	mm		
L	<input checked="" type="checkbox"/>	3	mm	min/max	3	mm	9	mm		
Wall1	<input type="checkbox"/>	2.5e+028	mm	min/max						
Wall2	<input type="checkbox"/>	2.5e+028	mm	min/max						
TL3										
W	<input checked="" type="checkbox"/>	1.7	mm	min/max	0.85	mm	2.55	mm		
L	<input checked="" type="checkbox"/>	3	mm	min/max	3	mm	9	mm		
Wall1	<input type="checkbox"/>	2.5e+028	mm	min/max						
Wall2	<input type="checkbox"/>	2.5e+028	mm	min/max						

Remarque : il faut assurer que les limites des valeurs sélectionnées sont réalistes.

Configuration du contrôleur d'optimisation en cliquant sur son icône dans le schéma.

Optimisation type : hybride

Number of itérations : 3



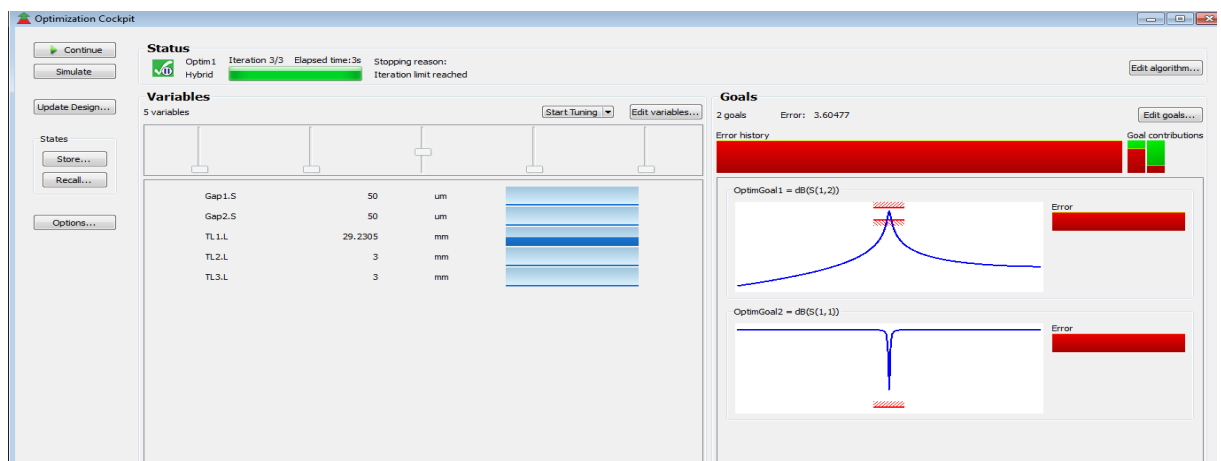
Optimisation du circuit en cliquant sur l'icône dans la barre d'outils.



Visualisation du déroulement d'optimisation

Une fois l'optimisation est lancée, la fenêtre d'optimisation *cockpit* s'ouvrira ce qui nous permis de voir le circuit en cours d'optimisation. Les valeurs des composants (S et L) sont modifiées afin d'atteindre les objectifs requis qu'on ait fixé sur le schéma.

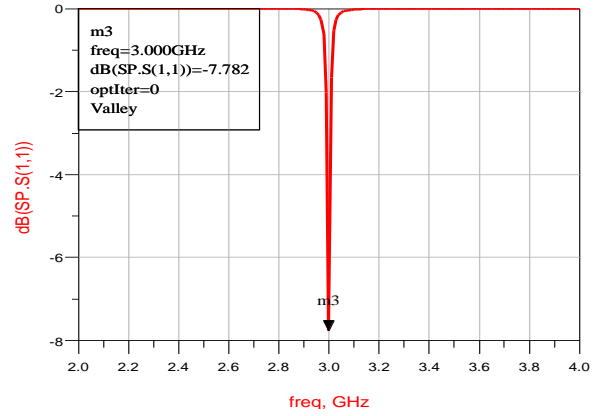
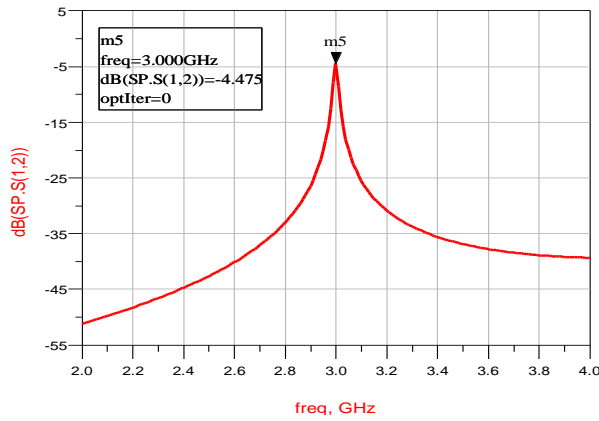
Après un certain nombre d'itérations les objectifs souhaités seront atteints et le processus d'optimisation s'arrêtera, sinon il continuera jusqu'à ce qu'on atteindra les limites d'itération maximales.



Pour sauvegarder les valeurs optimisées, on clique sur « *close* » puis « *Update the design* ».

Visualisation des résultats

On vérifiera à la fin les nouvelles performances du circuit par rapport à nos objectifs, en traçant les courbes de S_{11} et S_{12} et du rendement sur la fenêtre d'affichage « *Data display* ».



Bibliographie

- [1] P. Ferrari, *Electroniques des Radiofréquences et des Hyperfréquences*, Université Joseph Fourier, 2015.
Support cours disponible à :
<https://chamilo.univ-grenoble-alpes.fr/courses/UGA002885/document/COURS-RF-M1-complet.pdf>
- [2] F. Boukerroum, *Théorie de la Matrice S et Composants RF et Micro-ondes passifs*, Université Mohamed Seddik Ben Yahia de Jijel. Support de cours à publier prochainement.
- [3] A. Djabali, "Etude quasi-TEM de structures planaires avec substrat composite diélectrique ferrite par la méthode des moindres carrés modifiée ", Mémoire de Master, Université Mentouri de Constantine, 2018.
- [4] G. Cormier, *Diviseurs de puissance et coupleurs*, Université de Moncton, 2012.
Support cours disponible à :
https://www8.umoncton.ca/umcm-cormier_gabriel/HyperfrequencesB/GELE5222_Chapitre5.pdf
- [5] F. Amrani, "Etude et conception des amplificateurs distribués associés à des Diviseurs /combineurs de puissance ", Mémoire de Master, Université des sciences et technologies Houari Boumediene, 2007.
- [6] G. Cormier, *Réseaux hyperfréquences*, Université de Moncton, 2012.
Support cours disponible à :
https://www8.umoncton.ca/umcm-cormier_gabriel/HyperfrequencesB/GELE5223_Chapitre3.pdf
- [7] N. Benahmed, *CAO RF et micro-ondes*, Université de Tlemcen. 2016
Support cours disponible à :
<https://www.researchgate.net/profile/Nasreddine-Benahmed/2>
- [8] *Rat-race coupler*, Article de Wikipédia. Disponible à :
https://en.wikipedia.org/wiki/Rat-race_coupler
Date de visite Mai 2022.
- [9] *Coupleur en anneau*, Article de Wikipédia. Disponible à :
https://wp-fr.wikideck.com/Coupleur_en_anneau

Bibliographie

- Date de visite Mai 2022.
- [10] V. Marian, *Ligne et circuits hyperfréquences*, Cours de l'université de la Réunion, 2011.
 - [11] O. Zahwe, " Conception et Réalisation d'un Circulateur Coplanaire à Couche Magnétique de YIG en bande X pour des applications en télécommunications, ", Thèse de doctorat, Université Jean Monnet, Saint-Etienne, Juin 2009
 - [12] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd Edition, John Wiley & Sons Inc, USA, 2005.
 - [13] R. Badoual, *Les micro-ondes*, Edition Masson, Paris, 1984.
 - [14] N. Noutehou and al. "*Q-band planar ultra-compact microwave circulators*," 3RD Space Passive Component Days, 2018.
 - [15] B. Potelon, "Etude et Conception de Filtres Hyperfréquences Hybrides Planaires-Volumique," Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2007.
 - [16] K. Bencherif, "Étude et modélisation des filtres microondes, planaires et compacts de type PCL et/ou SIR par une formulation en ondes transverses pour des applications multi-bandes, à bande améliorée et automatiquement ajustée," Thèse de Doctorat, Université Batna 2 Mostepha Ben Boulaïd , Octobre 2019.
 - [17] M. Nedil , T. A. Denidni, A. Djaiz, and H. Boutayeb, "Ultra-Wideband Bandpass Filters Using Multilayer SlotCoupled Transitions," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 22, pp.501–516, 2008.
 - [18] R. Valois, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Lahti, T. Jaakola "High Performances of Shielded LTCC Vertical Transitions From DC up to 50 GHz," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, Issue 6, pp 2026-2032, Juin 2005.
 - [19] P. Blondy, A.R. Brown, D. Cros, G.M. Rebeiz "Low loss micromachined filters for millimetre-wave communication systems," *IEEE International Microwave Symposium Baltimore, MA, USA*, Juin 1998.
 - [20] P. F. Combes, *Micro-ondes*, édition Dumod 1997.
 - [21] M. Ndoï, " Réalisation de Cavités Résonantes à Base de la Technologie des Guides d'ondes Intégrés au Substrat Pour la Caractérisation de Matériau Diélectrique et la Détection d'humidité, de Température et de Gaz d'hydrogène ,", Thèse de Doctorat, université du Québec à Trois-Rivières, 2018.
 - [22] R. Haj, "Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines

Bibliographie

- millimétriques et sub-millimétriques," Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes de l'Université de Limoges, Juillet 2010.
- [23] F. Kosseila, B. Sofiane " Etudes et Simulation d'un Filtre Passe Bande pour des Applications Radiofréquences " Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2018.
- [24] K. R. Carver And J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," *IEEE Trans. Antennas Propagation* ,Vol. 29, No. 1, pp. 2-24, January 1981.
- [25] B. Abl., "Contribution à l'étude des Antennes Microstrip Supraconducteur de Forme Triangulaire," , Mémoire de Magistère en Micro-Ondes. Université Mentouri. Constantine 2010.
- [26] I. J. Bahl and P. E. Bhartia, *Microstrip Antenna*, Artech House, 1980.
- [27] D. M. Pozar, " Microstrip Antennas," , *IEEE*, Vol. 80, N° .1, Pp. 79-91, January 1992.
- [28] D. M. Pozar and al. "The analysis and design of microstrip antennas and arrays," *A Selected Reprint Volume. IEEE Antennas and Propagation Society Sponsor. New York*, 1995.
- [29] D. Orban , G.J.K. Moernaut, *The Basics of Patch Antenna* , Orban Microwave Products, 2010.
- Support cours disponible à :
- https://its-wiki.no/images/c/cf/The_Basics_Of_Patch_Antennas.pdf
- [30] G. Kossiavas, R. Staraj, C. Luxey, A. Papiernik, "Antennes Imprimées-Bases et Principes", *Technique de l'ingénieur*, Référence E3310, 2007.
- [31] L. Djouablia; " Contribution a L'étude des Structures Microbandes Rayonnantes par la Méthode des Moments Application a la Forme Triangulaire ,", Thèse de Doctorat en Sciences en Electronique, Département d'électronique, Université de Constantine, 02 Juillet 2012.

Résumé

Ces dernières années, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude des structures planaires. Elles sont ainsi utilisées pour la conception et la modélisation d'antennes, de filtres, des coupleurs et de diviseurs de puissance. La technologie planaire faisant partie intégrante des systèmes de télécommunications doit ainsi, à cause de ses applications liées aux nouvelles technologies, posséder de larges bandes passantes (pour assurer un haut débit) et des gains élevés pour permettre des communications longues portées.

Le travail présenté dans ce mémoire est axé sur la caractérisation et la simulation de quelques circuits passifs en technologie planaire (filtre, coupleur, résonateur) fonctionnant à la fréquence 3GHz. L'étude a aussi porté sur une antenne patch qui opère à la fréquence 9GHz. Les différentes simulations effectuées utilisant le logiciel "Momumentum" de ADS ont montré une bonne concordance avec la théorie et les mesures réalisées utilisant le kit de mesure " Microwave Integrated Circuit Training Lab MIC04" de Amitec.

Mots-clés : Structure planaire, filtre, coupleur Branchline, Résonateur, Antenne patch, ADS

Abstract

In recent years, research activity has been greatly devoted to the study of the planar structures. They are thus used for the design and modeling of antennas, filter couplers and power dividers. Planar technology, which is an integral part of telecommunications systems, must therefore, because of its applications linked to new technologies, have wide bandwidths (to ensure high throughput) and high gains to allow long-range communications.

The work presented in this thesis focuses on the characterization and simulation of some passive circuits in planar technology (filter, coupler, resonator) operating at the 3GHz frequency. The study also focused on a patch antenna that operates at the 9GHz frequency. The various simulations carried out using the "Momumentum" of ADS software, showed good agreement with the theory and the measurements carried out using the "Microwave Integrated Circuit Training Lab MIC04" measurement kit from Amitec.

Keywords : Planar structure, filter, branchline coupler, resonator, patch antenna, ADS

ملخص

في السنوات الأخيرة، تم تكريس النشاط البحثي بشكل كبير لدراسة الدوائر المستوية. لأهميتها الكبيرة في تصميم ونمذجة الهوائيات والمرشحات، المقرنات مقسمات الطاقة. يجب ان تتمتع التقنية المستوية، التي تعد جزءاً لا يتجزأ من أنظمة الاتصالات السلكية واللاسلكية نظراً لتطبيقاتها المرتبطة بالتقنيات الجديدة، بعروض نطاق عريضة (لضمان إنتاجية عالية) ومكاسب عالية للسماح بالاتصالات بعيدة المدى.

يركز العمل المقدم في هذه الأطروحة على توصيف ومحاكاة بعض الدوائر المنفصلة في تقنية مستوية (مرشح ، مقرن ، رنان) تعمل بتردد 3 جيقاهرتز. ركزت الدراسة أيضاً على هوائي التصحيح الذي يعمل بتردد 9 جيقاهرتز. أظهرت عمليات المحاكاة المختلفة التي تم إجراؤها باستخدام "Momumentum" من برنامج ADS توافقاً جيداً مع النظري والقياسات التي تم إجراؤها باستخدام مجموعة أدوات القياس " MIC04 " لشركة Amitec.

كلمات مفتاحية : الهيكل المستوي ، المرشح ، مقرن الخط الفرعي ، الرنان ، هوائي مطبوع