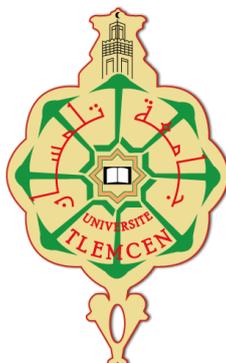


RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ ABOU BEKR BELKAÏD-TLEMCCEN
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE



MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de MASTER
En : Télécommunications
Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Par :

Adel BENABADJI
Ikram KARACHIRA

Sujet

Contribution à la conception de nouveaux types de composants micro-ondes
et RF à base de lignes triplaques cylindriques TEM pour des applications
hautes fréquences et hautes puissances en télécommunications

Soutenu publiquement, le 11 Septembre 2021, devant le jury composé de :

M ^{me} DJELTI Hamida	MCB	Univ.Tlemcen	Présidente
M ^{me} BELHADEF Yamina	MCA	Univ.Tlemcen	Examinatrice
M ^{me} BEKRI Yamina	MCA	Centre Univ.Maghnia	Encadrante
M ^f LACHACHI Djamel	MCA	Univ.Tlemcen	Co-encadrant

Année Universitaire : 2020/2021

REMERCIEMENTS

Tous d'abord, nous tenons à remercier profondément Allah Sobhano qui nous a toujours aidé et donné le courage et la générosité, la volonté et la détermination afin de mener à bien toute notre vie.

Nous souhaitons adresser de grands remerciements à Madame **Y.BEKRI**, Maître de conférences au Centre Universitaire de Maghnia, pour son encadrement, sa disponibilité et ses encouragements face aux difficultés que nous avons rencontrées pendant notre travail.

Nos vifs remerciements vont aux membres du jury Madame **DJELTI Hamida**, MCB à l'Université de Tlemcen, et Madame **BELHADEF Yamina**, MCA à l'Université de Tlemcen, qui nous font le grand honneur d'évaluer ce travail.

Nous tenons à saisir cette occasion et adresser nos profonds remerciements et nos profondes reconnaissances aux responsables et au personnel de l'Université Abou Bekr Belkaïd-Tlemcen.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

*Mes très chers parents, qui n'ont jamais cessé de me donner l'amour
nécessaire pour être ce que je suis aujourd'hui*

À toute la famille

À tous mes amis

À tous ceux qui ont partagé notre joie et peines

Adel BENABADJI

Dédicace

Je voudrais dédier ce travail accompagné d'un profond amour :

À ma très chère mère qui a toujours été présente pour moi dans les moments les plus difficiles, qui n'a épargné aucun effort pour me rendre heureuse et qui a fait de moi ce que je suis aujourd'hui ;

À mon très cher père, mon support dans ma vie qui m'a dirigé vers la gloire pour ses sacrifices, il a cru en moi tout au long de mon parcours scolaire ;

À mon très cher frère Ryad ;

À mon grand-père ceci est ma profonde gratitude pour ton éternel amour, que ce travail soit le meilleur cadeau que je puisse t'offrir ;

À ma grand-mère qui m'a béni par ses prières ;

À mon mari Adil bouabdallah qui m'a beaucoup aidé et encourager et qui a été compréhensif et patient ;

Ma belle-famille aussi ;

À chaque membre de la famille : mes tantes et mes oncles ;

Bien sûr je ne peux oublier de remercier mon amie Wassila qui a participé à ma réussite.

Karachira ikram

الملخص

تهدف هذه المذكرة إلى دراسة وتحليل خطوط الارسال ذاتالشكل الأسطواني المختلفة مثل خط TEM الاستريبليني البسيط وخط TEM الاستريبليني الأسطواني المزدوج وفقاً لمعاملها الهندسية والمادية باستخدام طريقة العناصر المنتهية (MEF) في بعدين، تحت محيطFreeFEM. وقد استخدمت النتائج التي تم التوصل إليها لتصميم أنواع جديدة من دوائر الموجات الدقيقة مثل الروابطخطوط الميكروويفالمباشرة، تحت محيطاستوديو ميكرويف CST، من أجل التطبيقات ذات التردد العالي في مجال الاتصالات السلكية واللاسلكية.

ويرد في النقاط التالية موجز للعمل المضطلع به:

- الوصف الكهرومغناطيسي لخط استريبلين أسطواني TEM وفقاً لمعامله الهندسية والفيزيائية باستخدام MEF-D2 تحت FreeFEM.
 - تم التحقق من تصميم الخط الشريطي الأسطواني TEM باستخدام FreeFEM باستخدام برنامج CST الميكروويف Studio.
 - تم استخدام نتائج المعلمات الكهرومغناطيسية للخط الشريطي الأسطواني لتصميم وتحديد أبعاد مقارنات التوصيل ذات الخط الشريطي الأسطواني الاتجاهي الجديدة القائمة علىالخط الشريطي الأسطواني TEM الذي يعمل بتردد 2 جيجا هرتز.
 - وصف النظام الكهرومغناطيسي لخط استريبلين أسطواني المزدوجTEM باستخدام طريقة العنصر المنتهية ثنائي الأبعاد (MEF-D2) لمجموعة كبيرة من المعلمات الهندسية.
 - عرض نتائج التصميم والمحاكاة، باستخدام استوديو CST للميكروويف في الوضع ثلاثي الأبعاد، لنوعين من المزدوجات TEM للميكروويف أسطوانية مناسبة لـ 50 أوم، 30 ديسيبل، 20 ديسيبل، تعمل عند سرعة 2 جيجا هرتز.
 - إن المزدوج الذي يتم الحصول عليه مع FreeFEM وCST هو نفسه، بالنسبة إلى المعلمات الهندسية والمادية نفسها، مما يثبت دقة النتائج التي يتم الحصول عليها باستخدام D2-MEF.
- الكلمات المفتاحية:** توصيف الكهرومغناطيسي، TEM، خط استريبلين أسطوانيTEM،مزدوج توصيل اتجاهي، مزدوجات توصيل TEM،مزدوج توصيل شريطية أسطوانية، أشكال معقدة للغاية، D2-MEF، التصميم، المحاكاة، الاستجابة الترددية.

Résumé

Ce mémoire a pour objectif d'étudier et d'analyser différentes lignes de transmission de forme cylindrique telles que la ligne stripline TEM cylindrique simple et la ligne stripline cylindrique couplée TEM en fonction de leurs paramètres géométriques et physiques en utilisant la méthode des éléments finis (MEF) en deux dimensions, sous l'environnement FreeFEM. Les résultats trouvés ont été utilisés pour faire la conception de nouveaux types de circuits micro-ondes tels que les coupleurs stripline cylindriques directifs micro-ondes, sous l'environnement CST Microwave Studio, pour des applications hautes fréquences en télécommunications.

Les travaux réalisés sont résumés dans les points suivants :

- Caractérisation électromagnétique de la ligne stripline cylindrique TEM en fonction de ses paramètres géométriques et physiques en utilisant la MEF-2D sous FreeFEM.
- La conception de la ligne stripline cylindrique TEM en utilisant FreeFEM a été validée sous le logiciel CST Microwave Studio.
- Les résultats des paramètres électromagnétiques de la ligne stripline cylindrique ont été utilisés pour concevoir et déterminer les dimensions de nouveaux coupleurs Branchline cylindriques directifs à base de la ligne stripline cylindrique TEM fonctionnant à 2 GHz.
- Caractérisation EM de la ligne stripline cylindrique TEM couplée en utilisant la méthode des éléments finis en deux dimensions (MEF-2D) pour une large gamme de paramètres géométriques.
- Présentation des résultats de conception et de simulation, en utilisant CST Microwave studio en 3D, de deux types de coupleurs TEM cylindriques micro-ondes adaptés à 50 Ω , de 30 dB, de 20 dB, fonctionnant à 2GHz.
- Le couplage obtenu avec FreeFEM et CST est le même, pour les mêmes paramètres géométriques et physiques, ce qui prouve la précision des résultats obtenus avec la MEF-2D.

Mots-clés : Caractérisation EM, TEM, ligne stripline cylindrique TEM, coupleur directif, coupleurs TEM, coupleur stripline cylindrique, formes très complexes, MEF-2D, conception, simulation, réponse fréquentielle.

Abstract

This dissertation aims at studying and analyzing different transmission lines of cylindrical shape such as the simple TEM cylindrical stripline and the coupled TEM cylindrical stripline with respect to their geometric and physical parameters, using the finite element method (FEM) in two dimensions, under the FreeFEM environment. The results obtained were then used to design new types of microwave circuits such as microwave directional cylindrical stripline couplers, under the CST Microwave Studio environment, for high-frequency telecommunication applications.

The present work was carried out according to the steps given below:

- Electromagnetic characterization of the TEM cylindrical stripline as a function of its geometric and physical parameters using the 2D - FEM under FreeFEM software.
- Design of the TEM cylindrical stripline using FreeFEM was validated under CST Microwave Studio software.
- Electromagnetic parameters of the cylindrical stripline were employed to design and determine the dimensions of new directional cylindrical branchline couplers using the TEM cylindrical strip line operating at 2 GHz.
- Electromagnetic characterization of the coupled transverse electromagnetic (*TEM*) *cylindrical strip line* using the two-dimensional finite element method (2D - FEM) for a wide range of geometric parameters.
- Presentation of design and simulation results, using the 3D CST Microwave studio, for two types of TEM cylindrical microwave couplers adapted to 50 Ω , 30 dB and 20 dB, and operating at 2 GHz.
- The coupling obtained with FreeFEM and CST turned out to be the same, for the same geometrical and physical parameters. This proves that the results obtained with the 2D - MEF were accurate.

Keywords: Electromagnetic characterization; Transverse electromagnetic; Transverse electromagnetic cylindrical strip line; Directional coupler; Transverse electromagnetic couplers; Cylindrical stripline coupler; Very complex shapes; 2D – MEF; Design; Simulation; Frequency response.

Liste des abréviations

T	La période de signal.
F	La fréquence de signal
w	la largeur du conducteur
C	La capacité
R	La résistance linéique
L	La self linéique
ZC	L'impédance caractéristique
Z0e	L'impédance caractéristique du mode pair
Z0o	L'impédance caractéristique du mode impair
h	L'épaisseur du substrat
ϵ_r	La permittivité relative du substrat
μ_r	La perméabilité
V(r)	Le potentiel
TEM	Modes électromagnétiques transverses
TM	Modes magnétiques transverses.
EM	Electromagnétique.
Mm	Millimétrique
CST	Computer Simulation Technology.
MEF	Méthode des éléments finis
STR	Résonateur à bandes symétriques circulaires
IRM	Imagerie par résonance magnétique
FEM	Free-Electron Maser
CAO	Conception assisté par ordinateur

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences	3
I. 1 Introduction	4
I. 2 Notions fondamentaux	4
I.2.1 Terme micro-ondes	4
I.2.1.1 Définition	4
I.2.1.2 Classification des micro-ondes en bandes de fréquences ou en gammes de longueurs d'ondes	5
I.2.2 Terme onde progressive	6
I.2.3 Le mode TEM	7
I.2.4 Le mode quasi-TEM	7
I. 3 Historique	8
I. 4 Ligne de transmission	9
I.4.1 Définition	9
I.4.2 Structure générale d'une ligne planaire	10
I. 5 Modes de propagation	10
I.5.1 Ligne en mode TEM :	11
I.5.2 Ligne en mode quasi-TEM	11
I. 6 Types fondamentaux	11
I.6.1 Ligne Microruban	12
I.6.2 Ligne Coplanaire	13
I.6.3 Tiplaque	14
I. 7 Les lignes nonplanaires	15
I.7.1 Ligne coaxiales TEM et QUASI-TEM	15
I.7.2 Ligne à bande symétrique elliptiques blindée quasi-TEM :	17
I.7.3 Résonateur quasi-TEM à bandes symétriques circulaires	18
I.7.4. Résonateur en cage d'oiseau quasi-TEM :	19
I.7.5 Ligne triplaque cylindrique	21
I.7.6 ligne stripline cylindrique couplee tem	22

I.8. Théorie des lignes de transmission (les équations des télégraphistes).....	23
I.8.1. Solutions générales en régime sinusoïdal :	29
I.9. Conclusion :	32
CHAPITRE II : Application des lignes de transmission dans la conception des circuits passifs	33
II.1 Introduction :	34
II.2 Etude quadripolaire :	34
II.3 Représentation quadripolaire :	34
II.4 Différent stypes de circuits passifshyperfréquence :	35
II.4.1 Les coupleurs	35
II.4.1.2 Les types des coupleurs.....	36
II.4.2 Etude théorique sur les diviseurs de puissance	42
II.4.3 Les circulateurs :.....	47
II.4.4 Atténuateurs :	50
II.4.5 Les filtres :	52
II.5 Conclusion :	56
Chapitre III : Présentation de la ligne strip-line TEM cylindrique et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline.....	57
III.1 Introduction	58
III.2 Description du logiciel freefem	59
III.3 Description du logiciel cst studio.....	62
III.4 Présentation de la ligne stripline cylindrique tem.....	63
III.5 Analyse numérique par la méthode des éléments finis	65
III.5.1 Calcul des paramètres électromagnétiques.....	65
III.5.1.1 Détermination du champ électrique.....	65
III.5.1.2 Energie électrique moyenne.....	65
III.5.1.3 Capacité linéique	65
III.5.1.4 Impédance caractéristique	65
III.5.1.5 Permittivité effective.....	66
III.5.1.6 Self inductance linéique	66
III.6 Présentation des résultats obtenus par la MEF sous freefem.....	66
III.7 Conception et simulation de la ligne striplinecylindriqueTEM et du coupleur branchline :	68
III.8 Conclusion.....	75

CHAPITRE IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directifs	76
IV.1 Introduction.....	77
IV.2 Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM	77
IV.3 Caractérisation EM par la MEF	78
IV.4 Résultats obtenus par la MEF sous FreeFEM.....	79
IV.5 Conception et simulation des coupleurs stripline cylindriques directifs en utilisant CST Microwave Studio	84
IV.5.1 Conception et simulation du coupleur stripline cylindrique directif fonctionnant à 2 GHz adapté à 50Ω DE 30 dB.....	84
IV.5.2 Conception et simulation du coupleur stripline cylindrique directif fonctionnant à 2 GHz adapté à 50Ω DE 20 DB.....	87
IV.6 Conclusion	90
CONCLUSION GENERALE	91
BIBLIOGRAPHIE	Erreur ! Signet non défini.

Liste des Tableaux

CHAPITRE I

Tableau I 1 : Classification d'un certain nombre de sous-bandes dans le domaine micro-onde..... 6

CHAPITRE III

Tableau III 1 : les paramètres géométriques et physiques de la ligne stripline cylindrique TEM à 35 Ω 68

Tableau III 2: Les paramètres géométriques et physiques de la ligne stripline cylindrique TEMde50 Ω 71

Tableau III 3: Résultats de caractérisation et de conception de coupleur BranchlineTEM fonctionnant à 2 GHz 74

CHAPITRE IV

Tableau IV 1: Les paramètres du coupleur stripline cylindrique TEMde 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz 85

Tableau IV 2: les paramètres du coupleur stripline cylindrique TEM de 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz de 20 dB 88

Liste des figures

CHAPITRE I

Figure I 1: les différents types d'une onde progressive	6
Figure I 2: câble coaxial	7
Figure I 3: Différentes topologies de lignes de transmission planaires.....	9
Figure I 4: les paramètres d'une ligne planaire	10
Figure I 5: le champ E et H en mode TEM	11
Figure I 6: le champ E et H en mode quasi-TEM	11
Figure I 7: (a) Structure d'une plaque parallèle, (b) exemple.	12
Figure I 8: (a) ligne microruban, (b) exemple.	12
Figure I 9: La distribution du champs dans la ligne microruban.	13
Figure I 10: Ligne coplanaire,(b)exemple	14
Figure I 11: La distribution du champs dans la ligne coplanaire : (a)mode de transmission impair(b)mode de transmission pair.	14
Figure I 12: structure générale d'une ligne triplaque	15
Figure I 13: exemples de deux microstripline avec des longueurs différentes en réalité.....	15
Figure I 14: Surface transversale de la ligne coaxiale homogène et inhomogène.	16
Figure I 15: Une représentation (3D) de la ligne quasi-TEM à bandes symétriques elliptiques en (a) et sa section transversale en (b)	18
Figure I 16: Représentation (3D) en (a) et sa section transversale en (b) du résonateur quasi- TEM STR[10]	19
Figure I 17: Résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro rubans :(a) Schéma détaillé et (b) disposition physique[11].....	19
Figure I 18: Section transversale du résonateur TEM en cage d'oiseau[11]	20
Figure I 19: Schéma électrique du résonateur TEM en cage d'oiseau [12]	21
Figure I 20: La vue en coupe transversale de la Ligne triplaque cylindrique. [9].....	22
Figure I 21: Section transversale de la ligne strip-line cylindrique couplée TEM en (a)Et sa représentation en trois dimensions (3D) en (b) [8]	23
Figure I 22: Excitation en mode paire	24
Figure I 23: Excitation en mode impair	28

CHAPITRE II

Figure II 1: représentation d'un quadripôle.....	34
Figure II 2: Diagramme schématique représentant les éléments principaux d'un coupleur directif avec ses quatre ports.....	37
Figure II 3: Coupleur :a)directif b) Contradirectif.	37
Figure II 4: Exemple d'un coupleur directif.....	38
Figure II 5: Coupleur directionnel :a)coaxial, b) Avec un guide d'ondes à ruban.....	38
Figure II 6: La géométrie du coupleur d'embranchement.....	39

Figure II 7: Géométrie d'un coupleur à lignes couplées	39
Figure II 8: Coupleur a ligne couplée faible bruit.	40
Figure II 9: Géométrie d'un coupleur Lange.	41
Figure II 10: Coupleur Lange.	41
Figure II 11: Description géométrique du coupleur 3dB anneau $6\lambda/4$ 180° , b) exemple.....	42
Figure II 12: Schéma d'un diviseur de puissance : (a) Division de la puissance. (b) Combinaison de puissance.	43
Figure II 13: Diviseur de puissance résistif adapté	44
Figure II 14 Structure de Wilkinson Power Divider (WPD).....	44
Figure II 15: Photographie d'un diviseur de puissance à quatre voies en utilisant trois diviseurs de Wilkinson.	45
Figure II 16: Un diviseur de puissance de Gysel bidirectionnel d'amplitude égale.	45
Figure II 17: Exemple d'un diviseur de Gysel.	45
Figure II 18: Schéma de principe d'un diviseur BPD en utilisant des lignes couplées en a) , et son circuit équivalent en b)	46
Figure II 19: exemple d'un diviseur de Bagley à 3 voies.....	46
Figure II 20: Circulateur.....	47
Figure II 21: Schéma de principe d'un circulateur à trois voies	48
Figure II 22: Circulateur à déplacement de champ en guide d'onde.....	48
Figure II 23: Circulateur à effet Faraday.....	49
Figure II 24: Atténuateur.....	50
Figure II 25: Atténuateur en pi	51
Figure II 26: Atténuateur en T.....	51
Figure II 27: Atténuateurs à dissipation cylindrique.....	52
Figure II 28: les différents types de filtre	53
Figure II 29: Filtre à cavités métalliques cylindriques	54
Figure II 30: Filtre à résonateurs diélectriques.....	55
Figure II 31: Schéma équivalent de cavités couplées.....	55

CHAPITRE III

Figure III 1 : Tracé de la ligne Stripline sous free FEM [33].....	60
Figure III 2: Maillage de la ligne coaxiale TEM avec 800 nœuds [33]	61
Figure III 3: présentation du CST STUDIO SUITE 2018	63
Figure III 4: Section transversale de la ligne strip-line cylindrique TEM	63
Figure III 5: Section transversale en 3D de la ligne strip-line cylindrique TEM.....	64
Figure III 6: l'impédance caractéristiques (Z_c) en fonction de l'angle de strip (θ)	66
Figure III 7: la capacité linéique (C) en fonction de l'angle de strip (θ).....	67
Figure III 8: l'inductance linéique (L) en fonction de l'angle de strip (θ)	67
Figure III 9: la ligne stripline cylindrique TEM de 35Ω	69
Figure III 10: Réponse fréquentielle de la ligne stripline cylindrique TEM de 35Ω fonctionnant à 2 GHz.	69

Figure III 11: la ligne stripline cylindrique TEM montrant l'impédance de 35 Ω	70
Figure III 12: la ligne stripline cylindrique TEM de 50 Ω	71
Figure III 13: Réponse fréquentielle de la ligne stripline cylindrique TEM de 50 Ω fonctionnant à 2 GHz.	72
Figure III 14: la ligne stripline cylindrique TEM montrant l'impédance de 50 Ω	72
Figure III 15: structure du coupleur Branchline TEM	73

CHAPITRE IV

Figure IV 1: La ligne stripline cylindrique TEM	78
Figure IV 2: Maillage en éléments finis du coupleur TEM stripline cylindrique ($r_3/r_1=5$, $r_2/r_1=3$ et $\theta=120^\circ$).....	79
Figure IV 3: Distributions du potentiel scalaire du coupleur TEM stripline cylindrique ayant $r_3/r_1=5$ et $r_2/r_1=3$, pour les deux modes : pair pour $\theta=30^\circ$ en a) et impair pour $\theta=100^\circ$ en b).	79
Figure IV 4: Influence de l'angle de conduction (θ) sur l'impédance caractéristique du mode pair (Z_{0e})	80
Figure IV 5: Influence de l'angle de conduction sur l'impédance caractéristique du mode impair (Z_{0o}).....	81
Figure IV 6: Influence de l'angle de conduction sur le coefficient de couplage de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM.....	81
Figure IV 7: Influence de l'angle de conduction sur la capacité propre C11.....	82
Figure IV 8: Influence de l'angle de conduction sur la capacité de couplage C12.....	82
Figure IV 9: Influence de l'angle de conduction sur l'inductance propre L11	83
Figure IV 10: Influence de l'angle de conduction sur l'inductance L12	83
Figure IV 11: Schéma électrique du coupleur [35]	84
Figure IV 12: Structure du coupleur stripline cylindrique TEM.....	85
Figure IV 13: Structure du coupleur après alimentation	86
Figure IV 14: Réponse fréquentielle du coupleur stripline cylindrique conçu de 50 Ω sur une plage de fréquence [0-4]GHz.....	86
Figure IV 15: Réponse fréquentielle du coupleur stripline cylindrique conçu de 50 Ω sur une plage de fréquence [0-8]GHz.....	87
Figure IV 16: Réponse fréquentielle du coupleur stripline cylindrique conçu de 50 Ω sur une plage de fréquence [0-20]GHz.....	87
Figure IV 17: Structure du coupleur stripline cylindrique TEM.....	89
Figure IV 18: la réponse fréquentielle du coupleur stripline directif de 20 dB.....	89
Figure IV 19: la réponse fréquentielle du coupleur stripline directif de 20 dB.....	90

Introduction

Générale

Introduction Générale

Introduction générale

L'électronique micro-onde a aujourd'hui envahi notre vie quotidienne, du four micro-onde jusqu'à la transmission et la réception par satellite, la télécommunications. Par conséquent, les micro-ondes ont apporté une contribution significative au développement de la science, de plus, les équipements électroniques qui s'étalent par tout, dans tous les domaines sont témoins de cette diversité d'utilisation.

Pour satisfaire à ces contraintes et répondre aux besoins des nouvelles applications radiofréquences et micro-ondes, il est nécessaire de développer des structures passives présentant d'excellentes performances. Compte tenu des faibles longueurs d'onde mises en jeu à de tels niveaux de fréquence, le développement de nouvelles fonctions requiert non seulement une excellente maîtrise technologique mais aussi une maîtrise de la phase des dispositifs.

En tenant compte des avantages de la configuration cylindrique, plusieurs applications intéressantes utilisant des substrats diélectriques flexibles peuvent être trouvées dans la conception de divers circuits hyperfréquences.

Le travail mené dans le cadre de ce mémoire s'inscrit dans ce contexte. Notre objectif consiste à concevoir et simuler de nouveaux types de coupleurs directifs hyperfréquences de hautes performances à base de deux types de lignes cylindriques : lignes stripline cylindriques TEM (transverse électromagnétique) et lignes strpline cylindriques couplées TEM.

- Ce travail est composé de quatre chapitres :

Le premier chapitre présente d'une part, les différentes géométries de quelques structures des lignes de transmissions simples et couplées, homogènes (TEM) et inhomogènes (quasi-TEM), planaires et non planaires ; et d'autre part il présente la théorie des lignes de transmission en hyperfréquences en général.

Dans le second chapitre, nous présentons les fondements de l'application des lignes de transmissions dans la réalisation de circuits passifs tels que les diviseurs, les filtres, les coupleurs, les circulateurs, ..., etc.

Introduction Générale

Dans le troisième chapitre, nous présentons nos résultats de la caractérisation électromagnétique de la ligne microruban cylindrique TEM en fonction de ses paramètres géométriques et physiques, obtenus sous l'environnement FreeFEM. Les résultats des paramètres électromagnétiques de la structure étudiée ont été utilisés pour faire la conception et trouver les dimensions d'un nouveau coupleur Branchline cylindrique directif à base de la ligne cylindrique TEM fonctionnant à 2 GHz.

Dans le dernier chapitre, nous présentons les résultats de la caractérisation électromagnétique de la ligne stripline couplée TEM en fonction de ses paramètres géométriques et physiques. Les réseaux de courbes trouvés en utilisant la méthode des éléments finis, ont été utilisés pour faire la conception et la simulation de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques de hautes performances de 30 dB et de 20 dB, fonctionnant à 2 GHz, sous le logiciel CST MicrowaveStudio..

Chapitre I Généralités
sur les lignes de
transmission en
hyperfréquences

I. 1 Introduction

Les hyperfréquences (micro-ondes) sont utilisées dans les systèmes de communications filaires et non filaires en raison de leurs caractéristiques de propagation, sont connu depuis ces dernières années une forte demande et de très grands progrès technologiques.

Les dispositifs hyperfréquences tels que les filtres, les amplificateurs, les antennes, les coupleurs, etc... sont généralement connectés ou alimentés à travers des lignes, câbles ou guides d'ondes. Ces structures ont la propriété de guider des ondes qui amènent ou transfèrent l'énergie vers ou entre les dispositifs. Elles doivent le faire de façon optimale, c'est-à-dire avec le minimum de pertes, le minimum de dispersion du signal et assurer une adaptation par rapport à la charge et au générateur et ceci sur la largeur de bande de fréquences utile à l'application.

Il est généralement admis que le domaine des ondes hyperfréquences, a une partie spécifique du spectre des ondes électromagnétiques, celle des ondes submétriques jusqu'aux ondes millimétriques.

Les micro-ondes sont une forme de rayonnement électromagnétique avec des longueurs d'onde allant d'environ un mètre à un millimètre, avec des fréquences comprises entre 300 MHz (1 m) et 300 GHz (1 mm).

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à présenter les lignes de transmission en hyperfréquence ainsi que la théorie.

I. 2 Notions fondamentaux

I.2.1 Terme micro-ondes

I.2.1.1 Définition

Le mot micro-ondes est la traduction littérale de l'anglais microwaves (wave = onde). Le terme spécifiquement français est hyperfréquences, mais l'utilisation de micro-ondes est plus largement répandue.

Les micro-ondes sont des ondes électromagnétiques dont la fréquence est comprise entre 300 MHz et 300 GHz (MHz = Mégahertz = 10^6 Hz et GHz = Gigahertz = 10^9 Hz).

La fréquence d'une onde est reliée à sa longueur d'onde λ_0 dans l'air ou le vide par $\lambda_0 = c / f_0$ avec $c = 3.10^8$ m/s. C'est la vitesse (ou célérité) des ondes électromagnétiques dans l'air ou le vide.

- À 300 MHz, la longueur d'onde est $\lambda_0 = 1$ m,
- À 300 GHz, la longueur d'onde est $\lambda_0 = 1$ mm.

Les micro-ondes sont donc des ondes :

- Décimétriques entre 300 MHz ($\lambda_0 = 10$ dm) et 3 GHz ($\lambda_0 = 1$ dm),
- Centimétriques entre 3 GHz ($\lambda_0 = 10$ cm) et 30 GHz ($\lambda_0 = 1$ cm),
- Millimétriques entre 30 GHz ($\lambda_0 = 10$ mm) et 300 GHz ($\lambda_0 = 1$ mm).
Évidemment, les frontières inférieure et supérieure ne sont pas brutales et l'on pourra être amené à s'intéresser à des dispositifs, des lignes ou des types de propagation qui concernent :
- Les ondes sub-millimétriques jusque vers 1 000 GHz ($\lambda_0 = 0,3$ mm),
- Les ondes métriques jusque vers 100 MHz ($\lambda_0 = 3$ m) [1].

I.2.1.2 Classification des micro-ondes en bandes de fréquences ou en gammes de longueurs d'ondes

On distingue successivement :

- Les ultra hautes fréquences (en anglais : ultra highfrequencies) ou UHF, de 300 MHz à 3 000 MHz. Elles correspondent aux ondes décimétriques (de $\lambda_0 = 10$ dm à $\lambda_0 = 1$ dm).
- Les supra hautes fréquences (en anglais : supra highfrequencies) ou SHF, de 3 GHz à 30 GHz. Elles correspondent aux ondes centimétriques (de $\lambda_0 = 10$ cm à $\lambda_0 = 1$ cm).
- Les extra hautes fréquences (en anglais : extra highfrequencies) ou EHF, de 30 GHz à 300 GHz. Elles correspondent aux ondes millimétriques (de $\lambda_0 = 10$ mm à $\lambda_0 = 1$ mm).
- Pour la partie des micro-ondes située entre 1 GHz et 100 GHz, les utilisateurs ont classifié un certain nombre de sous-bandes qui sont indiquées dans le tableau ci-dessous, avec les fréquences et les longueurs d'onde correspondantes. [1]

Bande	Bande de fréquence	Gamme de λ_0
L	1 à 2 GHz	30 à 15 cm
S	2 à 4 GHz	15 à 7.5 cm
C	4 à 8 GHz	7.5 à 3.75 cm
X	8 à 12 GHz	3.75 à 2.5 cm
Ku	12 à 18 GHz	2.5 à 1.67 cm
K	18 à 27 GHz	1.67 à 1.11 cm
Ka	27 à 40 GHz	1.11 à 0.75 cm
U	40 à 60 GHz	7.5 à 5 mm
V	60 à 80 GHz	5 à 3.75 mm
W	80 à 100 GHz	3.75 à 3 mm

Tableau I 1 : Classification d'un certain nombre de sous-bandes dans le domaine micro-onde.

I.2.2 Terme onde progressive

C'est un phénomène dans lequel des perturbations se propagent dans les matériaux et les milieux élastiques qui ont une transmission d'énergie mais pas de transmission matérielle.

Les différents types d'onde progressive

- Onde transversale : Si la direction de perturbation est perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde.
- Onde longitudinale : Si la direction de perturbation est parallèle à la direction de propagation de l'onde.

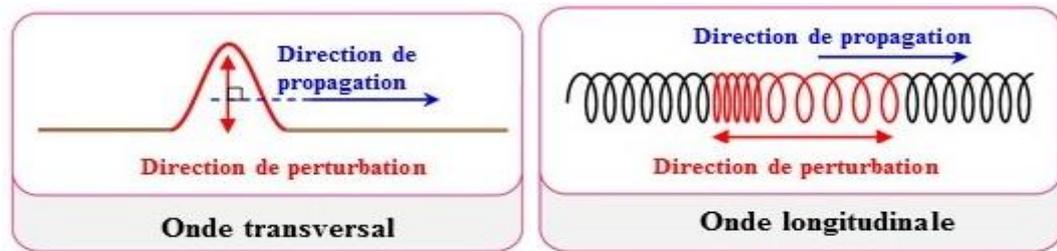


Figure I 1: les différents types d'une onde progressive

I.2.3 Le mode TEM

Onde TEM appelée onde électromagnétique transversale, dans ce mode, le champ électrique et le champ magnétique sont perpendiculaires l'un à l'autre et perpendiculaires à la direction de propagation. Ce mode existe dans une structure comportant deux conducteurs excités entourés de matériau diélectrique. L'un des exemples est le câble coaxial, comme illustré dans la figure ci-dessous. Dans lequel le champ E est dans la direction radiale, le champ H est autour sous la forme de cercles concentriques et la direction de propagation est dans la longueur du câble [4].

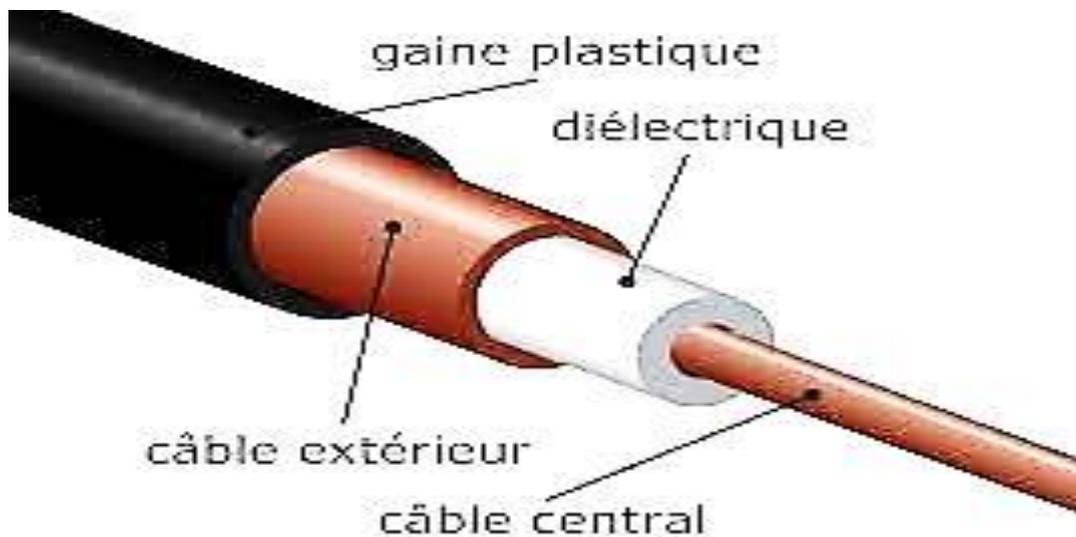


Figure I 2: câble coaxial

I.2.4 Le mode quasi-TEM

Le mode d'onde quasi TEM existe dans une ligne microruban. Le terme quasi fait référence au fait que cette onde ressemble à une onde TEM. Comme nous le savons, le haut et le bas du microruban sont une partie conductrice et celle du milieu est

diélectrique. Par conséquent, en microruban, l'onde se propage dans l'air au-dessus du motif supérieur et à travers le substrat diélectrique. En raison de cela, deux milieux différents ayant des résistivités différentes, l'onde se propage à des vitesses différentes dans les deux régions. C'est ce qu'on appelle le mode quasi-TEM [4].

I. 3 Historique

Le théoricien fondateur de l'électromagnétisme moderne et, par conséquent, des bases théoriques des micro-ondes est James Clerck Maxwell qui formula, dans les années 1860, les célèbres équations qui portent son nom et qu'il publia en 1873 dans son *Traité sur l'électricité et le magnétisme*.

Une vingtaine d'années plus tard, en 1888, Heinrich Hertz fut le premier à produire expérimentalement et à détecter des ondes électromagnétiques à une fréquence de l'ordre de 1 GHz. C'est pourquoi, on appelle souvent ondes hertziennes, les ondes décimétriques. Lord Rayleigh, pour sa part, démontra théoriquement en 1897, la possibilité de faire propager des ondes dans des tuyaux métalliques creux à section rectangulaire ou circulaire, que l'on appelle guides d'ondes. À la suite des travaux d'Hertz, la radioélectricité connut un développement très important. Les expériences de Marconi, dans les années 1890, montrèrent qu'il était possible d'établir une liaison entre deux points de la Terre par propagation d'ondes radioélectriques en espace libre. Kennelly et Heaviside, au début du xxe siècle, découvrirent les propriétés réfléchissantes, vis-à-vis d'ondes décimétriques, de certaines couches de l'ionosphère vers 100 km de hauteur. Les radios ou télécommunications modernes (la TSF, « télégraphie sans fil », comme l'on disait alors) étaient nées [1].

Les ondes radioélectriques nécessaires pour ces liaisons de télécommunications étaient produites par des tubes électroniques inventés en 1907 par Lee de Forest. Pendant 50 ans, jusqu'à l'avènement des transistors et des dispositifs à l'état solide, ces tubes - triodes et tétrodes - furent universellement utilisés. Des techniques radioélectriques nouvelles virent ensuite le jour. En 1920, les premières émissions de radiodiffusion eurent lieu, notamment en France, depuis un émetteur situé à la Tour Eiffel, sous l'impulsion du général Ferrié qui transposa ainsi dans le domaine civil, les progrès effectués par l'électronique dans le domaine militaire pendant la Première Guerre mondiale. Dans les années 1930, la mise au point du premier tube micro-onde, le magnétron, et de la première antenne micro-onde, le réflecteur paraboloidal, permirent le développement d'un système spécifiquement micro-onde : le radar (pour Radio Détection and Ranging). Des recherches importantes furent alors effectuées dans

les grands pays industrialisés. Les équipes françaises obtinrent des résultats importants, concrétisés par l'implantation de radars à bord des navires, notamment en 1935, à bord du paquebot Normandie. Les radars anglais, également très performants, permettaient, dès 1939, une surveillance efficace de l'espace aérien britannique. L'apport des États-Unis pendant la Seconde Guerre mondiale fut considérable et les recherches du Massachusetts Institute of Technology (le célèbre MIT) furent publiées entre 1945 et 1950, en une collection [2] de 25 volumes qui servirent de bible aux étudiants et chercheurs en micro-ondes du monde entier. Certains de ces volumes ont une telle valeur de référence qu'ils ont été à nouveau publiés ces dernières années [1]

I. 4 Ligne de transmission

I.4.1 Définition

Une ligne de transmission est un ensemble d'un (en réalité deux si l'on considère la masse), deux ou plusieurs conducteurs acheminant de concert un signal électrique (souvent haute-fréquence).

Une ligne de transmission est caractérisée par son impédance caractéristique, sa constante d'affaiblissement (qui précise les pertes dans la ligne), et la vitesse de propagation des signaux, qui dépend du diélectrique utilisé pour fabriquer la ligne. Quelques exemples courants sont : câble coaxial, fil de cuivre, fil microruban...etc.

Ces lignes sont toutes constituées de rubans conducteurs déposés sur l'une ou les deux faces d'un substrat de permittivité (ϵ_r) et de perméabilité (μ_r). Mais, du fait de l'inhomogénéité du milieu de propagation (air substrat), la propagation des ondes électromagnétiques dans de telles lignes s'effectue à la fois dans le diélectrique et dans l'air. Par conséquent, le mode dominant dans ces structures est le mode hybride et la répartition des lignes de champs dépend essentiellement:

- De la largeur des rubans conducteurs.
- Des caractéristiques électriques et magnétiques du substrat (à savoir sa permittivité diélectrique, ..) et de son épaisseur.

Or, du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un milieu unique fictif caractérisé par une constante diélectrique (ϵ_{eff}) [3].

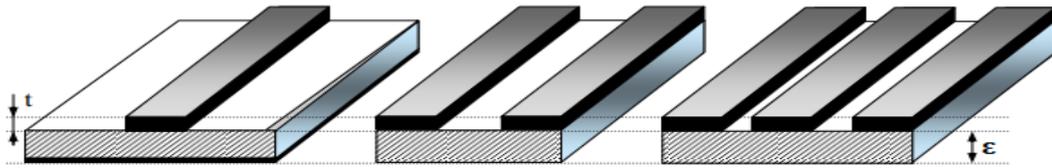


Figure I 3: Différentes topologies de lignes de transmission planaires

I.4.2 Structure générale d'une ligne planeaire

Les paramètres qui caractérisent cette ligne sont :

- L'épaisseur "h" du substrat.
- La largeur "w" du conducteur supérieur (ruban).
- L'épaisseur "t" du ruban généralement très petite par rapport à celle du substrat.
- La permittivité relative ϵ_r du substrat.

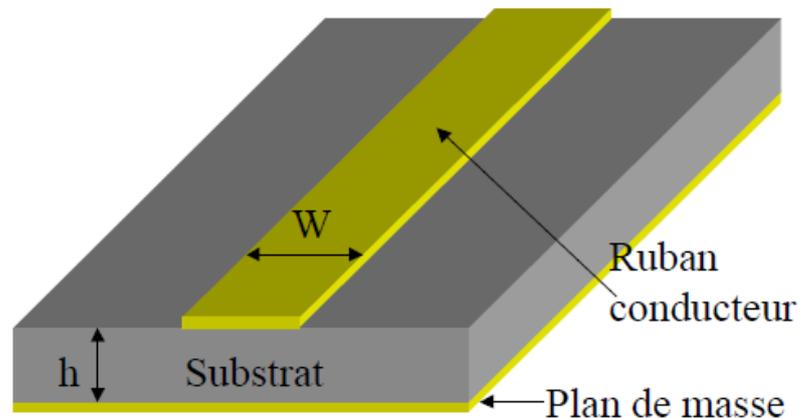


Figure I 4: les paramètres d'une ligne planeaire

I. 5 Modes de propagation

Mode TEM (Transverse Electrique et Magnétique): les deux composantes longitudinales sont nulles ($E_z = 0$ et $H_z = 0$).

- Mode Quasi-TEM : E_z et H_z sont de faibles amplitudes et peuvent être négligées.
- Mode TE (Transverse Electrique): où $E_z = 0$ et $H_z \neq 0$.

- Mode TM (Transverse Magnétique): où $H_z = 0$ et $E_z \neq 0$.
- Mode Hybride : où $E_z \neq 0$ et $H_z \neq 0$, aucune des six composantes du champ

I.5.1 Ligne en mode TEM :

Le mode propagé à travers la ligne à trois plaques est le mode TEM pur. Cette configuration des lignes de champ électrique et des lignes de champ magnétique est clairement définie.

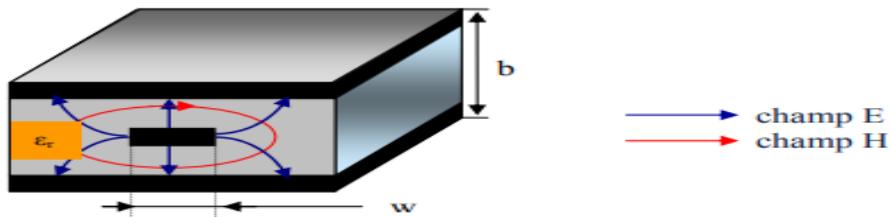


Figure I 5: le champ E et H en mode TEM

I.5.2 Ligne en mode quasi-TEM

Le mode propagé à travers la ligne à trois plaques est le mode quasi-TEM pur.

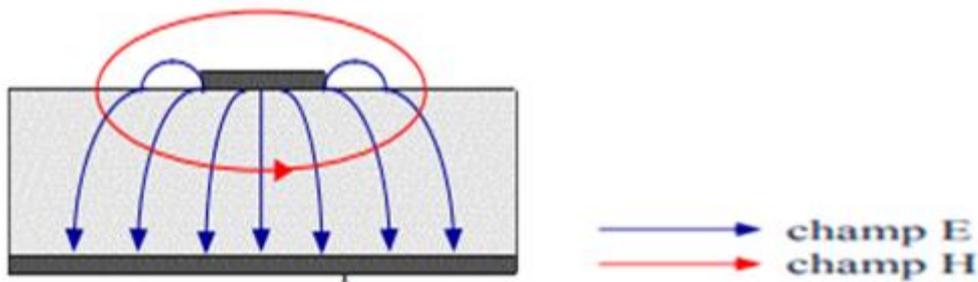


Figure I 6: le champ E et H en mode quasi-TEM

I. 6 Types fondamentaux

Les lignes planaires sont des plaques parallèles. Les plaques parallèles sont peu utilisées en pratique, mais elles peuvent servir pour simplifier l'analyse de guides d'ondes plus complexes. Un exemple est montré à la figure I.7.

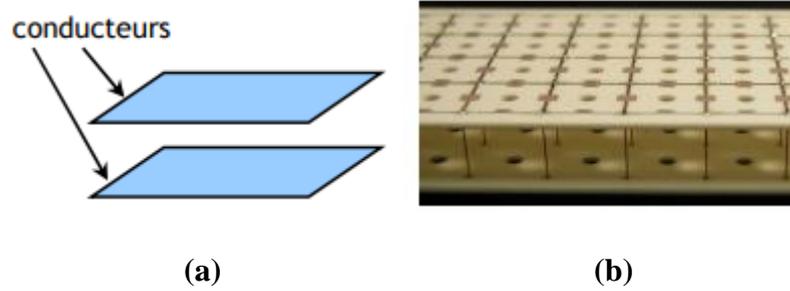


Figure I 7: (a) Structure d'une plaque parallèle, (b) exemple.

Il existe trois types fondamentaux :

I.6.1 Ligne Microruban

La ligne microruban (microstrip en anglais) est le type de guide d'onde le plus utilisé pour les circuits intégrés à haute fréquence. La ligne microruban est composée d'un substrat (en Si, ou GaAs, ou InP, etc.) dont le dessus comporte une ligne de métal. Le dessous du substrat est une plaque en métal, fournit la mise à terre. La figure 1.8 montre un exemple [4].

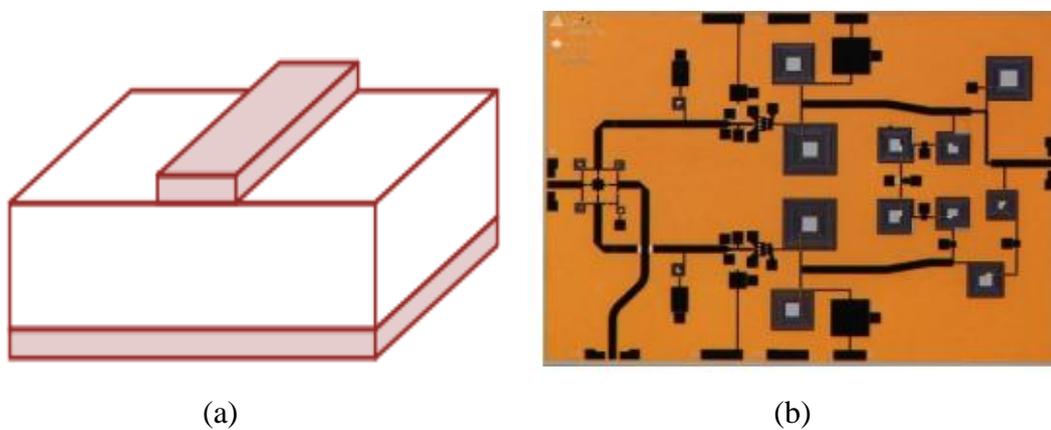


Figure I 8: (a) ligne microruban, (b) exemple.

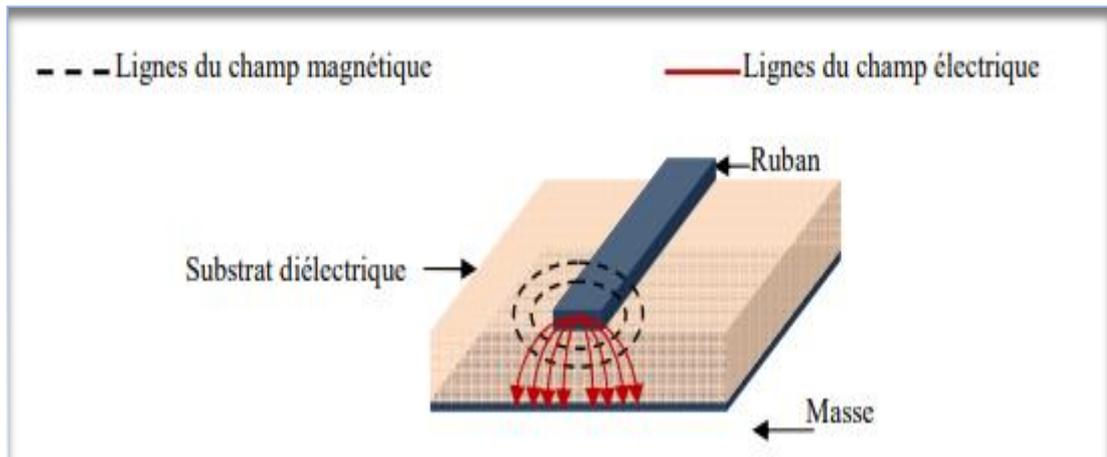


Figure I 9: La distribution des champs dans la ligne microruban.

La Ligne Micro ruban présente plusieurs avantages tels que :

- La possibilité de transmettre des signaux en courant alternatif ou en courant continu cette structure et applicable à des fréquences allant de quelques Ghz a plusieurs dizaines de GHz.
- La facilité d'implantation des composants actifs (diodes et transistors).
- La longueur d'onde de la ligne est considérablement réduite ce qui entraîne des dimensions des composants répartis relativement petite.
- La structure peut résister à des tensions et des niveaux de puissance élevés [5].
-

I.6.2 Ligne Coplanaire

Les lignes coplanaires sont des guides d'ondes couramment utilisés dans les circuits intégrés.

Cela ressemble à une ligne microruban, mais le fil de terre est placé des deux côtés de la ligne microruban conducteur, comme illustré à la Figure 1.10.

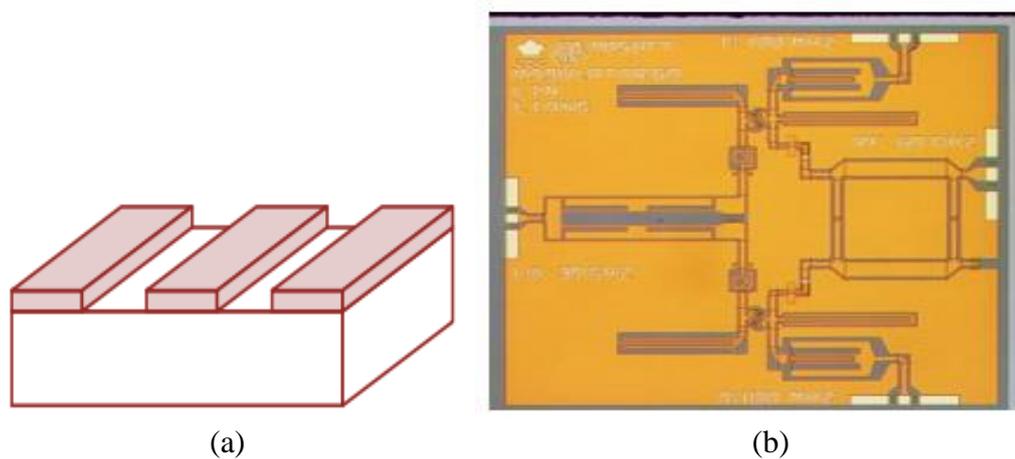


Figure I 10: Ligne coplanaire,(b)exemple

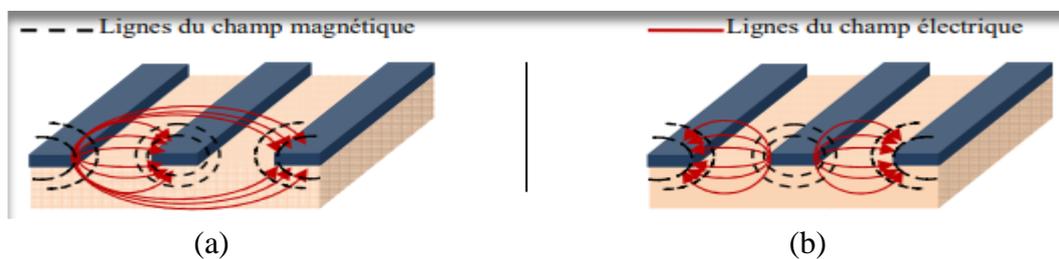


Figure I 11: La distribution du champs dans la ligne coplanaire : (a)mode de transmission impair(b) mode de transmission pair.

I.6.3 Triplaque

La ligne triplaque (figure 1.12) a été développée par BARRETT et BARNES en 1951[6], cette ligne a la particularité d'avoir un milieu de propagation homogène.

Les striplines sont constituées d'un conducteur noyé dans un diélectrique pris en sandwich entre deux plans de masse.

La ligne étant noyée entre deux plans de masse, la stripline est le type de ligne qui a les plus faibles pertes, de plus elle est insensible aux perturbations électromagnétiques. Ce type de lignes est bien adapté aux applications multicouches et permet une bonne densité d'intégration des circuits. Toutefois, l'accès au conducteur est difficile (conducteur noyé dans le substrat) sur ce type de lignes et un contrôle visuel du conducteur impossible. Par son aspect multicouche et multi-substrat cette technologie est plus difficile à mettre en œuvre. Les striplines sont utilisées dans les circuits pour lesquels les pertes et les perturbations extérieures sont à minimiser.

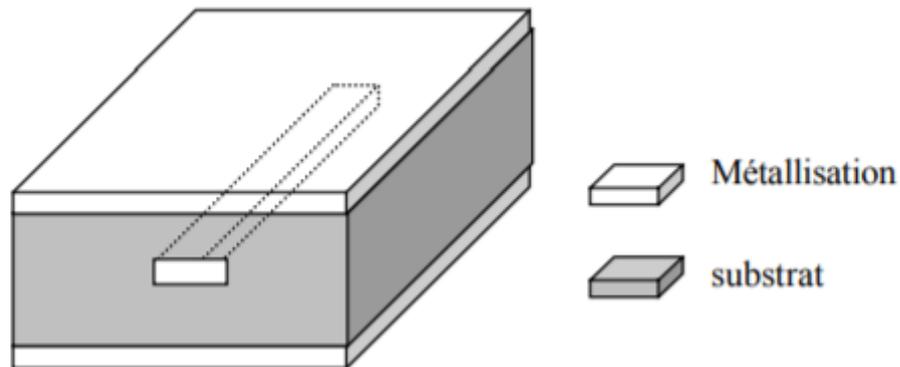


Figure I 12: structure générale d'une ligne triplaque



Figure I 13: exemples de deux microstripline avec des longueurs différentes en réalité

I. 7 Les lignes non planaires

I.7.1 Ligne coaxiales TEM et QUASI-TEM

Pour générer des circuits radiofréquences et hyperfréquences. Les lignes coaxiales TEM et quasi-TEM sont très utilisées, La théorie des lignes de transmission monofilaires permet de déterminer certaines grandeurs électromagnétiques (EM) des lignes coaxiales classiques, telles que : l'impédance caractéristique, la constante diélectrique effective, la capacité et inductance, qui dépendent de la distribution du potentiel scalaire V à l'intérieur du substrat diélectrique [7].

Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

On présente ces lignes coaxiales sur la figure suivante :

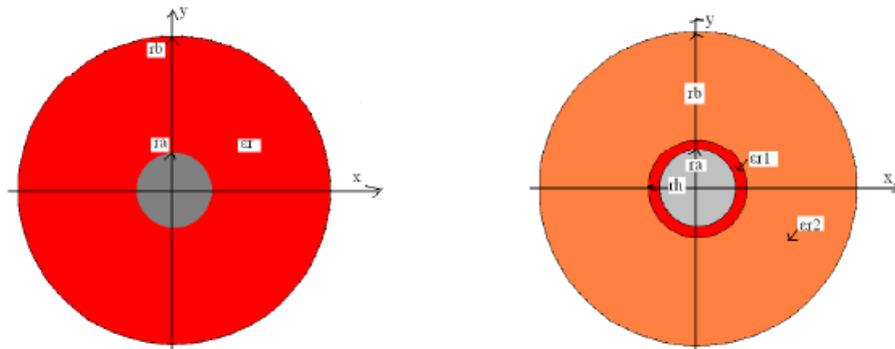


Figure I 14: Surface transversale de la ligne coaxiale homogène et inhomogène.

Pour Les lignes coaxiales TEM et quasi-TEM :

- Le potentiel à l'intérieur d'une ligne coaxiale homogène est régi par l'équation suivante [7] :

$$V(r) = \frac{\text{Log}\left(\frac{r}{rb}\right)}{\text{Log}\left(\frac{ra}{rb}\right)} \quad (I.1)$$

- L'impédance caractéristique peut être exprimée par :

$$Z_C = \frac{V}{I} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon r}} \text{Log} \frac{rb}{ra} (\Omega) \quad (I.2)$$

- De même la capacité est donnée par :

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\text{Log} \frac{rb}{ra}} (F/m) \quad (I.3)$$

- La self linéique :

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \text{Log} \frac{rb}{ra} (H/m) \quad (I.4)$$

- La résistance linéique de la ligne coaxiale homogène dans le cas où les conducteurs sont en cuivre étiré :

$$R = 8.3.10^{-8} \left(\frac{1}{2ra} + \frac{1}{2rb} \right) \sqrt{f} \text{ } (\Omega/m) \quad (I.5)$$

- Enfin, la puissance transportée par la ligne coaxiale homogène :

$$W = \frac{\pi |V_1 - V_2|^2}{n \text{Log} \frac{r_2}{r_1}} = \frac{\sqrt{\epsilon} |V_1 - V_2|^2}{120 \text{Log} \frac{r_2}{r_1}} \text{ } (\text{Watt}) \quad (I.6)$$

I.7.2 Ligne à bande symétrique elliptiques blindée quasi-TEM :

Le résonateur à tube fendu est un circuit résonnant efficace car il présente une bonne isolation, un faible coût et une sélectivité élevée.

La figure ci-dessous montre un diagramme schématique d'une stripline symétrique elliptique blindée. Les diélectriques de permittivité relative ϵ_r dominent l'intérieur

En règle générale, la ligne suppose qu'il n'y a pas de perte.

La vue en coupe de la ligne montre qu'elle est formée par deux bandes d'épaisseur t d'une part, avec un angle d'ouverture de θ , placées sur une ellipse de paramètres $(a$ et $b)$, et d'autre part un blindage circulaire de rayon rb .

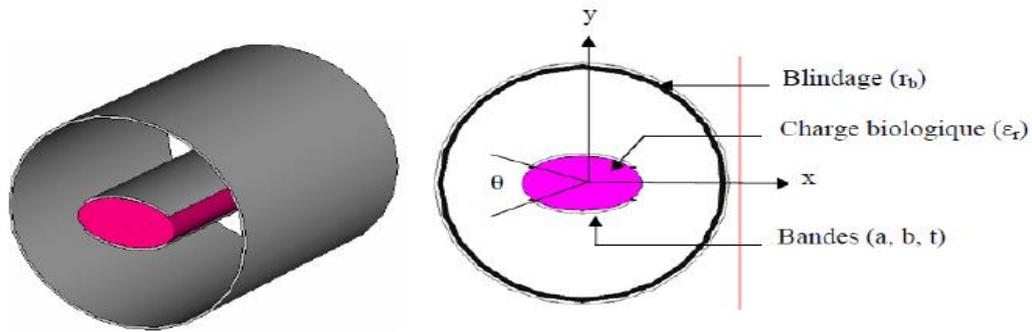


Figure I 15: Une représentation (3D) de la ligne quasi-TEM à bandes symétriques elliptiques en (a) et sa section transversale en (b)

Les caractéristiques électriques de ce type de ligne quasi-TEM peuvent être décrite par ses paramètres principaux $[L]$, $[C]$ et ses paramètres secondaires. L'impédance caractéristique (Z_{0e} , Z_{0o}) des modes pair et impair, la permittivité effective (ϵ_{effe} , ϵ_{effo}) des modes pair et impair, et le facteur de qualité (Q) sous charge, par exemple[8]

$$[L]=\begin{bmatrix} L11 & L12 \\ L21 & L22 \end{bmatrix} \quad et \quad [C]=\begin{bmatrix} C11 & C12 \\ C21 & C22 \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

La matrice d'inductance $[L]$ contient l'inductance spécifique des deux bandes elliptique symétrique sur la diagonale et l'inductance mutuel entre les deux bandes. La matrice de capacité $[C]$ définit l'effet de capacité entre deux bandes de symétrie elliptique et caractérise l'énergie électrique stockée dans le résonateur quasi-TEM [8].

I.7.3 Résonateur quasi-TEM à bandes symétriques circulaires

Le résonateur quasi-TEM à bandes symétriques circulaires est représenté sur la figure I.16.

(I.16a) : représente le résonateur quasi-TEM à bande de symétrie circulaire, la bobine est supposée à faible perte et composée de deux bandes contenant la permittivité relative ($\epsilon_r = 51,898$), l'épaisseur (t) et ayant un angle d'ouverture (θ) en formant un cylindre intérieur de rayon (r_c) biocharge.les deux extrémités de ces Bandes sont connectés à la couche de blindage externe cylindrique de rayon (r_b) par l'intermédiaire du condensateur.

(I.16b) :représente la section transversale du résonateur quasi-TEM STR[10].

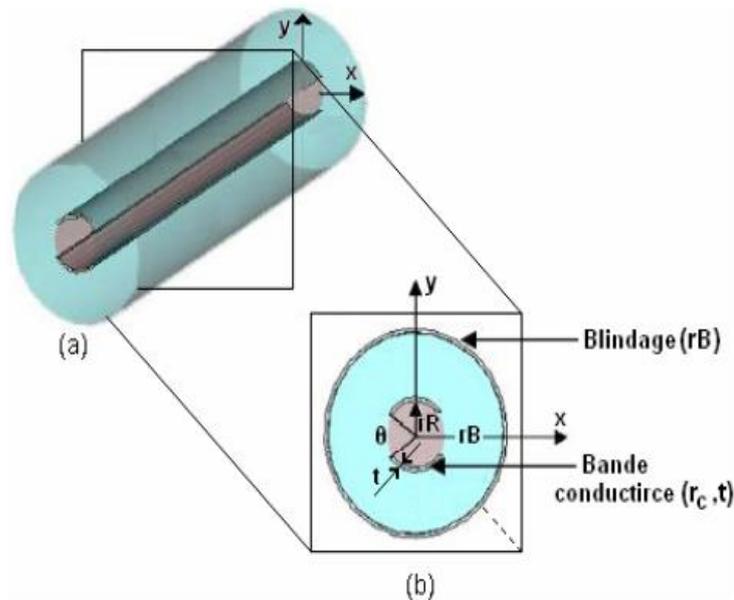


Figure I 16: Représentation (3D) en (a) et sa section transversale en (b) du résonateur quasi-TEM STR [10]

I.7.4. Résonateur en cage d'oiseau quasi-TEM :

La figure I.17 montre la structure d'un résonateur TEM cage à oiseaux non chargé, le résonateur est composé de n -ligne micro ruban formant un cylindre dont les deux extrémités sont liées à la couche de blindage par des condensateurs.

La section transversale du résonateur TEM dans la cage à oiseaux est illustrée à la figure I.17. Elle est composée d'une couche de blindage externe avec un rayon de (r_B) et n -éléments microruban d'une largeur de (w) et d'une épaisseur de (t), et d'un rayon (r_R) pour former un cylindre intérieur[10].

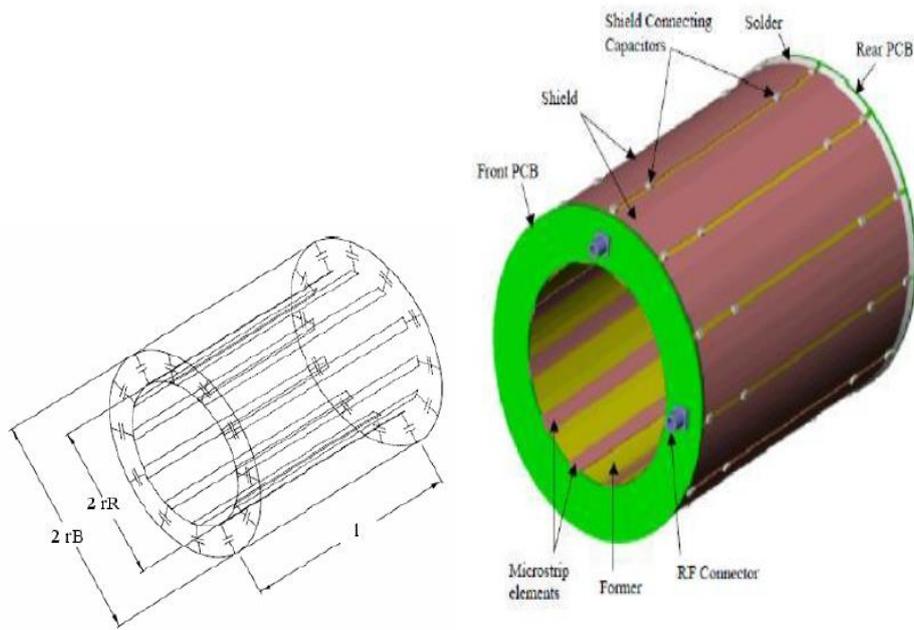


Figure I 17: Résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro rubans :(a) Schéma détaillé et (b) disposition physique[11].

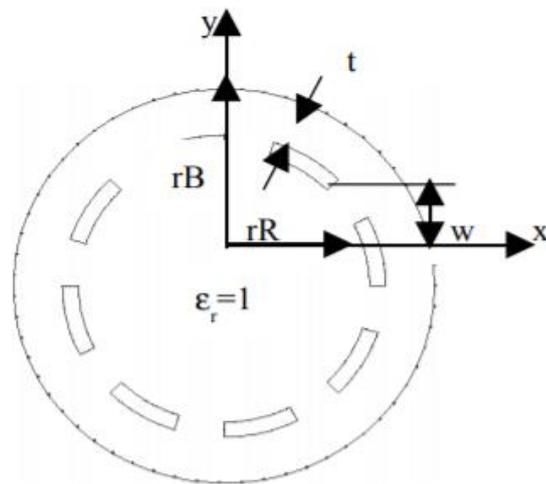


Figure I 18: Section transversale du résonateur TEM en cage d'oiseau[11]

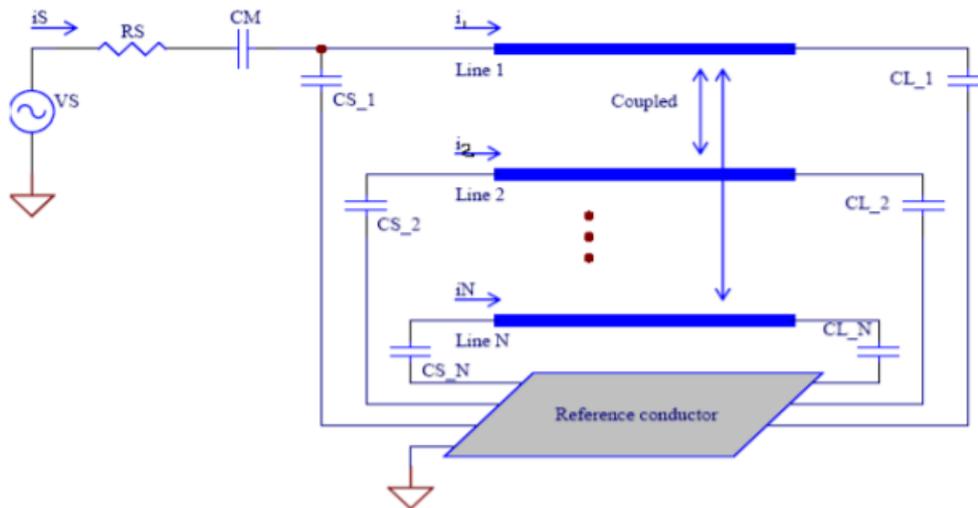


Figure I 19: Schéma électrique du résonateur TEM en cage d'oiseau [12]

I.7.5 Ligne triplaque cylindrique

La conception d'antennes micro-ruban et de réseaux micro-rubans sur des substrats de forme cylindrique nécessite le développement d'outils de conception assistée par ordinateur très précis pour les circuits intégrés micro-ruban sur des substrats courbes.

En tirant parti de la configuration cylindrique, on peut trouver des applications qui incluent l'utilisation d'un matériau diélectrique flexible dans la conception d'adaptateurs de transition, de baluns, de filtres, de transformateurs d'impédance, pour les alimentations des antennes et réseaux d'antennes cylindriques et aussi pour l'imagerie par résonance médicale (IRM)...etc.

Différentes méthodes de solution ont été rapportées dans la littérature pour obtenir les paramètres du strip-line cylindrique. Wang a résolu l'équation de Laplace par une méthode de série double et a présenté des résultats détaillés sur l'impédance caractéristique du strip-line cylindrique. Joshi et coll. déterminé l'impédance caractéristique des strip-lines cylindriques remplies homogènes par une technique de calcul de résidus. Zeng et al. ont utilisé la transformation conforme pour trouver des expressions de l'impédance caractéristique sous une forme fermée pour des striplines cylindriques et elliptiques avec des conducteurs en bande d'épaisseur nulle et finie. Chan et al. ont analysé une classe de lignes de transmission cylindriques en utilisant une approche itérative. Reddy et al. ont obtenu une expression de forme fermée pour l'impédance caractéristique d'un strip-line cylindrique avec des diélectriques multicouches.

Chapitre I :Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

La figure I.20 présente la géométrie de la section transversale de la ligne stripline cylindrique. La ligne présente un arc conducteur de rayon r_2 et ayant un angle de conduction 2α placé entre les deux plans de masse cylindriques à rayons interne et externe notés respectivement r_1 et r_3 et plongé dans un substrat diélectrique de constante diélectrique relative (ϵ_r).

Ce type de ligne va être étudié et analysé par la suite. On va utiliser les résultats obtenus pour faire la conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directs.

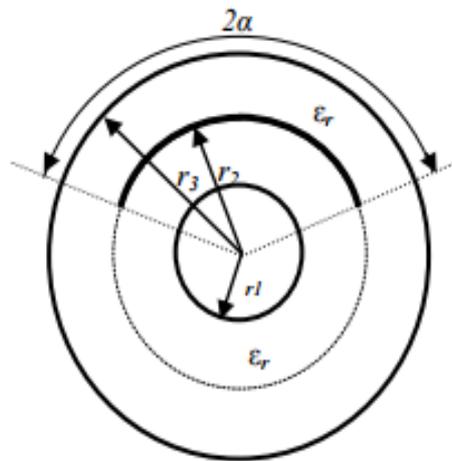


Figure I 20: La vue en coupe transversale de la Ligne triplaquée cylindrique. [9]

I.7.6 ligne stripline cylindrique couplée tem

En tenant compte des avantages de la configuration cylindrique, plusieurs applications utilisant des substrats diélectriques flexibles peuvent être trouvées dans la conception de divers circuits hyperfréquences.

La figure I.21 montre la structure de la ligne stripline cylindrique couplée blindée. La ligne couplée TEM est constituée de deux arcs conducteurs d'épaisseurs faibles (t_0), de rayon (r_2), ayant un angle de conduction (θ) et placés entre deux plans de masses cylindriques de rayons interne et externe respectivement notés (r_1) et (r_3). L'angle d'ouverture du coupleur est indiqué par (α). Un diélectrique de permittivité relative (ϵ_r) règne à l'intérieur de la ligne assumé sans perte. Cette structure qui est destinée pour des applications hautes puissances en télécommunication.

Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

Dans ce qui suit de ce mémoire, dans le but de concevoir de nouveaux types de circuits hyperfréquences de hautes performances, les structures de lignes stripline couplées TEM vont être analysées et étudiées par la méthode des éléments finis sous l'environnement FreeFEM. Ensuite, ces types de lignes de transmission vont être utilisés pour concevoir de nouveaux types de coupleurs par proximité micro-ondes directs de hautes performances sous le logiciel CST Microwave Studio.

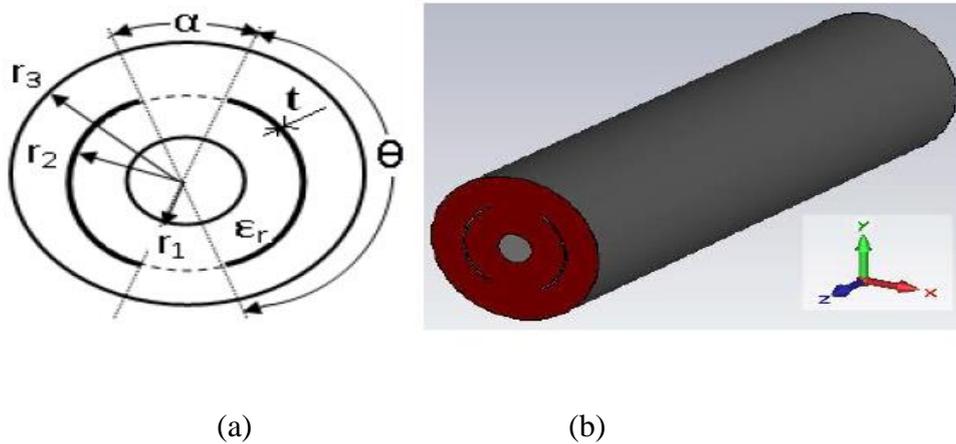


Figure I 21: Section transversale de la ligne strip-line cylindrique couplée TEM en (a) Et sa représentation en trois dimensions (3D) en (b) [8]

I.8. Théorie des lignes de transmission (les équations des télégraphistes)

L'équation de l'opérateur télégraphique est un système de deux équations différentielles partielles qui permettent de décrire l'évolution de la tension et du courant sur une ligne électrique en fonction de la distance et le temps. Ces équations ont été élaborées par Oliver Heaviside qui a développé dans les années 1880. Lorsqu'une ligne est parcourue par des courants de très haute fréquence, outre la résistance propre des éléments de la ligne, rentrent en ligne de compte :

- La conductance du milieu qui les sépare,
- La capacité entre les deux fils de la ligne,
- La self-inductance de chacun de ces fils,

La contribution aux basses fréquences est négligeable. Ces éléments ne sont pas localisés comme dans les circuits classiques, mais distribués le long de la ligne.

Ce tronçon de ligne peut être modélisé par un quadripôle, où ce dernier est un réseau constitué de quatre éléments suivants : [23]

Chapitre I :Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

- **R [Ω/m]** : la résistance linéique (par unité de longueur) du conducteur est représentée par une résistance série (exprimée en ohms par unité de longueur).
 - **L [H/m]** :L'inductance linéique représente la self-inductance des deux conducteurs (Henry par unité de longueur). L en H/m
 - **C [F/m]** : La capacité linéique est dû à la proximité entre les deux conducteurs, est représentée par un condensateur C shunt (Farad par unité de longueur). C en F/m
 - **G [S/m]** : La conductance linéique G est due aux pertes diélectriques dans le matériau séparant les conducteurs, est représentée par une résistance shunt (Siemens par unité de longueur). La résistance dans ce modèle a une valeur de $1/G$ ohms. G en Ω^{-1}/m .
- [16]

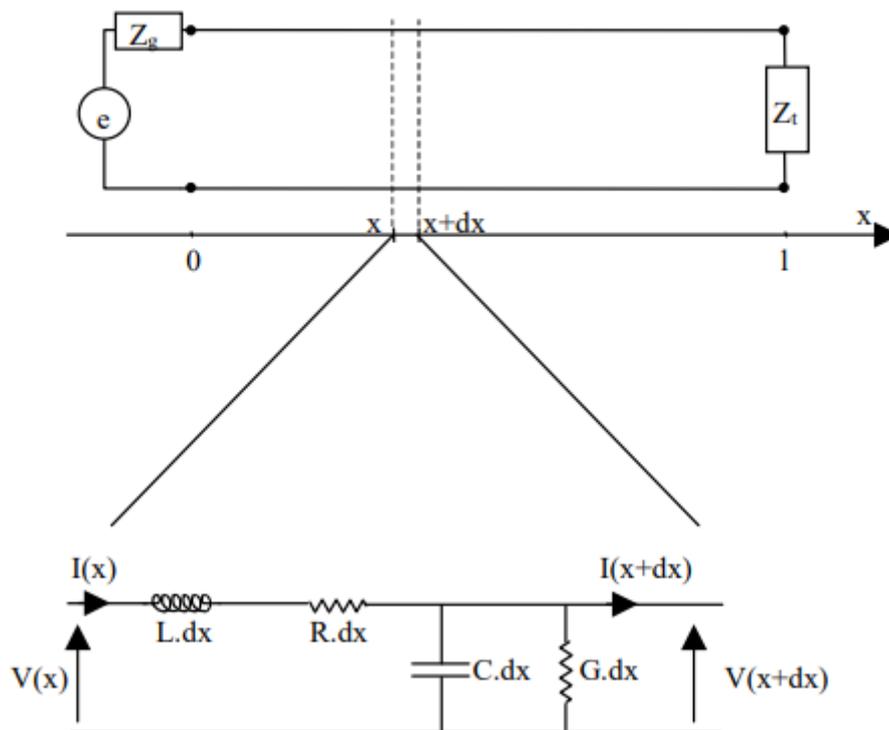


Figure I 22: Excitation en mode paire

Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

Nous allons étudier le comportement de cette ligne de longueur “ l ” lorsque la fréquence augmente. Elle est donc découpée en éléments de longueur dx qui est modélisé par un quadripôle composé de 4 composants. L'inductance “ $L \cdot dx$ ” représente les effets magnétiques liés au passage du courant dans les conducteurs, la capacité “ $C \cdot dx$ ” modélise le condensateur composé des 2 conducteurs portés à des potentiels différents, la résistance “ $R \cdot dx$ ” représente les pertes par effet joule dans les conducteurs et enfin la conductance “ $G \cdot dx$ ” les pertes diélectriques. [16]

On a
$$v(x, t) = Ldx \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + Rdx I(x, t) + v(x + dx, t) \dots \dots \dots (I.8)$$

D'où :
$$-\frac{v(x+dx, t) - v(x, t)}{dx} = L \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + RI(x, t) \dots \dots \dots (I.9)$$

C'est à dire :
$$-\frac{\partial v}{\partial x} = L \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + RI(x, t) \dots \dots \dots (I.10)$$

De même :
$$-\frac{\partial I}{\partial x} = C \frac{\partial v(x, t)}{\partial t} + GV(x, t) \dots \dots \dots (I.11) \text{ (au 1^{er} ordre d'approximation)}$$

En dérivant la relation (I.8) par rapport à x on obtient :

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = -L \frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial t \partial x} - R \frac{\partial I(x, t)}{\partial x} \dots \dots \dots (I.12)$$

D'où en utilisant la relation (I.9) :

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} + RC \frac{\partial v}{\partial t} + LG \frac{\partial v}{\partial x} + RGV \dots \dots \dots (I.13) \text{ (Équation des télégraphistes)}$$

Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

On démontre de la même manière que :

$$\frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} + RC \frac{\partial I}{\partial t} + LG \frac{\partial I}{\partial t} + RGI \dots\dots\dots (I.14)$$

a. Cas de la ligne sans perte :

Dans le cas de ligne sans perte, $R=G=0$, ce qui donne :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} \dots\dots\dots (I.15) \text{ (Équation de radioélectriciens)}$$

Cette équation est une équation de propagation dont la solution générale s'écrit :

$$V(x, t) = V^+(x - vt, 0) + V^-(x + vt, 0) \dots\dots\dots (I.16)$$

Ou: $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ est la vitesse de propagation.

“ V^+ ” est une onde de tension qui se propage vers les x croissants à la vitesse v .

En effet, si on se déplace suivant l'axe des x croissants à la vitesse v , on voit “ $x-vt$ ” constant, et donc $V^+(x - vt)$ constant.

De même “ V^- ” est une onde qui se propage vers les x décroissants à la vitesse v . La forme de l'onde ne dépend que du générateur. Si le générateur produit une tension sinusoïdale, impulsionnelle ou autre, l'onde aura la même forme. [12]

Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

b. Cas de la ligne réelle :

L'équation des télégraphistes admet également des ondes comme solutions générales. Leur forme dépend là aussi du générateur mais aussi des caractéristiques de la ligne. La forme de ces ondes va évoluer au fur et à mesure de leur propagation. Elles vont subir une atténuation et une déformation pendant leur propagation.

- Régime sinusoïdal

On peut procéder de 2 manières pour traiter ce cas particulier de régime temporel. En utilisant le calcul précédent :

La tension aux bornes du générateur $v(t) = v \cos(\omega t + \phi)$ (I.17)

Utilisez des symboles complexes pour écrire :

$V(t) = V_0 e^{j\omega t}$ où V_0 est un nombre complexe, $V(t) = V_0 e^{j\phi}$ (I.18)

Et la tension sur la ligne est notée $V(x, t) = V(x) e^{j\omega t}$ (I.19)

Où $V(x)$ est l'amplitude complexe de la tension.

Toute dérivée par rapport au temps d/dt sera multipliée par $j\omega$. L'équation des télégraphistes devient alors :

$$\frac{d^2 v}{dx^2} = [-LC\omega^2 + j\omega(RC + LG) + RG]V(x) \dots\dots\dots (I.20)$$

Ce qui s'écrit encore :

$$\frac{d^2 v}{dx^2} = zy v(x) \dots\dots\dots (I.21)$$

$$\text{Ou } Z = R + jL\omega \dots\dots(I.15) \quad \text{et } y = G + jC\omega \dots\dots(I.22)$$

Chapitre I :Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

Et de la même manière :

$$\frac{d^2 I}{dx^2} = -zy I(x) \dots\dots\dots (I.23)$$

- En repartant de zéro

On recommence exactement la même modélisation mais en utilisant les notations complexes puisque l'on est en régime sinusoïdal. L'inductance et la résistance série sont remplacées par l'impédance linéique complexe Z et le condensateur et la conductance parallèle par une admittance linéique Y.

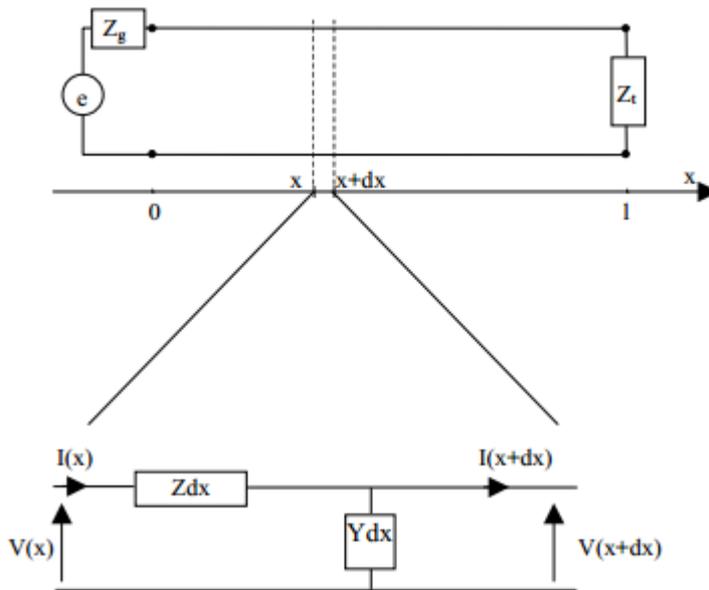


Figure I 23: Excitation en mode impair

L'application des lois de Kirchhoff nous donne :

$$V(x) = Zdx I(x) + V(x + dx) \text{ Ce qui donne } \frac{dv}{dx} = -ZI(x, t) \dots\dots\dots (I.24)$$

Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

Et de la même manière :

$$I(x) = Y dx V(x) + I(x + dx) \text{ Ce qui donne } \frac{dv}{dx} = -y v(x, t) \dots\dots\dots (I.25)$$

Puis en dérivant (I.24) et en remplaçant $\frac{dI}{dx}$ par (I.25) on trouve :

$$Z = R + jL\omega \text{ Et } y = G + jC\omega$$

$$\frac{d^2v}{dx^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega)V \dots\dots\dots (I.26)$$

$$\text{Et de même } \frac{d^2I}{dx^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega)I \dots\dots\dots (I.27)$$

Ces deux équations appelées équations des lignes, sont équivalentes en régime sinusoïdal à l'équation des télégraphistes.

I.8.1. Solutions générales en régime sinusoïdal :

a. Cas général de la ligne avec pertes :

$$\text{On pose } \gamma = \sqrt{zy} \dots\dots\dots (I.28)$$

Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

L'amplitude complexe de la tension et du courant s'écrivent :

$$V(x) = V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x} \dots\dots\dots (I.29)$$

$$I(x) = I_1 e^{-\gamma x} + I_2 e^{\gamma x} \dots\dots\dots (I.30)$$

où V_1 , V_2 , I_1 et I_2 sont des constantes complexes qui dépendent des conditions aux limites c'est à dire du générateur et de la charge. Les constantes I_1 et I_2 sont reliées aux constantes V_1 et V_2 car le courant et la tension ne sont pas indépendants. Ils sont liés par les équations (I.10) et (I.11). En injectant l'expression de $V(x)$ dans l'équation (I.10) par exemple on trouve des relations entre les constantes V_1 , V_2 , I_1 et I_2 .

On trouve finalement les expressions suivantes :

$$V(x) = V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x}$$

Et
$$I(x) = \frac{1}{Z_0} [V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x}] \dots\dots\dots (I.31)$$

Et
$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \dots\dots\dots (I.32)$$

γ est complexe. On l'écrit sous la forme : $\gamma = \alpha + j\beta$ où α et β sont des réels. On a donc en réintroduisant le temps :

$$V(x,t) = V_1 e^{-\alpha x} e^{j(-\alpha x - \beta x)} + V_2 e^{\alpha x} e^{j(-\alpha x - \beta x)} \text{ puis comme } v(x,t) = \text{Re}(V(x,t)).$$

$$v(x,t) = V_1 e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi_1) + V_2 e^{\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi_2) \dots\dots\dots (I.33)$$

ou V_1 et V_2 sont 2 constantes réelles et de la même manière :

$$i(x,t) = I_1 e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi'_1) + I_2 e^{\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi'_2) \dots\dots\dots (I.34)$$

ou I_1 et I_2 sont 2 constantes réelles .

La tension $v(x,t)$ (et le courant $i(x,t)$) est la superposition de deux ondes. La première est une onde qui se propage vers les x croissants alors que la seconde se propage vers les x décroissants, mais toutes deux s'atténuent au cours de leur propagation d'un facteur $e^{\alpha x}$. La première s'éloignant du générateur sera logiquement appelée "onde incidente", alors que la seconde revenant vers le générateur sera appelée "onde réfléchie".

Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

Γ est appelée la constante de propagation complexe, α est la constante d'atténuation et β est la constante de propagation.

Ces ondes se propagent avec une vitesse de phase v_ϕ :

$$v_\phi = \frac{\omega}{\beta} \dots\dots\dots (I.35)$$

Z_c quant à elle, est appelée impédance caractéristique de la ligne. Elle ne dépend que des caractéristiques électriques de la ligne. Elle est complexe dans le cas général d'une ligne avec pertes et varie avec la fréquence.

Si Z_c est indépendante de la fréquence, le générateur, voit au moment de l'allumage une impédance égale à l'impédance caractéristique puisque seule l'onde incidente se propage sur la ligne, l'onde n'ayant pu atteindre la charge pour s'y réfléchir.

b. Cas particulier de la ligne sans perte :

Dans le cas d'une ligne sans perte, $R=G=0$. On a alors :

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{jL\omega jC\omega} = j\omega\sqrt{LC} \dots\dots\dots (I.36)$$

Donc la constante d'atténuation α est nulle : $\alpha=0$ et la constante de propagation $\beta = \omega\sqrt{LC}$

La tension (ou le courant) reste dans ce cas la superposition de deux ondes se propageant en sens inverse mais sans atténuation.

La relation de dispersion devient alors : $v_\phi = \frac{1}{\sqrt{LC}} \dots\dots\dots (I.37)$

La vitesse de phase est dans ce cas indépendante de la fréquence (si L et C n'en dépendent pas). Les ondes se propagent alors sans distorsion. De plus l'impédance caractéristique devient purement réelle :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \dots\dots\dots (I.38)$$

c. Cas de la ligne avec faibles pertes :

Dans le cas de la ligne possédant de faibles pertes, on a : $R \ll L\omega$ et $G \ll C\omega$.

D'où

Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

$$\begin{aligned}\gamma^2 &= ZY = RG - LC\omega^2 + LC\omega^2 + j\omega[RC + LG] = -LC\omega^2 + [RC + LG] \\ &= -LC\omega^2 \left[1 - \frac{j}{\omega} \left[\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right]\right] \dots \dots \dots (I.39)\end{aligned}$$

$$\text{D'où } \gamma = j\omega\sqrt{LC} \sqrt{1 - \frac{j}{\omega} \left[\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right]} = j\omega\sqrt{LC} \left[1 - \frac{j}{2\omega} \left[\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right]\right] = \frac{\sqrt{LC}}{2} \left[\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right] + j\omega\sqrt{LC}$$

$$\text{D'où } \alpha = \frac{\sqrt{LC}}{2} \left[\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right] \dots \dots \dots (I.40) \quad \text{et} \quad \beta = \omega\sqrt{LC} \dots \dots \dots (I.41)$$

On constate que la constante de propagation est identique à celle calculée dans le cas de la ligne sans perte. Comme dans le cas de la ligne sans perte, la vitesse de phase ne dépend pas de la fréquence : $V_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

d. Cas de la ligne sans distorsion :

$$\text{On a } \gamma^2 = RG - LC\omega^2 + j\omega(RC + LG) \dots \dots \dots (I.42)$$

$$\text{Et si } \frac{R}{L} = \frac{G}{C} = k \text{ on a donc : } \gamma = (k + j\omega)\sqrt{LC} \dots \dots \dots (I.43) \text{ [21]}$$

I.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une panoplie de structures de lignes de transmission hyperfréquences, planaires et non-planaires, simples et couplées, TEM et quasi-TEM ainsi que la théorie de base des lignes de transmission en hyperfréquences.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons à l'application de ces structures dans la conception des circuits passifs hyperfréquences.

Chapitre II

***Application des lignes de
transmission dans la conception
des circuits passifs***

II.1 Introduction :

A l'heure actuelle, la plupart des systèmes de télécommunication fonctionnant à hautes fréquences sont basés sur la technologie des circuits micro-ondes. Les composants passifs sont utilisés dans les systèmes de télécommunication sans fil, tels que les duplexeurs radar, les téléphones portables, les liaisons satellite, etc. Ils existent dans les applications hyperfréquences, et lorsqu'une seule fréquence porteuse est utilisée, l'émission et la réception doivent être découplées. Ce chapitre présente les circuits passifs les plus courants aux hyperfréquences.

II.2 Etude quadripolaire :

Le quadripôle est un système où l'on considère deux paires de pôles, une paire d'entrées et une paire de sorties [1]. Un système électronique avec entrée et sortie peut être représenté comme un quadripôle. Cette représentation comprend la relation entre l'entrée et la sortie du système sous la forme d'une matrice. Quadripôle signifie que des systèmes complexes peuvent être étudiés en plaçant chacun de ses éléments constitutifs en série ou en parallèle. Il existe plusieurs matrices qui peuvent représenter des quadripôles. Ce manuscrit utilisera une matrice de chaînes représentant la tension et le courant de sortie en fonction de la tension et du courant d'entrée [2].

II.3 Représentation quadripolaire :

On présente un quadripôle sur la figure II.1:

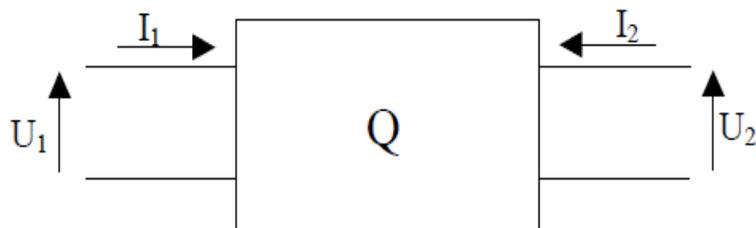


Figure II 1: représentation d'un quadripôle

U_1 et I_1 représentent les tensions et courants d'entrée,

Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la conception des circuits passifs

U_2 et I_2 représentent les tensions et courants de sortie du quadripôle.

Pour un tel quadripôle, la matrice chaîne est la matrice $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ qui relie les grandeurs d'entrée aux grandeurs de sortie du quadripôle par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

Les propriétés des matrices chaîne des quadripôles font de l'étude quadripolaire un outil essentiel dans l'étude de structures complexes. En effet la matrice chaîne du quadripôle représentant la mise en série de quadripôles est le produit des matrices chaîne de chacun de ces quadripôles. Avec les matrices chaînes on peut transformer des quadripôles parallèle en quadripôles série. Ainsi, l'étude séparée de chacun des éléments qui constituent un circuit, associée à la mise en série ou en parallèle de ces éléments, permet de modéliser un circuit complexe.

La nature de la matrice de la chaîne quadripolaire fait de la recherche quadripolaire un outil important pour l'étude des structures complexes. En effet, la matrice en chaîne représentant les quadripôles placés en série est le produit de la matrice en chaîne de chacun de ces quadripôles. Ainsi, il est possible de modéliser des circuits complexes en étudiant individuellement chaque élément qui constitue un circuit, et en relation avec la mise en série ou en parallèle de ces éléments. La recherche quadripolaire doit être complétée par des considérations énergétiques, pour cela, il faut définir des relations entre les coefficients de la matrice chaîne d'un quadripôle et les paramètres S de ce même quadripôle.

II.4 Différents types de circuits passifshyperfréquence :

II.4.1 Les coupleurs

II.4.1.1 L'effet du couplage

Un coupleur directionnel est un composant à quatre entrées (quatre portes), qui est largement utilisé dans les micro-ondes, notamment pour extraire certains signaux dont la fréquence et la puissance peuvent être mesurées ou contrôlées. . En revanche, dans le cas des lignes téléphoniques par exemple, le couplage de proximité entre deux lignes de transmission est un phénomène très indésirable. Les signaux envoyés aux abonnés peuvent atteindre

Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la conception des circuits passifs

d'autres utilisateurs, et ces utilisateurs n'ont pas l'intention de recevoir ces signaux. Ce couplage parasite est appelé diaphonie.

On peut utiliser le couplage entre deux fils pour construire un coupleur directionnel.

Les paramètres d'un coupleur directif :

Le couplage :

$$C(\text{dB}) = 10 \cdot \log \left[\frac{P_3}{P_1} \right]$$

- L'isolation :

$$I(\text{dB}) = 10 \cdot \log \left[\frac{P_4}{P_1} \right]$$

- La directivité :

$$D(\text{dB}) = 10 \cdot \log \left[\frac{P_4}{P_3} \right] = 10 \cdot \log \left[\frac{P_4}{P_1} \cdot \frac{P_1}{P_3} \right] = I(\text{dB}) - C(\text{dB})$$

II.4.1.2 Les types des coupleurs

II.4.1.2.1 Coupleur directif

Un coupleur directif est un circuit passif qui dévie une partie d'un signal dans une ligne de transmission vers un circuit secondaire. Habituellement, cela se fait par induction de courant entre deux lignes de transmission rapprochée [17].

Un coupleur directif comporte en général deux circuits : un circuit principal et un circuit secondaire, et un mécanisme de couplage entre eux [18].

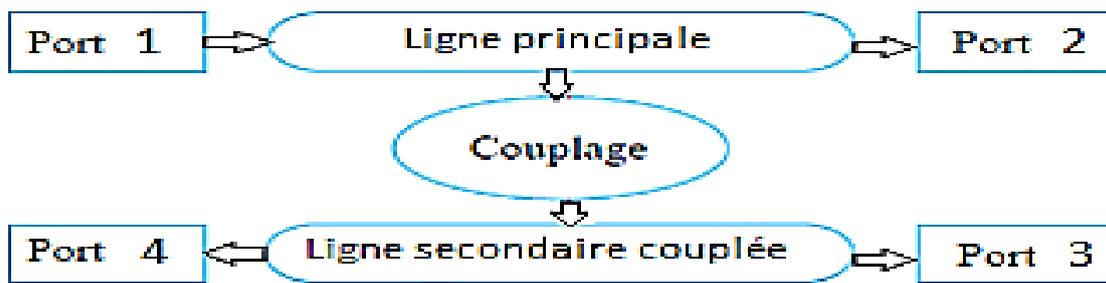


Figure II 2: Diagramme schématique représentant les éléments principaux d'un coupleur directif avec ses quatre ports.

Le coupleur directionnel est une tige octopolaire qui combine quatre fils ou quatre fils ensemble Voie : le bras 1 est couplé aux bras 2 et 4 (généralement plus fortement couplé au bras 2) et non couplé au bras 3 et inversement par rapport aux autres bras.

Une partie de la puissance incidente, qui se propage sur la ligne principale de 1 vers 2, est couplée sur la ligne secondaire et sort en 3, pour un coupleur co-directif, et en 4, pour un coupleur contra-directif [19].

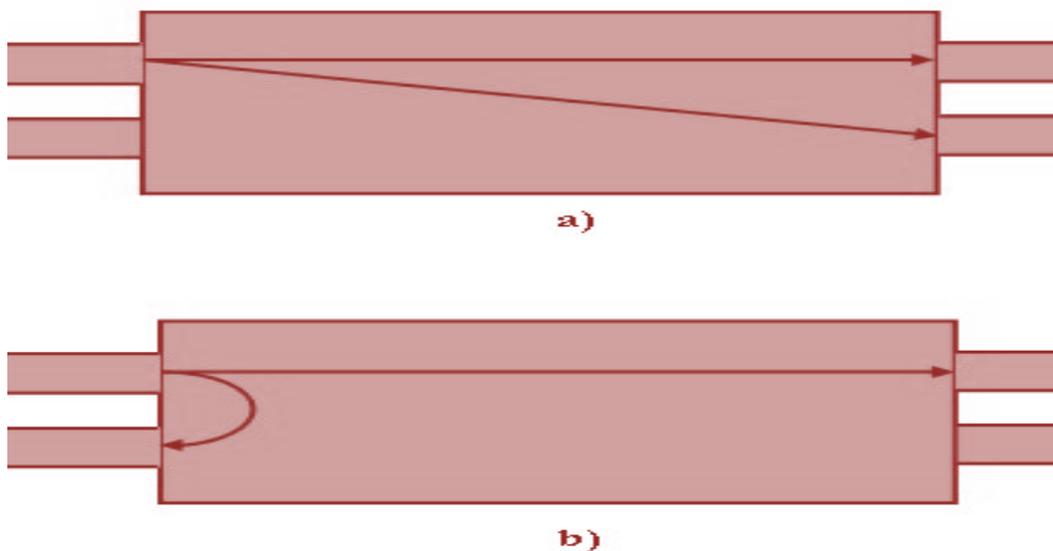


Figure II 3: Coupleur :a)directif b) Contra directif.

Sa caractéristique est son couplage : $C = P1 / P4$ et sa directivité : $D = P4 / P3$ (en décibels).

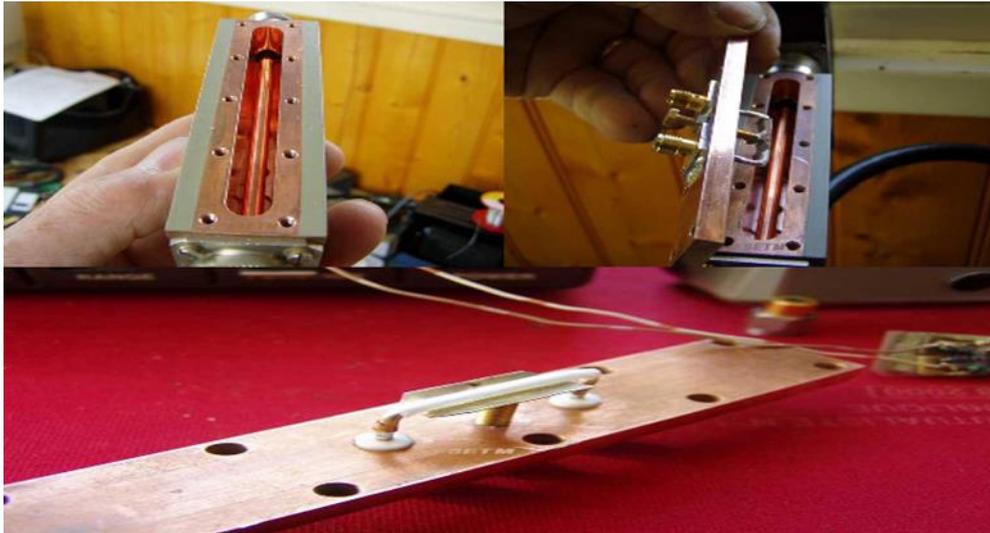


Figure II 4: Exemple d'un coupleur directif

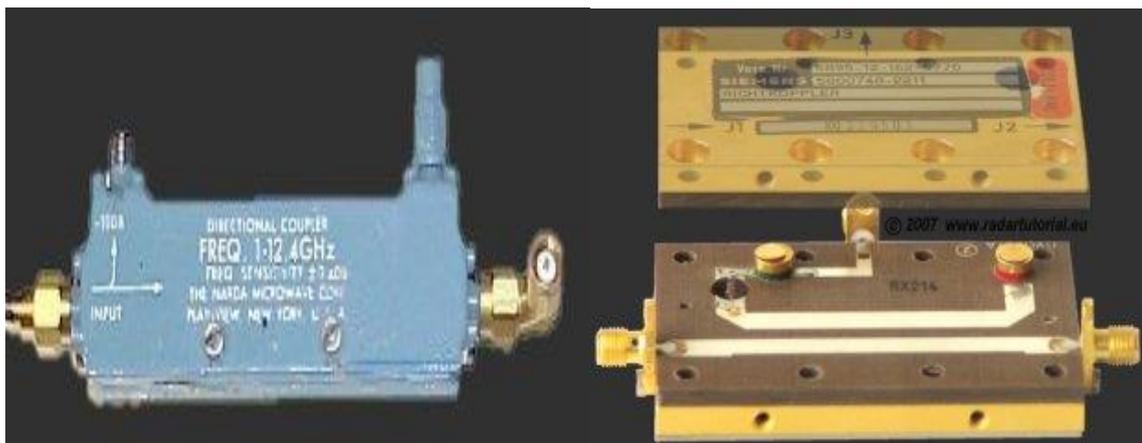


Figure II 5: Coupleur directionnel :a)coaxial, b) Avec un guide d'ondes à ruban.

II.4.1.2.2 Coupleur Branchline

Le coupleur dit « Branchline » est un coupleur directionnel. Habituellement utilisé pour la distribution d'énergie 3dB, avec Le déphasage entre le canal dit « direct » et le canal dit « traversant » est de 90° « couplage ». Ce type de coupleur est souvent réalisé en technologie microruban.

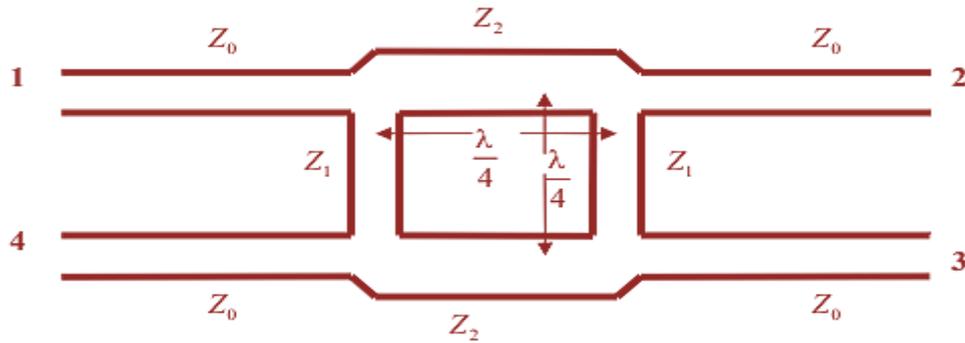


Figure II 6: La géométrie du coupleur d'embranchement

Selon la figure ci-dessus, l'énergie entre par le port 1 et divisée entre le port 2 (canal direct) et le port 3 (canal de couplage), avec un déphasage de 90° . Aucune énergie n'est transférée au port 4 (c'est le canal isolé). Cet octopôle permet à un plan de symétrie de le partager géométriquement dans deux quadripôles identiques, l'application de la technologie des nombres pairs des nombres impairs peuvent apparaître.

II.4.1.2.3 Coupleur à lignes couplées

Lorsque deux lignes de transmission non blindées sont proches l'une de l'autre, la puissance peut être couplée d'une ligne à l'autre à cause de l'interaction des champs électromagnétiques. Ces lignes sont nommées des lignes couplées, et sont généralement constituées de trois conducteurs en proximité. On suppose que les lignes couplées fonctionnent en mode TEM. Un exemple est montré sur la figure[20].

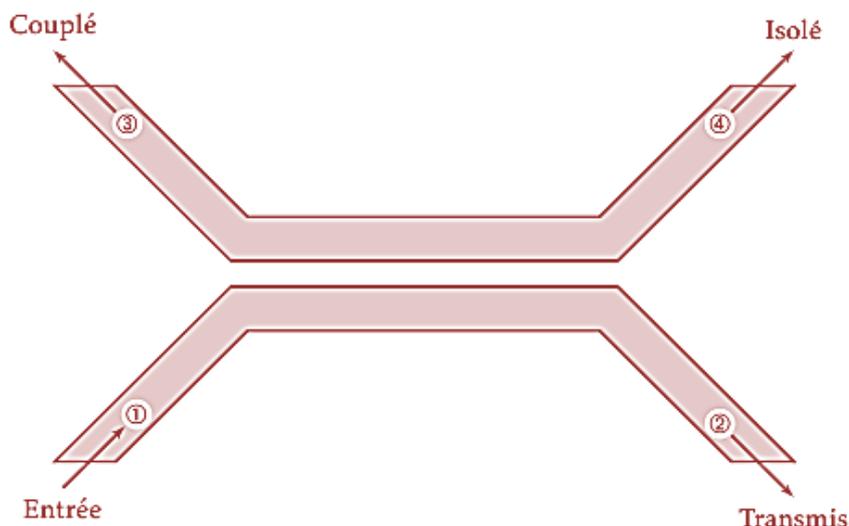


Figure II 7: Géométrie d'un coupleur à lignes couplées

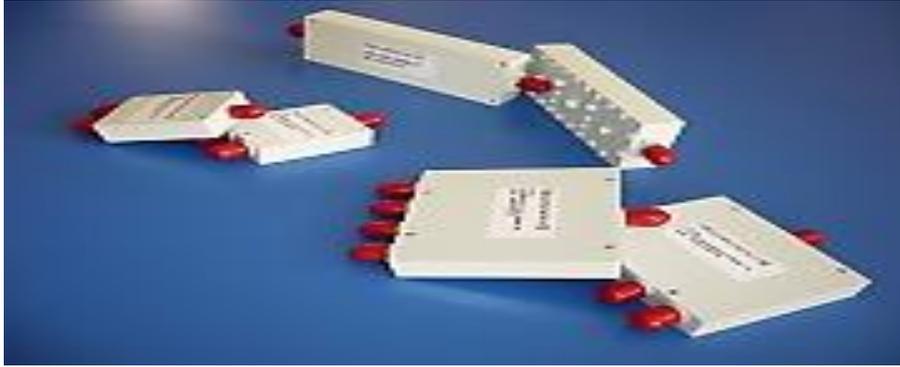


Figure II 8: Coupleur à ligne couplée faible bruit.

II.4.1.2.4 Coupleur de Lange

Le coupleur de Lange est un circuit RF commun développé en 1969. Le couplage est dérivé de lignes de transmission étroitement espacées, telles que des lignes microruban.

Il est généralement très difficile d'obtenir du couplage de 3dB ou 6dB à l'aide de lignes couplées. Pour améliorer le couplage, on utilise plusieurs lignes parallèles, de sorte que les champs de frange contribuent au couplage. Le coupleur le plus utilisé est le coupleur de Lange, montré à la figure II.8, quatre lignes couplées sont utilisées, avec des interconnexions, pour obtenir un couplage plus élevé. On peut facilement obtenir un couplage de 3dB, avec un octave ou plus de largeur de bande.

La fabrication des coupleurs Lange à haute fréquence nécessite une très grande précision, puisque les lignes sont très minces et rapprochées. Le coupleur Lange est un type de coupleur en quadrature ayant une différence de phase de 90° entre les sorties (ports 2 et 3).

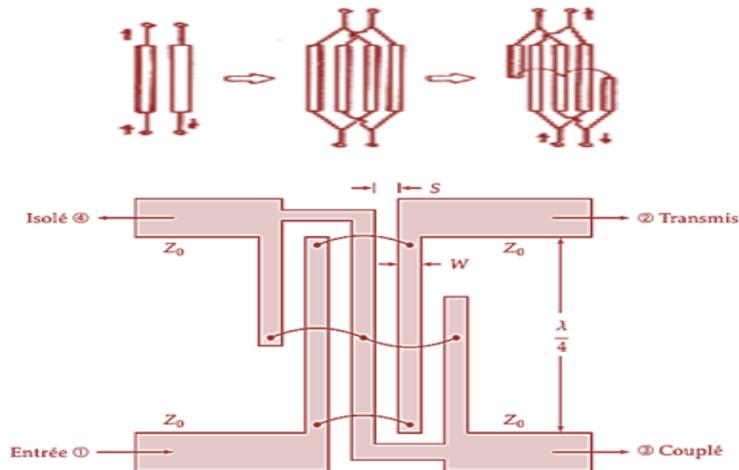


Figure II 9: Géométrie d'un coupleur Lange.

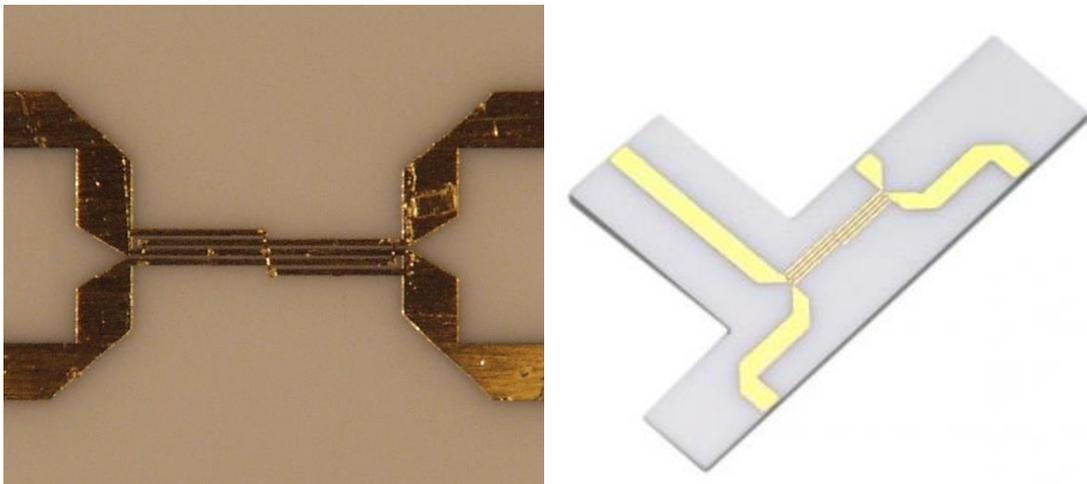


Figure II 10: Coupleur Lange.

II.4.1.2.5 Coupleur en anneau

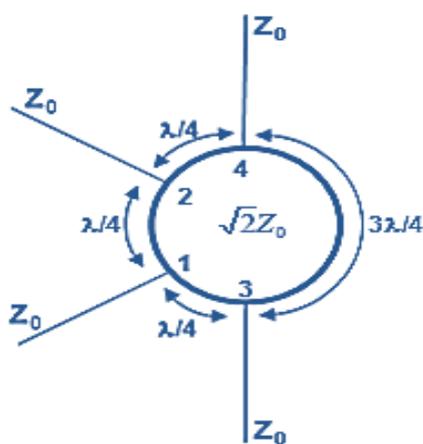
Le coupleur en anneaux de longueur $6\lambda/4$ (Figure II.10), appelé « rate-race coupler » en expression anglo-saxonne, est composé de quatre ports numérotés de 1 à 4. Les ports n°3 et 4 qui sont adjacents, sont espacés d'une longueur de $3\lambda/4$. Les autres ports sont espacés d'une longueur de $\lambda/4$ respectivement entre les ports n° 3 et 1, n°1 et 2, puis entre les ports n°2 et 4. Une impédance caractéristique Z_0 est définie aux entrées de l'anneau. L'impédance caractéristique de la section interne de l'anneau est égale à $\sqrt{2} \times Z_0$.

Cette impédance est nécessaire pour garantir l'isolation et l'adaptation entre les ports de l'anneau. En réalisation, une charge de puissance est généralement ajoutée sur l'un des

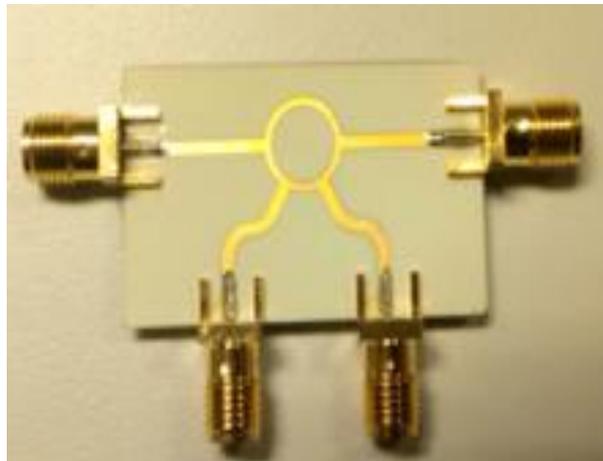
Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la conception des circuits passifs

ports du coupleur dans le but de palier à un déséquilibre de puissance dans l'anneau. Cette charge garantit également l'isolation entre les voies de l'anneau.

Si les signaux en entrée du coupleur anneau (en fonctionnement combineur) sont égaux en amplitude et phase, il n'y aura théoriquement pas de puissance dissipée dans la charge. Les signaux seront recombinaés en phase au port n°1, si la charge est située au port n°4. Le port n°1 est appelé ainsi « voie somme ». Dans un autre cas, les signaux seront recombinaés et déphasés de 180° au port n°4, si la charge est située au port n°1. Le port n°4 est alors appelé « voie différence » [21].



a)



b)

Figure II 11: Description géométrique du coupleur 3dB anneau $6\lambda/4$ 180° , b) exemple.

II.4.2 Etude théorique sur les diviseurs de puissance

II.4.2.1 définition

Le diviseur de puissance est un composant passif largement utilisé dans le domaine électronique micro-ondes et radiofréquence. Le schéma est illustré sur la Figure II.12.

Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la conception des circuits passifs

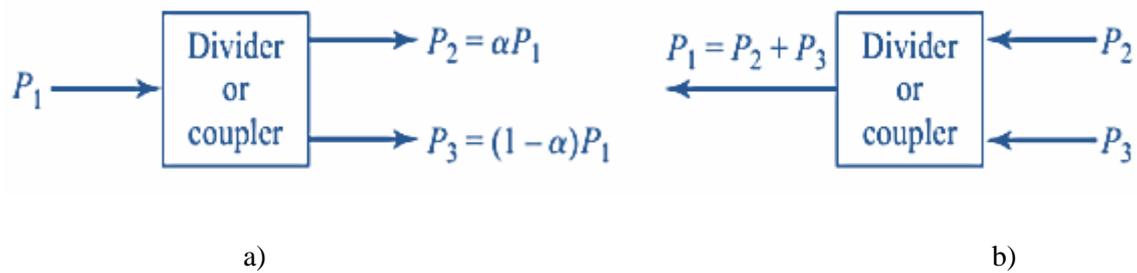


Figure II 12: Schéma d'un diviseur de puissance : (a) Division de la puissance. (b) Combinaison de puissance.

Dans la distribution d'énergie, le signal l'entrée est divisée en deux (ou plus) signaux de sortie de puissance inférieure, et un combineur de puissance mélange deux ou plusieurs signaux d'entrée et les combine sur un seul port de sortie.

Le splitter peut avoir N ports (trois ports, quatre ports ou plus), on peut y penser, idéalement, sans perte. Le réseau à trois ports se présente sous la forme d'un connecteur en T, qui est dans le cas des répartiteurs de puissance, le réseau à quatre ports adopte d'autres formes.

Au milieu des années 1950, beaucoup de diviseurs ont été réinventés en utilisant la technologie micro ruban (imprimée). L'utilisation croissante des lignes planaires a également conduit au développement de nouveaux types des diviseurs, tels que le diviseur de Wilkinson et le diviseur de Gysel.

II.4.2.2 Diviseur résistif adapté

Un diviseur de puissance résistif adapté est réalisé en plaçant des résistances dans les trois accès comme celle illustré dans la figure suivante.

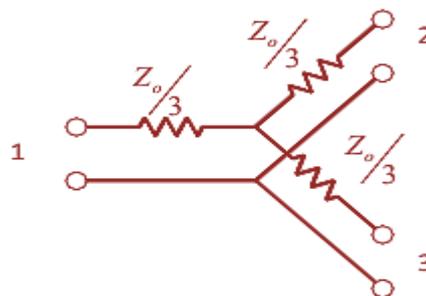


Figure II 13: Diviseur de puissance résistif adapté

Ce diviseur de puissance n'a pas de longueur de ligne en fonction de la fréquence, il peut donc être mis en œuvre pour couvrir une large bande passante. Cependant, ce diviseur a une perte d'insertion de 6 dB au lieu des 3 dB habituels sur un diviseur Wilkinson. De plus, il n'y a pratiquement pas de séparation entre les ports 2 et 3, par exemple un décalage avec le port 2 affecte directement l'ajustement des deux autres ports.

II.4.2.3 Wilkinson Power Divider (WPD)

Le Wilkinson Power Divider (WPD) est un réseau avec perte à trois ports, tous les ports sont appariés et la séparation entre les deux ports est considérée comme bonne. Il se compose de deux lignes de transmission, un quart de la longueur d'onde de $L = \lambda/4$. Où λ est la longueur d'onde. Chaque ligne a une impédance caractéristique de $2Z_0$ et une résistance d'isolement $R = 2Z_0$.

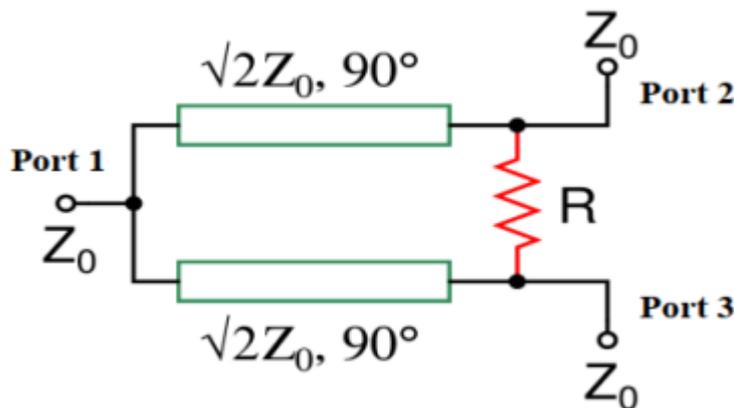


Figure II 14 : Structure de Wilkinson Power Divider (WPD)

Le diviseur Wilkinson est fabriqué à l'aide de deux segments de ligne TEM connectés en parallèle en entrée et connectés en sortie par impédance équilibrée. Le répartiteur Wilkinson est un réseau à 3 ports et est généralement conçu pour fonctionner avec la même impédance caractéristique sur chaque port.

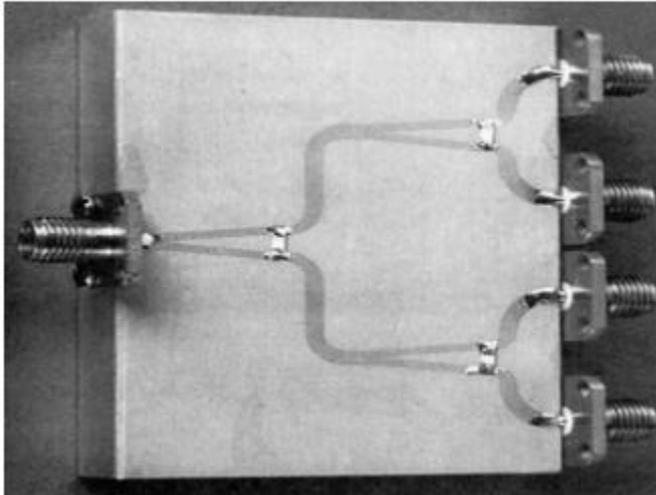


Figure II 15: Photographie d'un diviseur de puissance à quatre voies en utilisant trois diviseurs de Wilkinson.

II.4.2.4 Le diviseur de Gysel (GPD : Gysel Power Divider)

Le répartiteur Gysel, comme le répartiteur Wilkinson, est un réseau à 3 ports, mais possède deux résistances d'isolement avec les autres bornes mises à la masse, comme le montre la figure II.15

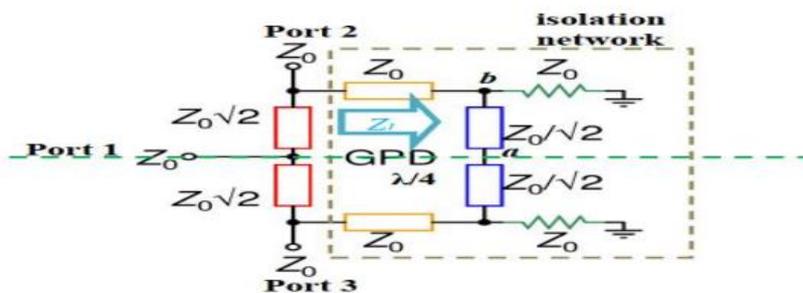


Figure II 16: Un diviseur de puissance de Gysel bidirectionnel d'amplitude égale.

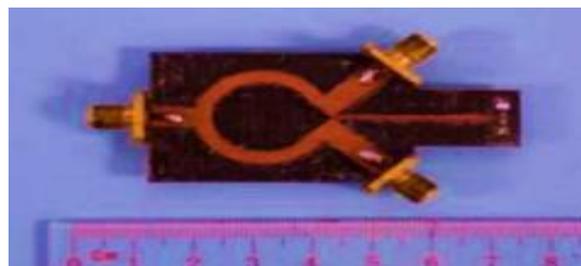


Figure II 17: Exemple d'un diviseur de Gysel.

II.4.2.5 Le diviseur de Bagley (BDP : Bagley Power Divider)

BagleyDivider est un répartiteur à trois ports. Ce répartiteur est conçu pour améliorer les performances de divers répartiteurs conventionnels (Wilkinson et Gysel).

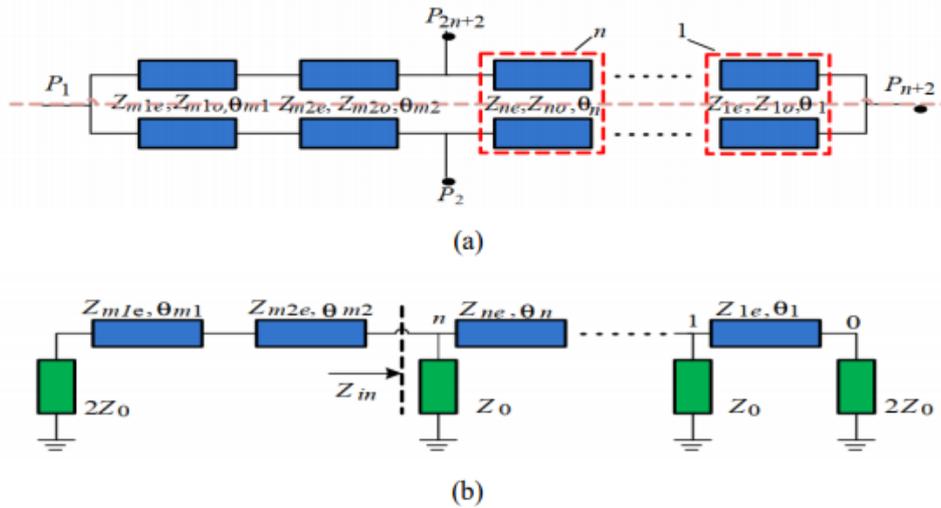


Figure II 18: Schéma de principe d'un diviseur BDP en utilisant des lignes couplées en a) , et son circuit équivalent en b) .

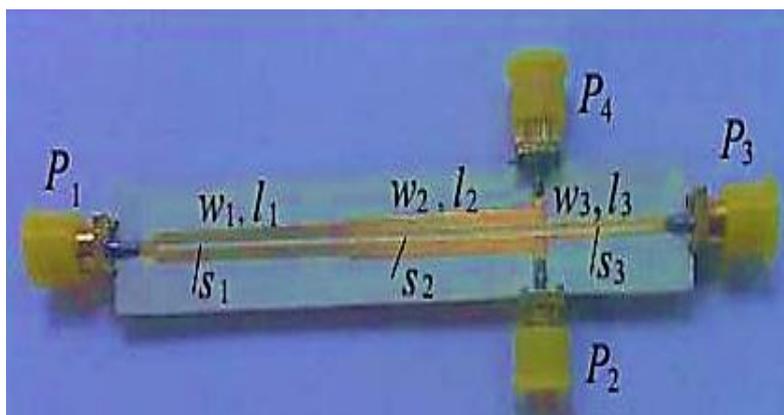


Figure II 19: exemple d'un diviseur de Bagley à 3 voies.

II.4.3 Les circulateurs :

Le circulateur est constitué de 3 ports où on trouve, généralement un émetteur, un récepteur et une antenne comme il est illustré dans la figure (II.18) [09]. L'accès de ces ports orientés à 120° les uns des autres autour d'un conducteur central qui peut avoir différentes géométries.

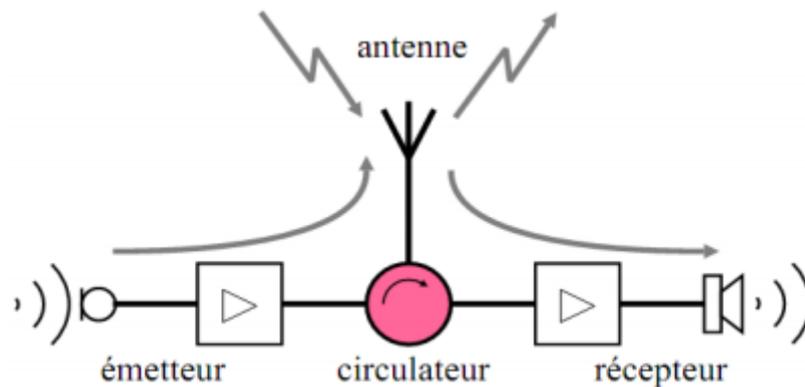


Figure II 20: Circulateur

II.4.3.1 CIRCULATEUR A TROIES VOIES :

La figure II.19 présente un CIRCULATEUR A TROIES VOIES dans le corps central se trouvent les éléments qui confèrent au circulateur sa non réciprocity.

Le circulateur effectue la transmission des ondes par remplacement cyclique. En effet, lorsqu'on lui applique un champ magnétique transversal, un champ magnétique interne est généré dans la partie centrale, de sorte que les ondes entrant par les canaux 1, 2 ou 3 ne peuvent sortir que par les canaux 2, 3 ou 1, respectivement [09].

Où : a_1 , a_2 , et a_3 , sont les amplitudes des ondes incidentes dans le circulateur Y a trois voies et b_1 , b_2 , et b_3 , sont les amplitudes des ondes réfléchies au niveau des trois ports.

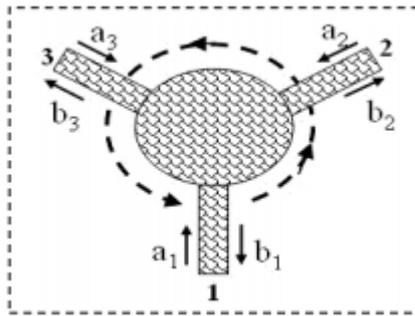


Figure II 21: Schéma de principe d'un circulateur à trois voies

II.4.3.2 Le circulateur a déplacement de champ en guide d'onde

La Figure II.20 montre Le circulateur Y avec déplacement de champ du guide d'ondes possède trois canaux à 120° l'un de l'autre. Le centre de Y est le corps central, et ses éléments rendent le circulateur non réciproque. Ces éléments comprennent un prisme triangulaire en ferrite auquel est appliqué un champ magnétique continu vertical. Des plaques résistives sont fixées de chaque côté du prisme, qui peuvent absorber le champ électromagnétique qui les traverse.

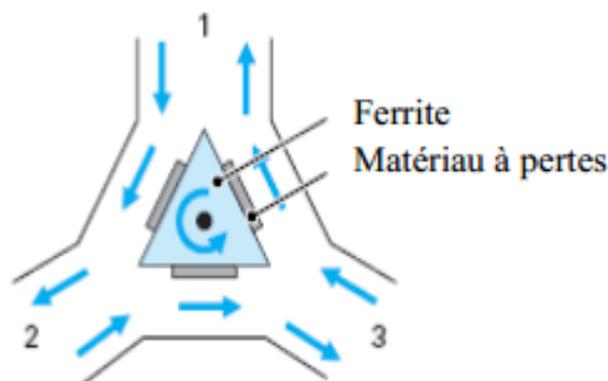


Figure II 22: Circulateur à déplacement de champ en guide d'onde

Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la conception des circuits passifs

Le fonctionnement de ce type de circulateur est basé sur le phénomène de déplacement de champ qui se manifeste dans chacune des jonctions correspondant aux trois faces du prisme.

II.4.3.3 Le circulateur à effet Faraday :

L'effet Faraday sert à assurer le fonctionnement de ce circulateur. Il contient un rail de guidage circulaire fonctionnant en mode TE₁₁, relié par deux transitions progressives, où la transition d'entrée comprend deux rails rectangulaires fonctionnant en mode TE₁₀, et la transition de sortie comprend un rail rectangulaire fonctionnant en mode TE₁₀. Le rail de guidage circulaire est chargé axialement par un cylindre de ferrite soumis à un champ magnétique longitudinal. La longueur de la ferrite est telle que la rotation de Faraday est de 45° lors de sa traversée. De plus, un réseau de fils g_1, g_2, g_3 parallèles aux grands côtés des rails de guidage rectangulaires 1, 2 et 3 sont disposés à la jonction de chacune des trois pistes et de la partie centrale AB.

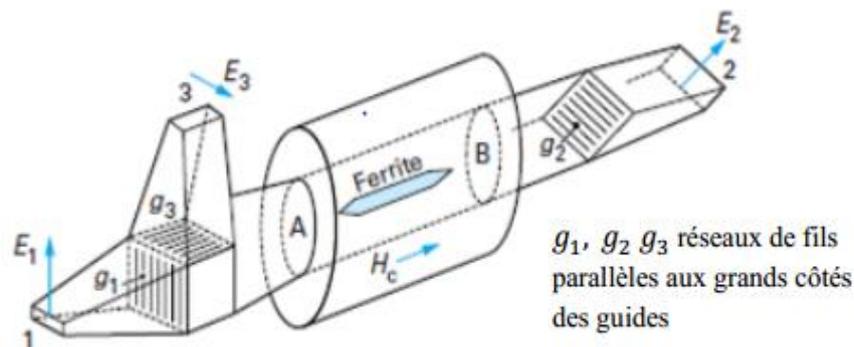


Figure II 23: Circulateur à effet Faraday.

II.4.4 Atténuateurs :

Un atténuateur est un quadripôle qui sert à affaiblir l'onde qui le traverse (figureII.24)

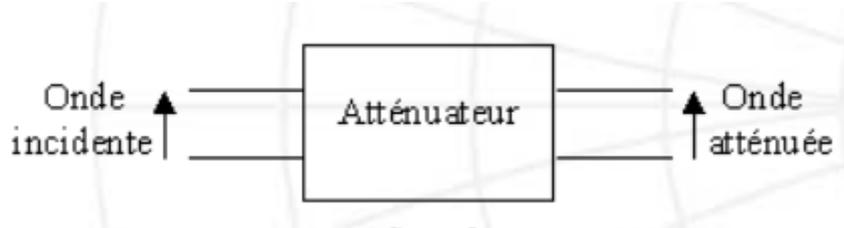


Figure II 24: Atténuateur

En effet si l'on envoie un signal sur l'entrée de l'atténuateur, on récupère en sortie un signal atténué d'un certain nombre.

On peut expliquer ce phénomène en regardant la matrice du paramètre S correspondant à l'atténuateur. En considérant que l'atténuateur soit parfait, on suppose que les paramètres de réflexions S_{11} et S_{22} sont nul, et que les paramètres de transmissions S_{12} et S_{21} sont égaux, on a donc :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & Ke^{\alpha} \\ Ke^{\alpha} & 0 \end{bmatrix}$$

Où K est le coefficient d'atténuation. Ce coefficient doit être inférieur à 1 pour qu'on ait une atténuation.

On peut réaliser l'atténuateur sous deux structures de bases composées de trois résistances, sous forme de structure en pi et sous forme de structure en T.

II.4.4.1 Atténuateur en pi

La structure en p se compose de trois résistances (figure II. 23).

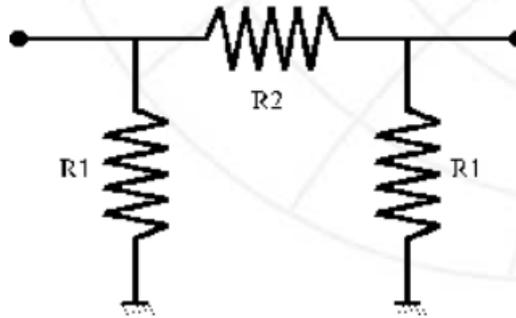


Figure II 25: Atténuateur en pi

On a donc pour les valeurs des résistances, les expressions suivantes :

$$\begin{cases} R_1 = Z_0 \frac{K + 1}{K - 1} \\ R_2 = Z_0 \frac{K^2 - 1}{2 \cdot K} \end{cases}$$

II.4.4.2 Atténuateur en T

La structure en T se compose de trois résistances (figure 24).

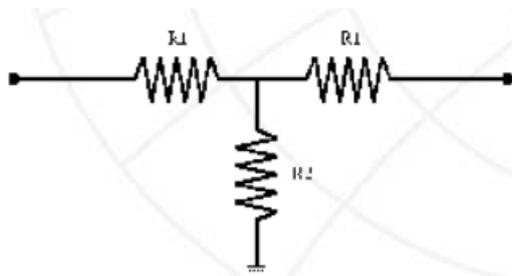


Figure II 26: Atténuateur en T

On a donc pour les valeurs des résistances, les expressions suivantes :

$$\begin{cases} R_1 = Z_0 \frac{K - 1}{K + 1} \\ R_2 = \frac{2 \cdot Z_0 \cdot K}{K^2 - 1} \end{cases}$$

II.4.4.3 Atténuateurs à dissipation :

Sur les câbles coaxiaux, ils consistent à remplacer une partie du conducteur central par un cylindre résistif. Pour un cylindre donné, l'atténuation obtenue est fixe. L'atténuateur variable peut être fabriqué étape par étape en installant plusieurs cylindres sur le canon. [06]

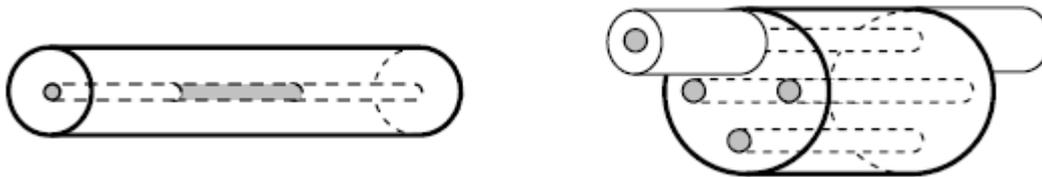


Figure II 27: Atténuateurs à dissipation cylindrique.

Sur le guide d'onde, une lame d'absorption (verre platiné, carton graphite, etc.) placée dans le sens du champ électrique est utilisée. Ils peuvent être modifiés en changeant la profondeur de pénétration de la lame ou sa position dans le tronçon de rail (section du guide).

II.4.4.4 Atténuateur a la coupure

Des atténuateurs à la coupure sur câble coaxial, ou à mode évanescent, reposent sur cette propriété, ils permettent d'obtenir de très grandes atténuations (jusqu'à 100 dB). Les guides coaxiaux sont interrompus et remplacés sur une longueur convenable par des guides circulaires utilisant le même conducteur extérieur dans lesquels sont excités les modes à la coupure. L'adaptation de ces atténuateurs est délicate, l'impédance caractéristique d'un guide à la coupure étant une réactance pure (TOS infini).[06]

II.4.5 Les filtres :

II.4.5.1 Rappels sur la notion de gabarit de filtre :

Un filtre idéal est un quadripôle qui permet la transmission sans pertes dans des plages de fréquences données et une réjection infinie dans toutes les autres plages de fréquences.

De telles caractéristiques idéales ne peuvent pas être obtenues ; le but de la conception de filtres est donc d'approcher les spécifications avec une tolérance acceptable [25].

Quatre catégories de filtres peuvent être répertoriées :

- Les filtres passe-bas qui ne laissent passer que les fréquences inférieures à la fréquence de coupure f_c et qui rejettent les fréquences supérieures à f_c ;
- Les filtres passe-haut qui rejettent les fréquences inférieures et transmettent les fréquences supérieures à f_c ;
- Les filtres passe-bande qui permettent la transmission uniquement dans une bande de fréquences Δf centrée sur la fréquence centrale f_0 et qui interdisent la transmission hors de cette bande passante ;
- Les filtres coupe-bande ou réjecteurs qui sont le complément des filtres passe-bande.

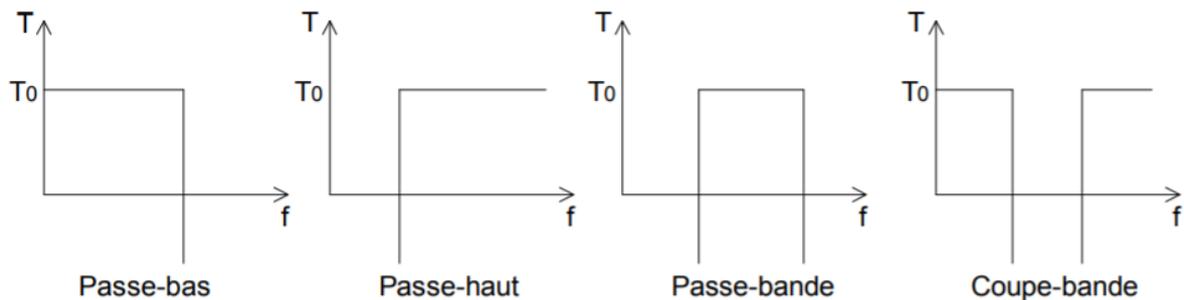


Figure II 28: les différents types de filtre

Applications :

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....

II.4.5.2 Filtres micro-ondes

Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la conception des circuits passifs

Un filtre hyperfréquence est un circuit électronique qui se caractérise par une fonction de transfert et effectue des opérations de traitement du signal. Elle repose sur le couplage entre plusieurs unités résonantes, et forme enfin un certain gabarit en termes de perte, de transmission et de réflexion. Il atténue certaines composantes du signal dans une bande de fréquence et fait passer d'autres composantes à travers une autre bande de fréquence appelée bande passante.

II.4.5.3 Filtres passifs volumiques :

Les filtres passifs volumiques présentent une bonne stabilité thermique et tolèrent les signaux de fortes puissances, ce sont les seuls filtres capables de conduire à de très faibles bandes passantes.

Il existe trois catégories de ces filtres: les filtres à résonateurs diélectriques, à guide d'ondes ou à cavités métalliques.

II.4.5.4 Filtres à Cavité métalliques :

Ces filtres sont apparus au début des années 1940. De forts facteurs de qualité peuvent être atteints (supérieurs à 20 000) conduisant à des bandes Passantes relatives de l'ordre de 0,1 % avec peu de pertes. Outre le poids et le volume, l'un des inconvénients de ce type. Le filtre a besoin des vis de réglage pour affiner la réponse à tester. Ces vis permettent néanmoins de retrouver mécaniquement les bons coefficients de couplage inter résonateurs, et les fréquences de résonance. Il y a donc une étape supplémentaire à exécuter après la fabrication du filtre.

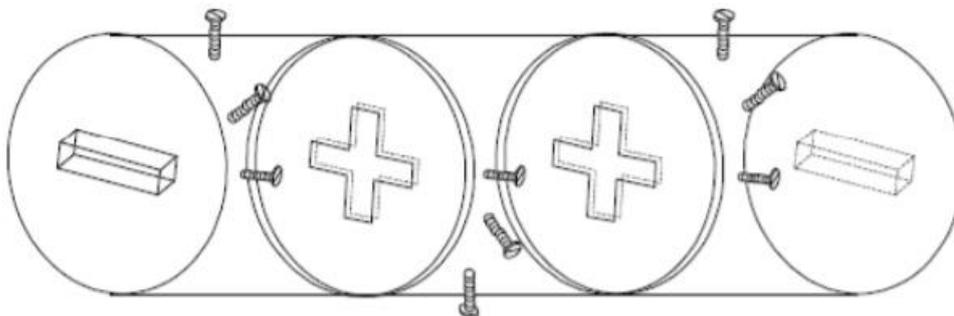


Figure II 29: Filtre à cavités métalliques cylindriques

II.4.5.5 Filtres à résonateurs diélectriques

Cette technologie est apparue vers la fin des années 1960 avec l'utilisation de résonateurs diélectriques en oxyde de Titane (TiO_2) avec de très forts Q_0 (10 000).

Pour la réalisation d'un filtre, une gaine métallique est utilisée autour des résonateurs pour assurer un blindage et éviter les pertes par rayonnement. Un tel filtre est présenté sur la figure. Les différents résonateurs sont couplés entre eux par des iris de réglage.

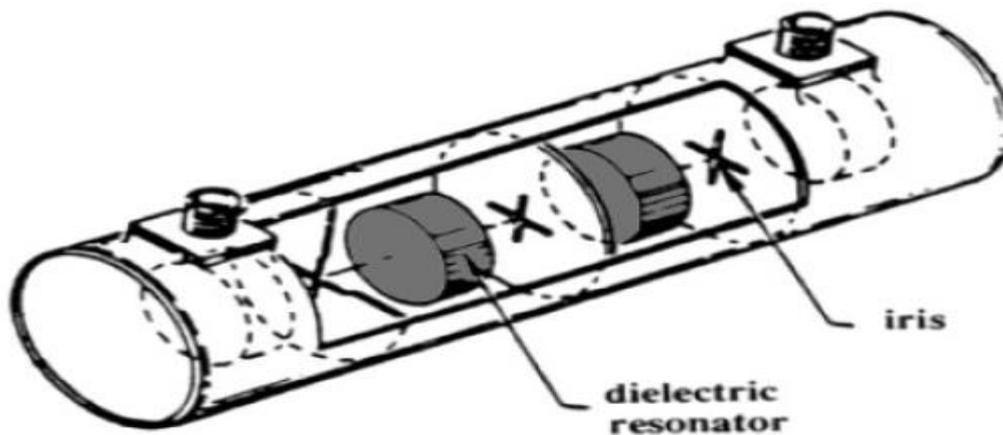


Figure II 30: Filtre à résonateurs diélectriques.

II.4.5.6 Filtres couplés :

Afin d'améliorer la qualité de la filtration, il est nécessaire d'utiliser plusieurs filtres en cascade. Par exemple, d'après la figure II.29, le circuit équivalent dans les constantes locales de ce type de filtre est un circuit oscillants couplés.[22]

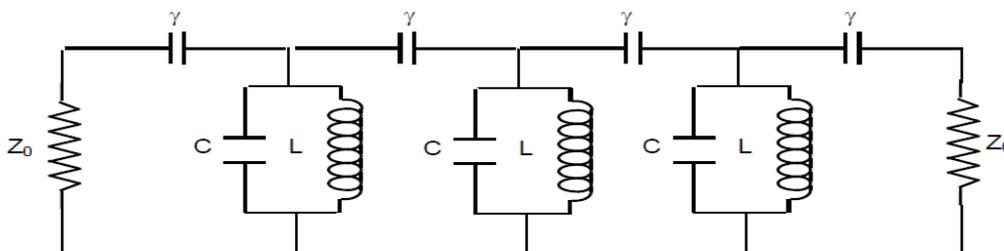


Figure II 31: Schéma équivalent de cavités couplées

Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la conception des circuits passifs

Les types de résonateurs couplés peuvent prendre différentes formes selon leurs modes de réalisation. Chaque schéma équivalent sera dérivé de la physique du filtre (HF), et les capacités γ sont les capacités de couplage.

II.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques circuits passifs hyperfréquences ainsi que leurs théories.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les résultats de l'analyse par la méthode des éléments finis (MEF) de la ligne triplaquée cylindrique TEM sous l'environnement Free FEM, et aussi l'utilisation de cette ligne pour concevoir des circuits passifs très recommandés dans le domaine des télécommunications tels que les coupleurs Branchline directifs.

Chapitre III *Présentation*

*de la ligne strip-line TEM
cylindrique et conception de
nouveaux types de coupleurs
Branchline.*

Chapitre III : Présentation de la ligne Stripline cylindrique TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directs

III.1 Introduction

La conception d'antennes micro-rubans et de réseaux d'antennes micro-rubans sur des substrats de forme cylindrique nécessitent le développement d'outils de conception assistée par ordinateur très précis pour les circuits intégrés micro-rubans sur des substrats courbes. En tenant compte des avantages de la configuration cylindrique, plusieurs applications intéressantes utilisant des substrats diélectriques flexibles peuvent être trouvées dans la conception de divers circuits hyperfréquences.

Dans la littérature micro-ondes récente, plusieurs documents ont été consacrés à l'analyse de la stripline et les lignes de transmission microruban imprimées sur diélectrique flexible enroulée autour de cylindriques.

En tirant parti de la configuration cylindrique, on peut trouver des applications qui incluent l'utilisation d'un matériau diélectrique flexible dans la conception d'adaptateurs de transition, de filtres, de coupleurs directs, de transformateurs d'impédance, pour les alimentations des antennes et réseaux d'antennes cylindriques, et aussi pour l'imagerie par résonance médicale (IRM)...etc.

Dans ce mémoire, nous avons choisi ici les logiciels FreeFEM et CST Microwave Studio, qui se caractérisent par leurs performances, leurs capacités de calculs, leur rapidité tout en assurant la précision, afin d'optimiser les paramètres de la structure et de réduire le coût de réalisation.

Les coupleurs cylindriques présentent un grand intérêt tant pour les systèmes de télécommunications que pour les milieux de l'ingénierie.

Pour plusieurs applications réelles, les antennes microbandes et les réseaux d'antennes doivent être adaptés aux surfaces courbées telles comme ceux des boosters, du matériel militaire, et des avions.

Cela rend également essentielle et indispensable la conception de nouveaux composants micro-ondes conformes pouvant composer le réseau d'excitation de l'antenne.

Pour atteindre cet objectif, qui est la conception de nouveaux types de circuits conformes (cylindriques), il nous a fallu déterminer les paramètres électromagnétiques (EM) de la ligne triplaque cylindrique TEM en fonction de ses paramètres géométriques (méthode des éléments finis) et physiques (ϵ_r), à partir de l'énergie électrique moyenne en résolvant l'équation de Laplace avec des conditions aux limites sous le logiciel FreeFEM. Puis, ces résultats ont été utilisés pour concevoir de nouveaux types de circuits hyperfréquences tels que les coupleurs branchline sous l'environnement CST Microwave Studio.

III.2 Description du logiciel freefem

FreeFEM est un solveur d'équations aux dérivées partielles pour les systèmes multiphysiques non linéaires dans les domaines de frontière 1D, 2D, 3D et 3D (surface et courbe).

Les problèmes impliquant des équations aux dérivées partielles de plusieurs branches de la physique, telles que les interactions fluide-structure, nécessitent des interpolations de données sur plusieurs maillages et leur manipulation au sein d'un programme. FreeFEM comprend un algorithme d'interpolation rapide et un langage pour la manipulation des données sur plusieurs maillages, FreeFEM est écrit en C++ et sa langue est un idiome en C++.

✓ Les principaux avantages de la méthode FEM sont :

- La simplification de la modélisation des phénomènes discontinus.
- La manipulation facile de géométries très complexes.
- La gestion d'une grande variété de problèmes d'ingénierie.
- La gestion des contraintes complexes.

✓ Inconvénients :

- Le temps de calcul est élevé (maillage volumique).
- Besoin d'un grand espace mémoire.

Pour étudier une structure dans le logiciel Free FEM [33] :

Syntaxe border (ib, tmin, tmax, nbt)

Begin

x :=f(t) ;

y:=g(t) ;

end ;

X :=rb*cos(t); /* rb est le rayon du cercle extérieur */

Border (2, 0,2*pi, 60)

Begin

Chapitre III : Présentation de la ligne Stripline cylindrique TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directives

```
X :=xo+ra*cos(t); /* ra est le rayon du
cercle */

Y :=yo+ra*sin(t) ; /* (xo, yo) est le
centre du cercle*/

end;
/*Cette dernière instruction permet de tracer un cercle de centre (xo, yo)
donné et de rayon ra donné*/

/* Le symbole /* */ indique qu'il s'agit d'un commentaire */
```

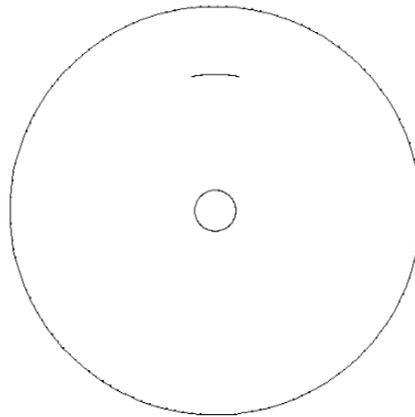


Figure III 1 : Tracé de la ligne Stripline sous free FEM [33]

- Ensuite faire un maillage automatique de la structure à étudier en utilisant l'instruction **buildmesh**.

Syntaxe **buildmesh (nmax)**

Cette instruction permet le maillage automatique de la structure en question en utilisant des éléments triangulaires. Le nombre **nmax** indique le nombre maximal de nœuds de la structure à utiliser pour faire le maillage.

Exemple

buildmesh (800)

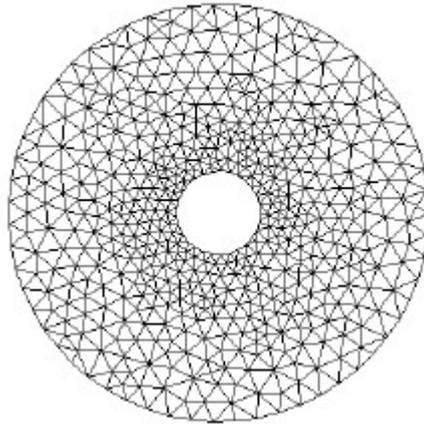


Figure III 2: Maillage de la ligne coaxiale TEM avec 800 nœuds [33]

- Enfin, résoudre l'équation aux dérivées partielles définissant le problème après avoir défini les conditions aux limites sur les frontières en utilisant l'instruction **Onbdy(numéro de la frontière).**

Dans le cas de notre problème, nous nous intéressons à la résolution de l'équation de Laplace en utilisant l'instruction **solve().**

Exemple

solve (V)

begin/* Conditions d'excitation */

onbdy (1) V = 0 ; /* 0 volt sur le cercle extérieur (blindage) */

onbdy (2) V = 1 ; /* 1 volt sur le cercle intérieur (conducteur central) */

pde(V) laplace(V) = 0 ; /* équation de Laplace à résoudre dans le cas homogène*/

end ;

La résolution de cette équation nous donne la distribution de la fonction V (ici potentiel) aux différents nœuds de maillage de la structure étudiée. Dans le cas inhomogène, l'équation de Laplace sous free FEM s'écrit :

Pde (V) laplace(V)*epsr+dx (V)*dx (epsr) +dy(V)*dy(epsr)=0; /* équation de Laplace à résoudre dans le cas inhomogène (quasi-TEM) */

Où **epsr** est le vecteur contenant les valeurs des constantes diélectriques aux différents nœuds de maillage de la ligne inhomogène.

III.3 Description du logiciel cst studio

CST Studio Suite est une solution logicielle d'analyse EM 3D hautes performances dédiée à la conception, à l'analyse et à l'optimisation des composants et systèmes électromagnétiques (EM). (Figure III.3)

Les solveurs de champ électromagnétique destinés aux applications de l'ensemble du spectre EM sont proposés dans une seule et unique interface utilisateur. Il est possible d'associer les solveurs pour réaliser des simulations hybrides, ce qui offre aux ingénieurs la flexibilité requise pour analyser des systèmes entiers composés de nombreux éléments, de façon efficace et simple. La conception avec d'autres produits SIMULIA permet d'intégrer la simulation EM au flux de conception et booste le processus de développement dès les premières étapes.

Les analyses EM les plus courantes portent sur les performances et l'efficacité des antennes et des filtres, la compatibilité électromagnétique et les interférences (EMC/EMI), l'exposition du corps humain aux champs EM, les effets électromécaniques sur les moteurs et les générateurs, ainsi que les effets thermiques sur les appareils haute puissance.

La solution CST Studio Suite est utilisée par des entreprises d'ingénierie et de technologie leaders dans le monde entier. Elle offre des avantages considérables pour la mise sur le marché des produits en écourtant les cycles de développement et en réduisant les coûts. La simulation permet d'utiliser le prototypage virtuel. Ainsi, il est possible d'optimiser les performances des équipements, d'identifier les éventuels problèmes de conformité et de les corriger dès les premières phases de conception, de limiter le nombre de prototypes physiques requis, de tests et de rappels.

CST® STUDIO SUITE® 2018

CST MICROWAVE STUDIO® | CST EM STUDIO® | CST PARTICLE STUDIO® | CST CABLE STUDIO®
CST PCB STUDIO® | CST MPHYSICS® STUDIO | CST DESIGN STUDIO™



Figure III 3: Présentation du CST STUDIO SUITE 2018

III.4 Présentation de la ligne stripline cylindrique tem

La géométrie de la section transversale de la ligne stripline cylindrique est illustrée sur la Figure III.4 et III.5.

La ligne représente un arc conducteur avec un rayon de r_2 et un angle de conduction de 2α et situé entre deux plans de masse cylindriques avec le conducteur central de rayons interne r_1 et le blindage de rayon externe r_3 , et sont immergés dans un diélectrique avec une constante diélectrique relative permittivité (ϵ_r).

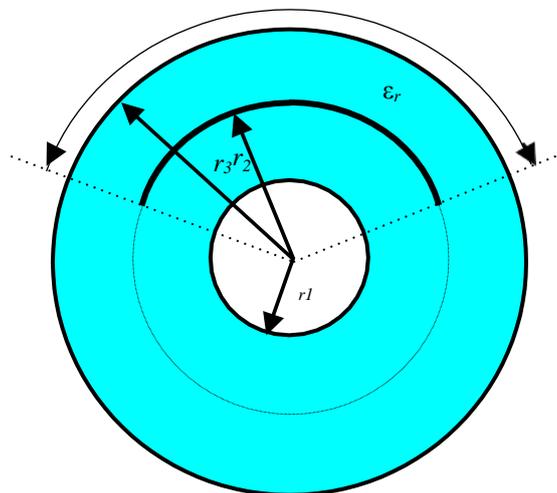


Figure III 4: Section transversale de la ligne strip-line cylindrique TEM

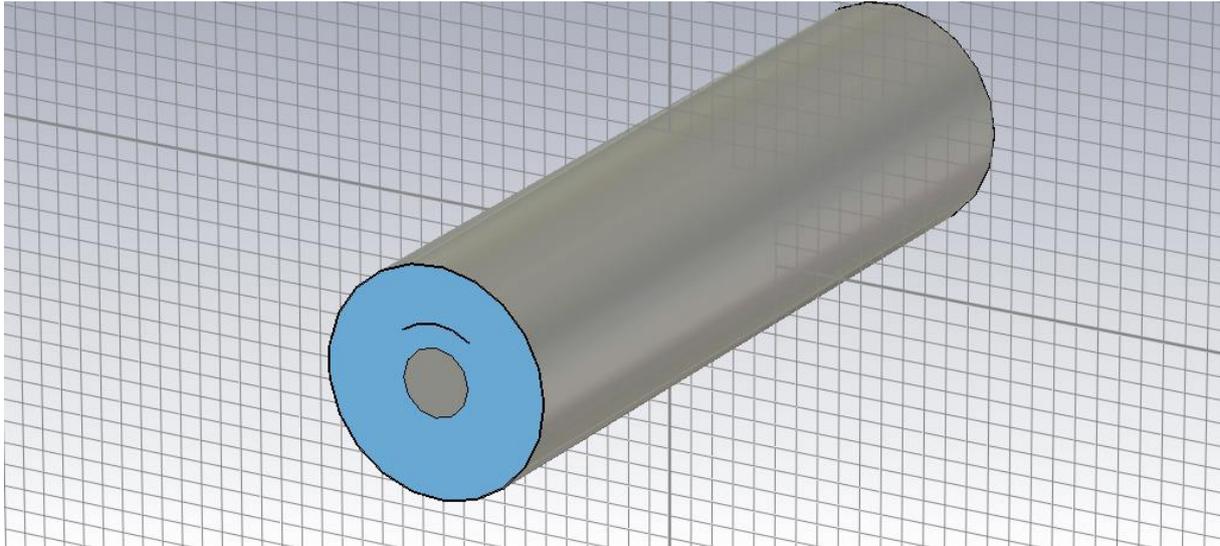


Figure III 5: Section transversale en 3D de la ligne strip-line cylindrique TEM

Wang [30] a présenté des résultats détaillés sur l'impédance de ces lignes. En mettant en place des égalisations de série double, les constantes apparaissant dans la solution de la Laplace ont été évalués à l'aide de la méthode des moindres carrés; Méthode d'intégration simple. Cependant, les résultats en [30] sont valables pour un milieu diélectrique homogène. En outre, Les équations de deux séries doivent être résolues chaque fois que la structure de la ligne de transmission est modifiée. Application conforme Rao et al. [31] ont analysé des striplines avec milieu homogène. En utilisant la transformation rythmique logarithmique, une bande cylindrique a été transformée en bande plane avec des plans finis au sol. En supposant que la bande largeur à être très faible (par rapport à 2π) la caractéristique l'impédance de la bande plane résultante a été trouvée à l'aide du bien connu la transformation conforme. Par conséquent, la méthode [31] devrait donner des résultats corrects pour les très petites bandes. La résolution de l'équation de Laplace dans un système de coordonnées elliptiques, Joshi et al. [32] ont résolu le problème de stripline cylindrique pour un milieu diélectrique homogène.

Dans ce travail, nous proposons de calculer et trouver les paramètres EM de la ligne stripline cylindrique pour un large intervalle de variation du rapport (r_1/r_2) variant entre 0.3 à 0.9 et pour un angle de conduction (θ) des arcs internes variant de 10° à 350° . L'analyse EM par le biais de la MEF-2D est adoptée pour étudier et pour déterminer avec précision les paramètres EM. Le rapport (r_1/r_3) est fixé à 5.

III.5 Analyse numérique par la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une technique de calcul numérique appliquée avec succès dans beaucoup de problèmes d'ingénierie, de sciences et de domaines. L'idée de base de la méthode est de discrétiser le domaine en question dans des sous-domaines plus petits et plus simples, les éléments finis, et d'utiliser des fonctions de base prédéfinies pour rapprocher les quantités inconnues et d'appliquer une formulation qui permet la transformation de l'ensemble de différentiel correspondant, des équations intégrales ou intégrales-différentielles sur un système algébrique de valeurs propres et de vecteurs propres [33].

III.5.1 Calcul des paramètres électromagnétiques

La théorie des lignes de transmission nous permet de déterminer le champ électrique \vec{E} et le champ magnétique \vec{H} à partir du potentiel V . L'énergie électrique moyenne W_{em} emmagasinée dans la structure étudiée se calcule à partir du champ électrique \vec{E} . Les impédances caractéristiques (pour les deux modes) du système formé par les deux lignes couplées se calculent aisément de l'énergie électrique moyenne W_{em} . Par conséquent il est impératif que le calcul du potentiel V se fasse avec une grande précision. Un modèle numérique à base de la méthode des éléments finis est développé pour le calcul de ces paramètres. Dans ce qui suit, nous montrons la procédure de calcul pour un mode donné.

III.5.1.1 Détermination du champ électrique

On peut déduire du potentiel scalaire V , le champ électrique par simple dérivation sachant que :

$$\vec{E} = -\overrightarrow{grad}(V) \quad (\text{III.1})$$

III.5.1.2 Energie électrique moyenne

La structure emmagasine une énergie électrique moyenne qu'on peut déduire du champ électrique comme suit :

$$\overrightarrow{W_{em}} = \frac{1}{4} \iint \epsilon_0 \epsilon_r \overrightarrow{E_t} \overrightarrow{E_t}^* dx dy \quad (\text{III.2})$$

III.5.1.3 Capacité linéique

Elle est déduite directement de l'énergie électrique moyenne, soit :

$$C = \frac{4\overrightarrow{W_{em}}}{(V_1 - V_2)^2} \text{En (F/m)} \quad (\text{III.3})$$

III.5.1.4 Impédance caractéristique

Elle est calculée à partir de la relation suivante :

$$Z_c = \frac{1}{v_\phi C} \text{En } (\Omega) \quad (\text{III.4})$$

Ou :

$$v_\phi = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ en (m/s)} \quad (\text{III.5})$$

Chapitre III : Présentation de la ligne Stripline cylindrique TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directs

Pour un milieu homogène à perméabilité relative $\mu_r = 1$.

III.5.1.5 Permittivité effective

La permittivité effective est définie comme étant le rapport de l'énergie électrique moyenne par unité de longueur emmagasinée dans une structure hétérogène et de l'énergie moyenne par unité de longueur emmagasinée dans la même structure vide. Par conséquent

$$\epsilon_{eff} = \frac{\iint \epsilon_0 \epsilon_r \overline{E_{t0}} \overline{E_{t0}^*} dx dy}{\iint \epsilon_0 \overline{E_{t1}} \overline{E_{t1}^*} dx dy} \quad (\text{III.6})$$

III.5.1.6 Self inductance linéique

Elle se déduit de l'impédance caractéristique z_c et de la capacité linéique C comme suit :

$$z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \Rightarrow L = Z_c^2 C \quad \text{En (H/m)} \quad (\text{III.7})$$

III.6 Présentation des résultats obtenus par la MEF sous freefem

Pour différents rapports (r_1/r_2) variant entre 0.3-0.9, l'influence de l'angle de strip (θ) variant entre ($10-350^\circ$) sur les paramètres électromagnétiques EM de la ligne Stripline TEM cylindrique sont présentés sur les figures suivantes :

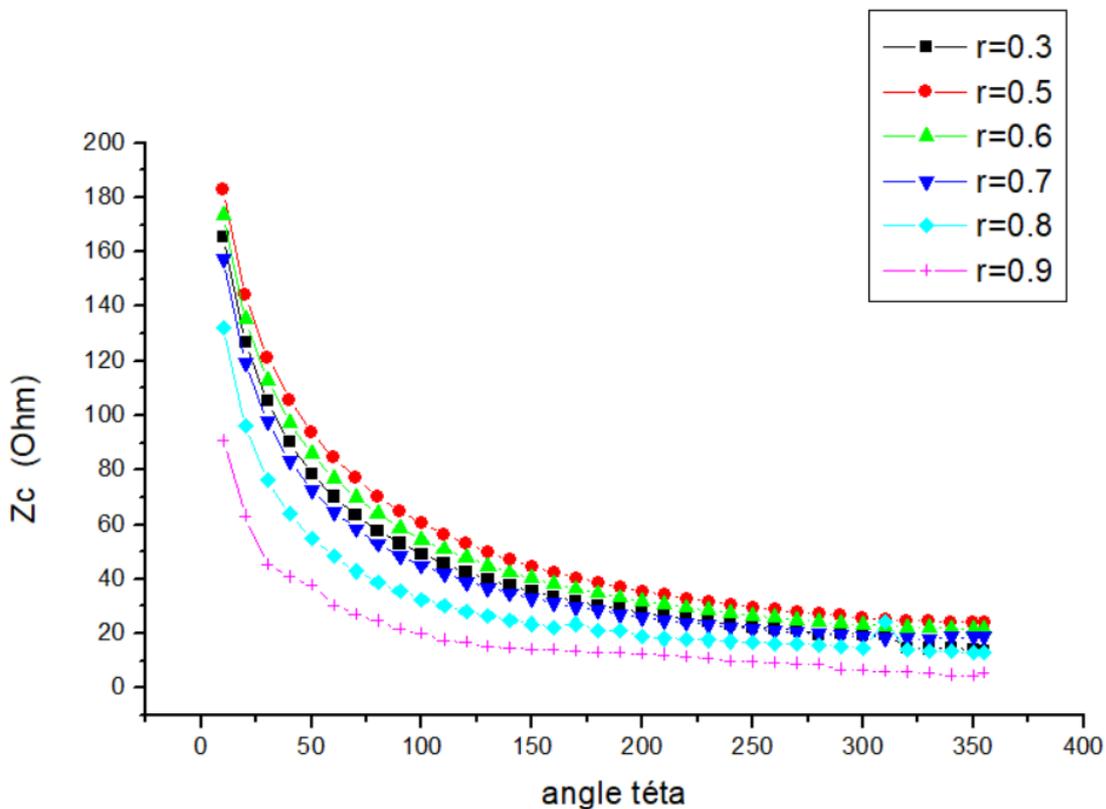


Figure III 6: L'impédance caractéristiques (Z_c) en fonction de l'angle de strip (θ)

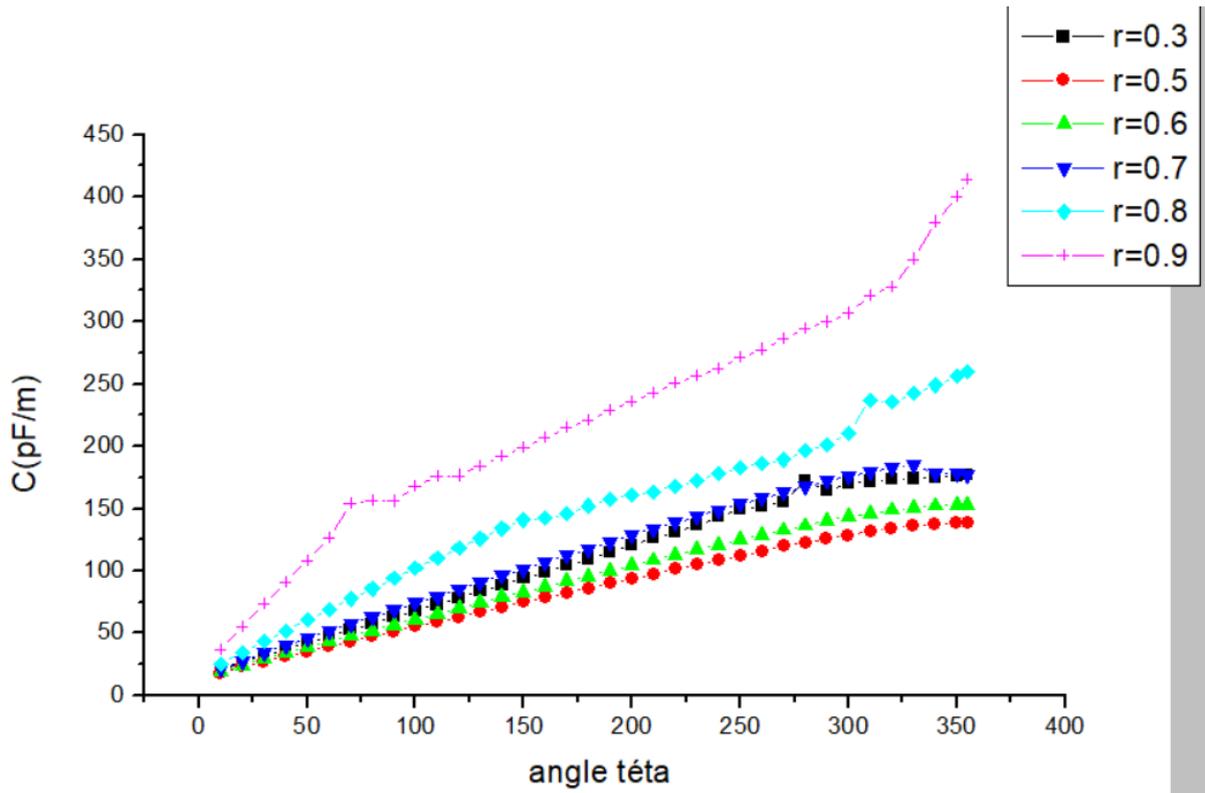


Figure III 7: La capacité linéique (C) en fonction de l'angle de strip (θ)

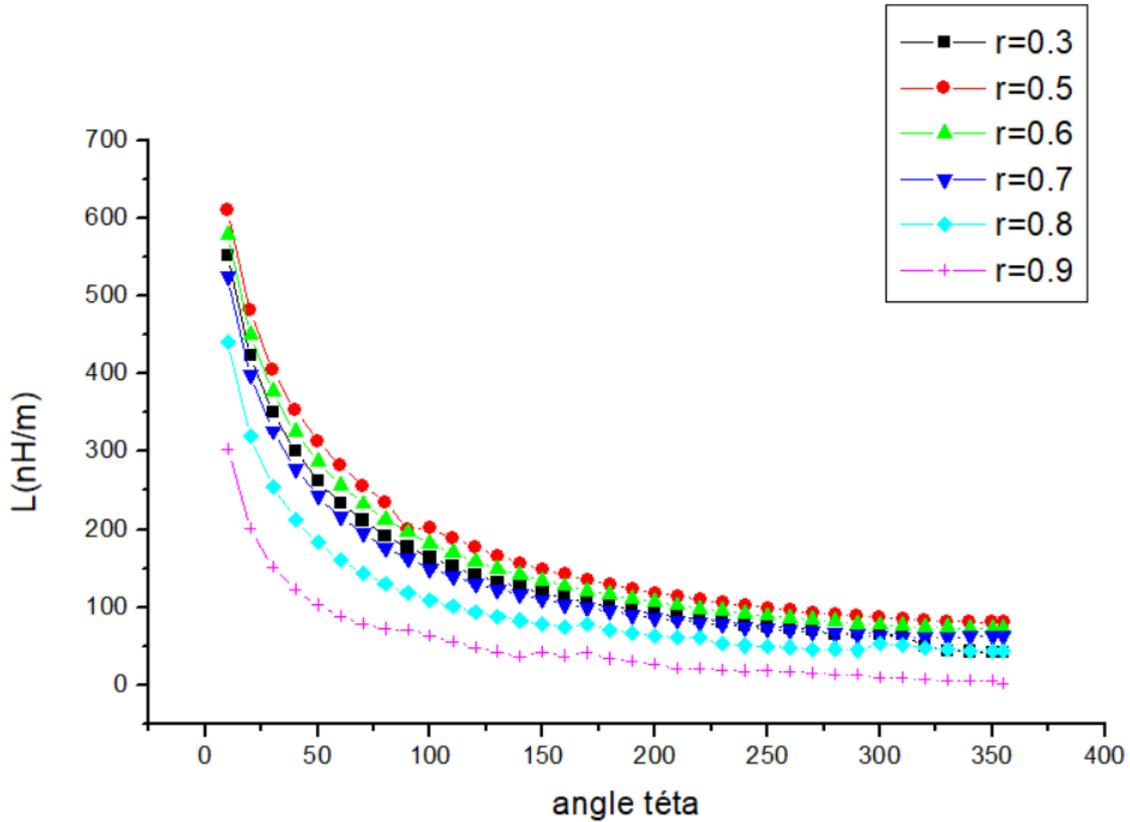


Figure III 8: L'inductance linéique (L) en fonction de l'angle de strip (θ)

Chapitre III : Présentation de la ligne Stripline cylindrique TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directs

Pour ce type de ligne, on peut avoir une impédance caractéristique (Z_c) allant de 5 à 182Ω . A partir de ces courbes, on peut faire la conception de plusieurs circuits hyperfréquences de hautes performances.

Dans la suite, on montre comment utiliser ce type de lignes à un seul conducteur pour concevoir des coupleurs Branchline hyperfréquences directs.

III.7 Conception et simulation de la ligne stripline cylindrique TEM et du coupleur branchline :

III.7.1 Simulation de la ligne stripline cylindrique TEM d'impédance de 35Ω :

Pour pouvoir simuler la structure de la stripline cylindrique sous CST Microwave studio, on utilise les réseaux de courbes trouvés précédemment.

Pour avoir une impédance caractéristique de 35Ω , nous optons pour le cahier de charge suivant :

- ✓ Un rapport entre le rayon de strip et le conducteur externe $R=0.8$.
- ✓ L'angle de strip $\theta=90^\circ$.
- ✓ La fréquence de travail de la ligne micro-ruban cylindrique est 2 GHz.

Types des matériaux	composants	Diamètres (mm)	Permittivité diélectrique
PEC (Perfect Electric Conductor)	Conducteur interne	1	/
	Strip	4-4.005	/
	Blindage	5-5.005	/
vacuum	substrat	5	1

Tableau III 1 : Les paramètres géométriques et physiques de la ligne stripline cylindrique TEM à 35Ω

Chapitre III : Présentation de la ligne Stripline cylindrique TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directifs

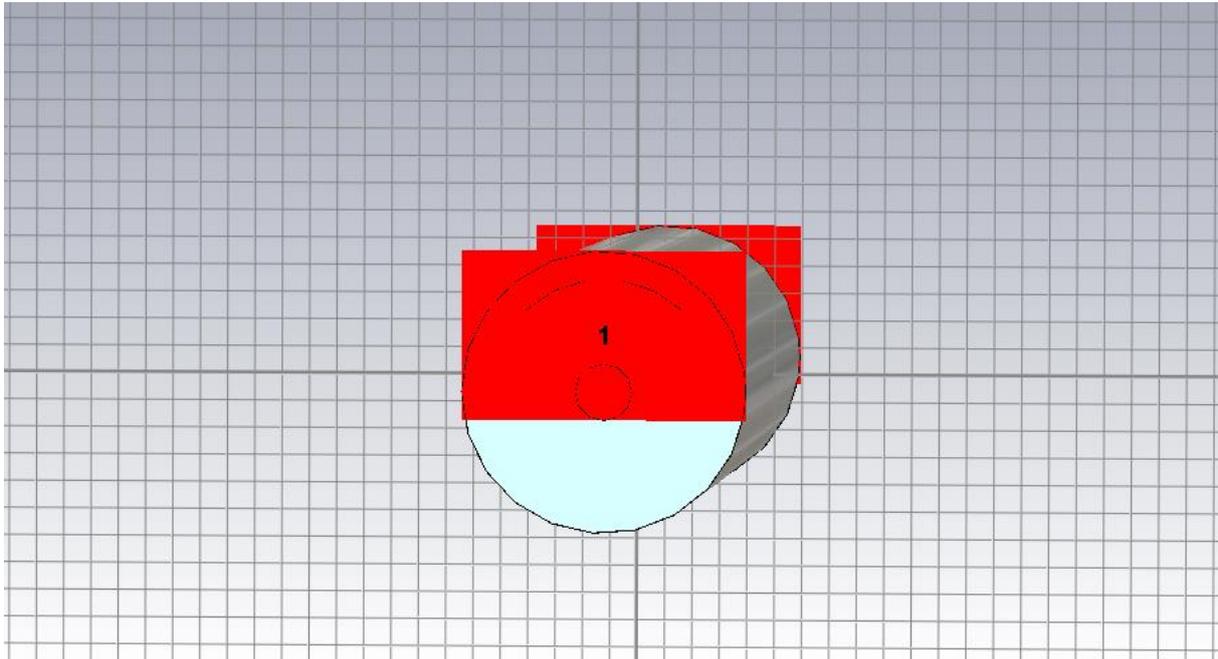


Figure III 9: La ligne stripline cylindrique TEM de 35Ω

Après avoir alimenté notre structure sous CST et choisir la fréquence 2 GHz ainsi que fixer les conditions aux limites, CST nous délivre la réponse fréquentielle suivante :

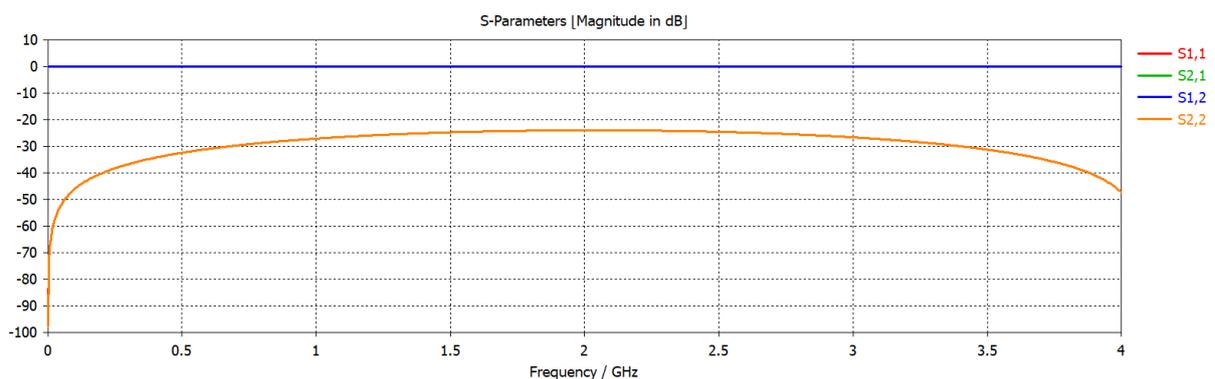


Figure III 10: Réponse fréquentielle de la ligne stripline cylindrique TEM de 35Ω fonctionnant à 2 GHz.

Chapitre III : Présentation de la ligne Stripline cylindrique TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directifs

D'après ce résultat, pratiquement, toute la puissance injectée à l'entrée (port 1) de la ligne se trouve à la sortie du (port 2) ($S_{12}=0$ dB). Une très faible puissance est réfléchiée à l'entrée (port 1), ici S_{11} (dB) est inférieure à (-25dB).

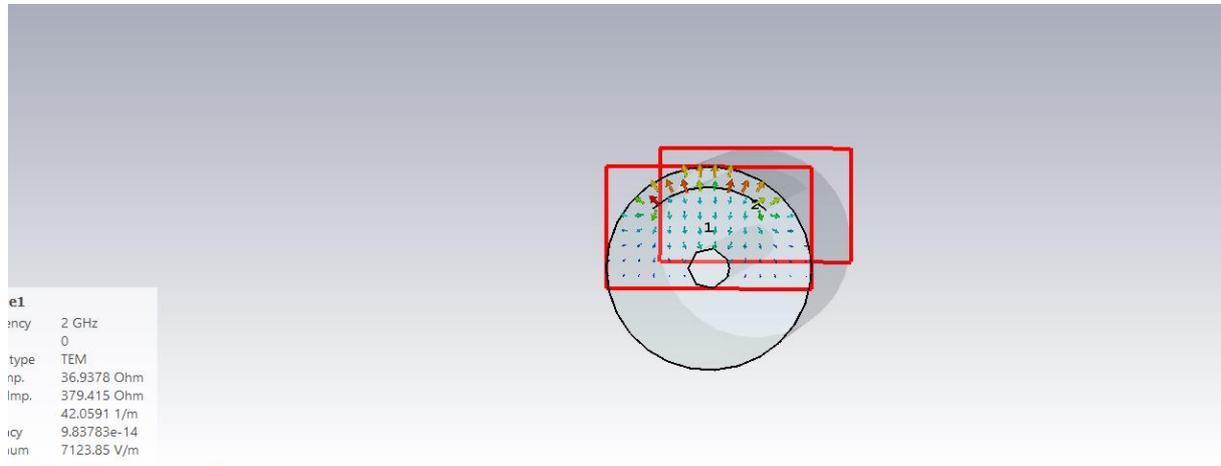


Figure III 11: La ligne stripline cylindrique TEM montrant l'impédance de 35 Ω

La figure III.11 nous montre l'impédance caractéristique obtenue de la ligne micro-ruban cylindrique TEM. Nous avons trouvé une impédance caractéristique de 36.9378 Ω ce qui est proche de 35 Ω . Ce qui atteste et valide notre conception et nos dimensions proposées pour la structure.

III.7.2 Simulation de la ligne stripline cylindrique TEM d'impédance de 50 Ω :

Pour simuler la ligne de transmission de 50 Ω , nous optons pour le cahier de charge suivant :

- ✓ Un rapport entre le rayon de strip et le conducteur externe $R=0.7$.
- ✓ L'angle de strip $\theta=90^\circ$.
- ✓ La fréquence de travail de la ligne triplaque cylindrique est 2 GHz.

Chapitre III : Présentation de la ligne Stripline cylindrique TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directs

Types des matériaux	composants	Diamètres (mm)	Permittivité diélectrique
PEC (Perfect Electric Conductor)	Conducteur interne	1	/
	Strip	3.5-3.505	/
	Blindage	5-5.005	/
vacuum	substrat	5	1

Tableau III 2: Les paramètres géométriques et physiques de la ligne stripline cylindrique TEM de 50 Ω

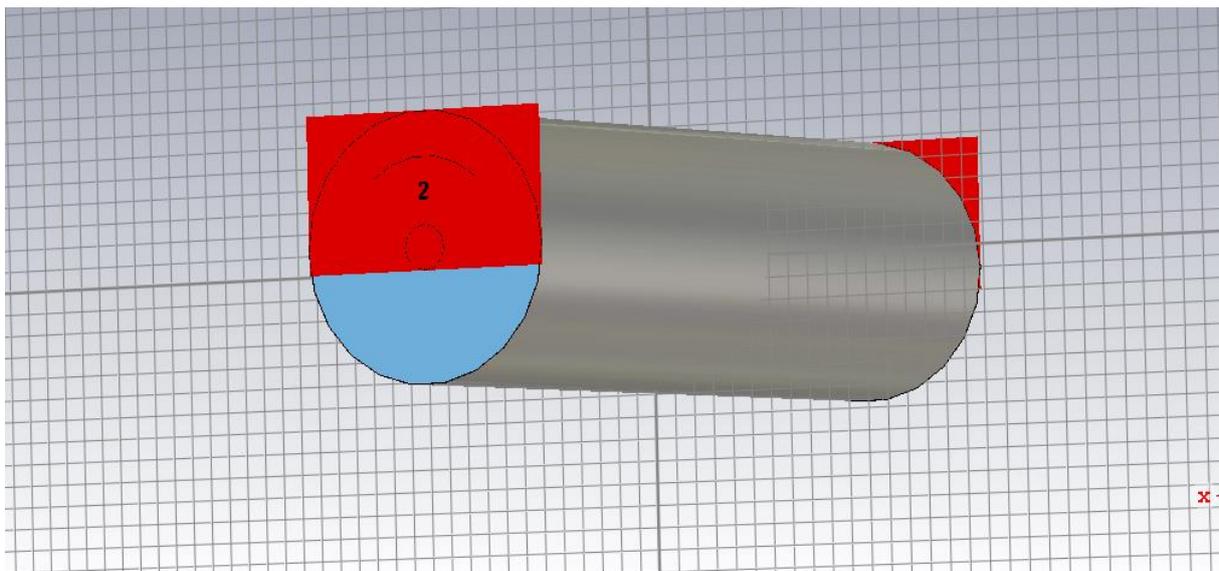


Figure III 12: La ligne stripline cylindrique TEM de 50 Ω

Après avoir alimenté notre structure sous CST, et choisir la fréquence 2 GHz ainsi que fixer les conditions aux limites, CST nous délivre la réponse fréquentielle suivante :

Chapitre III : Présentation de la ligne Stripline cylindrique TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directifs

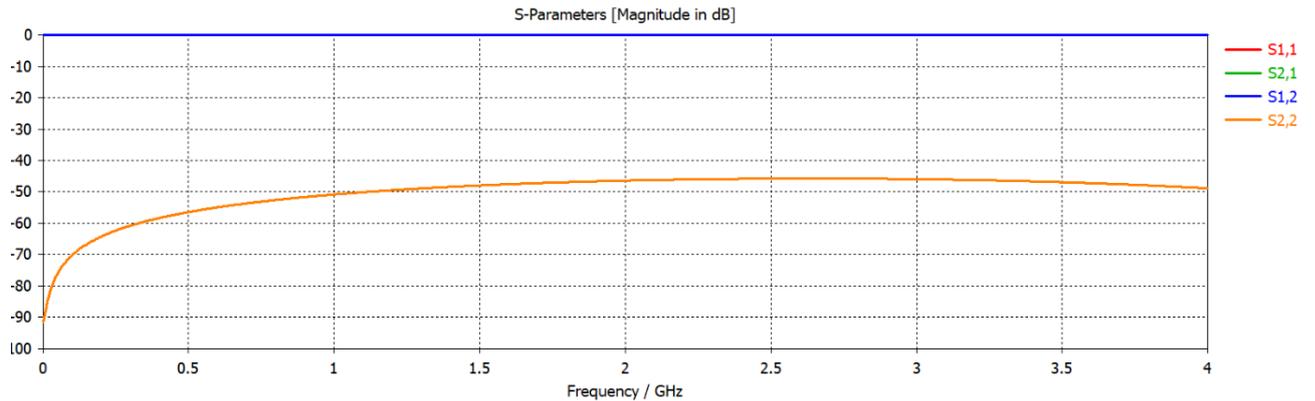


Figure III 13: Réponse fréquentielle de la ligne stripline cylindrique TEM de 50Ω fonctionnant à 2 GHz.

D'après ce résultat, pratiquement, toute la puissance injectée à l'entrée (port 1) de la ligne se trouve à la sortie du (port 2) ($S_{12}=0$ dB). Une très faible puissance est réfléchiée à l'entrée (port 1), ici S_{11} (dB) est inférieur a (-46.4 dB), ce qui est un très bon résultat et justifie l'adaptation.

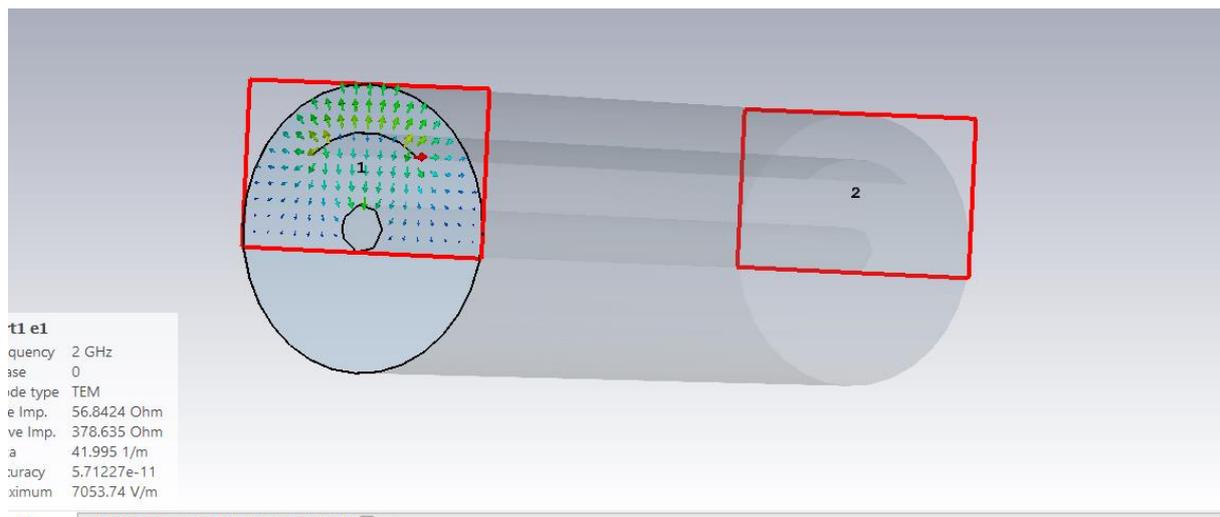


Figure III 14: La ligne stripline cylindrique TEM montrant l'impédance de 50Ω

La figure III.14 nous montre l'impédance caractéristique obtenue de la ligne micro-ruban cylindrique TEM. Nous avons trouvé une impédance caractéristique de 56.8424Ω proche de 50Ω . Ce qui atteste et valide et valide notre conception et nos dimensions proposées pour la structure.

III.7.3 Conception du coupleur branchline à base de la ligne stripline cylindrique

Les coupleurs dits Branchline sont des coupleurs directionnels, 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 Micro-ruban ou Tri plaque, et fait partie des coupleurs dites à « quadrature de phase », comme il peut être réalisé en d'autres technologies, telle que par exemple la technologie MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) et la technologie triplaque cylindrique comme c'est le cas dans ce travail.

L'énergie entre par du port 1 et va se trouver divisée entre le port 2 (voie directe) et le port 3 (voie couplée), avec une différence de phase de 90° entre les sorties. Aucune énergie n'est transmise au port 4 (c'est le port isolée). Sa matrice de répartition en puissance [S] a la forme suivante :

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

Pour concevoir un coupleur Branchline TEM fonctionnant à 2 GHz et utilisant des tronçons de lignes Stripline (L1, L2, L3, L4), nous devons trouver les dimensions des lignes triplaque cylindriques TEM de 50 Ω et de 35 Ω fonctionnant à 2 GHz par exemple.

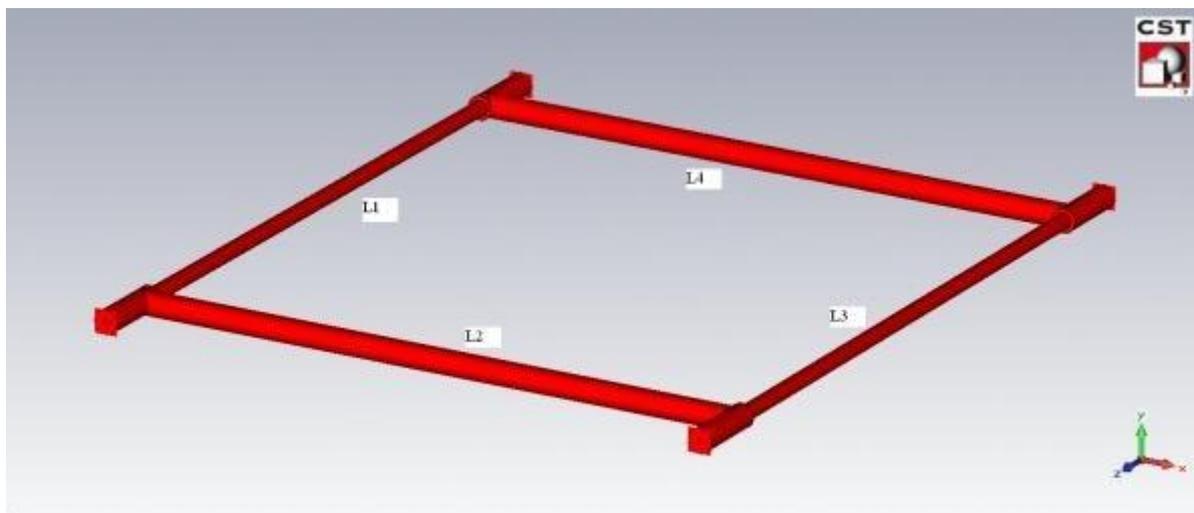


Figure III 15: Structure du coupleur Branchline TEM

Chapitre III : Présentation de la ligne Stripline cylindrique TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directs

Toutes les dimensions et les paramètres électromagnétiques, obtenus à partir d'une caractérisation numérique par la MEF pour les tronçons de lignes du coupleur sont illustrées dans le tableau III.3

Coupleur Branchline-TEM ($r_1=1\text{mm}$, $\epsilon_r=1$, $f_0=2\text{ GHz}$)	
Tronçons de lignes L1 et L3 $r_2/r_3=0.8$, $\theta=90^\circ$	
Paramètres EM et physiques	
Impédance caractéristique en (Ω)	35 Ω
Inductance linéique (nH/m)	118.216
Capacité linéique (pF/m)	93.9902
Longueur (mm)	37.5mm
Tronçons de lignes homogènes L2 et L4 $r_2/r_3=0.7$, $\theta=90^\circ$	
Impédance caractéristique en (Ω)	50 Ω
Inductance linéique (nH/m)	162.129
Capacité linéique (pF/m)	68.5325
Longueur (mm)	37.5 mm

Tableau III 3: Résultats de caractérisation et de conception de coupleur Branchline TEM fonctionnant à 2 GHz

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de la caractérisation EM de la ligne stripline cylindrique TEM en se basant sur la MEF en deux dimensions (2D) sous l'environnement freeFEM pour une large gamme de paramètres géométriques, pour θ allant de $10-350^\circ$, et pour un rapport entre les rayons, de ruban et de conducteur externe, variant entre 0.3 et 0.9.

Les lignes stripline de 50Ω et de 35Ω conçues en utilisant la FEM, ont été simulées sous le logiciel CST Microwave Studio, et un très bon coefficient de réflexion (S11) a été obtenu, ce qui justifie la bonne adaptation au niveau des ports.

La conception des lignes cylindriques quasi-TEM sous FreeFEMa été validé sous le logiciel CST Microwave Studio. La même impédance caractéristique (Z_c) a été trouvée avec les deux logiciels pour les mêmes paramètres géométriques et physiques.

Les résultats des paramètres électromagnétiques de la structure étudiée ont été utilisés pour faire la conception et trouver les dimensions d'un nouveau coupleur Branchline cylindrique directif à base de la ligne cylindrique TEM fonctionnant à 2 GHz.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter et analyser un nouveau type de lignes de transmission cylindriques couplées TEM. Les résultats de la caractérisation EM seront utilisés pour faire la conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques hyperfréquences directifs de hautes performances.

Chapitre IV

***Présentation de la ligne stripline
cylindrique couplée TEM et
conception de nouveaux types de
coupleurs stripline cylindriques
directifs***

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directifs

IV.1 Introduction

Les coupleurs directionnels sont des dispositifs passifs utilisés principalement dans le domaine de la technologie radio. Ils couplent une quantité définie de la puissance électromagnétique d'une ligne de transmission à un port permettant d'utiliser le signal dans un autre circuit. Une caractéristique essentielle des coupleurs directionnels est qu'ils ne couplent la puissance circulant que dans une seule direction. Se sont le plus souvent construits à partir de deux lignes de transmission couplées placées suffisamment proches l'une de l'autre pour que l'énergie passant par l'une soit couplée à l'autre. Cette technique est favorisée aux fréquences micro-ondes où les conceptions de lignes de transmission sont couramment utilisées pour mettre en œuvre de nombreux éléments de circuit.

Il existe plusieurs applications de coupleurs directifs. Celles-ci comprennent la fourniture d'un échantillon de signal pour la mesure ou la surveillance, la rétroaction, la combinaison des alimentations vers et depuis les antennes, la formation de faisceaux d'antenne, la fourniture de prises pour les systèmes distribués par câble tels que la télévision par câble et la séparation des signaux émis et reçus sur les lignes téléphoniques, ..., etc.

On peut tirer profit du couplage entre deux lignes de transmission pour construire des coupleurs directifs. Le couplage est obtenu par le rapprochement des conducteurs des deux lignes, il dépend de la distance entre les conducteurs et de la structure même du coupleur.

Dans ce chapitre, nous allons présenter une nouvelle structure de lignes couplées : c'est la ligne stripline cylindrique couplée TEM. Nous allons montrer les résultats de la caractérisation électromagnétique EM de la structure sous l'environnement FreeFEM en se basant sur la résolution de l'équation de Laplace. Après, ces résultats vont être utilisés pour concevoir de nouveaux types de coupleurs stripline TEM cylindriques micro-ondes directifs fonctionnant à 2 GHz sous l'environnement CST Microwave Studio.

IV.2 Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM

La géométrie de la ligne stripline cylindrique blindée et couplée est illustrée sur la Figure IV.1. Elle comporte deux bandes conductrices d'arcs circulaires avec un rayon de (r_2), angle de conduction de (θ) et épaisseur finie de (t) placées entre deux plans de masse cylindriques avec rayons intérieur et extérieur de (r_1) et (r_3), respectivement, et angle de fenêtre de (α) où ($\alpha = \pi -$

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

θ). Un matériau diélectrique avec la perméabilité relative (ϵ_r) remplit l'intérieur de la structure TEM.

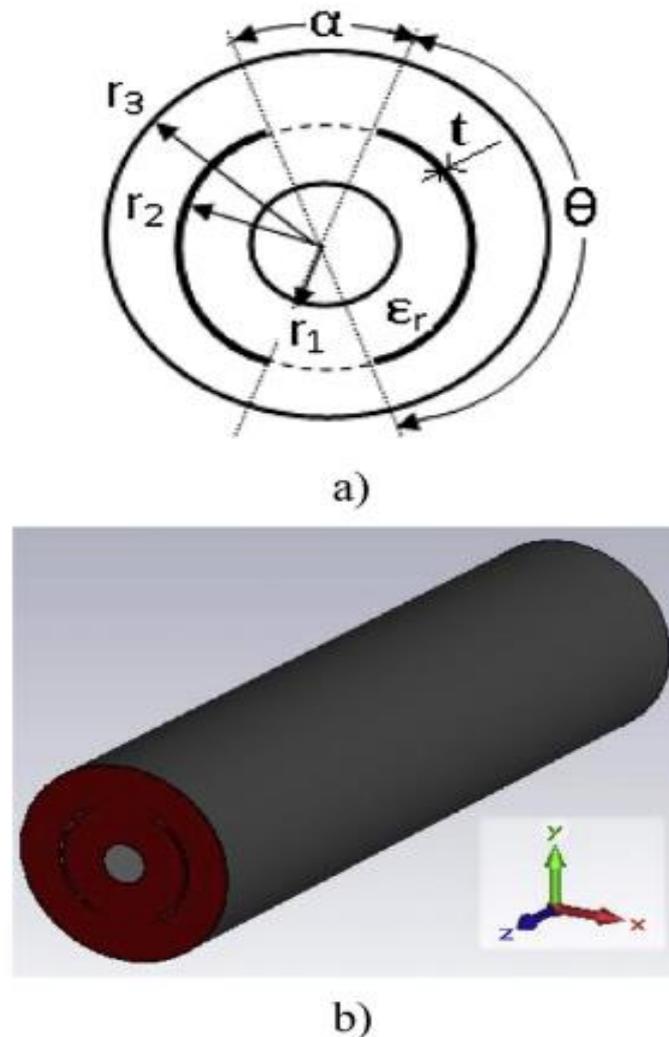


Figure IV 1: La ligne stripline cylindrique TEM

Représentation en (2D) en a) et représentation en (3D) en b).

IV.3 Caractérisation EM par la MEF

Dans la littérature scientifique, pour ce type de coupleur TEM blindé il n'existe aucun modèle analytique exacte des grandeurs EM à cause de la complexité de sa forme. Par conséquent nous avons adapté le logiciel MEF-2D pour étudier ce type de structures. Par conséquent la figure IV.2 montre le maillage en éléments finis de la ligne TEM, obtenu pour $r_3/r_1=5$, $r_2/r_1=3$ et $\theta=120^\circ$, et la figure IV.3 montre la distribution du potentiel scalaire,

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

obtenue après résolution par la MEF de l'équation de Laplace (cas homogène) pour les modes pair et impair, pour $r_3/r_1=5$, $r_2/r_1=3$ et pour un angle de conduction (θ) de valeurs 30° (Figure IV.3-a) et 100° (Figure IV.3-b).[35]

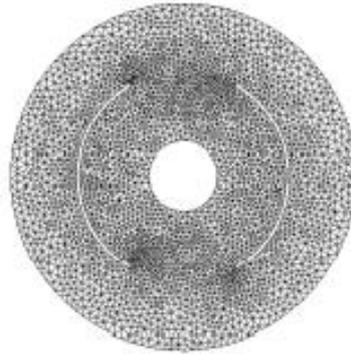


Figure IV 2: Maillage en éléments finis du coupleur TEM stripline cylindrique ($r_3/r_1=5$, $r_2/r_1=3$ et $\theta=120^\circ$).

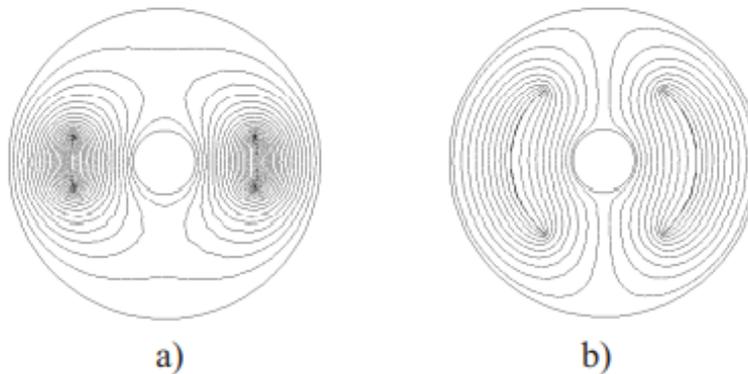


Figure IV 3: Distributions du potentiel scalaire du coupleur TEM stripline cylindrique ayant $r_3/r_1=5$ et $r_2/r_1=3$, pour les deux modes : pair pour $\theta=30^\circ$ en a) et impair pour $\theta=100^\circ$ en b).

IV.4 Résultats obtenus par la MEF sous FreeFEM

Sur la base de la théorie de la MEF, nous avons établi un programme CAO (conception assisté par ordinateur) pour calculer numériquement les grandeurs électromagnétiques (impédance caractéristique du mode pair (Z_{0e}), impédance caractéristique du mode impair (Z_{0o}), coefficient de couplage (K), l'inductance propre (L_{11}), l'inductance

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

mutuelle (L_{12}), la capacité propre (C_{11}) et la capacité de couplage (C_{12}) de la ligne stripline cylindrique avec ($\epsilon_r=1$).

Pour différents rapports (r_1/r_2) variant entre 0.3-0.9, les paramètres électromagnétiques (EM) de la ligne Stripline TEM cylindrique en fonction de l'angle de strip (θ), variant entre ($10-180^\circ$), sont montrés sur les figures suivantes :

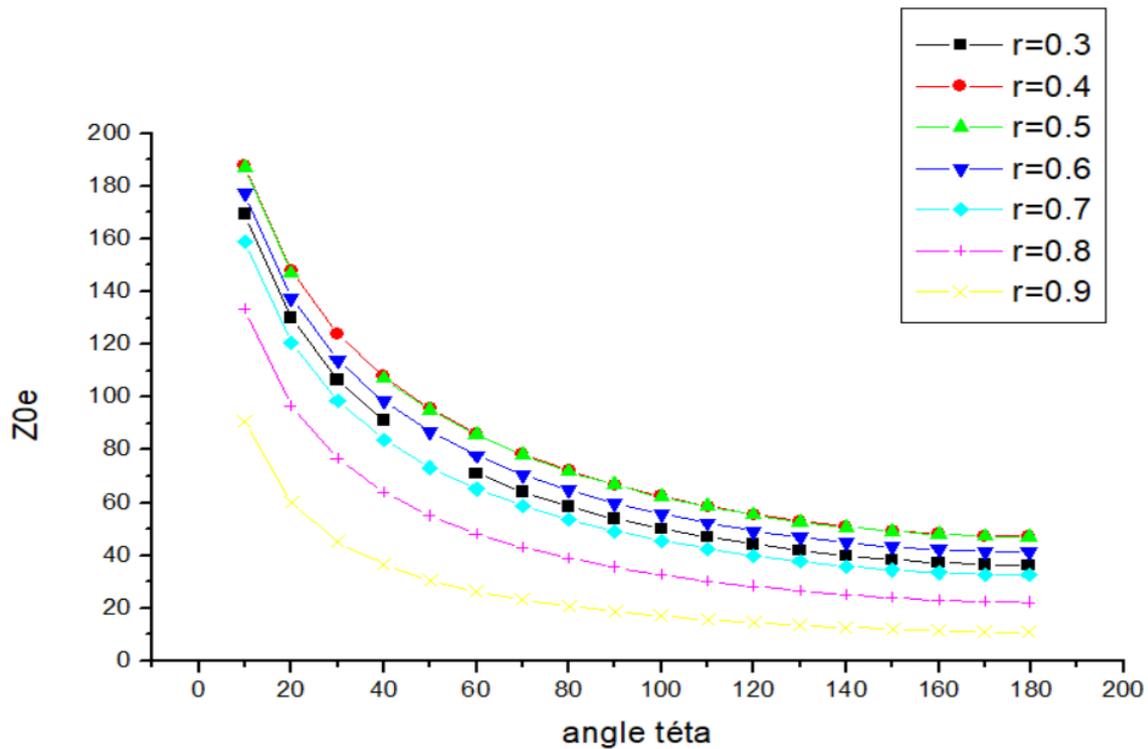


Figure IV 4: Influence de l'angle de conduction (θ) sur l'impédance caractéristique du mode pair (Z_{0e})

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

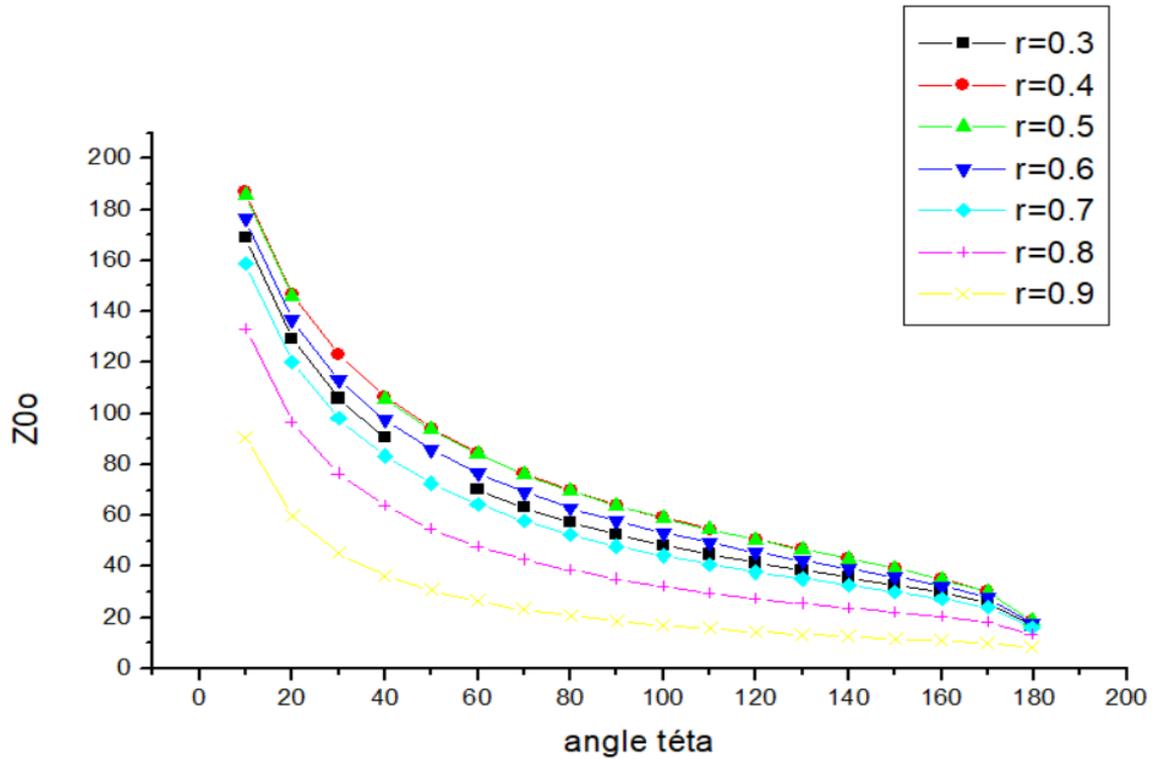


Figure IV 5: Influence de l'angle de conduction sur l'impédance caractéristique du mode impair (Z_{0o})

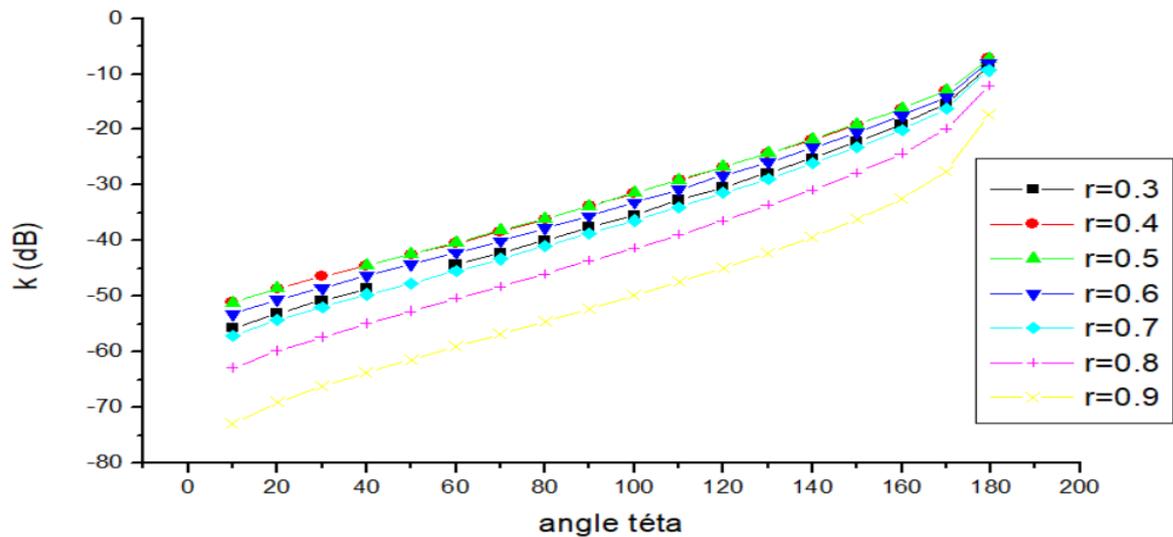


Figure IV 6: Influence de l'angle de conduction sur le coefficient de couplage de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

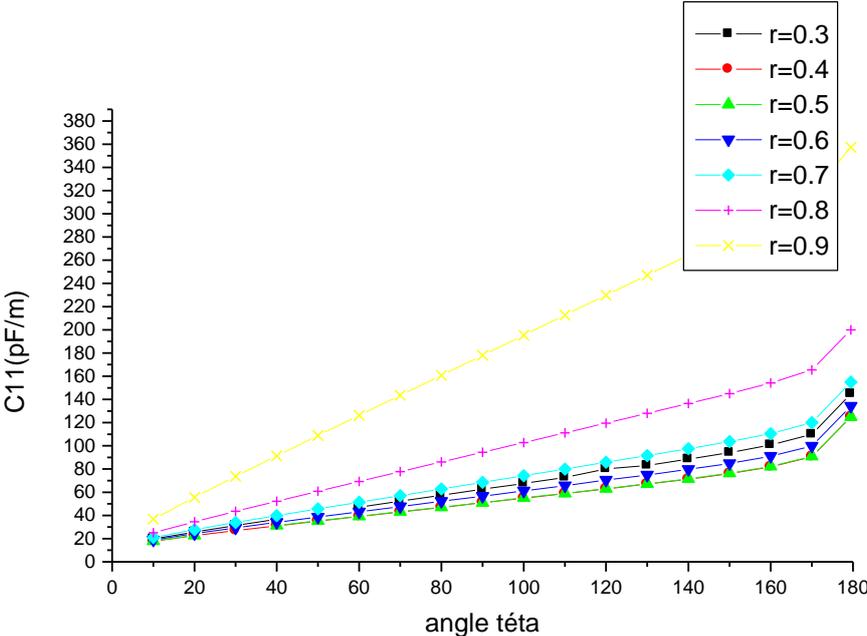


Figure IV 7: Influence de l'angle de conduction sur la capacité propre C11

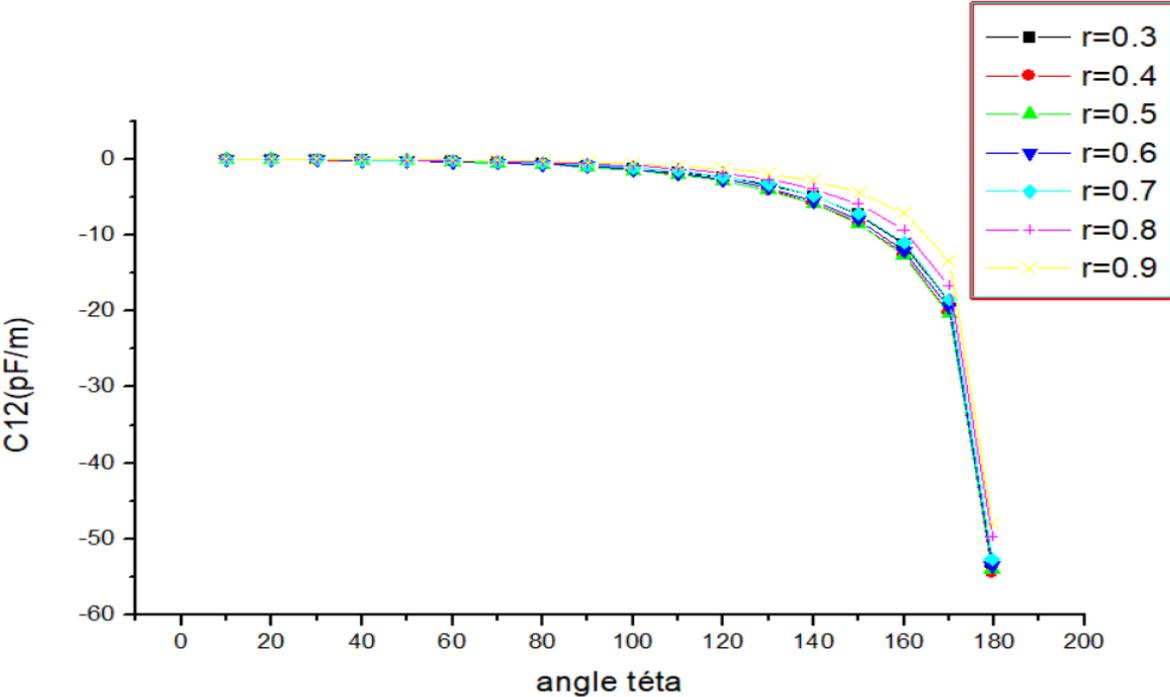


Figure IV 8: Influence de l'angle de conduction sur la capacité de couplage C12

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

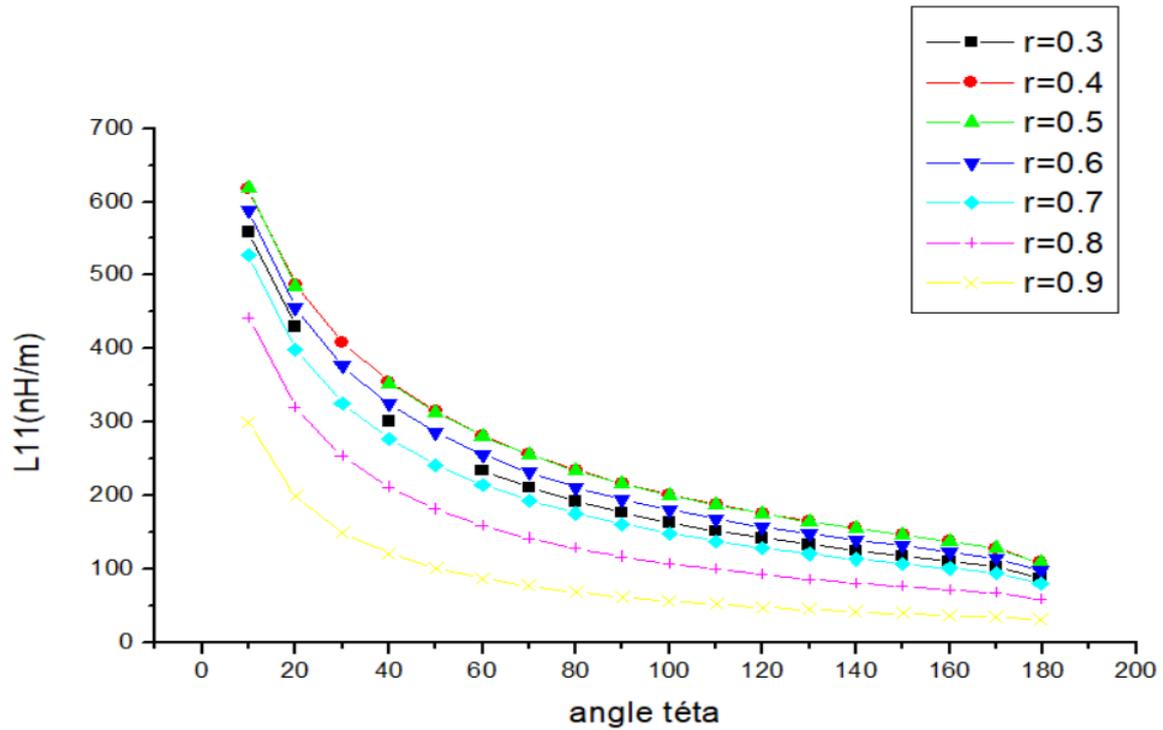


Figure IV 9: Influence de l'angle de conduction sur l'inductance propre L11

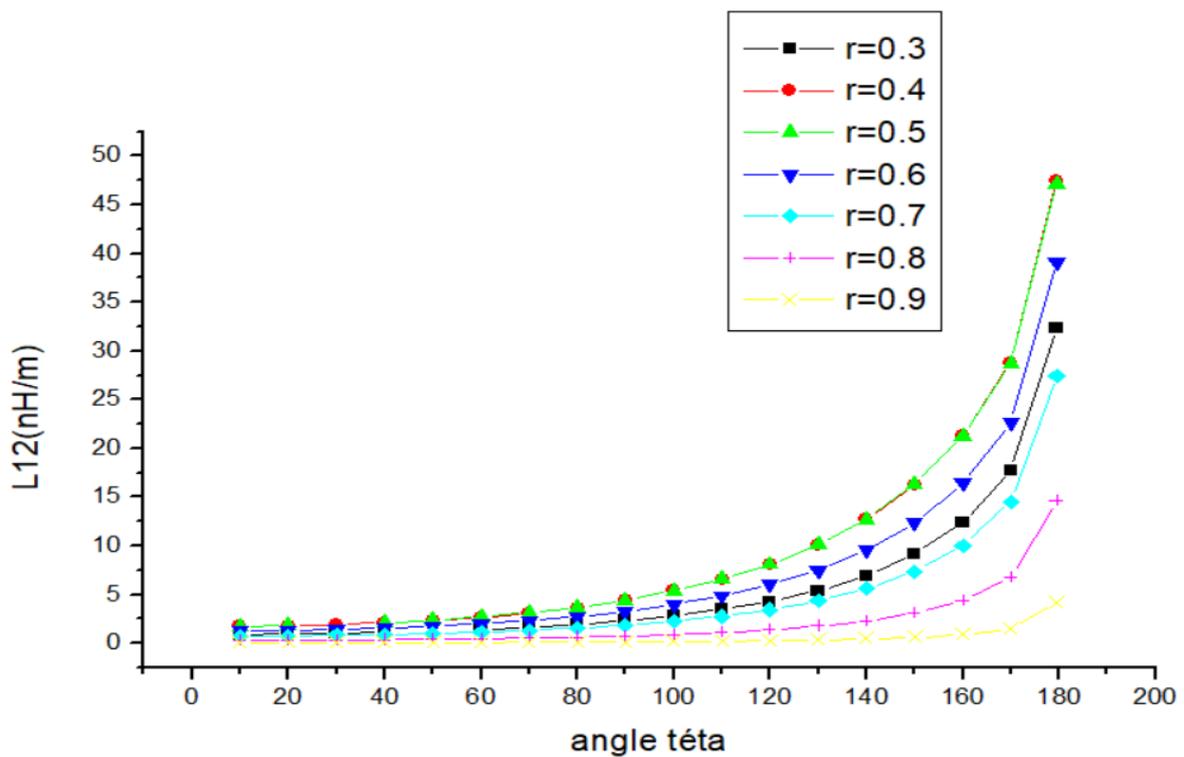


Figure IV 10: Influence de l'angle de conduction sur l'inductance L12

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

D'après les figures, on remarque bien que toutes les grandeurs EM sont fortement dépendantes des paramètres géométriques et physiques de la ligne. Ces résultats vont être utilisés par la suite pour la conception de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs.

IV.5 Conception et simulation des coupleurs stripline cylindriques directs en utilisant CST Microwave Studio

Rappelons le schéma électrique d'un coupleur de longueur l , d'impédance Z_c , adapté à ses quatre ports et utilisant la ligne LSC sur la figure IV.11 :

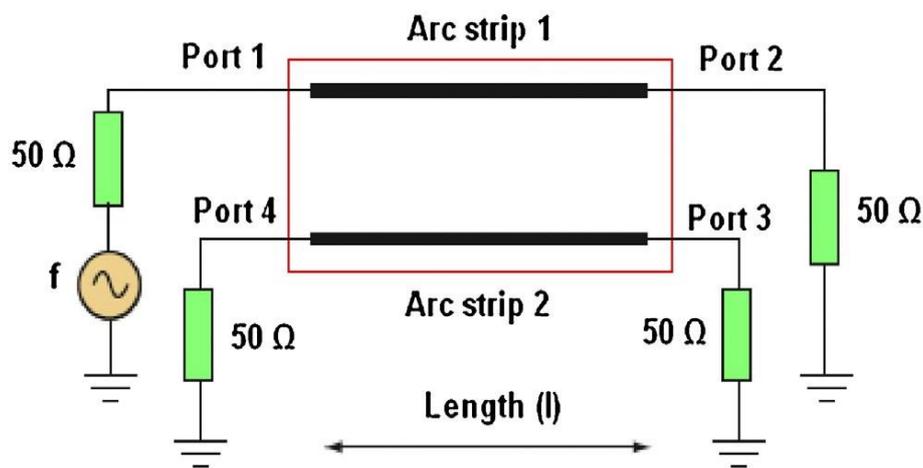


Figure IV 11: Schéma électrique du coupleur [35]

Les réseaux de courbes trouvés par le logiciel FreeFEM nous ont permis de concevoir et de connaître les dimensions de différents coupleurs triplaques cylindriques TEM directs à base de la ligne LSC.

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats de conception et de simulation du coupleur hyperfréquence, adapté à 50 Ω et fonctionnant à une fréquence de 2 GHz.

IV.5.1 Conception et simulation du coupleur stripline cylindrique directif fonctionnant à 2 GHz adapté à 50 Ω DE 30 dB

Pour concevoir un coupleur stripline cylindrique directif en hyperfréquences ayant une impédance caractéristique $Z_c = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = 50\Omega$, et fonctionnant à 2 GHz, nous optons pour le cahier de charge suivant :

- un rapport $= r_2/r_3 = 0.6$

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

- La longueur de coupleur :

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = 37.5 \text{ mm}$$

- L'angle téta est : $\theta = 110^\circ$

Type des matériaux	composants	Diamètres (mm)	Permittivité diélectrique
PEC (Perfect Electric Conductor)	Conducteur interne	1	/
	Strip	3-3.005	/
	Blindage	4.995-5	/
Vacuum	substrat	5	1

Tableau IV 1: Les paramètres du coupleur stripline cylindrique TEM de 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz

Notre structure du coupleur triplaquécylindrique TEM directif conçu sous CST est représenté sur les figure IV.12 et IV.13.

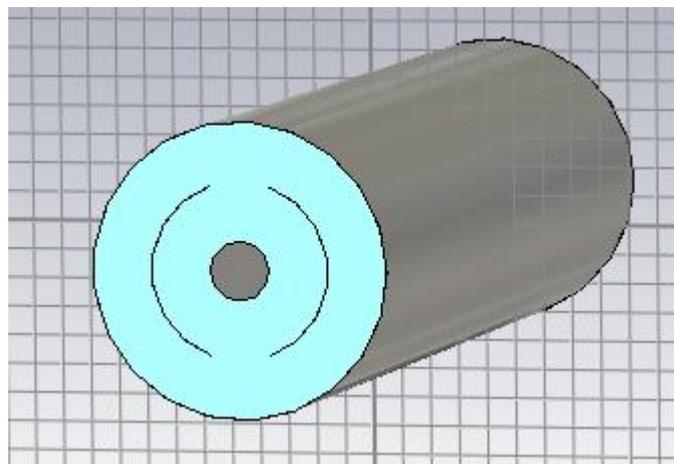


Figure IV 12: Structure du coupleur stripline cylindrique TEM

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

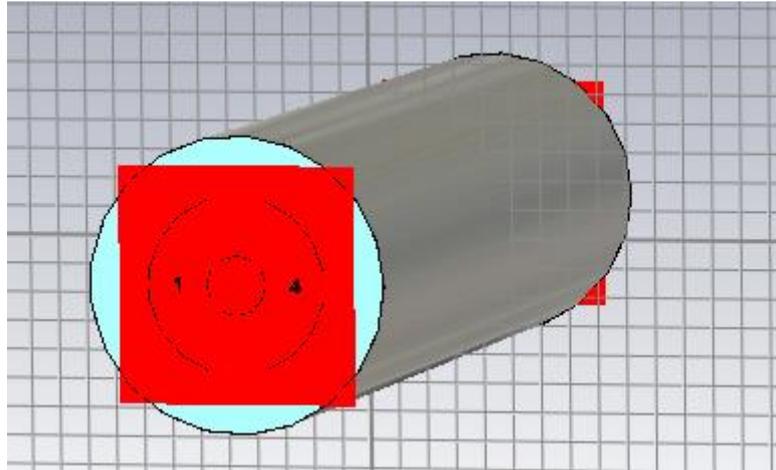


Figure IV 13: Structure du coupleur après alimentation

La réponse fréquentielle obtenue par le logiciel CST est illustrée sur la figure IV.14 :

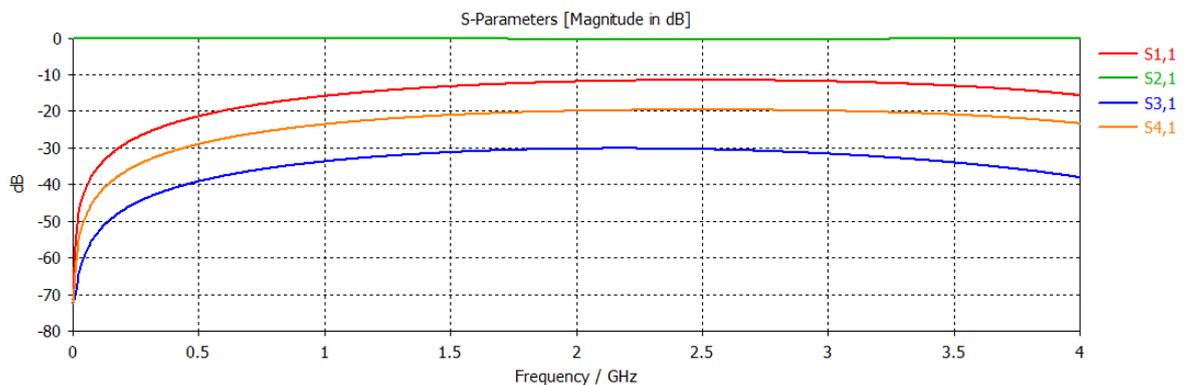


Figure IV 14: Réponse fréquentielle du coupleur stripline cylindrique conçu de 50Ω sur une plage de fréquence [0-4]GHz.

- ✓ Dans cette figure, on voit bien que la transmission est maximale entre le port (1) et (2) c'est-à-dire (S12) est bien maximale, la réflexion dans le port 1 (S11) est de (-11 dB), une très bonne isolation (S14) trouvée est de (-20dB). La directivité du coupleur est supérieure à (10 dB) sur toute la bande de fréquence, ce qui atteste le bon choix de dimensions, et prouve aussi l'efficacité du programme MEF-2D réalisé sous Free FEM ainsi que le logiciel CST Microwave Studio.
- ✓ Si on trace la réponse fréquentielle de ce même coupleur sur une bande de fréquence de [0-8 GHz] ou [0-20 GHz], tel qu'il est illustré sur les figures IV.15 et IV.16. On voit bien que la réponse du coupleur est périodique et stable sur toute la bande de fréquence. Le coefficient de réflexion reste inférieur à (-11 dB) sur toute la bande. Une très bonne isolation a été obtenue.

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

Le coefficient de couplage obtenu à la fréquence désiré (2 GHz) est de (30 dB), a la même valeur obtenue sous le logiciel FreeFEM pour les mêmes paramètres géométriques et physiques. **Ce qui atteste et valide nos résultats obtenus par la MEF.**

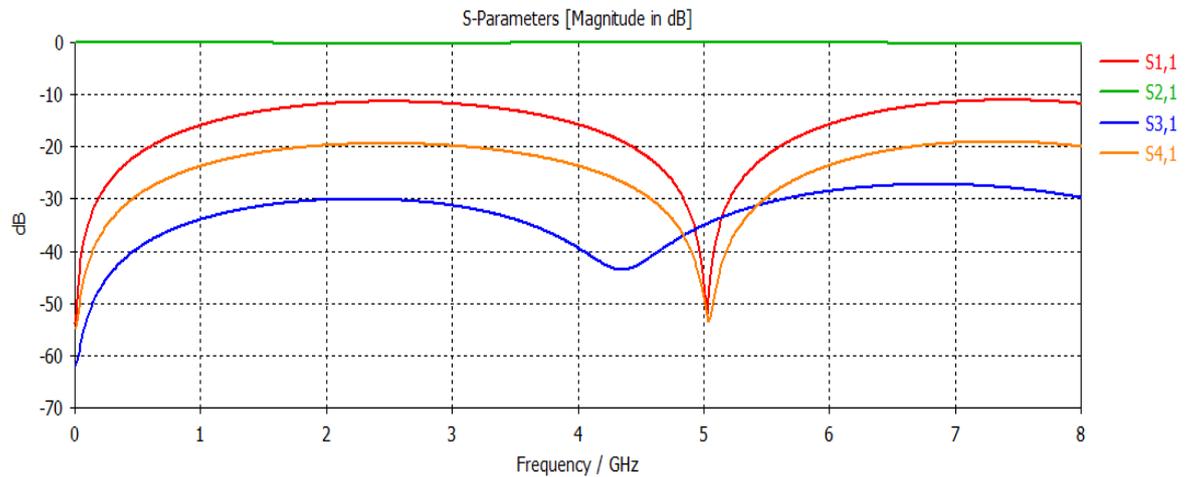


Figure IV 15: Réponse fréquentielle du coupleur stripline cylindrique conçu de 50 Ω sur une plage de fréquence [0-8]GHz.

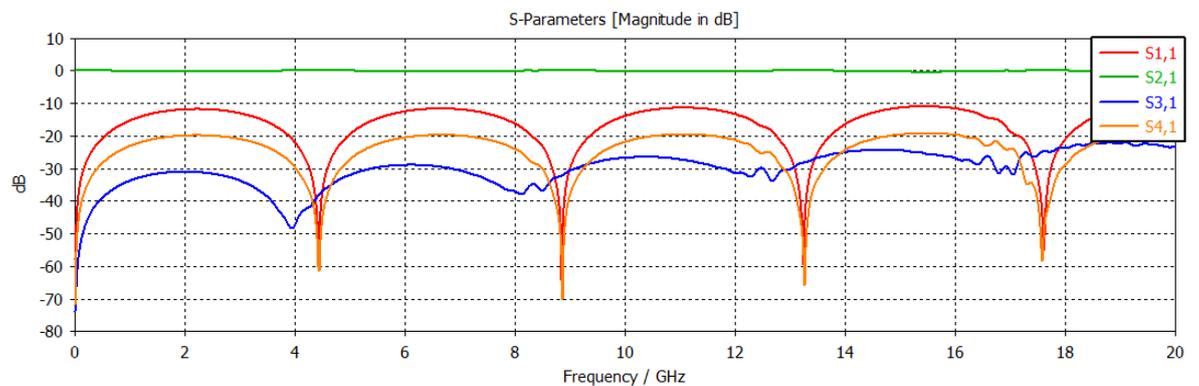


Figure IV 16: Réponse fréquentielle du coupleur stripline cylindrique conçu de 50 Ω sur une plage de fréquence [0-20]GHz.

IV.5.2 Conception et simulation du coupleur stripline cylindrique directif fonctionnant à 2 GHz adapté à 50 Ω DE 20 DB

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

Pour concevoir un coupleur stripline cylindrique directif en hyperfréquences ayant une impédance caractéristique $Z_c = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = 50\Omega$, et fonctionnant à 2 GHz, du couplage 20 dB, nous optons pour le cahier de charge suivant :

- un rapport $r_2/r_3 = 0.6$
- La longueur de coupleur :

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = 37.5 \text{ mm.}$$
- L'angle téta est : $\theta = 170^\circ$

Types des matériaux	Composants	Diamètres (mm)	Permittivité diélectrique
PEC (Perfect Electric Conductor)	Conducteur interne	1	/
	Strip	3-3.005	/
	Blindage	4.995-5	/
Vacuum	Substrat	5	1

Tableau IV 2: Les paramètres du coupleur stripline cylindrique TEM de 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz de 20 dB

Notre structure du coupleur triplaquécylindrique TEM directif conçu sous CST est représenté sur les figure IV.17

Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques directs

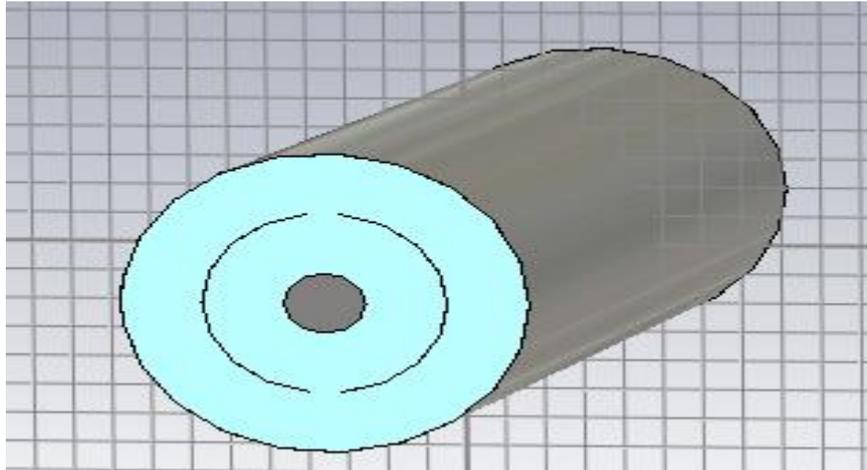


Figure IV 17: Structure du coupleur stripline cylindrique TEM

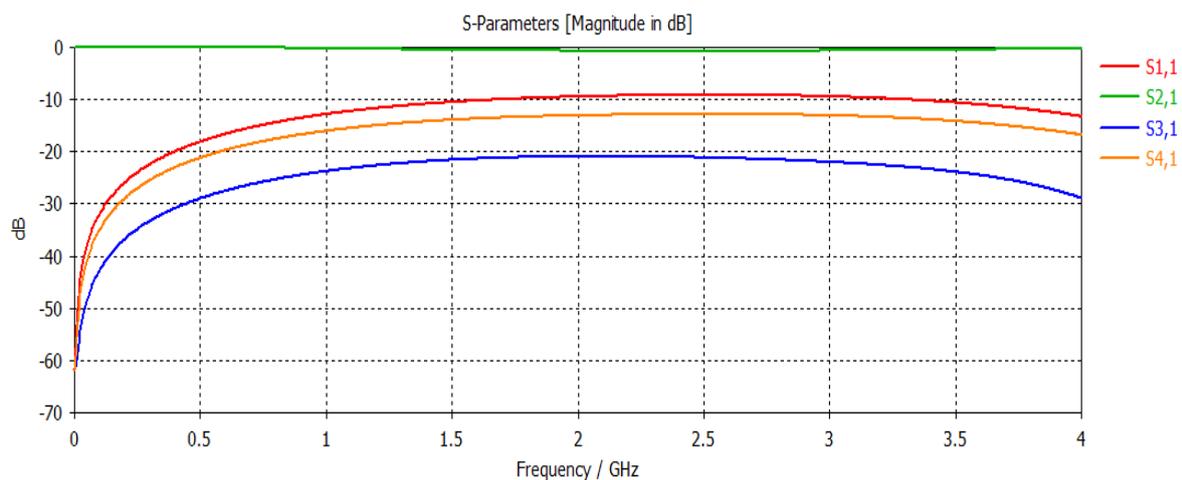


Figure IV 18: La réponse fréquentielle du coupleur stripline directif de 20 dB

✓ Dans cette figure, on voit bien que la transmission est maximale entre le port (1) et (2) c'est-à-dire (S12) est bien maximale, la réflexion dans le port 1 (S11) est de (-9 dB), une bonne isolation (S14) trouvée est de (-13 dB). Le couplage trouvé est de (-20 dB) à la fréquence de fonctionnement. **Ce qui atteste et valide nos résultats obtenus par la MEF.**

✓ Si on trace la réponse fréquentielle de ce même coupleur sur une bande de fréquence de [0-10 GHz], tel qu'il est illustré sur les figures IV.19. On voit bien que la réponse du coupleur est périodique et stable sur toute la bande de fréquence.

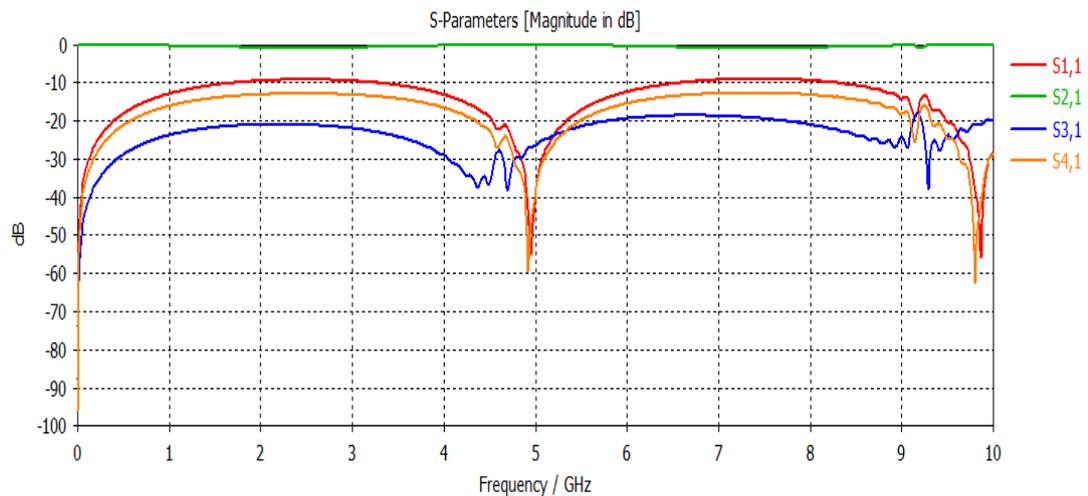


Figure IV 19: La réponse fréquentielle du coupleur stripline directif de 20 dB

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle structure qui est la ligne stripline couplée TEM.

Cette structure a été étudiée et analysée en utilisant le logiciel FreeFEM. Nous avons étudié l'influence des paramètres physiques et géométriques sur les paramètres EM de la structure.

Il a été bien montré que le changement des paramètres géométriques et physiques a une grande influence sur les paramètres EM du coupleur.

Les réseaux de courbes trouvés en utilisant la FEM, ont été utilisés pour faire la conception et la simulation de nouveaux types de coupleurs stripline cylindriques de hautes performances de 30 dB et de 20 dB.

En perspectives, on aimerait bien faire la réalisation pratique de ces structures proposées et conçues dans ce mémoire. Ce type de lignes couplées peut être utilisé aussi pour concevoir et réaliser d'autres types de circuits passifs micro-ondes tels que les résonateurs, les filtres cylindriques hyperfréquences, ..., etc.

Conclusion

Générale

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Les dernières années, d'importants besoins ont porté par un intérêt accru envers la conception de circuits micro-ondes et radiofréquences, la caractérisation électromagnétique de nouveaux composants de hautes performances et à faibles pertes de formes complexes est devenue au centre de nos préoccupations, pour but de garantir une bonne qualité tout en alliant les limitations de complexité reste un défi qui occupe les chercheurs.

Les travaux présentés dans ce mémoire se caractérisent par l'utilisation de la méthode des éléments finis en 2D pour la caractérisation électromagnétique de la ligne triplaque cylindrique simple et couplée TEM, pour des applications hautes fréquences en télécommunications d'une part, et d'autre part l'application de ce type de lignes dans la conception et la réalisation de différents types decoupleurs triplaques cylindriques et recommandés dans le domaine de l'hyperfréquence, telque la mesure de la puissance dans la transmission.

Les travaux réalisés sont résumés dans les points suivants :

- Caractérisation EM de la ligne stripline cylindrique TEM en fonction de ses paramètres géométriques et physiques en utilisant la MEF sous FreeFEM.
- La conception des lignes stripline cylindriques TEM établie sous FreeFEM a été validée sous le logiciel CST Microwave Studio.
- Les résultats des paramètres EM de la structure étudiée ont été utilisés pour faire la conception et trouver les dimensions de nouveaux coupleurs Branchline cylindriques directifs à base de la ligne stripline cylindrique TEM fonctionnant à 2 GHz.
- La caractérisation EM de la ligne stripline couplée TEM cylindrique en utilisant la MEF-2D sous FreeFEM pour une large gamme de paramètres géométriques.
- La conception et la simulation sous le logiciel CST Microwave Studio a été réalisé par les résultats sous FEM, de plusieurs types de coupleurs stripline cylindriques directifs TEM adaptés à 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz.
- Le coefficient de couplage obtenu est le même en utilisant FreeFEM et CST, pour les mêmes paramètres géométriques et physiques, ce qui atteste l'exactitude de nos résultats.

Nos perspectives sont :

Conclusion Générale

- La réalisation pratique des composants conçus dans ce mémoire.
- Trouver de nouvelles expressions analytiques pour les paramètres EM des lignes stripine cylindriques simple et couplée.
- Utiliser ces types de lignes pour la conception d'autres composants hyperfréquences tels que les filtres, les antennes, ...

Références Bibliographie

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] F.P combes micro-ondes lignes, guides et cavités Paul François combes 9 professeur d'université docteur ès sciences.
- [2] Site: rfwireless-world.com «Rf wireless world » Rf wireless world 2012, Rf & wireless vendors and resources
- [3] TELLACHE MOHAMED « thèse présentée pour l'obtention du diplôme de doctorat d'état, en électronique spécialité: électronique appliquée analyse, modélisation et caractérisation des circuits micro-ondes: application aux discontinuités et antennes planaires » université des sciences et de la technologie houari boumediene en 2008.
- [4] GABRIEL CORMIER, « ph.d., ing. Professeur titulaire département de génie électrique faculté d'ingénierie université de moncton moncton, nb canada e1a 3e9 »
- [5] Mr BOUKREDINE SALAH EDDINE « étude d'un guide d'ondes multicouches avec substrat », université farhat abbas de setif le 02/03/2009.
- [6] M. HELIER ET C.PICHOT, « structures de guidage pour circuits micro-ondes millimétriques », technique de l'ingénieur, volume e4, 1989.
- [7] MR LACHACHI DJAMEL « caractérisation électromagnétique de nouvelle structure de coupleur coaxial partiellement diélectrique pour des applications hautes puissances en télécommunication thèse de doctorat en télécommunication », faculté de technologie en décembre 2017
- [8] B. YAMINA, « caractérisation numérique de circuits micro-ondes utilisant la ligne à bandes symétriques elliptiques blindée, » Tlemcen, juin 2008.
- [9] MR BOUHMIDI RACHID « caractérisation numérique par la méthode des éléments finis des grandeurs électromagnétiques du résonateur bird cage thèse de doctorat en électronique application à la conception des ondes IRM », en 2014
- [10] KAMILA see discussions, stats, and author profiles for this publication at: resonators support uhf mri systems the user has requested enhancement of the downloaded file. All this page was uploaded by NASREDDINE BENAHMED on 26 january 2015.

Références Bibliographie

- [11] B. RACHID BOUHMIDI, « caractérisation numérique par la méthode des éléments finis des grandeurs électromagnétiques du résonateur birdcage, » 2014.
- [12] NASREDDINE BENAHMED, MOHAMMED FEHAM et M'HAMED KHELIF « analyse du résonateur transverse électromagnétique en cage d'oiseau par la méthode des éléments finis faculté des sciences de l'ingénieur », université de Tlemcen (reçu le 30 octobre 2005, accepté le 15 janvier 2006).
- [13] F. DAVID TOMBE « the telegrapher's equations,» *the general science journal*, 22 octobre 2008.
- [14] W. PHILIP C. MAGNUSSON, « transmission lines and wave propagation», crc press, 26 déc 2000.
- [15] R. BADOUAL, « les micro-ondes i- circuits. Microruban. Filtres» ed masson 1984
- [16] H.B. GATLAND, «electronic engineering applications of two-port networks» ed pergamon
- [17] Site: radartutorial.eu “les principes du radar” éditeur: christian wolff
- [18] ALMUSTAFA MOHAMAD « modélisation des micro-plasmas, conception des circuits micro-ondes, coupleur directionnel hybride pour mesures et des applications en télécommunication » l'université de Toulouse – délivré par : institut national polytechnique de Toulouse (inp Toulouse), spécialité : micro-ondes, électromagnétisme et optoélectronique (memo), 25 juillet 2013.
- [19] JEAN-DANIEL ARNOULD « analyse vectorielle de dispositifs passifs et d'un amplificateur Rf simple ». Département télécommunications 2ème année option TST - travaux pratiques.
- [20] GABRIEL CORMIER, PH.D., ING. Professeur titulaire département de génie électrique faculté d'ingénierie université de moncton moncton, nb canada e1a 3e9
- [21] MICHEL CAMPOVECCHIO et SERGE VERDEYME. « docteur de l'université de limoges discipline: électronique des hautes fréquences, photonique et systèmes présentée et soutenue par Sébastien bonnet le 16 décembre 2014 combinaison de puissance hyperfréquence à faibles pertes et compacte thèse ».

Références Bibliographie

- [22] G. G. FATTINGER, J. KAITILA, R. AIGNER AND W. NESSLER" single-to-balanced filters for mobile phones using coupled resonator baw technology ", iee uffc symposium, pp. 416 à 419, 2004.
- [23] Site: hyper-rf.com « le site des micro-ondes, hyperfréquences, radiofréquences et technologies de communications »
- [24] A. PERIGAUD « conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 ghz à l'aide des technologies multicouches », thèse de doctorat en électronique des hautes fréquences et optoélectronique de l'université de limoges, n°. 10-2009, mars 2009
- [25] M. CHAWBET « filtres micro- ondes à résonateurs diélectrique », thèse de doctorat de l'université de limoges, juillet 1987.
- [26] M. CHATRAS « filtre micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales », thèse de doctorat en électronique des hautes fréquences et optoélectronique de l'université de limoges, n° d'ordre 72-2003, décembre 2003.
- [27] K. NOURI « conception, réalisation et caractérisation de filtres et de duplexeurs en technologies guides d'ondes et siw application aux systèmes de communication », thèse de doctorat en télécommunication de l'université de Tlemcen, décembre 2008.
- [28] V. POMMIER « étude de filtres microondes à mode de galerie des résonateurs diélectriques », thèse de doctorat de l'université de limoges, 2000
- [29] VAHLDIECK ET W. J. R. HOEFER « fin line and metal insert filters with improved pass band separation and increased stop band attenuation », IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol 33, n°, pp 1333-1339, December 1985.
- [30] Y. C. WANG, « cylindrical and cylindrically warped strip and micro-strip lines », iee trans. Microwave theory tech., vol. Mtt-26, pp. 20-23, jan. 1978
- [31] K. K. JOSHLAND B. N. DAS, « analysis of elliptic and cylindrical strip lines using la place's equation », iee trans. Microwave theov tech., vol. Mtt-28, pp. 381-386, may 1980.

Références Bibliographie

- [32] K. K. JOSHI. J. S. RAE. AND B. N. DAS. « characteristic impedance of nonplanar & iplines »; proc. IEEE, part h, microwave optics and antennas , vol. 127, pp. 287-291, aug. 1980
- [33] DJAMAL LACHACHI, NADIA BENABDALLAH ET NASREDDINE BENAHMED « coupleurs branchline tem et quasi-tem a lignes coaxiales classiques »
- [34] LACHACHI DJAMEL « caractérisation électromagnétique de nouvelles structures de coupleurs coaxiaux partiellement diélectriques pour des applications hautes puissances en télécommunications »
- [35] YAMINA BEKRI « expressions for the tem-parameters deduced from fem-analyses for shielded and coupled cylindrical strip lines ».