

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

UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID-TLEMCEM

FACULTE DE TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Par :

MEDJADJI Mohammed Djamal Eddine

Sujet

Contribution à la conception de nouveaux types de coupleurs directifs à base de lignes cylindriques pour des applications hautes fréquences en télécommunications

Soutenu publiquement, le 10 Septembre 2020, 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 ^r LACHACHI Djamal	MCB	Univ.Tlemcen	Co-encadrant

Année Universitaire : 2019/2020

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 ceux qui ont partagé notre joie et peines

Mohammed Djamal Eddine MEDJADJI

Remerciements

Tous d'abord, je tiens à remercier profondément Allah qui m'a toujours aidé par sa grande générosité en me donnant courage, volonté et détermination afin de mener à bien tout ma vie

En second lieu, à mes chers parents qui m'ont inculqué toutes les bonnes valeurs, merci d'avoir été là toutes ces années de m'avoir aidées à faire ce très long parcours, merci aussi de nous avoir guidé vers le chemin droit, merci infiniment pour l'encouragement et l'aide pour arriver à ce stade de notre formation.

A mon encadrante Mme Y. BEKRI, Maître de conférences à l'Université Abou Bekr Belkaïd-Tlemcen pour ses précieux conseils et son aide durant toute la période du travail je lui exprime particulièrement toutes mes reconnaissances. Mes plus grands remerciements vont à mes professeurs qui tout au long de mon cursus mon appris que le goût de la constance dans le travail scientifique est la clef de tout succès.

Mes vifs remerciements vont à Mme H. DJELTI, Maître de conférences à l'Université Abou Bekr Belkaïd-Tlemcen d'avoir accepté de présider le Jury de ce mémoire.

Je remercie sincèrement Mme Y. BELHADEF, Maître de conférences à l'Université Abou Bekr Belkaïd-Tlemcen d'avoir accepté de faire partie du Jury et d'examiner ce mémoire.

Enfin, je tiens également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Résumé

Le but de ce mémoire est de contribuer à la conception de nouveaux types de coupleurs microrubans et triplaques cylindriques directifs adaptés à 50 Ω . Pour pouvoir réaliser ce travail nous avons utilisé les logiciels Matlab et CST Microwave Studio.

Les travaux réalisés sont résumés dans les points suivants :

- ✓ Caractérisation électromagnétique de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM sous Matlab en utilisant les expressions analytiques trouvées dans la littérature scientifique.
- ✓ Conception de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM de 50 Ω avec $\epsilon_r=9.6$ et fonctionnant à 2 GHz sous l'environnement CST.
- ✓ Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs microrubans cylindriques quasi-TEM directifs avec $\epsilon_r=9.6$, de 30 dB et de 25 dB, adaptés à 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz, sous l'environnement CST.
- ✓ Conception et simulation des coupleurs microrubans cylindriques quasi-TEM directifs avec $\epsilon_r=9.6$, de 30 dB et de 25 dB, adaptés à 50 Ω et fonctionnant à 3 GHz.
- ✓ Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique contenant le FR4 ($\epsilon_r=4.3$) sous Matlab.
- ✓ Conception et simulation des coupleurs microrubans cylindriques directifs contenant FR4, de 32 dB et de 20 dB fonctionnant à 2 GHz.
- ✓ Conception et simulation des coupleurs microrubans cylindriques directifs contenant FR4, de 32 dB et de 25 dB fonctionnant à 3 GHz.
- ✓ Caractérisation EM de la ligne triplaque cylindrique homogène sous Matlab en utilisant les expressions analytiques trouvées dans la littérature.
- ✓ Conception et simulation de la ligne triplaque cylindrique homogène contenant le vacuum sous l'environnement CST.
- ✓ Conception et simulation de plusieurs nouveaux types de coupleurs triplaques cylindriques TEM directifs de 40 dB, de 36 dB, de 20 dB et de 34 dB fonctionnant à 2 et 3 GHz, et adaptés à 50 Ω .

Mots-clés : Ligne hyperfréquence, coupleur directif, ligne microruban cylindrique, ligne triplaque cylindrique, coupleur microruban cylindrique, coupleur triplaque cylindrique, adapté à 50 Ω , réponse fréquentielle.

ملخص

الهدف من هذه المذكرة هو المساهمة في تصميم أنواع جديدة من الروابط الميكروشرطية والثلاثية الأسطوانية الموجهة اتجاهية مكيفة مع $\Omega 50$. لكي نتمكن من تنفيذ هذا العمل، استخدمنا برامج Matlab و CST Microwave Studio .

- تتلخص الأعمال الرئيسية في هذه المذكرة في النقاط التالية:
- ✓ التخصيص الكهرومغناطيسي لخط ميكروشرطي صغير أسطواني شبه TEM عن طريق Matlab باستخدام العبارات التحليلية الموجودة في المراجع العلمية.
 - ✓ تصميم خط ميكروشرطي أسطواني مكيف مع $\Omega 50$ شبه TEM، مع $\epsilon_r = 9.6$ ويعمل عند 2 GHz باستخدام CST.
 - ✓ تصميم ومحاكاة أنواع جديدة من الروابط الموجهة الميكروشرطية مكيفة مع $\Omega 50$ شبه TEM، مع $\epsilon_r = 9.6$ ذو 30 dB و 25 dB ويعمل عند 2 GHz باستخدام CST.
 - ✓ تصميم ومحاكاة رابط موجه ميكروشرطي مكيف مع $\Omega 50$ شبه TEM، مع $\epsilon_r = 9.6$ ذو 30 dB و 25 dB ويعمل عند 3 GHz باستخدام CST.
 - ✓ تخصيص EM لخط ميكروشرطي أسطواني يحتوي على FR4 ($\epsilon_r = 4.3$) باستخدام Matlab.
 - ✓ تصميم ومحاكاة رابط موجه ميكروشرطي يحتوي على FR4 ، ذو 32 dB و 20 dB يعمل عند 2 GHz.
 - ✓ تصميم ومحاكاة رابط موجه ميكروشرطي يحتوي على FR4 ، ذو 32 dB و 25 dB يعمل عند 3 GHz.
 - ✓ تخصيص EM للخط الثلاثي الأسطواني المتجانس عن طريق Matlab باستخدام العبارات التحليلية الموجودة في المراجع العلمية.
 - ✓ تصميم ومحاكاة الخط الثلاثي الأسطواني المتجانس الذي يحتوي على الفراغ باستخدام CST.
 - ✓ تصميم ومحاكاة عدة أنواع جديدة من الروابط الموجهة الثلاثية الأسطوانية ذي 40 dB و 36 dB و 20 dB و 34 dB تعمل عند 2 GHz و 3 GHz ، وتكيف مع $\Omega 50$.

كلمات المفاتيح: خط ميكروويف، رابط موجه، خط شرطي صغير أسطواني، خط أسطواني ثلاثي، رابط ميكروشرطي صغير أسطواني، رابط ثلاثي أسطواني ، مكيف مع $\Omega 50$ ، استجابة تردد.

Abstract

The aim of this work is to contribute in the design of new types of directional cylindrical microstrip and stripline couplers adapted to 50Ω . To realize this work we have used Matlab and CST Microwave studio.

Our work is summarized in the following points :

- ✓ Electromagnetic characterization of the quasi-TEM cylindrical microstrip line under Matlab environment using analytical expressions found in scientific literature.
- ✓ Design of the 50Ω quasi-TEM cylindrical microstrip line with $\epsilon_r = 9.6$ and operating at 2 GHz realized under CST environment.
- ✓ Design and simulation of new types of quasi-TEM directional cylindrical microstrip couplers with $\epsilon_r = 9.6$, of 30 dB and 25 dB, adapted to 50Ω and operating at 2 GHz, under CST environment.
- ✓ Design and simulation of quasi-TEM directional cylindrical microstrip couplers with $\epsilon_r = 9.6$, of 30 dB and 25 dB, adapted to 50Ω and operating at 3 GHz.
- ✓ EM characterization of the cylindrical microstrip line containing FR4 ($\epsilon_r = 4.3$) under Matlab environment.
- ✓ Design and simulation of directional cylindrical microstrip couplers containing FR4, of 32 dB and 20 dB, and operating at 2 GHz.
- ✓ Design and simulation of directional cylindrical microstrip couplers containing FR4, of 32 dB and 25 dB, and operating at 3 GHz.
- ✓ EM characterization of the homogeneous cylindrical stripline under Matlab environment by using the analytical expressions found in the literature.
- ✓ Design and simulation of the homogeneous cylindrical stripline containing the vacuum under CST environment.
- ✓ Design and simulation of several new types of TEM 40 dB, 36 dB, 20 dB, 34 dB directional cylindrical stripline couplers operating at 2 GHz and 3 GHz, and adapted to 50Ω .

Keywords : Microwave line, directional coupler, cylindrical microstrip line, cylindrical stripline, cylindrical microstrip coupler, cylindrical stripline coupler, adapted to 50Ω , frequency response.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES LIGNES DE TRANSMISSION TEM ET QUASI-TEM HYPERFREQUENCES NON-PLANAIRES CYLINDRIQUES

I.1 INTRODUCTION	5
I.2 HISTORIQUE	5
I.3 HYPERFREQUENCES (MICRO-ONDES)	6
I.4 LIGNES NON PLANAIRES	8
I.4.1 LIGNES COAXIALES TEM ET QUASI-TEM	8
I.4.2 LIGNES A BANDES SYMETRIQUES ELLIPTIQUES BLINDEE QUASI-TEM ..	10
I.4.3 LIGNES A BANDES SYMETRIQUES CIRCULAIRES BLINDEE QUASI-TEM	11
I.4.4 RESONATEUR EN CAGE D'OISEAU QUASI-TEM	12
I.4.5 LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE TEM	14
I.4.5.1 LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM	15
I.4.5.2 LIGNE MICRORUBAN CYLINDRIQUE COUPLEE QUASI-TEM ET LIGNE TRIPLAQUE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM.....	16
I.5 THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION EN HYPERFREQUENCES (LES EQUATIONS DES TELEGRAPHISTES)	18
I.5.1 MODELE EQUIVALENT DE LA LIGNE DE TRANSMISSION	20
I.5.2 LA SIGNIFICATION PHYSIQUE DES PARAMETRES LINEIQUE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION	23
I.6 CONCLUSION	25

CHAPITRE II

THEORIE ET APPLICATIONS DES COUPLEURS DIRECTIFS

II.1 INTRODUCTION	27
II.2 THÉORIE DES COUPLEURS DIRECTIFS	27

II.2.1 MATRICE [S] D'UN COUPLEUR DIRECTIF	28
II.2.2 JONCTIONS HYBRIDES	29
II.2.3 METHODES DE CONCEPTION DES COUPLEURS DIRECTIFS	29
II.2.3.1 COUPLEURS PAR PROXIMITÉ	29
II.2.3.2 COUPLEURS BRANCHLINE	30
II.2.3.3 COUPLEUR A LIGNES COUPLEES	35
II.2.3.4 COUPLEUR DE LANGE	38
II.2.3.5 HYBRIDES A 180 DEGRES	38
II.2.3.6 DIVISEUR DE PUISSANCE WILKINSON	40
II.2.3.7 L'ADAPTATION A LARGE BANDE	40
II.2.4 APPLICATION DES COUPLEURS DIRECTIFS EN HYPERFREQUENCES	41
II.2.4.1 COUPLEUR DIRECTIF POUR LA RÉFLECTOMETRIE	41
II.2.4.2 DUPLEXEUR À COUPLEURS DIRECTIFS ET TUBES TR UTILISES ENRADAR	42
II.3 CONCLUSION	43

CHAPITRE III

CONCEPTION ET SIMULATION DE NOUVEAUX TYPES DE COUPLEURS CYLINDRIQUES DIRECTIFS HYPERFREQUENCES A BASE DE LIGNES MICRORUBAN ET TRIPLAQUES CYLINDRIQUE

III.1 INTRODUCTION	46
III.2 PRESENTATION DES STRUCTURES	47
III.3 OUTIL DE SIMULATION	49
III.4 CONCEPTION DU COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM	50
III.4.1 LIGNE MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM	50
III.4.1.1 EXPRESSIONS ANALYTIQUES	50
III.4.1.2 PROGRAMME REALISE SOUS L'ENVIRONNEMENT MATLAB POUR LA LIGNE MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM AVEC $\epsilon_r=9.6$	51
III.4.1.3 CONCEPTION DE LA LIGNE MICRORUBAN DE 50 Ω SOUS L'ENVIRONNEMENT CST MICROWAVE STUDIO	52

III.4.1.4 CONCEPTION DU COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM DE 30 DB ADAPTE A 50 Ω ET FONCTIONNANT A 2 GHZ POUR $\epsilon_r=9.6$	56
III.4.1.5 CONCEPTION DE COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM DE 25 DB ADAPTE A 50 Ω ET FONCTIONNANT A 2 GHZ	58
III.4.1.6 CONCEPTION DE COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM DE 30 DB ADAPTE A 50 Ω ET FONCTIONNANT A 3 GHZ	59
III.4.1.7 CONCEPTION DU COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM DIRECTIF MICRO-ONDE DE 50 Ω FONCTIONNANT A 2 GHZ EN CHANGEANT LE SUBSTRAT PAR FR4	61
III.4.1.8 CONCEPTION DU COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM DIRECTIF ADAPTE A 50 Ω ET FONCTIONNANT A 3 GHZ EN CHANGEANT LE SUBSTRAT PAR FR4	65
III.5 CONCEPTION DU COUPLEUR TRIPLAQUE CYLINDRIQUE	66
III.5.1 CONCEPTION DE LA LIGNE TRIPLAQUE CYLINDRIQUE	66
III.5.2 CONCEPTION DU COUPLEUR TRIPLAQUE CYLINDRIQUE	70
III.6 CONCLUSION	74
CONCLUSION GENERALE	76
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	79

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES LIGNES DE TRANSMISSION TEM ET QUASI-TEM HYPERFREQUENCES NON-PLANAIRE CYLINDRIQUES

- Figure I.1.** Ordre des ondes hyperfréquences dans l'échelle des ondes électromagnétiques ...8
- Figure I.2 :** Sections transversales de la ligne coaxiale homogène en a) et inhomogène en b) 9
- Figure I.3 :** Ligne coaxiale quasi-TEM circulaire avec ses paramètres géométriques9
- Figure I.4 :** Une représentation (3D) de la ligne quasi-TEM à bandes symétriques elliptiques en (a) et sa section transversale en (b)11
- Figure I.5 :** (a) Ligne quasi-TEM à bandes symétriques circulaires et (b) Section Transversale de la ligne quasi-TEM12
- Figure I.6 :** Résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro rubans :(a) Schéma détaillé et (b) disposition physique13
- Figure I.7 :** Section transversale du résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro-rubans (n=8)13
- Figure I.8 :** Section transversale de la ligne strip-line cylindrique15
- Figure I.9 :** Section transversale de la ligne stripline cylindrique couplée TEM en (a) Et sa représentation en trois dimensions (3D) en (b)16
- Figure I.10 :** Une représentation (3D) de la ligne cylindrique quasi-TEM en (a) et sa section transversale en (b)17
- Figure I.11 :** Représentation (3D) de la ligne triplaque cylindrique couplée TEM en (a) et sa section transversale en (b)18
- Figure I. 12 :** Représentation schématique d'une ligne de transmission de longueur élémentaire21
- Figure I.13 :** Modèle équivalent de la ligne de transmission uniforme de longueur élémentaire22
- Figure I.14 :** (a) définitions de la charge, du courant, de la tension, du flux magnétique, et du courant transversal, et (b) des contours et des surfaces utilisées dans la formulation25

CHAPITRE II

THEORIE ET APPLICATIONS DES COUPLEURS DIRECTIFS

Figure II.1: Représentation schématique d'un coupleur directionnel	27
Figure II.2 : Diviseur d'onde	29
Figure II.3 : Coupleur branchline	30
Figure II.4: Une ligne hybride idéale	31
Figure II.5 : Circuit schématique du coupleur de ligne de dérivation sous forme normalisée	32
Figure II.6 : Décomposition équivalente résultante d'un coupleur de ligne de dérivation en excitations de mode pair et impair. (a) Excitation en mode pair (e). (b) Excitation en mode impair (o)	32
Figure II.7 : Un graphique illustrant les caractéristiques de fréquence d'un hybride de ligne de dérivation idéal calculé à l'aide de l'analyse en mode pair et impair décrit ci-dessus. La fréquence est normalisée par rapport à la fréquence de conception f_0	35
Figure II.8 : Un coupleur à ligne couplée	36
Figure II.9 : Différentes géométries de ligne de transmission. (a) Bande striée couplée au bord ou au plan. (b) Stripline couplée Broadside. (c) Microruban couplé au bord ou au plan	36
Figure II.10 : Les réseaux à capacité équivalente résultants pour une excitation en mode pair et impair pour une ligne microruban couplée. (a) Excitation en mode pair. (b) Excitation en mode impair	37
Figure II.11 : Disposition du coupleur de Lange sous forme de microruban	38
Figure II.12 : Symbole d'une jonction hybride à 180°	39
Figure II.13 : Deux types de jonctions 180° hybrides planes. (a) Hybride en anneau ou race de rats. (b) Hybride à ligne couplée conique	39
Figure II.14 : Diviseur de puissance Wilkinson à deux voies, à amplitude égale	40
Figure II.15 : Coupleur de ligne de dérivation à section unique large bande avec admittances normalisées	41
Figure II.16 : Principe de la réflectométrie	42
Figure II.17 : Duplexeur à coupleurs 3 dB C1 et C2 et tubes TR	43

CHAPITRE III

CONCEPTION ET SIMULATION DE NOUVEAUX TYPES DE COUPLEURS CYLINDRIQUES DIRECTIFS HUPERFREQUENCES A BASE DE LIGNES MICRORUBAN ET TRIPLAQUES CYLINDRIQUE

Figure III.1 : Représentation (3D) de la ligne microruban cylindrique couplée quasi-TEM en (a) et sa section transversale en (b)	47
Figure III.2 : Représentation (3D) de la ligne micro-ruban cylindrique quasi-TEM simple (à un conducteur)	48
Figure III.3 : Représentation (3D) de la ligne triplaque cylindrique couplée TEM en (a) et sa section transversale en (b)	48
Figure III.4 : Représentation (3D) de la ligne triplaque cylindrique TEM simple (à un conducteur)	49
Figure III.5 : Impédance caractéristique (Z_0) de la ligne cylindrique quasi-TEM pour $\epsilon_r=9.6$	51
Figure III.6 : Permittivité effective (ϵ_{eff}) de la ligne cylindrique quasi-TEM pour $\epsilon_r=9.6$	52
Figure III.7 : Démarrage de CST	53
Figure III.8 : Template CST	54
Figure III.9 : Tracé de la structure sous l'environnement CST	54
Figure III.10 : Figure montrant le rayon et la longueur de strip	55
Figure III.11 : Réponse fréquentielle de la ligne micro-ruban cylindrique quasi-TEM de 50 Ω fonctionnant à 2 GHz	55
Figure III.12 : Simulation de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM montrant l'impédance de 50 Ω	56
Figure III.13 : Représentation (3D) du coupleur microruban cylindrique quasi-TEM (avec $d=2.6$ mm)	57
Figure III.14 : Réponse fréquentielle du coupleur microruban cylindrique quasi-TEM de 30 dB, adapté à 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz	57
Figure III.15 : Impédance caractéristique trouvée du coupleur directif trouvée sous CST ...	58
Figure III.16 : Réponse fréquentielle du coupleur microruban cylindrique quasi-TEM de 25 dB, de 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz	59
Figure III.17 : Changement de la bande de fréquence pour le coupleur microruban cylindrique quasi-TEM	59

Figure III.18 : Le tracé de la réponse fréquentielle du coupleur fonctionnant à 3 GHz (d=2.6 mm)	60
Figure III.19 : Le tracé de la réponse fréquentielle du coupleur fonctionnant à 3 GHz (d=2.1 mm)	60
Figure III.20 : Impédance caractéristique (Z_0) de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM pour $\epsilon_r=4.3$	61
Figure III.21: Permittivité effective (ϵ_{eff}) de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM pour $\epsilon_r=4.3$	62
Figure III.22 : Le tracé de la structure après le changement de substrat par FR4	63
Figure III.23 : Réponse fréquentielle du coupleur microruban cylindrique contenant le FR4 avec une distance d=2.6 mm	64
Figure III.24 : Impédance caractéristique trouvée du coupleur directif après le changement de substrat par FR4 trouvée sous CST	64
Figure III.25 : Réponse fréquentielle du coupleur de 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz après le changement de substrat par FR4 avec une distance d=2.1 mm	65
Figure III.26 : Réponse fréquentielle du coupleur fonctionnant à 3 GHz et en utilisant FR4 comme substrat (d=2.6 mm)	66
Figure III.27 : Réponse fréquentielle du coupleur fonctionnant à 3 GHz en utilisant FR4 comme substrat (d=2.1 mm)	66
Figure III.28 : Impédance caractéristique de la ligne triplaque cylindrique en fonction du demi-angle θ pour différents rapports r_2/r_1	68
Figure III.29 : Tracé de la structure homogène sous l'environnement CST	69
Figure III.30 : Réponse fréquentielle de la ligne triplaque cylindrique homogène de 50 Ω fonctionnant à 2 GHz	70
Figure III.31: Simulation de la ligne triplaque cylindrique TEM montrant l'impédance de 50 Ω	70
Figure III.32 : Représentation (3D) du nouveau type de coupleur directif homogène quasi-TEM	71
Figure III.33 : Réponse fréquentielle du coupleur triplaque cylindrique de 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz	72
Figure III.34 : Réponse fréquentielle du coupleur triplaque cylindrique de 50 Ω fonctionnant à 2 GHz avec une distance d=2.3 mm	72
Figure III.35 : Réponse fréquentielle du coupleur homogène fonctionnant à 2 GHz (d=2 mm)	73
Figure III.36 : Le tracé de la structure après le changement de la fréquence à 3 GHz	73

Figure III.37 : Réponse fréquentielle du coupleur homogène fonctionnant à 3 GHz (d=2.6 mm)	74
Figure III.38 : Réponse fréquentielle du coupleur homogène fonctionnant à 3 GHz (d=2.3 mm)	74

Liste des tableaux

Tableau III.1: Le cahier de charge de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM.....	53
Tableau III.2: Le cahier de charge pour le coupleur microruban cylindrique directif	56
Tableau III.3: Le nouveau cahier de charge pour le coupleur microruban cylindrique directif	62
Tableau III.4: Le cahier de charge de la structure homogène	69
Tableau III.5 : Le cahier de charge pour le coupleur microruban cylindrique directif homogène	71

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La fonction principale des systèmes conducteurs de lignes de transmission est de transférer l'énergie électrique entre des emplacements désignés, dans les conditions de performance, de fonctionnement et d'environnement prescrites.

La capacité à distribuer et combiner des signaux est une fonction très fondamentale et importante dans de nombreux systèmes hyperfréquences, ceci est particulièrement utile si cela peut être fait sur une large gamme de fréquences et avec des signaux déphasés. Les diviseurs de puissance et les coupleurs directionnels sont des composants passifs indispensables utilisés dans plusieurs systèmes hyperfréquences, comme des mélangeurs, des modulateurs et des réseaux de formation de faisceaux d'antennes.

Pour aller de l'avant avec l'énorme développement technologique et répondre aux besoins et aux enjeux de demain, l'amélioration des composants électriques tels que les coupleurs directifs est devenu au cœur de nos préoccupations scientifiques. Les futurs systèmes multifonctionnels nécessitent de grandes largeurs de bande, inhérentes à ces systèmes sont des blocs fonctionnels, comme les hybrides à 180 ° et les coupleurs de ligne de branchline (BLC). En outre, les coupleurs directionnels sont importants en tant que circuits de base dans les mélangeurs symétriques, les réseaux d'alimentation d'antenne et les amplificateurs push-pull ou à tout autre endroit où une conversion entre des signaux symétriques et asymétriques est nécessaire. En plus de faire face à ces exigences il faut aussi répondre aux déficits liés à ces composants et réduire la consommation énergétique avec un service de qualité omniprésent.

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.

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 directifs, de transformateurs d'impédance, pour les alimentations des antennes et réseaux d'antennes cylindriques, et aussi pour l'imagerie par résonance médicale (IRM)...etc.

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 microrubans quasi-TEM (transverse électromagnétique) et lignes triplaques homogènes cylindriques.

Ce manuscrit a été structuré comme suit :

Le premier chapitre expose d'une part quelques types de lignes de transmission non planaires, homogènes (TEM) et non homogènes (quasi-TEM), et d'autre part, présente la théorie des lignes de transmission en hyperfréquences en général.

Le deuxième chapitre présente en détail la théorie des coupleurs directifs et leurs applications en hyperfréquences.

Introduction générale

Dans le troisième chapitre, nous présenterons les résultats de conception et de simulations des lignes de transmissions microrubans et triplaques cylindriques en utilisant les logiciels Matlab et CST Microwave Studio. Puis nous avons utilisé ces résultats pour pouvoir concevoir plusieurs types de coupleurs micro-rubans et triplaques cylindriques quasi-TEM et TEM micro-ondes directifs, adaptés à 50Ω et fonctionnant à des fréquences différentes.

Nous clôturons ce mémoire par une conclusion générale.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES LIGNES DE TRANSMISSION TEM ET QUASI-TEM HYPERFREQUENCES NON-PLANAIRES CYLINDRIQUES

I.1 INTRODUCTION

Dans l'ingénierie des radiofréquences, une ligne de transmission est un système de conducteurs, tels que des fils, des guides d'ondes ou des câbles coaxiaux, adaptés pour conduire efficacement l'énergie électrique ou des signaux entre deux bornes ou plus. Les lignes de transmission sont utilisées à des fins telles que la connexion d'émetteurs et de récepteurs radio avec leurs antennes (elles sont alors appelées lignes d'alimentation), la distribution de signaux de télévision par câble, les lignes principales acheminant les appels entre les centres de commutation téléphonique, les connexions au réseau informatique et les bus de données informatiques à grande vitesse.

La transmission des informations peut se faire par voie hertzienne (propagation libre) ou par guidage. En ce qui concerne les "guides", Il en existe plusieurs types. Les lignes "bifilaires" composée de 2 (ou plus) conducteurs capables de transmettre la tension en même temps que l'onde électromagnétique sont les guides d'ondes les plus fréquemment utilisés. Mais il arrive qu'on doive utiliser des lignes ne pouvant propager que la seule onde électromagnétique comme les guides d'onde métalliques ou les fibres optiques [1].

Les performances de la ligne de transmission dépendent des paramètres de la ligne. La ligne de transmission a principalement quatre paramètres, la résistance, l'inductance, la capacité et la conductance. Ces paramètres sont uniformément répartis le long de la ligne. Par conséquent, il est également appelé paramètre distribué de la ligne de transmission.

Dans ce chapitre, on va s'intéresser uniquement aux les lignes de transmissions non planaires destinées pour différentes applications dans le domaine des télécommunications, et d'autre part nous allons présenter la théorie de ces lignes de transmission dans le domaine des radiofréquences et hyperfréquences.

I.2 HISTORIQUE

Le premier appareil a utilisé des lignes de transmission électrique était celui qui nécessitait peu d'énergie pour le faire fonctionner, pouvait être construit avec des pièces mécaniques simples et plutôt grossièrement façonnées, et était modeste en termes de spectre de fréquences nécessaire, moins de 100 Hz. C'était le télégraphe, Morse a envoyé le premier message public en 1844. La télégraphie par fil sur terre a été suivie par la télégraphie par câble sous-marin. La Manche a été traversée en 1851, un câble réussi a traversé l'océan Atlantique en 1866 [2].

La téléphonie, plus exigeante dans la complexité et la qualité minimale des instruments émetteurs et récepteurs, nécessitant une bande de fréquences plus large (2 KHz ou plus, selon la qualité recherchée), est venue plusieurs années plus tard. Le brevet de Bell était daté de 1876.

La Radio, Marconi a envoyé des signaux à travers l'océan Atlantique en 1901. À première vue, il semblerait que la radio se soit dispensée de lignes de transmission. Mais en raison des longueurs d'onde relativement courtes couramment utilisées (de quelques centaines de mètres à quelques centimètres), des sections physiquement courtes de la ligne de radiofréquence, telles que celles reliant les émetteurs à leurs antennes, peuvent être électriquement longues. Cela signifie que leurs longueurs sont de l'ordre d'un huitième de

Généralités sur les lignes de transmission TEM et quasi-TEM hyperfréquences non-planaires cylindriques

longueur d'onde ou plus. Ainsi, les systèmes radio comprennent, par inadvertance, des lignes de transmission [2].

Une augmentation considérable du taux de traitement des messages par une ligne de transmission donnée a été rendue possible par la transmission à fréquence porteuse, qui a été commercialisée en 1918. La téléphonie porteuse utilise des techniques similaires à celles de la radiotéléphonie. Le signal est combiné avec une onde sinusoïdale de fréquence beaucoup plus élevée, la porteuse, par le processus de modulation, une bande de fréquences proche de la porteuse est transmise, et à l'extrémité de réception de la ligne, la forme audiofréquence du signal est récupéré par démodulation. De nombreux signaux, modulés avec des fréquences porteuses différentes, peuvent être transmis simultanément. Des filtres appropriés, ou des réseaux sélectifs en fréquence, sont nécessaires pour séparer les signaux modulés individuels de l'onde composite reçue. (La transmission des signaux vidéo suit essentiellement le même plan, bien que la largeur de bande du signal requise soit de l'ordre de 6 MHz, une valeur plusieurs fois supérieure à celle des signaux audio).

Jusqu'à ce stade de développement, la forme de base de la ligne de communication était celle de deux conducteurs parallèles. Trois types principaux avaient évolué [2] :

- 1) La ligne à fil ouvert, constituée de deux fils identiques avec un espacement d'environ 75 fois le diamètre du conducteur, avec l'air comme milieu environnant.
- 2) La paire câblée, constituée de deux fils identiques avec une isolation solide, torsadés ensemble avec un espacement centre à centre d'environ deux fois le diamètre du conducteur, et enveloppé, généralement avec de nombreuses autres paires similaires, par une gaine métallique.
- 3) Le câble coaxial, constitué d'un conducteur central plein ou toronné entouré d'un conducteur de retour cylindrique.

Le spectre des micro-ondes (environ 3 à 10 GHz initialement, puis étendu) a été introduit lors du développement du radar dans les dernières années 1930. Dans cette gamme de fréquences, un seul tube métallique creux, ou guide d'ondes, s'est avéré être un moyen pratique et peu coûteux de transmettre des signaux.

Le laser, développé dans la fin des années 50 et au début des années 60, est devenu un moyen de produire des ondes porteuses uniformes dans le domaine infrarouge, au voisinage de 300 THz (longueur d'onde 1 μm), proche du spectre visuel. Un guide de fibre optique, constitué d'une tige en verre de silice, ou noyau, peut-être 50 μm de diamètre, entouré d'une gaine annulaire, connue sous le nom de gaine, également de verre de silice mais avec un indice de réfraction légèrement plus faible (d'où une permittivité plus faible), a prouvé être un moyen pratique de transmission. La diode électroluminescente, LED, est également utilisée comme source dans le domaine des fibres optiques [2].

I.3 HYPERFREQUENCES (MICRO-ONDES)

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). Différentes sources définissent différentes gammes de fréquences comme micro-ondes, la large définition ci-dessus comprend à la fois les bandes UHF et EHF

Généralités sur les lignes de transmission TEM et quasi-TEM hyperfréquences non-planaires cylindriques

(ondes millimétriques). Une définition plus courante en ingénierie des radiofréquences est la plage comprise entre 1 et 100 GHz (longueurs d'onde comprises entre 0,3 m et 3 mm). Dans tous les cas, les micro-ondes incluent toute la bande SHF (3 à 30 GHz, ou 10 à 1 cm) en minimum. Les fréquences dans la gamme des micro-ondes sont souvent désignées par leurs désignations de bande radar IEEE ou par des désignations NATO ou UE similaires [3].

Le préfixe micro dans micro-ondes n'est pas censé suggérer une longueur d'onde de l'ordre du micromètre. Au contraire, cela indique que les micro-ondes sont « petites » (ayant des longueurs d'onde plus courtes), comparées aux ondes radio utilisées avant la technologie des micro-ondes. Les limites entre l'infrarouge lointain, le rayonnement térahertz, les micro-ondes et les ondes radio ultra-haute fréquence sont assez arbitraires et sont utilisées de différentes manières entre différents domaines d'étude.

Les micro-ondes voyagent en ligne de visée, contrairement aux ondes radio de basse fréquence, elles ne se diffractent pas autour des collines, ne suivent pas la surface de la terre comme des ondes de sol ou se reflètent depuis l'ionosphère, de sorte que les liaisons de communication micro-ondes terrestres sont limitées par l'horizon visuel à environ (64 km). À l'extrémité supérieure de la bande, ils sont absorbés par les gaz de l'atmosphère, limitant les distances de communication pratiques à environ un kilomètre. Les micro-ondes sont largement utilisées dans la technologie moderne, par exemple dans les liaisons de communication point à point, les réseaux sans fil, les réseaux de relais radio micro-ondes, les radars, les communications par satellite et les engins spatiaux, la diathermie médicale et le traitement du cancer, la télédétection, la radioastronomie, les accélérateurs de particules, la spectroscopie, chauffage industriel, systèmes anticollision, ouvre-portes de garage et systèmes d'entrée sans clé, et pour la cuisson d'aliments dans des fours à micro-ondes [3].

Généralités sur les lignes de transmission TEM et quasi-TEM hyperfréquences non-planaires cylindriques

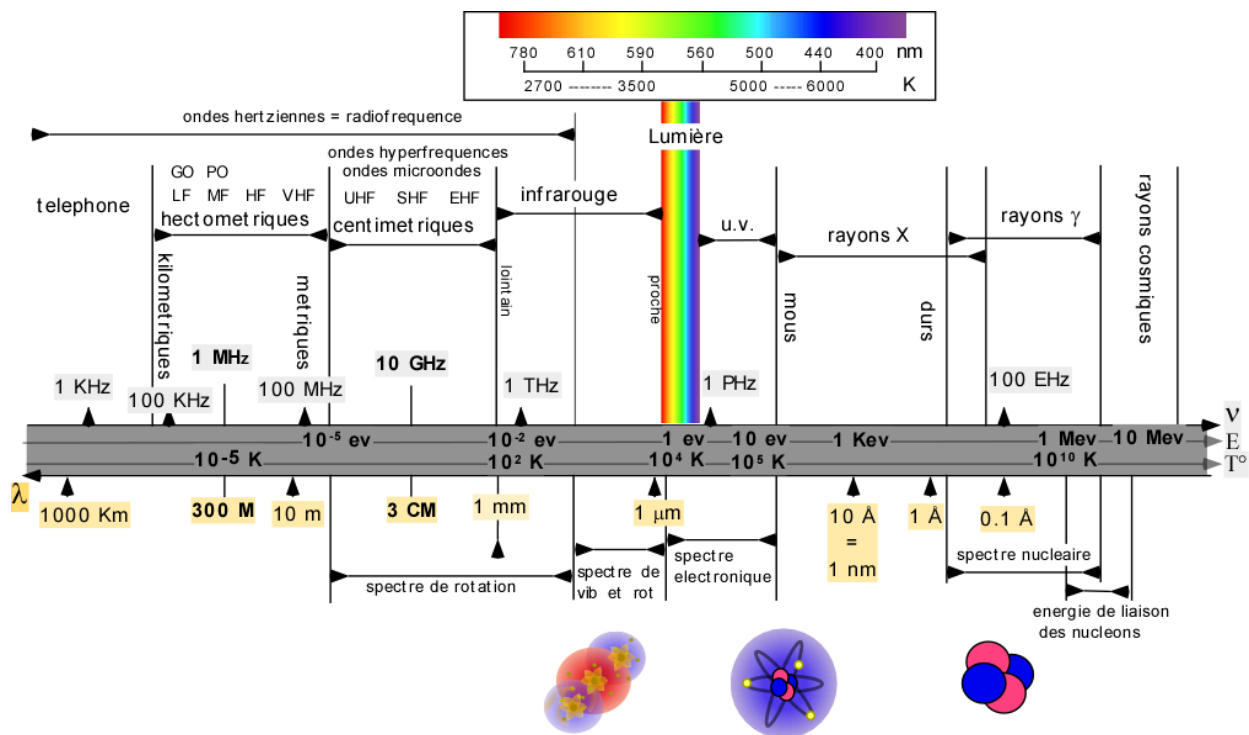


Figure I.1. Ordre des ondes hyperfréquences dans l'échelle des ondes électromagnétiques [4].

I.4 LIGNES NON PLANAIRES

I.4.1 LIGNES COAXIALES TEM ET QUASI-TEM

Ces types de lignes sont très utilisées en hyperfréquences notamment pour réaliser des circuits radiofréquences et micro-ondes. Ragan et Hatsuda ont analysé les lignes coaxiales quasi-TEM. La solution pratique adoptée dans ce cas est de partiellement remplir la ligne coaxiale par le diélectrique. La couche d'air placée entre le diélectrique et la masse constitue alors la partie la plus importante. Le champ électrique traverse donc à la fois le diélectrique et l'air dans lequel les pertes sont pratiquement inexistantes. La permittivité relative effective de la ligne de transmission équivalente, quand la largeur du diélectrique diminue, est donc proche de l'unité ce qui va réduire pratiquement les pertes et les dispersions [5].

De tels types de lignes se présentent comme suit :

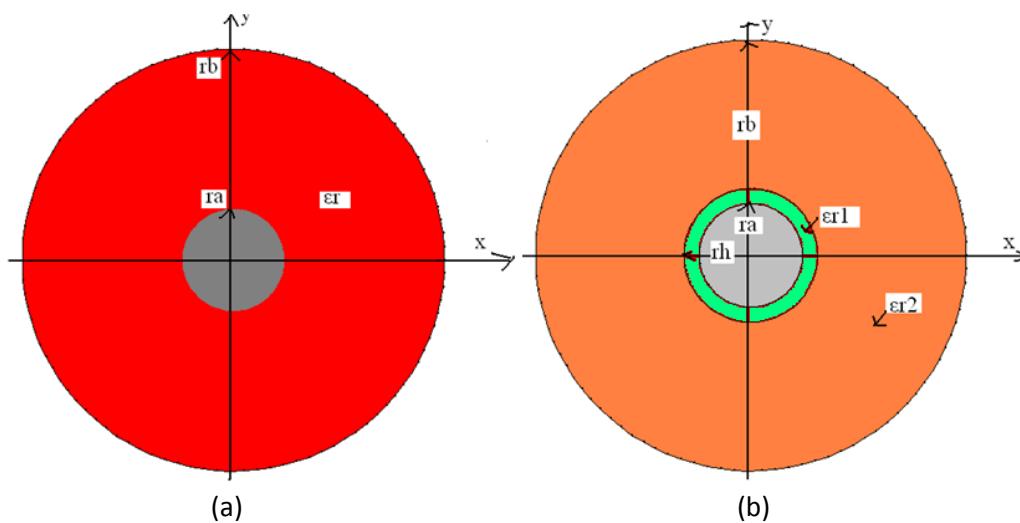


Figure I.2 : Sections transversales de la ligne coaxiale homogène en a) et inhomogène en b) [5].

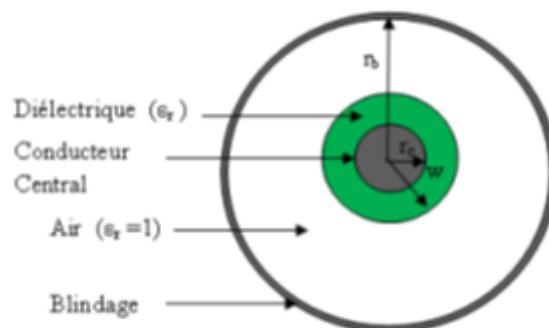


Figure I.3 : Ligne coaxiale quasi-TEM circulaire avec ses paramètres géométriques [5].

La théorie des lignes, a permis de déterminer certaines grandeurs électromagnétiques (EM) à savoir : l'impédance caractéristique Z_c , la valeur capacitive C, et inductive L, et ceci à partir de la distribution du potentiel scalaire V à l'intérieur du diélectrique [5].

Le potentiel à l'intérieur d'une ligne coaxiale homogène est régi par l'équation suivante [5] :

$$V(r) = \frac{\log\left(\frac{r}{r_b}\right)}{\log\left(\frac{r_a}{r_b}\right)} \quad (\text{I.1})$$

Généralités sur les lignes de transmission TEM et quasi-TEM hyperfréquences non-planaires cylindriques

Il en résulte que le champ électrique est réduit à sa composante radiale et le champ magnétique à sa composante angulaire.

$$Er = \frac{V_1 - V_2}{\log\left(\frac{r_b}{r_a}\right)} \frac{1}{r} \exp(-j\beta z) \quad (\text{I.2})$$

$$Er = \eta H_\theta \quad (\text{I.3})$$

Certains résultats analytiques concernant cette ligne sont déjà établis comme suit :

La tension entre les deux conducteurs est :

$$V = (V_1 - V_2) \exp(-j\beta z) \quad (\text{I.4})$$

D'où immédiatement l'impédance caractéristique Z_c :

$$Z_c = \frac{V}{I} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \log\left(\frac{r_b}{r_a}\right) (\Omega) \quad (\text{I.5})$$

Enfin, la capacité et la self linéique sont données par :

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\log\left(\frac{r_b}{r_a}\right)} (F/m) \quad (\text{I.6})$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \log\left(\frac{r_b}{r_a}\right) (H/m) \quad (\text{I.7})$$

En pratique $\mu = \mu_0$, alors :

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \log\left(\frac{r_b}{r_a}\right) (\Omega) \quad (\text{I.8})$$

$$C = \frac{10^{-9} \epsilon_r}{18 \log\left(\frac{r_b}{r_a}\right)} (F/m) \quad (\text{I.9})$$

$$L = 0.210^{-6} \log\left(\frac{r_b}{r_a}\right) (H/m) \quad (\text{I.10})$$

Pour la ligne coaxiale inhomogène quasi-TEM, nous ne possédons pour ses paramètres EM d'aucune expression analytique exacte ou même approchées dans la littérature scientifique. Par conséquent l'utilisation de méthodes numériques s'impose pour résoudre ce problème de caractérisation électromagnétique [5].

I.4.2 LIGNES A BANDES SYMETRIQUES ELLIPTIQUES BLINDEE QUASI-TEM

Résonateur à tube fendu (Slotted Tube Resonator) est un nouveau type de circuit résonnant qui a été élaboré à partir de deux bandes symétriques elliptiques blindées. Ce type de circuit résonnant est très performant, vu sa bonne isolation, son faible coût et sa grande sélectivité.

La figure suivante montre une représentation schématique de la ligne à bandes symétriques elliptiques blindée. Un diélectrique de permittivité relative ϵ_r règne à l'intérieur de

Généralités sur les lignes de transmission TEM et quasi-TEM hyperfréquences non-planaires cylindriques

la ligne assumée sans pertes. Le schéma de la section transversale de la ligne montre qu'elle est formée d'une part de deux bandes d'épaisseur t ayant un angle d'ouverture θ placées sur une ellipse de paramètre (a et b) et d'autre part d'un blindage circulaire de rayon r_b [6].

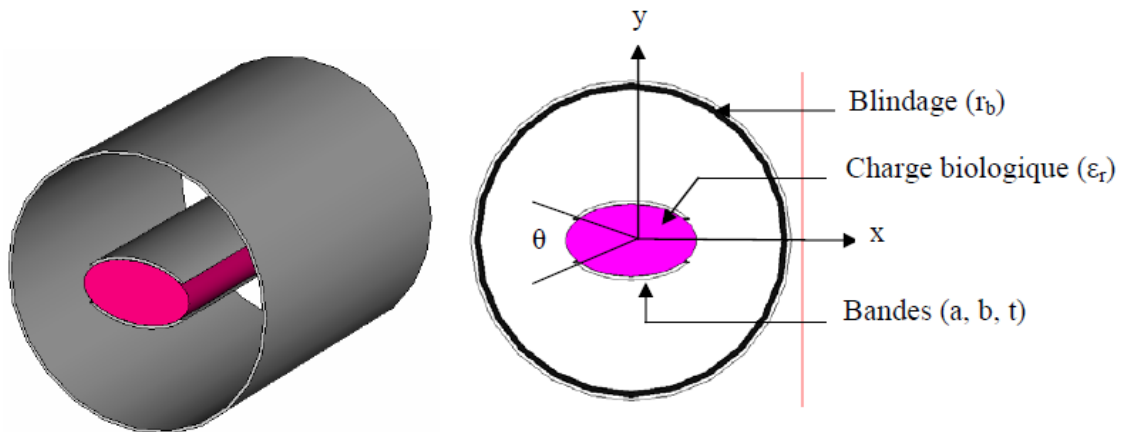


Figure I.4 : Une représentation (3D) de la ligne quasi-TEM à bandes symétriques elliptiques en (a) et sa section transversale en (b)

Les propriétés électriques pour ce type de ligne quasi-TEM peuvent être décrites en termes de ses paramètres primaires $[L]$, $[C]$ et ses paramètres secondaires, les Impédances caractéristiques des modes pair et impair (Z_{0e} , Z_{0o}), les permittivités effectives des modes pair et impair ($\epsilon_{\text{eff}(e)}$, $\epsilon_{\text{eff}(o)}$), et le coefficient de qualité en charge (Q) telles que :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [C] = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

La matrice d'inductance $[L]$ contient les inductances propres des deux bandes symétriques elliptiques sur la diagonale et les inductances mutuelles entre les bandes. La matrice de capacité $[C]$ définit les effets capacitifs entre les deux bandes symétriques elliptiques et caractérise l'énergie électrique emmagasinée dans le résonateur quasi-TEM.

I.4.3 LIGNES A BANDES SYMETRIQUES CIRCULAIRES BLINDEE QUASI-TEM

La figure (I.5) montre schématiquement la ligne à bandes symétriques circulaires quasi-TEM. Cette ligne est supposée à faibles pertes et consiste deux bandes, contenant la charge biologique de permittivité relative (ϵ_r), d'épaisseur (t) et ayant un angle d'ouverture (θ) formant un cylindre intérieur de rayon (r_c) [7].

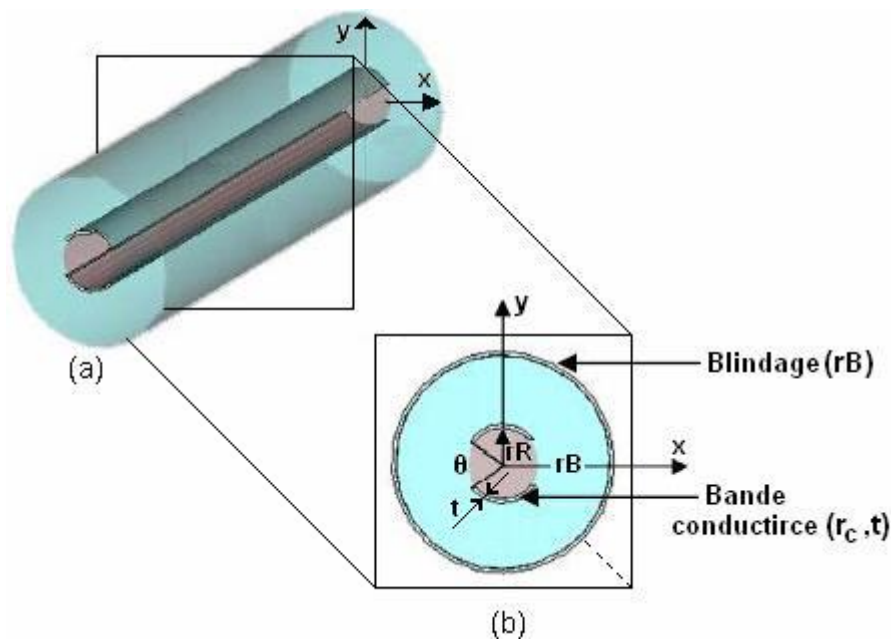


Figure I.5 : (a) Ligne quasi-TEM à bandes symétriques circulaires et (b) Section Transversale de la ligne quasi-TEM [7].

I.4.4 RESONATEUR EN CAGE D'OISEAU QUASI-TEM

Le résonateur quasi-TEM est considéré comme un système de $(n+1)$ lignes de transmission multi-conductrices, les propriétés géométriques et physiques du résonateur sont uniformes dans la direction de propagation des courants et des tensions z . La relation entre le vecteur I des courants naturels $i_1 \dots\dots\dots i_n$ et le vecteur V des tensions naturelles $v_1 \dots\dots\dots v_n$ sont exprimées par les équations télégraphistes.

Le résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau inhomogène (quasi-TEM Birdcage Coil Resonator : quasi-TEM BCR) constitué par plusieurs éléments de lignes microrubans disposées judicieusement sur la partie interne d'un support cylindrique rempli par une charge biologique. Cette structure est entourée par un blindage relié à la masse permettant d'annuler tout couplage électromagnétique extérieur.

La figure (I.6) montre schématiquement le résonateur quasi-TEM, Les douze éléments sont disposés d'une façon linéaire, ils sont réalisés généralement par du cuivre et un diélectrique adéquat. Pour une ligne quasi-TEM, les condensateurs sont indispensables pour le lien entre les éléments et le blindage comme montre la figure [8].

Généralités sur les lignes de transmission TEM et quasi-TEM hyperfréquences non-planaires cylindriques

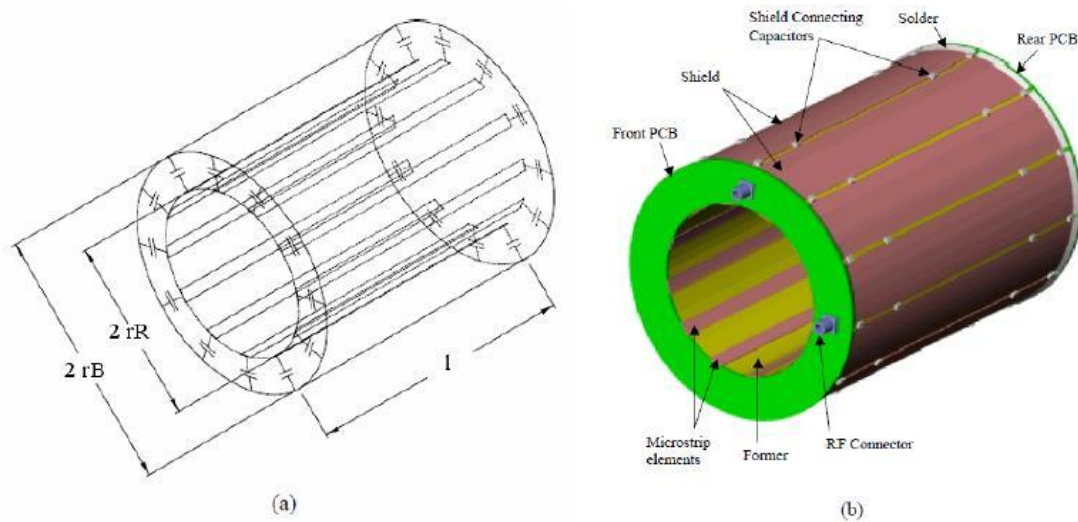


Figure I.6 : Résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro rubans :(a) Schéma détaillé et (b) disposition physique [8].

La figure I.7 présente la section transversale du résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro-rubans. Cette structure est formée par un blindage extérieur de rayon (r_B) et n éléments micro-rubans de largeur (w) et d'épaisseur (t) constituant un cylindre intérieur de rayon (r_R) contenant la charge biologique de permittivité relative ($\epsilon_r=57.50$) par exemple [8].

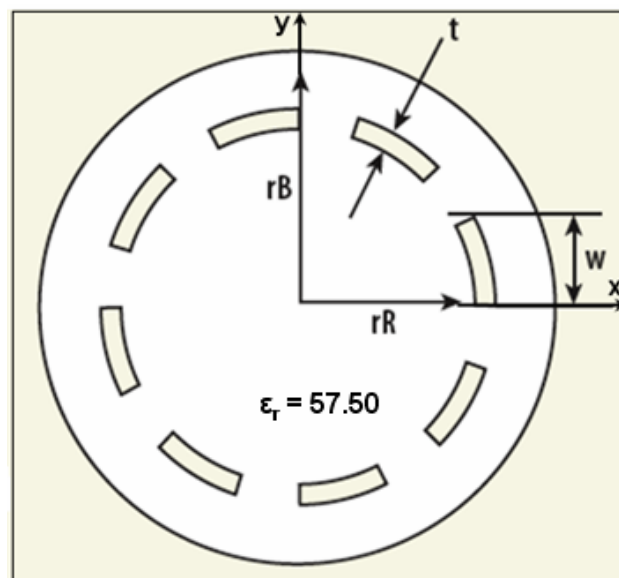


Figure I.7 : Section transversale du résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro-rubans ($n=8$)

Généralités sur les lignes de transmission TEM et quasi-TEM hyperfréquences non-planaires cylindriques

Les propriétés électromagnétiques du résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro ruban peuvent être décrites en termes de ses paramètres primaires ($[L]$ et $[C]$) et ses paramètres secondaires.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & \dots & L_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{N1} & \dots & L_{NN} \end{bmatrix} \quad [C] = \begin{bmatrix} C_{11} & \dots & C_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N1} & \dots & C_{NN} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

La matrice d'inductance $[L]$ contient les inductances propres des n éléments sur la diagonale et les inductances mutuelles entre ces éléments. La matrice de capacité $[C]$ représente les effets capacitifs entre les n éléments, caractérisant le stockage d'énergie électrique dans le résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro-rubans [7].

I.4.5 LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE TEM

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 [9].

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 [9].

La figure I.8 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).

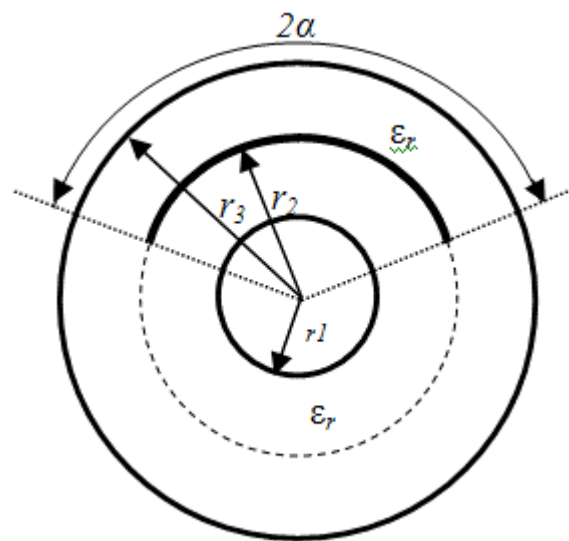


Figure I.8 : Section transversale de la ligne strip-line cylindrique [10].

De nouvelles expressions, simples et exactes, ont été présentés par les auteurs de la référence [9] pour les paramètres EM (impédance caractéristique (Z_c), inductance linéique (L) et capacité linéique (C)) de la ligne stripline cylindrique, obtenues à partir de résultats de caractérisations EM basés sur les programmes MEF réalisées sous l'environnement freeFEM d'une part et à partir des techniques de lissage de courbes faites sous l'environnement Origin50 d'autre part.

I.4.5.1 LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM

La figure I.9 montre la structure de la ligne stripline cylindrique couplée blindée. La ligne couplée TEM est constitué 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.

Les auteurs de la référence [5] ont proposé de nouvelles expressions analytiques pour les grandeurs EM de cette structure qui est destinée pour des applications hautes puissances en télécommunication.

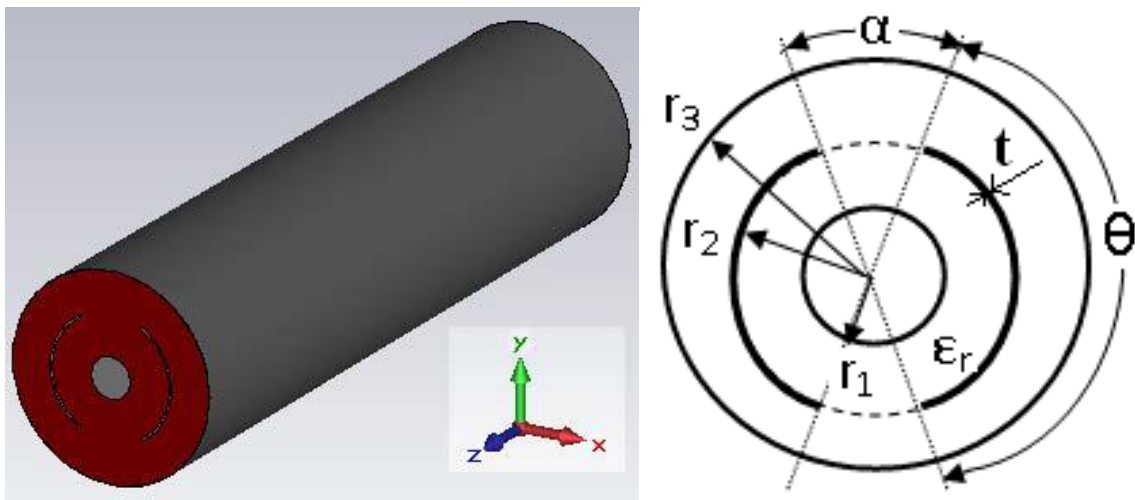


Figure I.9 : Section transversale de la ligne stripline cylindrique couplée TEM en (a) Et sa représentation en trois dimensions (3D) en (b) [5].

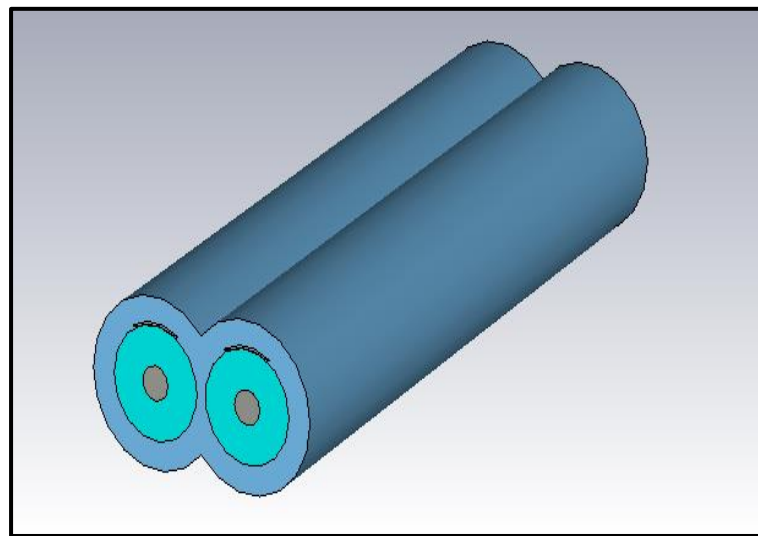
I.4.5.2 LIGNE MICRORUBAN CYLINDRIQUE COUPLEE QUASI-TEM ET LIGNE TRIPLAQUE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM

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

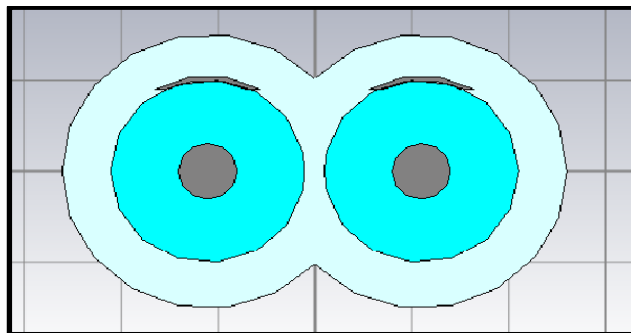
Dans le but de concevoir de nouveaux types circuits hyperfréquences de hautes performances, nous proposons ici dans ce mémoire, deux nouvelles structures non-planaires cylindrique, se sont la ligne micro-ruban cylindrique couplée quasi-TEM et la ligne triplaque cylindrique couplée TEM.

Dans ce qui suit de ce mémoire, ces types de lignes de transmission ont été utilisé pour concevoir plusieurs types de coupleurs RF et micro-ondes directifs fonctionnant à des fréquences différentes en utilisant le logiciel CST Microwave Studio.

Les représentations schématiques de ces structures sont illustrées sur les figures I.10 et I.11.



a)



b)

Figure I.10 : Une représentation (3D) de la ligne cylindrique quasi-TEM en (a) et sa section transversale en (b).

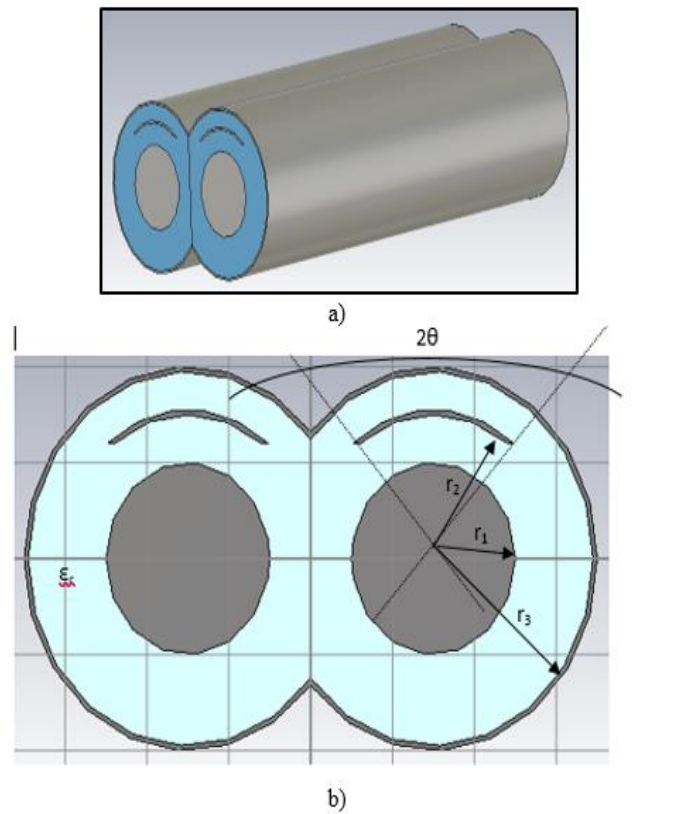


Figure I.11 : Représentation (3D) de la ligne triplaque cylindrique couplée TEM en (a) et sa section transversale en (b).

I.5 THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION EN HYPERFREQUENCES (LES EQUATIONS DES TELEGRAPHISTES)

Les équations des ondes électromagnétiques s'appliquent au rayonnement électromagnétique sans fil dans l'espace et la dérivation implique à la fois la loi de Faraday pour l'induction électromagnétique variant dans le temps et la loi de circuit d'Ampère. L'équation d'un télégraphe qui aurait lié les signaux électriques à la vitesse de la lumière a été dérivée pour la première fois par le physicien allemand Gustav Kirchhoff en 1857. Quelques années plus tard, en 1883, le physicien anglais John Henry Poynting a fait une proposition concernant le transfert d'énergie dans les circuits électriques. Il a proposé que l'énergie soit effectivement transférée à travers l'espace à l'extérieur des fils conducteurs plutôt qu'à l'intérieur des fils eux-mêmes. Cette idée a également été reprise par l'ingénieur électricien anglais Oliver Heaviside. Si tel est certainement le cas en ce qui concerne l'induction EM entre deux circuits, il est peu probable que les fils conducteurs ne soient pas la principale source de transfert d'énergie au sein d'un même circuit [11].

Le signal qui se propage le long d'un fil conducteur dans une ligne de transmission est un effet capacitif impliquant une polarisation linéaire dans le diélectrique environnant. La loi de Faraday n'est pas impliquée dans une ligne de transmission CC à l'état stationnaire, de sorte

Généralités sur les lignes de transmission TEM et quasi-TEM hyperfréquences non-planaires cylindriques

que ce phénomène ondulatoire n'est clairement pas décrit par l'équation des ondes électromagnétiques.

Les équations du télégraphe sont dans tous les détails essentiels comme que les équations d'ondes électromagnétiques, mais elles dérivent de la capacité et de l'auto-inductance dans un circuit électrique de laboratoire, avec $Q = CV$ remplaçant $D = \epsilon E$ dans l'équivalent sans fil. Parce que la permittivité électrique, implicite et explicite dans ces deux équations, peut être liée à la vitesse de la lumière à travers l'expérience Weber-Kohlrausch de 1855, on pense que les équations du télégraphe se rapportent à la vitesse d'un signal électrique dans un conducteur câble. Mais puisque la capacité agit perpendiculairement aux surfaces conductrices et que le courant n'est pas alimenté par la force électromotrice auto-induite, il est difficile de voir comment ces équations peuvent être liées à la vitesse du signal dans le fil. D'un autre côté, comme les expériences tendent à confirmer que la vitesse d'un signal électrique le long d'un fil est bien de l'ordre de la vitesse de la lumière, cela semblerait une coïncidence si les équations du télégraphe n'étaient en fait pas applicables dans le contexte [11].

Le problème pourrait être résolu dans une certaine mesure en revenant à l'idée plus ancienne que le courant électrique dans un fil conducteur constitue principalement l'écoulement d'un fluide éthéré (les différents éthers considérés par les physiciens sont des substances subtiles distinctes de la matière et permettant de fournir ou transmettre des effets entre les corps). Il est proposé que ce fluide électrique émerge de sources de particules positives et disparaisse dans des puits de particules négatives, et à une vitesse moyenne de l'ordre de la vitesse de la lumière. Entre les bornes d'une batterie, les particules positives dans le fil conducteur seraient accélérées avec le flux, tandis que les particules négatives mangeraient leur chemin dans la direction opposée, mais ces particules n'atteindraient jamais la vitesse du flux d'éther lui-même en raison de la résistance du circuit R . Nous savons que les vitesses de dérive (en électricité, la vitesse de dérive, est la vitesse moyenne d'une particule chargée, en général un électron, qu'elle atteint sous l'effet d'un champ électrique) sont loin d'être proches de la vitesse de la lumière et nous ne devrions donc pas considérer le mouvement des particules chargées comme l'essence principale du courant électrique. Cependant, si nous considérons le courant électrique comme étant principalement un fluide éthéré, alors les changements de pression (tension) dans un courant électrique se propageraient avec le flux de courant à des vitesses de l'ordre de la vitesse de la lumière [11].

La télégraphie sans fil et la télégraphie par câble pourraient alors être réconciliées sur la base du fait que le rayonnement électromagnétique dans l'espace est simplement un courant électrique passant à la vitesse de la lumière entre de minuscules vortex éthers voisins qui agissent comme des circuits électriques miniatures et remplissent tout l'espace tout en étant alignés le long de leurs axes de rotation mutuels selon le champ magnétique dominant. Le vecteur A , aujourd'hui connu sous le nom de potentiel de vecteur magnétique, et où la boucle $A = \mu H$, deviendrait alors le courant de déplacement de Maxwell. Lorsque l'alimentation est d'abord connectée à un circuit conducteur, le courant éthéré s'échappe dans le diélectrique environnant afin d'effectuer le retour le plus court. Dans le cas d'une ligne de transmission à fil parallèle, cela signifie que le courant traverse l'espace entre les deux fils, provoquant une polarisation diélectrique dans le processus. Cet effet se propage vers l'extérieur à partir de la source d'alimentation. Si l'alimentation est déconnectée avant que l'effet n'atteigne l'extrémité distante du circuit, nous observerons une région polarisée rectangulaire discrète entre les deux fils avec un courant éthéré circulant entourant son périmètre. Cette région polarisée se déplacera

Généralités sur les lignes de transmission TEM et quasi-TEM hyperfréquences non-planaires cylindriques

en forme d'onde vers l'extrémité la plus éloignée de la ligne comme une chenille et se déplacera à une vitesse de l'ordre de la vitesse de la lumière [11].

Dans le cas d'un circuit AC, lorsque le courant atteint une antenne, le courant de conduction J se disperse sous forme de rayonnement sans fil A dans la mer plus large de minuscules courants de Foucault (on appelle courants de Foucault les courants électriques créés dans une masse conductrice) qui remplissent tout l'espace [11].

Notions de base :

- La résistance linéique (par unité de longueur) R du conducteur est représentée par une résistance série (exprimée en ohms par unité de longueur).
- L'inductance linéique L est représentée par une self (Henry par unité de longueur).
- La capacité linéique C entre les 2 conducteurs est représentée par un condensateur C shunt (Farad par unité de longueur).
- La conductance linéique G du milieu diélectrique séparant les 2 conducteurs est représentée par une résistance shunt (Siemens par unité de longueur). La résistance dans ce modèle a une valeur de $1/G$ ohms.

Une propriété très utile des fonctions sinusoïdales de même fréquence est que la relation entre deux fonctions quelconques peut être exprimée en termes d'une seule quantité complexe. Cette grandeur a :

- 1) Une grandeur, qui a des dimensions appropriées à l'interprétation physique des deux fonctions.
- 2) Un angle de déphasage.

L'impédance est l'une de ces quantités, elle relie la tension et le courant dans l'analyse de circuit linéaire, et ses unités sont les ohms. L'admittance est simplement l'inverse de l'impédance, et a des unités de Siemens. Les calculs liés aux transformations du réseau, comme la mise en parallèle des branches ou le passage d'un "T" à un delta équivalent, peuvent être faits de manière plus concise en termes d'impédances ou d'admittances qu'en termes de courants de branche et de chutes de tension. Cette simplification est la bienvenue, mais il faut reconnaître que l'impédance ou l'admittance complexe est, en un sens, un pas plus éloigné de la réalité physique que les phaseurs de tension ou de courant. Dans les calculs de ligne de transmission, le concept d'impédance fournit un moyen rapide de gérer la plupart des discontinuités. L'analyse directe en termes de fonctions de tension et de courant est généralement plus lourde [2].

I.5.1 MODELE EQUIVALENT DE LA LIGNE DE TRANSMISSION

Comme on a mentionné au-dessus, les équations de la ligne de transmission pourraient être obtenues directement à travers les équations de Maxwell, mais pour convenance nous procéderons ici en termes de circuit.

Une ligne de transmission de longueur élémentaire dx est représentée schématiquement comme une ligne à deux fils parce que les lignes de transmission ont toujours au moins deux conducteurs qui est une condition nécessaire pour la propagation des ondes TEM. V et I désignent la tension et le courant respectivement à l'entrée de cette ligne dans la figure I.12 [12].

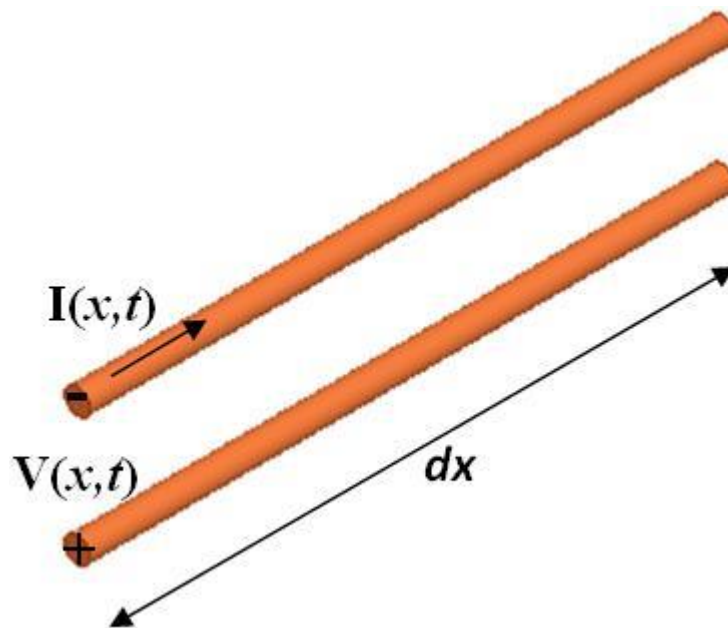


Figure I. 12 : Représentation schématique d'une ligne de transmission de longueur élémentaire [12].

Ce tronçon de ligne peut être modélisé par un quadripôle, où ce dernier est un réseau constitué des quatre éléments suivants représentés dans la figure I.13 :

R : résistance linéique Ω/m .

G : conductance linéique S/m.

C : capacité linéique F/m.

L : inductance linéique H/m.

L'inductance en série L représente la self-inductance des deux conducteurs, et la capacité C est dû à la proximité entre les deux conducteurs. R représente la résistance due à la conductivité des conducteurs, et la conductance G est due aux pertes diélectriques dans le matériau séparant les conducteurs. R et G représentent donc les pertes. Le domaine de validité de ce modèle est limité aux supports de transmissions qui favorisent la propagation des modes TEM (câble coaxial) purs ou quasi- TEM (lignes coplanaire et micro-ruban) [12].

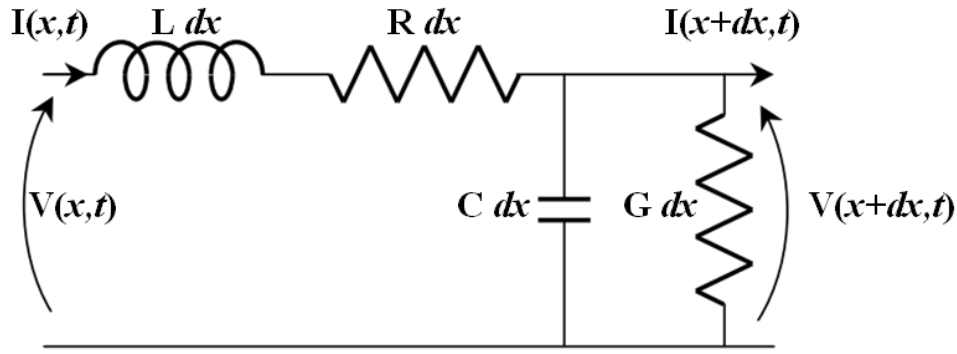


Figure I.13 : Modèle équivalent de la ligne de transmission uniforme de longueur élémentaire [12].

Noter que la tension et le courant dans une ligne de transmission sont des fonctions de deux variables, la position x et le temps t . à partir de la Figure II.2, pour une ligne de longueur dx , la loi de la tension de Kirchhoff peut être appliquée pour donner [12] :

$$V(x+dx, t) - V(x, t) = -R dx I(x, t) - L dx \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \quad (\text{I.13})$$

Et la loi du courant de Kirchhoff conduit à :

$$I(x+dx, t) - I(x, t) = -G dx V(x+dx, t) - C dx \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} \quad (\text{I.14})$$

La division de (I.13) et (I.14) par $-dx$, où $dx \rightarrow 0$ donne les équations de la ligne de transmission suivantes, également connues sous le nom des équations des télégraphistes de Heaviside 1880 :

$$-\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = L \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + R I(x, t) \quad (\text{I.15})$$

$$-\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = C \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} + G V(x, t) \quad (\text{I.16})$$

Dans le cas où le régime est sinusoïdal, avec la notion des phaseurs (I.15) et (I.16) se simplifient à :

$$-\frac{\partial V(x)}{\partial x} = Z I(x) \quad (\text{I.17})$$

$$-\frac{\partial I(x)}{\partial x} = Y V(x) \quad (\text{I.18})$$

dans lesquels l'impédance linéique $Z = R + j\omega L$, et l'admittance linéique $Y = G + j\omega C$.

D'autre part, de (I.17) et (I.18) on peut obtenir les équations suivantes [12] :

$$I(x) = -\frac{1}{Z} \frac{\partial V(x)}{\partial x} \quad (\text{I.19})$$

Généralités sur les lignes de transmission TEM et quasi-TEM hyperfréquences non-planaires cylindriques

$$V(x) = -\frac{1}{Y} \frac{\partial I(x)}{\partial x} \quad (\text{I.20})$$

En effet à l'aide de ces deux dernières équations et par une différentiation et élimination entre les équations (I.18) et (I.19) les équations de la propagation d'ondes dans les lignes de transmission uniformes sont présentées comme suit :

$$\frac{\partial^2 V(x)}{\partial x^2} - \underbrace{YZ}_{\gamma^2} V(x) = 0 \quad (\text{I.21})$$

$$\frac{\partial^2 I(x)}{\partial x^2} - \underbrace{YZ}_{\gamma^2} I(x) = 0 \quad (\text{I.22})$$

Dans le cas des lignes de transmission uniformes où Z et Y sont indépendants de x , les équations (I.20) et (I.21) possèdent les deux solutions exponentielles suivantes :

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) \quad (\text{I.23})$$

$$I(x) = I^+(x) + I^-(x) \quad (\text{I.24})$$

$$\text{Où} \quad I^+(x) = Ae^{-\gamma x + j\omega t}, \quad V^+(x) = Z_c I^+(x) \quad (\text{I.25})$$

$$I^-(x) = Be^{\gamma x + j\omega t}, \quad V^-(x) = -Z_c I^-(x) \quad (\text{I.26})$$

$\gamma = a + j\beta = ZY$ représente le facteur de propagation où, la partie réelle a est la constante d'atténuation et la partie imaginaire β représente la constante de phase.

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad \text{est l'impédance caractéristique.}$$

Il faut noter que, V^+ et I^+ représentent une onde qui se propage vers la direction positive de x , par contre V^- et I^- représentent une onde qui propage vers la direction opposée.

I.5.2 LA SIGNIFICATION PHYSIQUE DES PARAMETRES LINEIQUES DE LA LIGNE DE TRANSMISSION

Les paramètres linéiques par unité de longueur sont des éléments essentiels pour la détermination des solutions de la tension et du courant. En référence à la figure I.14 :

Généralités sur les lignes de transmission TEM et quasi-TEM hyperfréquences non-planaires cylindriques

L'inductance par unité de longueur est le rapport du flux magnétique ψ pénétrant la boucle entre les deux fils, sur le courant dans les fils I [13]:

$$L = \frac{\psi}{I} \quad (\text{I.27})$$

La capacité par unité de longueur est le rapport entre la charge distribuée sur les conducteurs q et la tension entre les deux conducteurs V [13] :

$$C = \frac{q}{V} \quad (\text{I.28})$$

La conductance par unité de longueur est le rapport du courant de fuite transversal dans le diélectrique J , et la tension entre les deux conducteurs V [13] :

$$G = \frac{J_t}{V} \quad (\text{I.29})$$

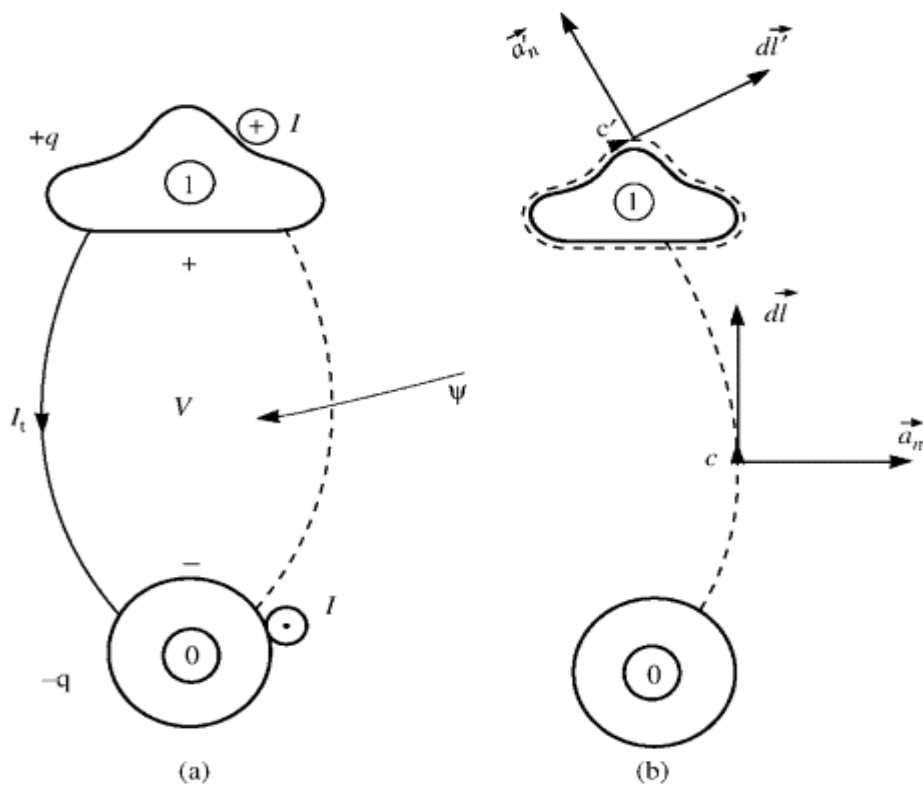


Figure I.14 : (a) définitions de la charge, du courant, de la tension, du flux magnétique, et du courant transversal, et (b) des contours et des surfaces utilisés dans la formulation [13].

I.6 CONCLUSION

Nous avons exposé dans ce chapitre, quelques types de lignes de transmission non planaires, homogènes (TEM) et non homogènes (quasi-TEM), ainsi que la théorie des lignes de transmission en hyperfréquences, plus particulièrement les équations des télégraphistes. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter la théorie des coupleurs directifs ainsi que leurs applications en hyperfréquences.

CHAPITRE II

THEORIE ET APPLICATIONS DES COUPLEURS DIRECTIFS

II.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. Un coupleur directionnel conçu pour répartir la puissance de manière égale entre deux ports est appelé coupleur hybride [16].

Les coupleurs directionnels 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.

Les coupleurs directionnels ont de nombreuses applications. 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.

Dans ce chapitre, on va présenter la théorie des coupleurs directifs ainsi que des exemples d'application dans le domaine des télécommunications.

II.2 THÉORIE DES COUPLEURS DIRECTIFS

Les coupleurs directionnels sont des réseaux à quatre ports qui sont parfaitement adaptés, sans perte, réciproques et fournissent un déphasage de 90° ou 180° entre les ports de sortie. Comme on peut le voir sur la figure II.1, l'alimentation est appliquée au port un et est couplée au port trois avec le facteur de couplage β^2 . Au port deux, la puissance appliquée au port un est émise, avec le coefficient $\alpha^2 = 1 - \beta^2$. Idéalement, aucune alimentation ne sera fournie au port isolé, le port quatre. Cependant, n'importe lequel des ports peut être défini comme le port d'entrée et commuter ainsi les ports traversants, couplés et d'isolation de manière appropriée [17].

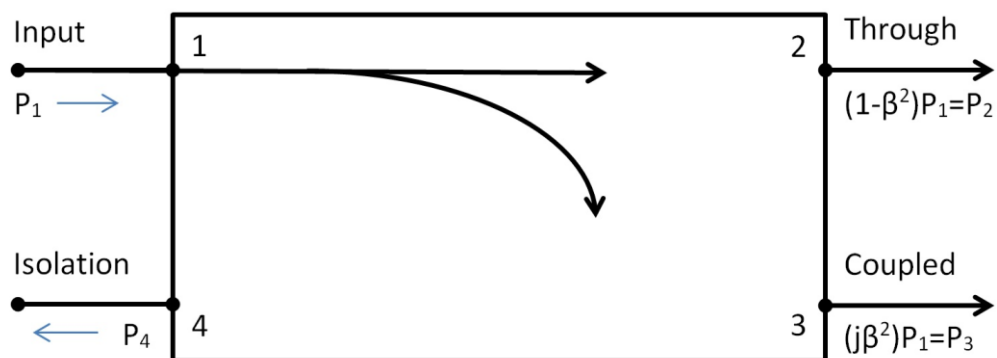


Figure II.1: Représentation schématique d'un coupleur directionnel [17].

Il existe certaines grandeurs utilisées pour définir les caractéristiques du coupleur directionnel [17] :

$$\text{Couplage} = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta \text{ dB} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Directivity} = D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{\beta}{|S_{14}|} \text{ dB} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Isolement} = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \text{ dB} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Perte d'insertion} = L = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = -20 \log |S_{12}| \text{ dB} \quad (\text{II.4})$$

Le couplage indique la fraction de la puissance d'entrée qui est couplée au port trois. La directivité indique à quel point le coupleur parvient à isoler les ondes avant et arrière. L'isolement fournit la fraction de puissance fournie au port découplé / isolé. Enfin, la perte d'insertion compte pour la quantité de puissance fournie au port traversant, diminuée par la puissance fournie aux ports couplés et isolés. Dans un coupleur idéal, la directivité et l'isolation sont infinies [18].

Les coupleurs directionnels peuvent être divisés en deux sous-groupes de coupleurs, les coupleurs 90° (quadrature) et les coupleurs 180° . Il existe des cas particuliers de coupleurs directionnels appelés coupleurs hybrides ou hybrides 3 dB, ce qui implique une répartition uniforme de la puissance entre le port couplé et le port traversant ($\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}$). La qualité de ces appareils est déterminée par les déséquilibres d'amplitude et de phase, c'est-à-dire la différence d'amplitude entre les deux ports de sortie et combien la phase diffère des 90° ou 180° souhaités entre les deux ports de sortie [17].

II.2.1 MATRICE [S] D'UN COUPLEUR DIRECTIF [19]

Le coupleur directif est un quadriporte réciproque ($S_{ij} = S_{ji}$, $\forall j \neq i$), adapté à tous ses accès ($S_{ii} = 0$), et sans pertes (conservation de l'énergie).

[S] s'écrit alors :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La conservation d'énergie du système entraîne 16 équations liant les paramètres S_{ij} , en particulier nous citons :

$$S_{13}^* S_{14} + S_{23}^* S_{24} = 0 \quad (\text{II.6})$$

$$S_{13}^* S_{23} + S_{14}^* S_{24} = 0 \quad (\text{II.7})$$

La différence de ces deux équations multipliées respectivement par S_{14}^* et S_{23}^* , aboutit à l'équation suivante :

$$S_{13}^*(|S_{14}|^2 - |S_{23}|^2) = 0 \quad (\text{II.8})$$

- 1 ère éventualité : $S_{13} = 0$
et si de plus $\begin{cases} S_{14} \\ S_{23} \end{cases} \neq 0$, S_{24} est également nul (relation II.6)
- 2^{ème} éventualité : $|S_{14}| = |S_{23}|$ aboutit également en faisant un bon choix des plans de référence, à :

$$S_{13} = S_{24} = 0 \quad (\text{II.9})$$

La matrice [S] devient :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & 0 \\ 0 & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & 0 & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$S_{13} = 0$, exprime le découplage entre l'accès (1) et l'accès (3). La puissance incidente n'est transmise qu'aux accès (2) et (4).

II.2.2 JONCTIONS HYBRIDES [19], [20]

Un cas particulier important est le coupleur directif à 3 dB qui est le plus souvent appelé jonction hybride (figure II.2).

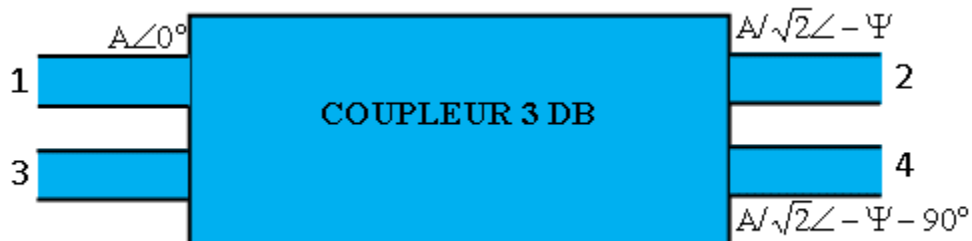


Figure II.2 : Diviseur d'onde

Ce coupleur a deux propriétés importantes :

- Il divise la puissance par 2 (et donc l'amplitude par $\sqrt{2}$) entre les voies 2 et 4 ;
- Il crée un déphasage retard de 90° entre les voies 2 et 4.

II.2.3 METHODES DE CONCEPTION DES COUPLEURS DIRECTIFS

II.2.3.1 COUPLEURS PAR PROXIMITÉ [21]

Lorsqu'un courant électrique circule sur une ligne, il crée des champs électromagnétiques autour de cette ligne. Quand la fréquence du signal est suffisamment basse, les énergies électriques et magnétiques sont concentrées sur les conducteurs. Sous excitation HF, si l'on place une seconde ligne de transmission au voisinage de la première, les champs qui se propagent sur l'une des lignes peuvent produire un signal sur la seconde. On dira que ces deux lignes sont couplées. Le champ électrique fait apparaître une tension (couplage capacitif), tandis que le champ magnétique induit un courant (couplage inductif). Les deux couplages augmentent avec la proximité des lignes. Ils sont caractérisés par un coefficient appelé coefficient de couplage.

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.

II.2.3.2 COUPLEURS BRANCHLINE

Les coupleurs Branchline sont des coupleurs directionnels, généralement utilisés pour une répartition à 3 dB de l'énergie, avec une différence de phase de 90° entre la voie directe et la voie couplée et fait partie des coupleurs dits à quadrature de phase (Figure II.3) [21].

Les coupleurs à branches (branchline) sont constitués par deux lignes de transmission de longueur $\lambda/4$ et d'impédance caractéristique Z_2 , reliées par deux tronçons de ligne de longueur $\lambda/4$, d'impédance caractéristique Z_1 . Les lignes aboutissant aux accès 1, 2, 3, 4 ont des impédances caractéristiques Z_0 [21].

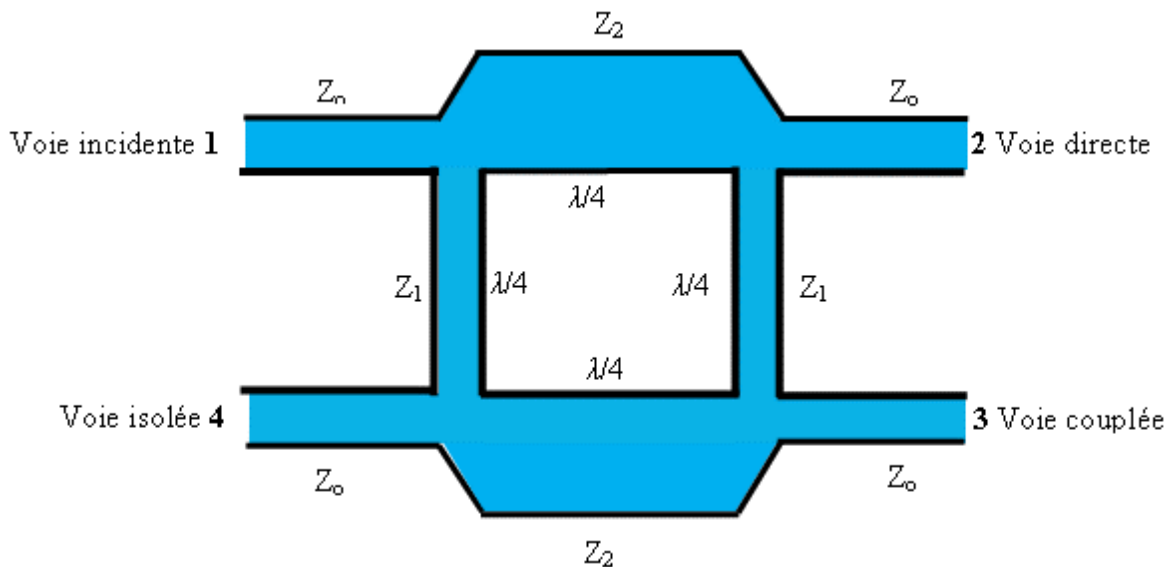


Figure II.3 : Coupleur branchline [21].

D'après le schéma ci-dessus, l'énergie entre par le port 1 et va se trouver divisée entre le port 2 (voie directe) et le port 3 (voie couplée). Aucune énergie n'est transmise au port 4 (c'est la voie isolée).

La figure II.4 illustre une ligne de dérivation hybride. En observant la figure II.4, le fonctionnement de base d'un hybride de ligne secondaire est le suivant. En supposant que tous les ports correspondent, la puissance appliquée au port un est uniformément répartie entre les ports deux et trois avec une différence de phase de 90° entre les deux sorties. Aucune alimentation n'est couplée au port isolé, port 4. La ligne de dérivation hybride est très intéressante pour la mise en œuvre en raison des avantages d'avoir une structure entièrement plane avec une conception simple et robuste [17].

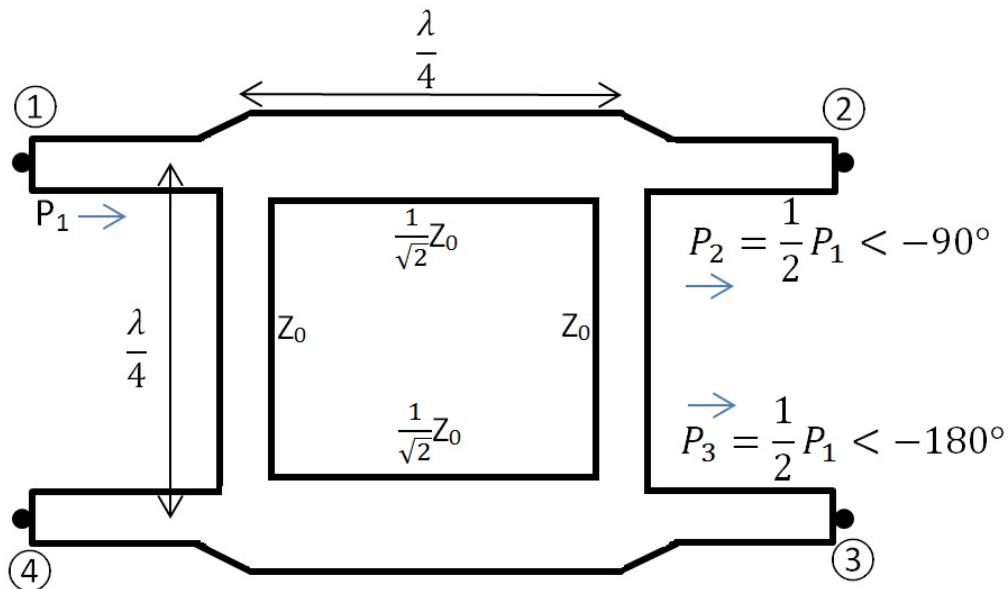


Figure II.4: Une ligne hybride idéale [17].

La bande passante d'un coupleur de ligne de dérivation à un étage est, comme pour les autres coupleurs, limitée par sa longueur électrique, dans ce cas un quart de longueur d'onde. Une seule section de coupleur de ligne de dérivation n'est donc pas très appropriée pour un fonctionnement à large bande, ayant une bande passante limitée de 10% à 20%. Bien que l'ajout de sections supplémentaires dans une cascade puisse augmenter la bande passante jusqu'à deux fois, cela entraîne une augmentation de la taille de la puce et complique le processus de fabrication en raison du fait que les impédances des lignes de transmission deviennent très peu pratiques. Pour les conceptions microruban conventionnelles, la limite est d'environ 4 branches, plus de sections que cela et les impédances des branches extérieures sont trop élevées pour être fabriquées [22] [23].

Une méthode d'analyse pour le réseau symétrique à quatre ports, comme un coupleur de ligne de dérivation, est l'analyse en mode pair et impair. Le procédé permet de déterminer les signaux résultants apparaissant aux quatre ports et comment ils varient en phase et en amplitude, en fonction de la fréquence [24].

Un circuit schématique du coupleur de ligne de dérivation normalisé par rapport à l'admittance caractéristique Y_0 peut être observé sur la figure II.5. En décomposant ce réseau

en une excitation de mode pair et impair comme dans la figure II.6, le port quatre est réduit en une paire de réseaux à deux ports. En regardant les signaux incidents sur la figure II.6a et puisque le signal opposé (au port quatre) a la même amplitude et la même phase que celui du port un, il semblera que le signal du port un était parfaitement réfléchi sur la ligne de symétrie, résultant en les stubs en circuit ouvert. De même et avec le même raisonnement que pour le circuit de mode pair mais avec un coefficient de réflexion de -1, les stubs court-circuités de la figure II.6b peuvent être expliqués. On peut également le voir comme des maximums / minimums de tension apparaissant sur une ligne de symétrie / antisymétrie pour le mode pair et impair respectivement [17].

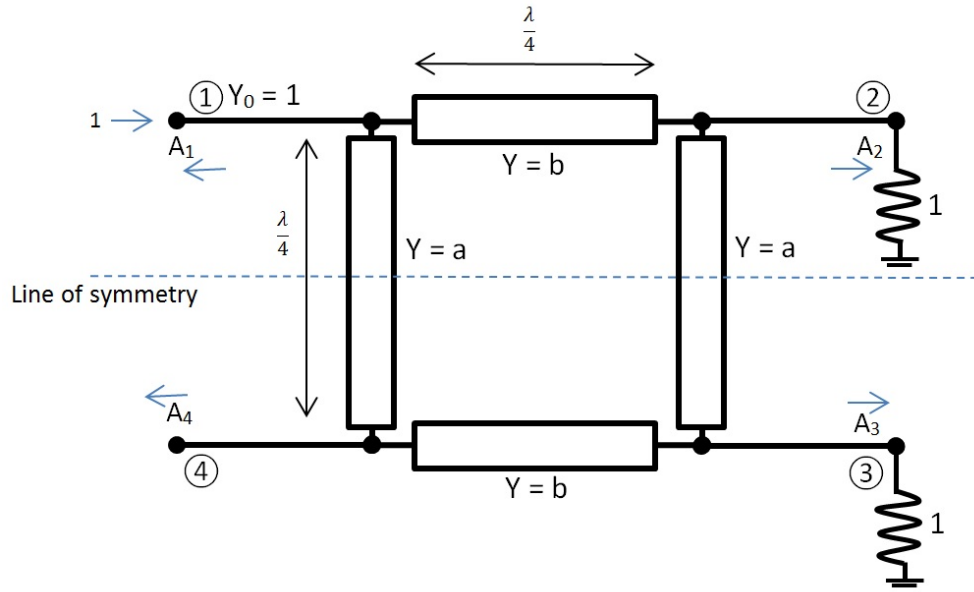


Figure II.5 : Circuit schématique du coupleur de ligne de dérivation sous forme normalisée [17].

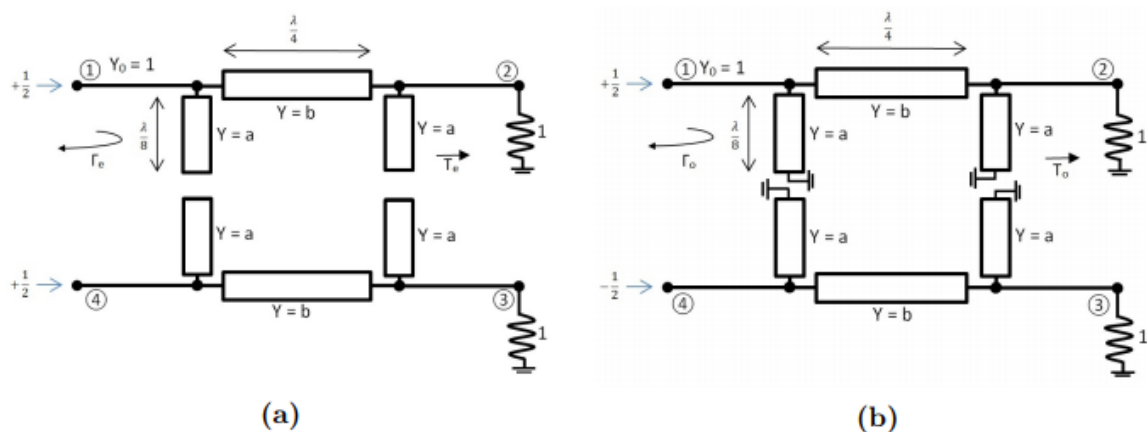


Figure II.6 : Décomposition équivalente résultante d'un coupleur de ligne de dérivation en excitations de mode pair et impair. (a) Excitation en mode pair (e). (b) Excitation en mode impair (o) [17].

Par superposition, la somme des solutions à deux ports fournit les signaux résultants des quatre ports de la figure II.5. L'amplitude du signal incident du quatrième port de la figure II.5 est supposée être une amplitude unitaire, ce qui donne des amplitudes de $\pm \frac{1}{2}$ dans les circuits de mode pair et impair. Le signal émergent à chaque port de l'hybride de ligne de dérivation peut alors être exprimé comme [24] :

$$A_1 = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_o \quad (\text{II.11})$$

$$A_2 = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_o \quad (\text{II.12})$$

$$A_3 = \frac{1}{2}T_e - \frac{1}{2}T_o \quad (\text{II.13})$$

$$A_4 = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_o \quad (\text{II.14})$$

où $\Gamma_{e;o}$ et $T_{e;o}$ sont les coefficients de réflexion et de transmission en mode pair et impair, comme dans la figure II.6. Le calcul du coefficient de réflexion et de transmission peut être effectué en multipliant les matrices ABCD de chaque composant en cascade dans ce circuit. Les paramètres ABCD peuvent alors être convertis en paramètres S qui sont équivalents aux coefficients de réflexion et de transmission (en supposant que tous les ports sont appariés) [18] [24] :

$$\Gamma = \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} \quad (\text{II.15})$$

$$T = \frac{2}{A+B+C+D} \quad (\text{II.16})$$

Les matrices individuelles pour chaque composant peuvent être facilement trouvées dans le tableau 4.1 de [18]. La matrice ABCD résultante pour l'excitation en mode pair, en supposant des lignes et des admittances sans perte selon la figure II.6a :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ ja & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{b} \\ jb & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ ja & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{a}{b} & \frac{j}{b} \\ j(b - \frac{a^2}{b}) & -\frac{a}{b} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

En appliquant la même procédure à l'excitation en mode impair, admittances selon la figure II.6b :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -ja & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{b} \\ jb & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -ja & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a}{b} & \frac{j}{b} \\ j(b - \frac{a^2}{b}) & -\frac{a}{b} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Comme prévu, l'exigence de symétrie avant-arrière ($A = D$) est remplie dans les deux cas. En utilisant les équations II.15 et II.16, les coefficients de réflexion et de transmission pour les deux modes sont extraits :

$$\Gamma_e = \frac{-\frac{a}{b} + \frac{j}{b} - j\left(b - \frac{a^2}{b}\right) + \frac{a}{b}}{-\frac{a}{b} + \frac{j}{b} + j\left(b - \frac{a^2}{b}\right) - \frac{a}{b}} \quad (\text{II.19})$$

$$T_e = \frac{2}{-\frac{a}{b} + \frac{j}{b} + j\left(b - \frac{a^2}{b}\right) - \frac{a}{b}} \quad (\text{II.20})$$

$$\Gamma_o = \frac{\frac{a}{b} + \frac{j}{b} - j\left(b - \frac{a^2}{b}\right) - \frac{a}{b}}{\frac{a}{b} + \frac{j}{b} + j\left(b - \frac{a^2}{b}\right) + \frac{a}{b}} \quad (\text{II.21})$$

$$T_o = \frac{2}{\frac{a}{b} + \frac{j}{b} + j\left(b - \frac{a^2}{b}\right) + \frac{a}{b}} \quad (\text{II.22})$$

Puisque le dispositif est symétrique ($A = D$) et que la condition de réciprocité est $AB = CD$, cela implique que $B = C$. En regardant également les coefficients de réflexion Γ_e et Γ_o , si le dispositif doit être parfaitement adapté et directif dont ils ont besoin à mettre à zéro, en d'autres termes, $B = C$ dans les matrices paires et impaires, ce qui nous donne la relation suivante : $a^2 = b^2 - 1$. En utilisant les équations II.11-II.14 [17] :

$$A_1 = 0 \quad (\text{II.23})$$

$$A_2 = -\frac{j}{b} \quad (\text{II.24})$$

$$A_3 = \frac{\sqrt{b^2 - 1}}{b} \quad (\text{II.25})$$

$$A_4 = 0 \quad (\text{II.26})$$

Pour obtenir une répartition uniforme de la puissance entre les ports deux et trois et en réglant $a = 1$, on obtient que $b = \sqrt{2}$, le passage aux valeurs d'impédance à la place signifie que si l'impédance de la branche est Z_0 , l'impédance de la ligne doit être $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$ pour une répartition égale de la puissance. La méthode décrite, l'analyse en mode pair et impair, peut être utilisée pour analyser des conceptions plus complexes avec plusieurs sections, des stubs correspondants, etc., cela signifie simplement d'ajouter plus de matrices de composants. Les expressions algébriques dans les matrices ABCD deviennent facilement incontrôlables lors de la mise en cascade de plusieurs sections ensemble pour former un coupleur de ligne de dérivation à sections multiples. Des fonctions d'aide peuvent être introduites pour simplifier le problème, puis un logiciel mathématique est utilisé pour résoudre numériquement les systèmes d'équations résultants [25] [26].

Si l'on veut calculer la sensibilité en fréquence, les valeurs dépendantes de la fréquence dans les matrices peuvent être exprimées en termes de $t = \tan\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)$. Dans le cas de la ligne branchline hybride comme précédemment, les matrices ABCD résultantes seraient de la forme [17] :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jat & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1-t^2}{1+t^2} & \frac{j2t}{b(1+t^2)} \\ \frac{jb2t}{1+t^2} & \frac{1-t^2}{1+t^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jat & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -ja & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1-t^2}{1+t^2} & \frac{j2t}{b(1+t^2)} \\ \frac{j2t}{1+t^2} & \frac{1-t^2}{1+t^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -ja & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Notez que :

$$\cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right) = \frac{1 - \tan^2\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)}{1 + \tan^2\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)} \quad (\text{II.29})$$

$$\sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right) = \frac{2 \tan^2\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)}{1 + \tan^2\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)} \quad (\text{II.30})$$

A titre d'exemple, on pourrait prendre les valeurs de a et b calculées ci-dessus pour un hybride de 3 dB et entrer ces valeurs dans les matrices ABCD pour tracer la dépendance de fréquence des signaux aux quatre ports. Utilisation des paramètres de diffusion [17] :

$$A_1 = S_{11} \quad (\text{II.31})$$

$$A_2 = S_{21} \quad (\text{II.32})$$

$$A_3 = S_{31} \quad (\text{II.33})$$

$$A_4 = S_{41} \quad (\text{II.34})$$

Le graphique résultant peut être vu dans la figure II.7 :

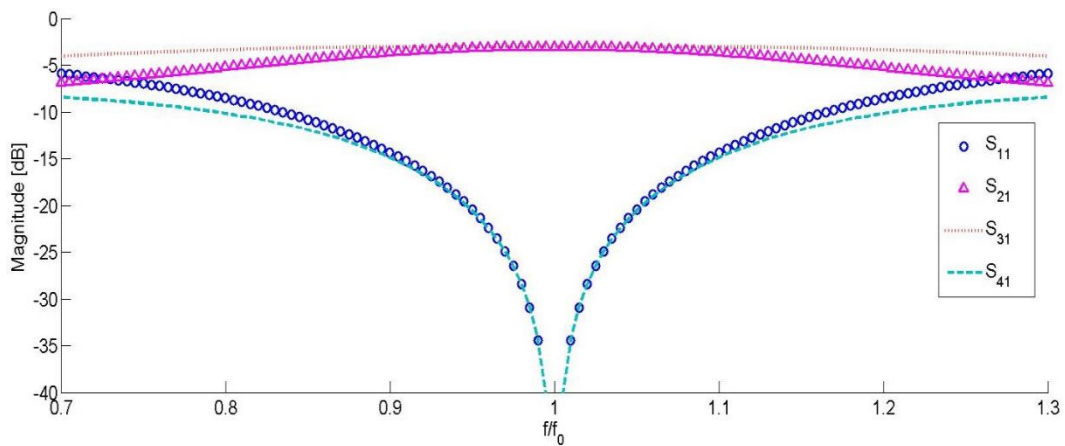


Figure II.7 : Un graphique illustrant les caractéristiques de fréquence d'un hybride de ligne de dérivation idéal calculé à l'aide de l'analyse en mode pair et impair décrit ci-dessus. La fréquence est normalisée par rapport à la fréquence de conception f_0 [17].

II.2.3.3 COUPLEUR A LIGNES COUPLEES

Si l'on rapproche deux lignes de transmission non blindées l'une de l'autre, comme dans la figure II.8, l'énergie peut être couplée d'une ligne à l'autre en raison de l'interaction des champs électromagnétiques. Ces lignes sont appelées lignes de transmission couplées. Pour créer un coupleur en quadrature à partir de cette configuration, on crée simplement la section couplée d'un quart de longueur d'onde. Il existe au moins trois façons de coupler les lignes : couplées côté large, couplées par bords et couplées par les extrémités. Dans le cas d'un coupleur en quadrature, où l'on a besoin d'une section quart d'onde, seuls les deux premiers conviennent. Une représentation en coupe de ces deux géométries peut être vue sur la figure II.9.

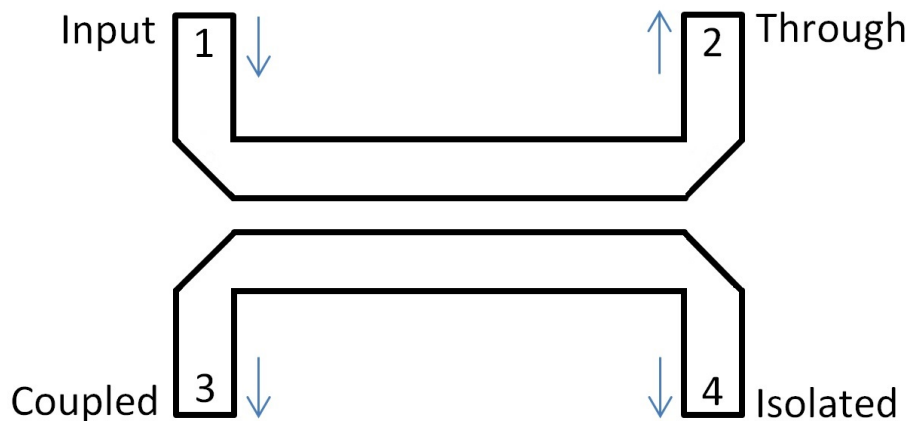


Figure II.8 : Un coupleur à ligne couplée [17].

La bande passante du coupleur de ligne couplée est souvent meilleure que pour un coupleur direct comme le coupleur de ligne de dérivation mais elle est également limitée par la longueur électrique du coupleur, qui est d'un quart de longueur d'onde à la fréquence centrale. Cependant, tout comme pour l'autre cas, on peut augmenter la bande passante en cascade plusieurs sections avec différents degrés de couplage entre elles (couplage le plus faible aux bords). Mais lorsqu'un couplage fort (supérieur à 6-8 dB) est requis, seul un couplage large (voir figure II.9b) est pratique à utiliser. Ceci est dû au fait que les lignes de transmission à couplage de bord nécessitent une séparation si étroite qu'elle nécessite des résolutions plus élevées que celles que les méthodes de fabrication commerciales peuvent offrir [27] [28].

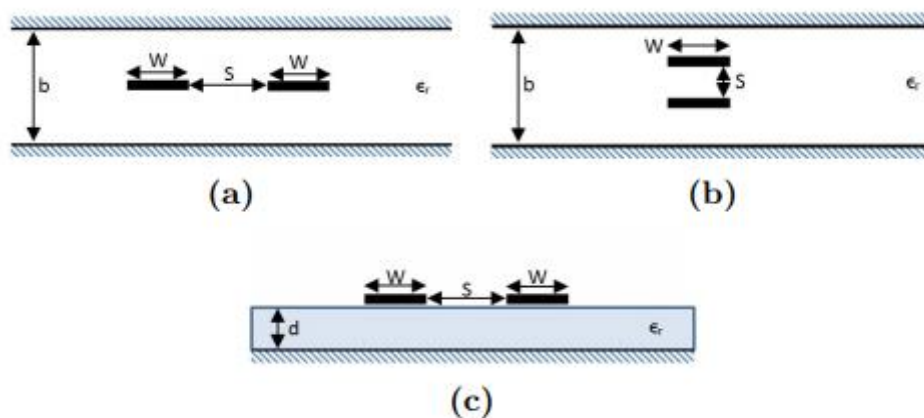


Figure II.9 : Différentes géométries de ligne de transmission. (a) Bande striée couplée au bord ou au plan. (b) Stripline couplée Broadside. (c) Microruban couplé au bord ou au plan [28].

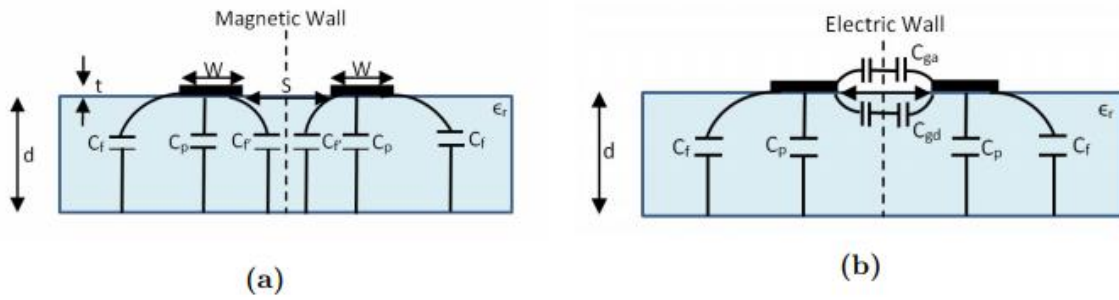


Figure II.10 : Les réseaux à capacité équivalente résultants pour une excitation en mode pair et impair pour une ligne microruban couplée. (a) Excitation en mode pair. (b) Excitation en mode impair [28].

La ligne couplée microruban représentée sur la figure II.9c peut être représentée par le circuit équivalent représenté sur la figure II.10. En utilisant les impédances de mode pair et impair, on peut déterminer les caractéristiques électriques des lignes couplées. Les impédances sont obtenues à partir des valeurs totales de capacité en mode pair et impair de la figure II.10, qui sont les suivantes [29] :

$$C_e = C_p + C_f + C_{f'} \quad (\text{II.35})$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{ga} + C_{gd} \quad (\text{II.36})$$

Où C_p est la capacité de la plaque parallèle ($C_p = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{W}{d}$) et C_f ; $C_{f'}$; C_{ga} et C_{gd} sont diverses capacités de franges.

En utilisant les valeurs de capacité obtenues à partir des équations II.35 et II.36, on peut déterminer l'impédance caractéristique ainsi que la constante diélectrique effective pour les deux modes [29] :

$$Z_{oi} = c \frac{1}{\sqrt{C_i C_i^a}} \quad (\text{II.37})$$

$$\epsilon_{re}^i = \frac{C_i}{C_i^a} \quad (\text{II.38})$$

Où i représente le mode pair ou impair, C_i^a désigne la capacité avec l'air comme diélectrique et $C = 3 \cdot 10^8$ m/s. Et enfin l'impédance caractéristique Z_0 et le coefficient de couplage peuvent être déterminés par les équations II.39 et II.40.

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} \quad (\text{II.39})$$

$$\beta = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (\text{II.40})$$

II.2.3.4 COUPLEUR DE LANGE

Lorsque des facteurs de couplage supérieurs à 6 dB sont souhaités, les coupleurs de ligne couplés simples ne conviennent pas. On peut se tourner vers le coupleur large mais ils sont difficiles à mettre en œuvre en utilisant la technologie microruban. Il existe quelques solutions à ce problème et l'une d'elles est le coupleur de Lange, voir la figure II.11. En utilisant une disposition de plusieurs lignes parallèles les unes aux autres, on peut utiliser les champs frangeants des deux côtés pour le couplage au lieu d'un seul côté comme dans les coupleurs de ligne couplés standard. Cette conception peut facilement atteindre des rapports de couplage de 3 dB, avec deux fois ou plus de bande passante. Il a également tendance à compenser les différentes vitesses de phase en mode pair et impair, ce qui améliore la bande passante. Il y a également des inconvénients, et probablement le plus important est la géométrie interdiguée, qui fait référence aux fils de liaison ou ponts aériens requis entre les lignes. Ceci, combiné à la séparation étroite des lignes, peut compliquer les procédures de fabrication. Cependant, le fait que la structure entière peut être fabriquée en utilisant des méthodes lithographiques en fait une option très appropriée pour des exigences de couplage élevées souhaitées dans les dispositions microruban [18].

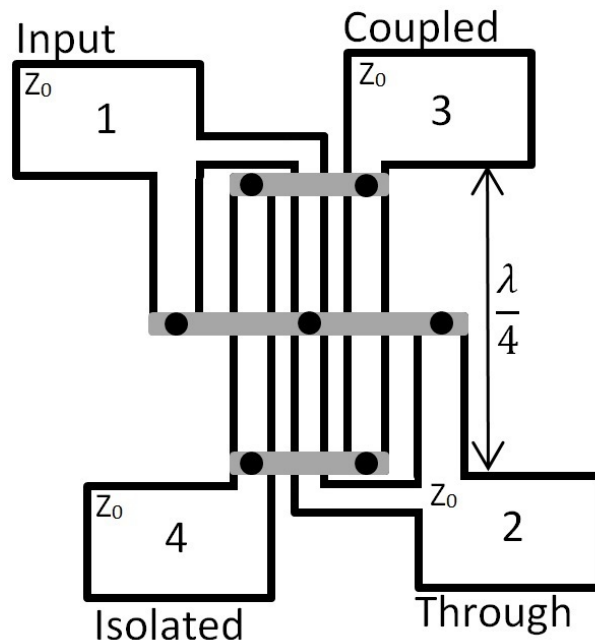


Figure II.11 : Disposition du coupleur de Lange sous forme de microruban [18].

II.2.3.5 HYBRIDES A 180 DEGRES

L'hybride à 180° est un réseau à quatre ports similaires à celui des hybrides en quadrature, mais avec la capacité de produire deux signaux de sortie avec une différence de phase de 180° au lieu d'une différence de phase de 90° . Selon le port d'entrée auquel le signal est appliqué, les deux signaux de sortie peuvent également être en phase. En observant la figure II.12, si un signal est appliqué au port un, il sera réparti uniformément, en phase, entre les deux ports de sortie (ports deux et trois). Le port quatre est isolé. Si le signal d'entrée est appliqué au port quatre, le signal serait également réparti également entre les deux sorties mais avec une différence de phase de 180° , et ici le port un est isolé. Lorsqu'il est actionné dans l'autre sens, en tant que combineur, la somme des deux entrées sur les ports deux et trois apparaîtrait sur le port un tandis que la différence des deux entrées apparaîtrait sur le port quatre. Par conséquent, les ports un et quatre sont souvent appelés ports de somme et de différence respectivement [18].

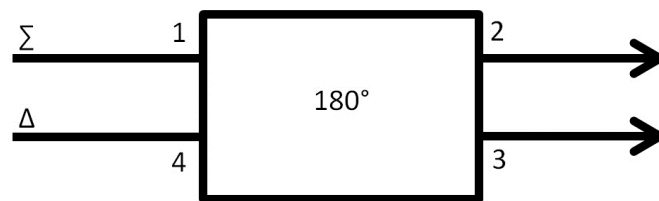


Figure II.12 : Symbole d'une jonction hybride à 180° [18].

Deux réalisations courantes de l'hybride 180° sous forme microruban ou stripline sont l'hybride en anneau (ou race de rat) et la forme effilée, figure II.13. La dépendance en fréquence des longueurs d'anneau limite la bande passante de l'hybride en anneau à 20% -30% [18]. Une augmentation de la bande passante peut être réalisée en ajoutant des sections supplémentaires, ou avec une structure alternative. Les hybrides en tandem à ligne conique sont souvent une alternative large bande au coupleur de race de rat, mais souffrent de géométries multicouches grandes et complexes [30] [31].

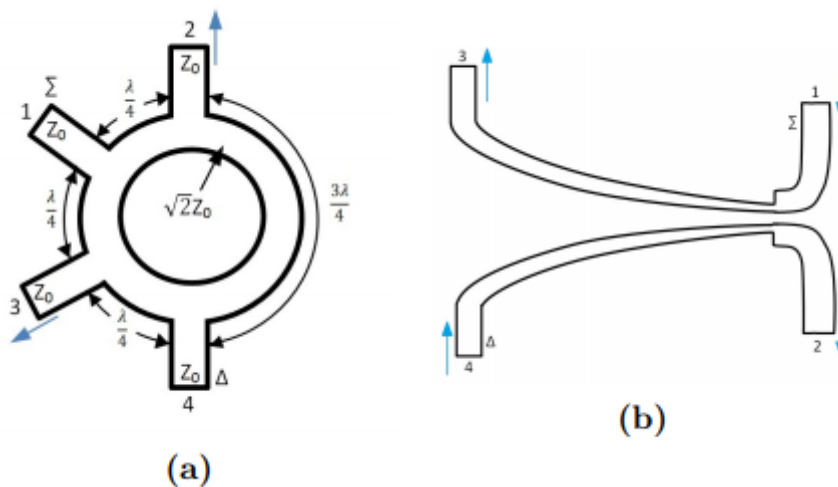


Figure II.13 : Deux types de jonctions 180° hybrides planes. (a) Hybride en anneau ou race de rats. (b) Hybride à ligne couplée conique [18].

II.2.3.6 DIVISEUR DE PUISSANCE WILKINSON

On peut montrer que trois réseaux de ports ne peuvent pas être sans perte, réciproques et appariés à tous les ports [18]. Seules deux conditions peuvent être satisfaites sur les trois, donc des réseaux réciproques et appariés avec perte sont possibles, un diviseur de puissance de Wilkinson est un tel réseau, figure II.14. Il a la propriété d'apparaître sans perte lorsque les ports de sortie correspondent. La partie avec perte est la résistance entre les ports deux et trois. Cette solution a été présentée par Ernest Wilkinson en 1960, et la résistance ajoutée entre les deux ports de sortie permet non seulement de faire correspondre les trois ports, mais elle isole complètement les ports deux et trois à la fréquence centrale. Le diviseur peut être conçu pour une division de puissance arbitraire comme ou pour une division égale à 3 dB comme dans la figure II.14. Il est souvent réalisé en utilisant la technologie microruban ou stripline. La bande passante peut être augmentée de la même manière que pour les cas précédents avec des coupleurs, en cascade plusieurs sections ensemble [32].

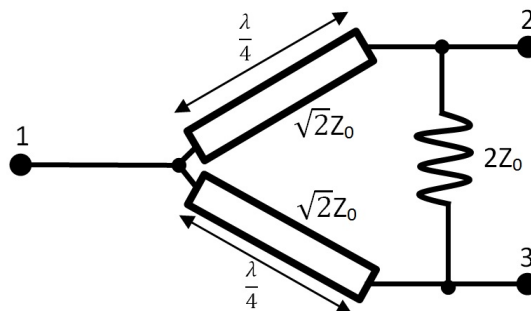


Figure II.14 : Diviseur de puissance Wilkinson à deux voies, à amplitude égale [32].

II.2.3.7 L'ADAPTATION A LARGE BANDE

La correspondance large bande fait référence à la technique d'application de réseaux correspondants à tous les ports des coupleurs directionnels pour obtenir des bandes passantes plus importantes. L'idée initiale a été développée par G.P. Riblet où le réseau externe était constitué d'un transformateur quart d'onde shunté par un tronçon ouvert demi-longueur d'onde. Cela a amélioré la bande passante, mais le seul transformateur quart d'onde utilisé entraîne des impédances très impraticables sur les lignes, dans la plage de 6 à 8 par rapport à l'admittance caractéristique normalisée. La bande passante est définie comme la bande de fréquence dont l'isolement et la perte de retour du dispositif sont inférieurs à un certain niveau [33].

Près d'une décennie plus tard, cette approche a été réinventée en appliquant deux transformateurs quart d'onde à chacun des quatre ports sur un coupleur directionnel, sacrifiant la correspondance à la fréquence centrale pour deux points correspondants de chaque côté de la fréquence centrale de conception avec une légère discordance à la fréquence centrale. En contrôlant cette discordance, une plus grande bande passante peut être obtenue en maintenant

l'isolation et la perte de retour en dessous d'un niveau prédéterminé. Les admittances, figure II.15 pour chaque ligne de transmission dans le nouvel hybride large bande ont d'abord été extraites pour l'anneau hybride en mettant en place des expressions des admittances propres pour calculer les réflexions et avec cela le coefficient de perte de retour [34].

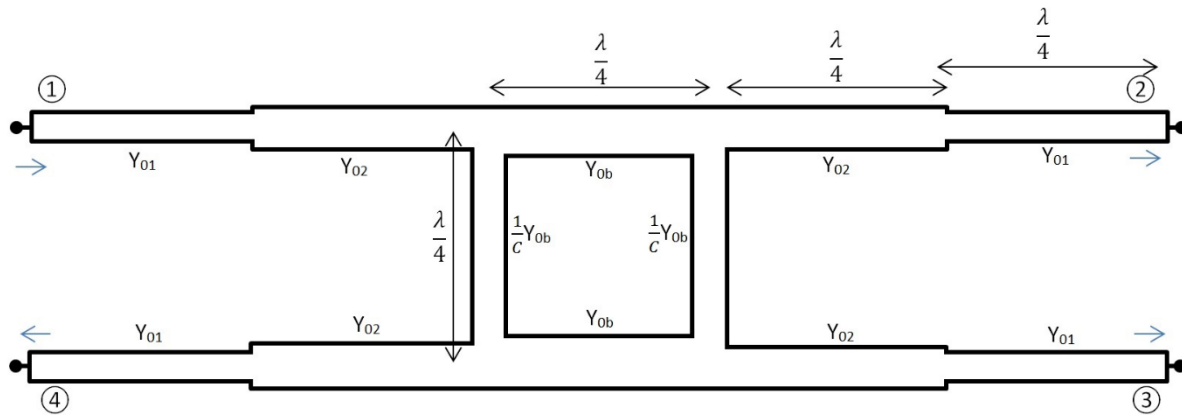


Figure II.15 : Coupleur de ligne de dérivation à section unique large bande avec admittances normalisées [35].

Cette technique a ensuite été revue et appliquée au coupleur de ligne secondaire et certaines équations de conception concernant les admittances de ligne ont été construites. L'analyse a été faite en prenant les circuits de mode pair et impair et en imposant une condition à chacun des circuits : à deux fréquences équidistantes de la fréquence centrale conçue, l'impédance de charge serait transformée en une valeur réelle aux points centraux des circuits. L'application de ceci à l'un ou l'autre des circuits est suffisante [35].

La procédure a été encore améliorée lorsqu'il a été découvert que la mise en cascade d'une autre section de demi-longueur d'onde pouvait encore améliorer la bande passante tout en maintenant les caractéristiques d'amplitude [36]. Le même article a également montré que des résultats similaires pouvaient être obtenus en attachant un tronçon ouvert demi-longueur d'onde à la place, ce qui se traduirait par une augmentation de quadruple de la bande passante pour un hybride de ligne de dérivation à section unique.

II.2.4 APPLICATION DES COUPLEURS DIRECTIFS EN HYPERFREQUENCES

II.2.4.1 COUPLEUR DIRECTIF POUR LA RÉFLECTOMETRIE [21] [37]

La réflectométrie à coupleur est réalisée comme il est montré sur la figure II.16. Le coupleur dont le port 4 est fermé sur 50Ω est inséré entre le composant à mesurer DUT (Device Under Test) et la source qui est connectée à son port 1, et y envoie l'onde a_1 . L'onde réfléchie sur le DUT, est alors couplée sur le port 3 à l'extrémité duquel on mesure b_3 à l'aide d'un dispositif adapté à 50Ω . Sa matrice de répartition en puissance est montrée dans la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \gamma & 0 & \beta \\ \gamma & 0 & \beta & 0 \\ 0 & \beta & 0 & \gamma \\ \beta & 0 & \gamma & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

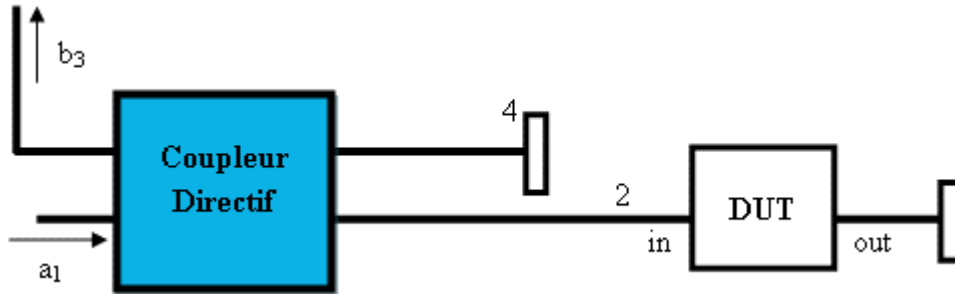


Figure II.16 : Principe de la réflectométrie

Si ρ est le coefficient de réflexion du DUT et que le coupleur est parfait, alors $a_2 = \rho\gamma a_1$ et on a :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \gamma & 0 & \beta \\ \gamma & 0 & \beta & 0 \\ 0 & \beta & 0 & \gamma \\ \beta & 0 & \gamma & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \rho\gamma a_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \rightarrow b_3 = \gamma\rho\beta a_1 \quad (\text{II.42})$$

Si à présent on place un Court-circuit, $\rho=-1$, à la place du DUT, on aura :

$$b_{3c} = -\gamma\beta a_1 \quad (\text{II.43})$$

et le rapport b_3/b_{3c} devient :

$$\frac{b_3}{b_{3c}} = -\rho \quad (\text{II.44})$$

Ce qui assure la détermination du coefficient de réflexion du DUT chargé par 50Ω , c'est-à-dire son S_{11} .

II.2.4.2 DUPLEXEUR À COUPLEURS DIRECTIFS ET TUBES TR UTILISES ENRADAR [20] [21]

Un duplexeur est un dispositif qui, à l'émission, assure la commutation émetteur-antenne tout en laissant le récepteur découplé ; à la réception, il réalise La commutation antenne-récepteur en découplant l'émetteur.

C'est un élément essentiel du système radar car les puissances crêtes mises en jeu à l'émission sont de l'ordre de 1 à 10 MW et le récepteur pourrait être endommagé par une

puissance crête de fuite de 10 à 100 mW. On voit donc qu'il faut assurer un découplage émetteur-récepteur d'au moins 90 dB.

Il existe différents types de duplexeurs. Ils utilisent souvent des tubes à gaz TR (transmit-receive) qui s'ionisent lorsqu'ils sont soumis à une forte puissance (ils se comportent alors comme des courts-circuits), sinon restent neutres (ils sont alors transparents).

Ce duplexeur (figure II.17) est constitué de deux coupleurs 3 dB C1 et C2 reliés par deux longueurs de lignes égales où se trouvent deux tubes TR qui doivent être rigoureusement identiques.

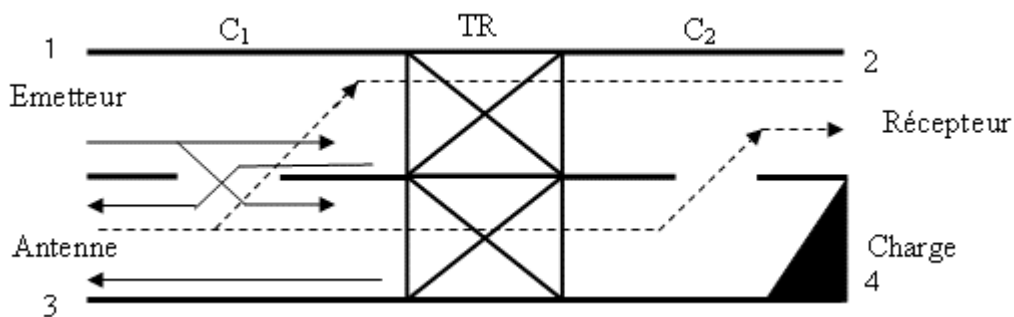


Figure II.17 : Duplexeur à coupleurs 3 dB C1 et C2 et tubes TR.

A l'émission (trajets en traits pleins sur la figure), les TR s'ionisent et se comportent comme des courts-circuits. A cause du déphasage de 90° qui introduit le coupleur 3 dB sur l'onde transmise en diagonale par rapport à celle qui est transmise en ligne droite, les ondes réfléchies par les TR sont en opposition de phase dans la voie (1) et en phase dans la voie (3). L'onde émise se retrouve donc dans la voie (3) où est placée l'antenne.

Si une partie de puissance émise a pu traverser les TR, les ondes transmises sont, après traversée du second coupleur 3 dB, en opposition de phase dans la voie (2) et en phase dans la voie (4). La puissance transmise par les TR se retrouve donc dans la voie (4) où est placée une charge adaptée, tandis que le récepteur est placé dans la voie (2).

A la réception (trajets en tirets sur la figure II.17), les TR ne s'ionisent pas et sont donc transparents aux ondes électromagnétiques. Après traversée des deux coupleurs 3 dB C1 et C2, les ondes reçues par l'antenne en (3) ne peuvent se recombinaison en phase que dans la voie (2) où se trouve le récepteur.

Le découplage émission-réception procuré par ce duplexeur est la somme de l'atténuation due aux TR (60 dB lorsqu'ils sont ionisés) et du découplage qu'il y a entre les deux voies adjacentes du second coupleur 3 dB (20 à 30 dB), ce qui correspond aux 80 à 90 dB requis.

II.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les coupleurs directifs, ainsi que la théorie et leurs applications en hyperfréquences. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les résultats de conception et de simulation de nouveaux types de coupleurs microrubans et triplaques cylindriques directifs adaptés à 50Ω et fonctionnant à des fréquences différentes pour des applications hautes fréquences en télécommunications.

CHAPITRE III

CONCEPTION ET SIMULATION DE NOUVEAUX TYPES DE COUPLEURS CYLINDRIQUES DIRECTIFS HYPERFREQUENCES A BASE DE LIGNES MICRORUBAN ET TRIPLAQUES CYLINDRIQUE

III.1 INTRODUCTION

La conception d'antennes micro-rubans et de réseaux d'antennes 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 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.

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 directifs, de transformateurs d'impédance, pour les alimentations des antennes et réseaux d'antennes cylindriques, et aussi pour l'imagerie par résonance médicale (IRM)...etc.

Afin d'optimiser les paramètres de la structure et de réduire le coût de réalisation, la conception de composants en hyperfréquences réalisée avec le logiciel approprié est une étape indispensable, elle prend en compte les paramètres diélectriques et conducteurs de la structure. Dans ce mémoire, nous avons choisi ici les logiciels Matlab et CST Microwave Studio, qui se caractérisent par leurs performances, leurs capacités de calculs, leur rapidité tout en assurant la précision.

Le but de ce chapitre est de concevoir de nouveaux types de coupleurs microrubans et triplaques cylindriques directifs adaptés à 50 Ω en utilisant les logiciels Matlab et CST pour pouvoir réaliser ce travail.

Ce chapitre est consacré à :

- ✓ Caractérisation électromagnétique de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM sous Matlab en utilisant les expressions analytiques trouvées dans la littérature scientifique.
- ✓ Conception de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM de 50 Ω avec $\epsilon_r=9.6$ et fonctionnant à 2 GHz sous l'environnement CST.
- ✓ Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs microrubans cylindriques quasi-TEM avec $\epsilon_r=9.6$, de 30 dB et de 25 dB, adaptés à 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz, sous l'environnement CST.
- ✓ Conception et simulation des coupleurs microrubans cylindriques quasi-TEM avec $\epsilon_r=9.6$, de 30 dB et de 25 dB, adaptés à 50 Ω et fonctionnant à 3 GHz.
- ✓ Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique contenant le FR4 ($\epsilon_r=4.3$) sous Matlab.
- ✓ Conception et simulation des coupleurs microrubans cylindriques contenant FR4, de 32 dB et de 20 dB fonctionnant à 2 GHz.
- ✓ Conception et simulation des coupleurs microrubans cylindriques contenant FR4, de 32 dB et de 25 dB fonctionnant à 3 GHz.
- ✓ Caractérisation EM de la ligne triplaque cylindrique homogène sous Matlab en utilisant les expressions analytiques trouvées dans la littérature.
- ✓ Conception et simulation de la ligne triplaque cylindrique homogène contenant le vacuum sous l'environnement CST.

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

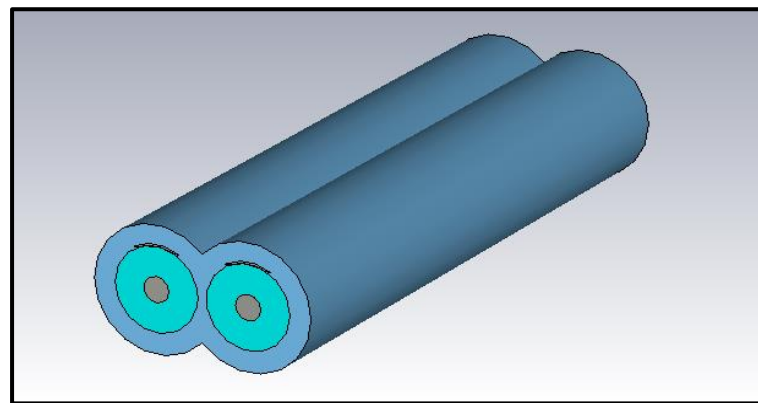
- ✓ Conception et simulation de plusieurs nouveaux types de coupleurs triplaques cylindriques TEM de 40 dB, de 36 dB, de 20 dB et de 34 dB fonctionnant à 2 et 3 GHz, et adaptés à 50 Ω .

III.2 PRESENTATION DES STRUCTURES

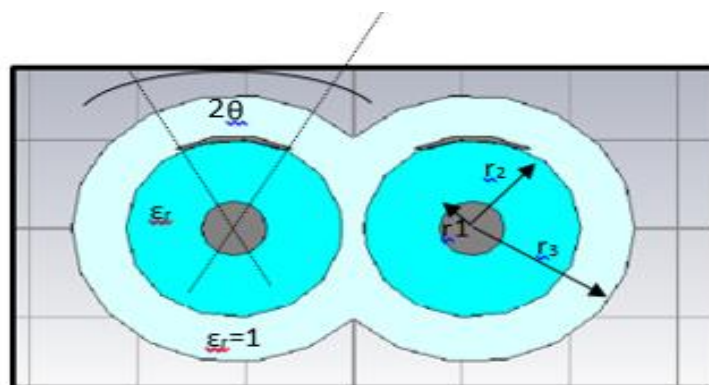
Dans le but de concevoir de nouveaux types circuits hyperfréquences de hautes performances, nous proposons ici dans ce mémoire, deux nouvelles structures non-planaires cylindriques, se sont la ligne micro-ruban cylindrique couplée quasi-TEM (Figure III.1) et la ligne triplaque cylindrique couplée TEM (Figure III.3).

Dans ce qui suit, les lignes couplées quasi-TEM et TEM vont être utilisées pour concevoir plusieurs types de coupleurs micro-ondes directs fonctionnant à des fréquences différentes en utilisant les logiciels Matlab et CST Microwave Studio.

Les représentations schématiques de la ligne micro-ruban cylindrique quasi-TEM couplée et simple sont illustrée sur les figure III.1 et III.2 respectivement :



a)



b)

Figure III.1 : Représentation (3D) de la ligne microruban cylindrique couplée quasi-TEM en (a) et sa section transversale en (b).

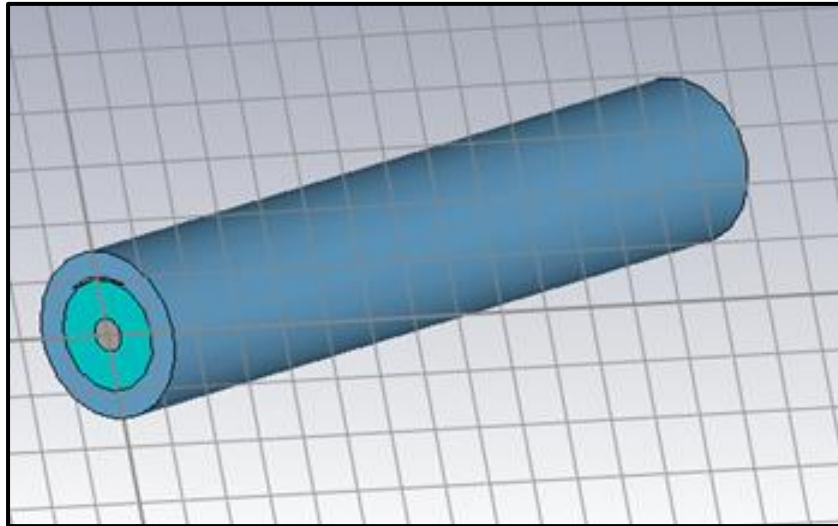
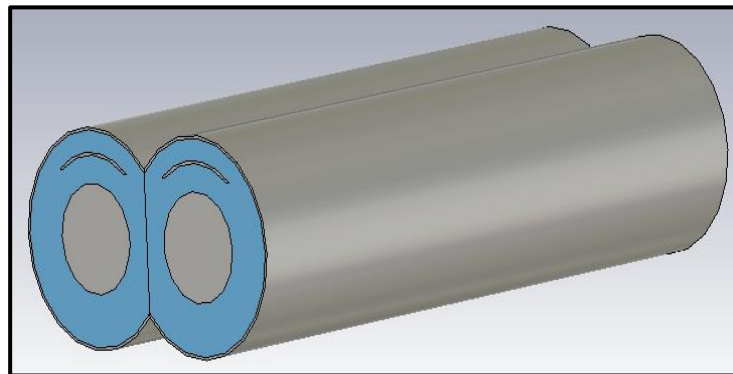
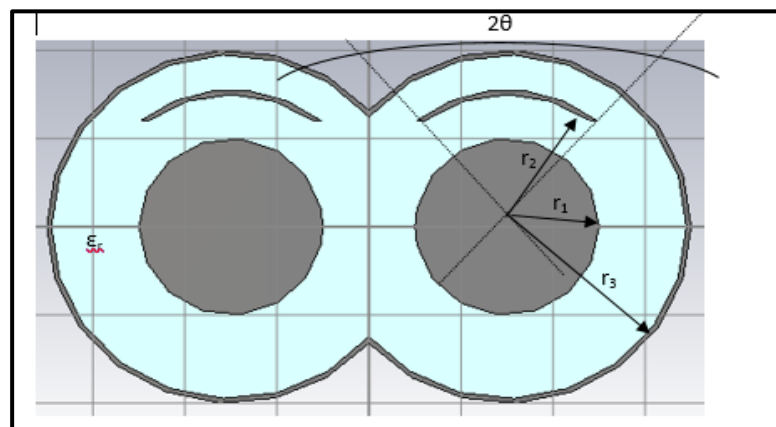


Figure III.2 : Représentation (3D) de la ligne micro-ruban cylindrique quasi-TEM simple (à un conducteur).

La ligne triplaque couplée et la ligne triplaque simple sont montrées sur les figures III.3 et III.4 :



a)



b)

Figure III.3 : Représentation (3D) de la ligne triplaque cylindrique couplée TEM en (a) et sa section transversale en (b).

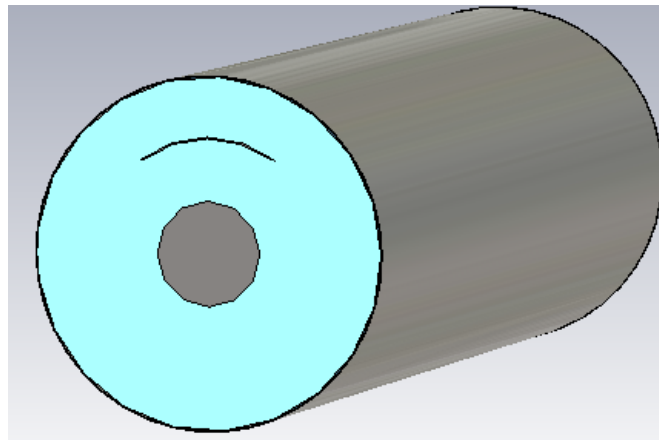


Figure III.4 : Représentation (3D) de la ligne triplaque cylindrique TEM simple (à un conducteur).

III.3 OUTIL DE SIMULATION

Définition :

Le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique.

Le CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT, Finite Integration Technic). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles, et ce qui est l'une de ses caractéristiques clé de ce simulateur. CST Microwave Studio fait partie de CST DEIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents selon le type d'application et du problème rencontré [38].

Ce logiciel présente les avantages et les inconvénients principaux suivants :

- C'est une option très intéressante pour la conception d'antenne en micro ruban.
- L'optimisation du modèle afin que celui-ci présente les divers critères de performance, de sorte que le VSWR soit limité entre 1 et 2 à la fréquence de résonance désirée.
- Offre plusieurs graphiques différents pour faciliter l'analyse du modèle.
- Il est possible de créer des variables qui pourront être utilisées pour spécifier les dimensions d'une composante.

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directifs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

- La durée de la simulation est proportionnellement croissante par-apport au volume du projet, (plus le projet est grand la durée d simulation est grande).

Les principales caractéristiques de logiciel CST Microwave Studio sont :

- Une mémoire technique efficace d'intégration finie.
- La structure peut être vue soit comme un modèle 3D ou un schéma.
- Très bonne performance en raison de rapprochement frontière Perfect (PBA). Fonctionnalité pour les unités à l'aide d'une grille hexaédrique. Les solveurs transitoires et mode propre également en charge la technique Tôle mince (TST).
- Caractéristique hybride à base de modélisation permet les changements structurels rapides.
- Importation d'un ensemble de données modèle humain visible ou d'autres ensembles de données.
- L'importation de modèles 2D et 3D.
- Paramétrages des fichiers de CAO importés.
- Base de données des matériaux.
- Modèles de structure pour la description du problème simplifié.

III.4 CONCEPTION DU COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM

III.4.1 LIGNE MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM

III.4.1.1 EXPRESSIONS ANALYTIQUES

Dans la littérature scientifique [39], nous avons trouvé quelques expressions analytiques de l'impédance caractéristique et de la permittivité effective de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM en fonction de ses paramètres géométriques (r_1 , r_2 et θ) qui se présentent comme suit :

Pour $[2\theta/\ln(r_2/r_1)] < 1$

$$Z_0 = \frac{376.687}{\pi\sqrt{2(\epsilon_r+1)}} \left\{ \ln \left[\frac{4}{\theta} \ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right) \right] + \frac{1}{32} \left[2\theta/\ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right) \right]^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \right) \cdot \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\} \quad (III.1)$$

Pour $[2\theta/\ln(r_2/r_1)] > 1$

$$Z_0 = \frac{376.687}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \frac{\theta}{\ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right)} + 0.441 + 0.082 \left(\frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r^2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r+1}{2\pi\epsilon_r} \right) \cdot \left(1.451 + \ln \left[\frac{\theta}{\ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right)} + 0.94 \right] \right) \right\}^{-1} \quad (III.2)$$

La constante diélectrique effective de son substrat trouvé est :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left[1 + \frac{5}{\theta} \ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right) \right]^{-1/2} \quad (III.3)$$

III.4.1.2 PROGRAMME REALISE SOUS L'ENVIRONNEMENT MATLAB POUR LA LIGNE MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM AVEC $\epsilon_r=9.6$

Sur la base des expressions analytiques trouvées dans la littérature scientifique de la ligne micro-ruban cylindrique, nous avons réalisé un programme sous l'environnement Matlab qui permet de tracer l'impédance caractéristique Z_0 et la permittivité effective ϵ_{eff} en fonction de ses paramètres géométrique (r_1 , r_2 et θ).

On peut choisir par exemple $\epsilon_r=9.6$, les courbes trouvées sont illustrées sur les figures III.5 et III.6 pour r_1/r_2 variant de 0.1 jusqu'à 0.9 et un demi-angle θ variant de 0 à 180° :

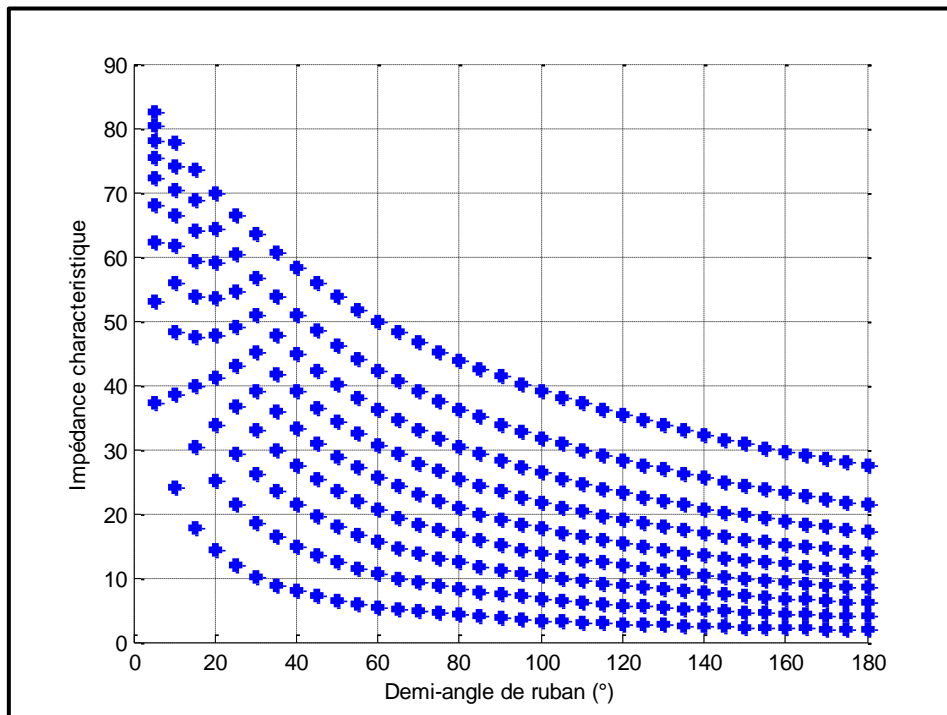


Figure III.5 : Impédance caractéristique (Z_0) de la ligne cylindrique quasi-TEM pour $\epsilon_r=9.6$.

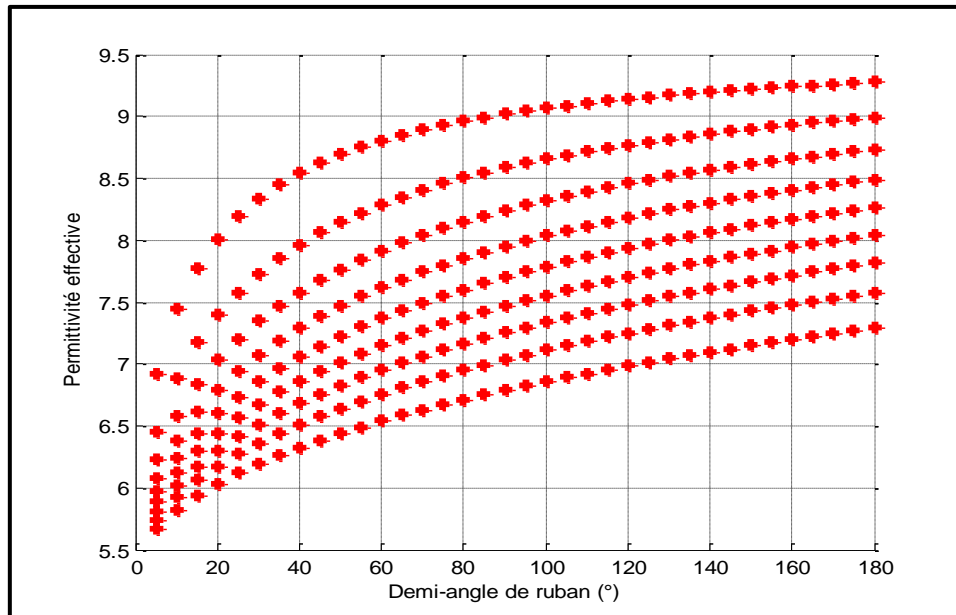


Figure III.6: Permittivité effective (ϵ_{eff}) de la ligne cylindrique quasi-TEM pour $\epsilon_r=9.6$.

A partir de ces figures, on peut constater que par exemple si on veut concevoir une ligne microruban cylindrique ayant une impédance caractéristique de 50Ω , on peut choisir les dimensions suivantes :

- ✓ $\frac{r_1}{r_2} = 0.3$
- ✓ $\theta = 34^\circ$

Pour ces paramètres géométriques, l'impédance caractéristique et la permittivité effective trouvées sous Matlab sont :

- ✓ $Z_0 = 50.2794 \Omega$.
- ✓ $\epsilon_{\text{eff}} = 6.5881$

III.4.1.3 CONCEPTION DE LA LIGNE MICRORUBAN DE 50Ω SOUS L'ENVIRONNEMENT CST MICROWAVE STUDIO

Pour pouvoir tracer notre ligne de transmission micro-ruban quasi-TEM, nous adoptons le cahier de charge suivant :

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

Le type de matériaux	Les composants de la ligne	Diamètre (mm)	Permittivité diélectrique
PEC (Perfect Electric Conductor)	Conducteur interne	0.3	-
	Strip	-	-
Prepem L960HF (loss free)	Substrat	1	9.6
Vacuum	Vaccum	1.5	1

Tableau III.1: Le cahier de charge de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM.

- ✓ L'impédance caractéristique de la ligne 50Ω .
- ✓ La fréquence de travail de fonctionnement de la ligne micro-ruban cylindrique est 2 GHz.

Premièrement, on démarre CST :

Create Project Template

Choose an application area and then select one of the workflows:

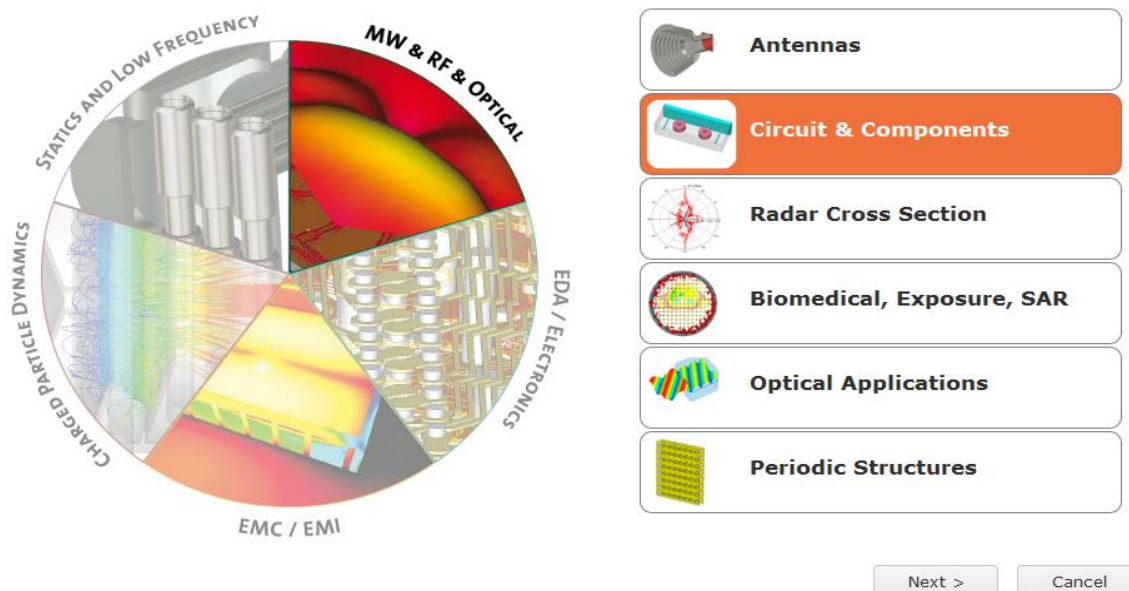


Figure III.7 : Démarrage de CST.

Après, on choisit notre Template : « Waveguide couplers & Dividers »

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

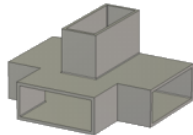
Create Project Template

MW & RF & OPTICAL | Circuit & Components | Waveguide Couplers & Dividers | Solvers | Units | Settings | [Summary](#)

Please review your choice and click 'Finish' to create the template:

Template Name:

Waveguide Coupler & Divider_1



Solver



Time Domain

Units

- Dimensions: mm
- Frequency: GHz
- Time: ns
- Temperature: Kelvin

Settings

- Frequency Min.: GHz
- Frequency Max.: GHz

Waveguide couplers, dividers/combiners, Isolators, Circulators, etc.

< Back

Finish

Cancel

Figure III.8 : Template CST.

On trace notre structure en utilisant les dimensions trouvées comme il est montré sur les figures (III.9) et (III.10) :

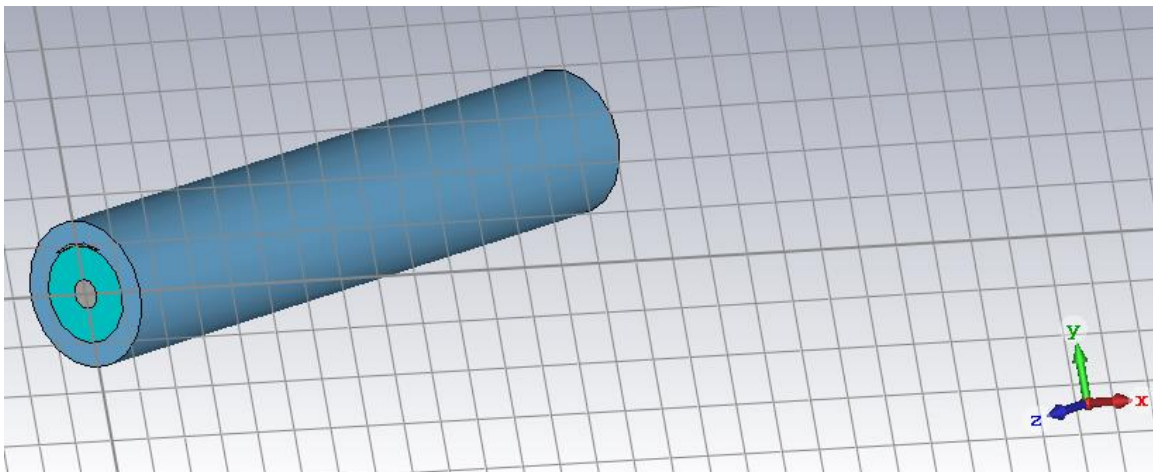


Figure III.9 : Tracé de la structure sous l'environnement CST.

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

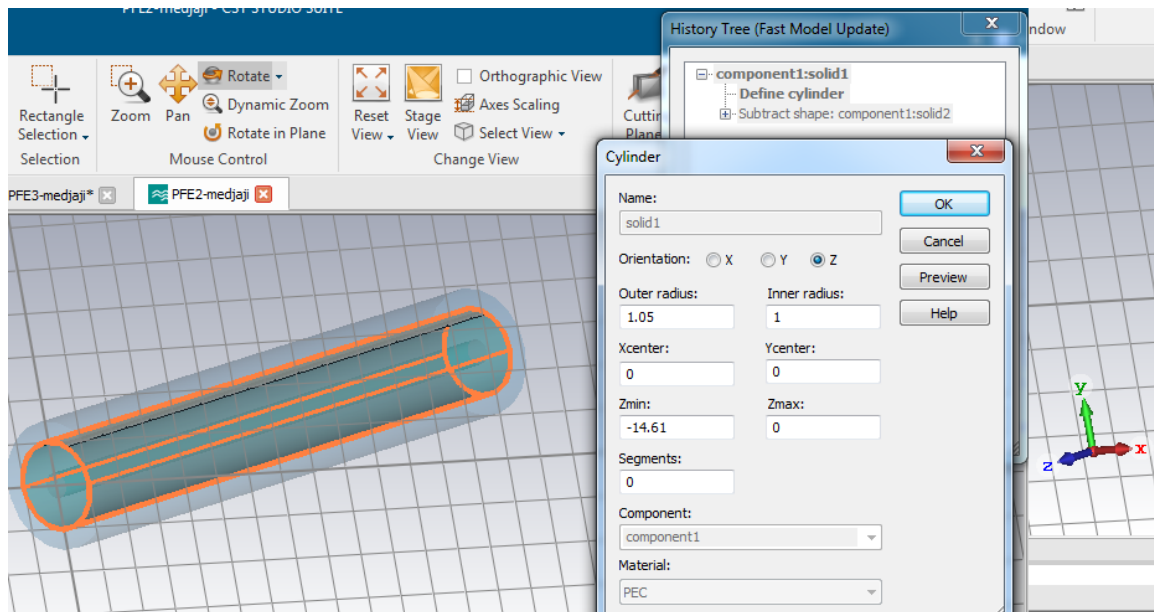


Figure III.10 : Figure montrant le rayon et la longueur de strip.

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

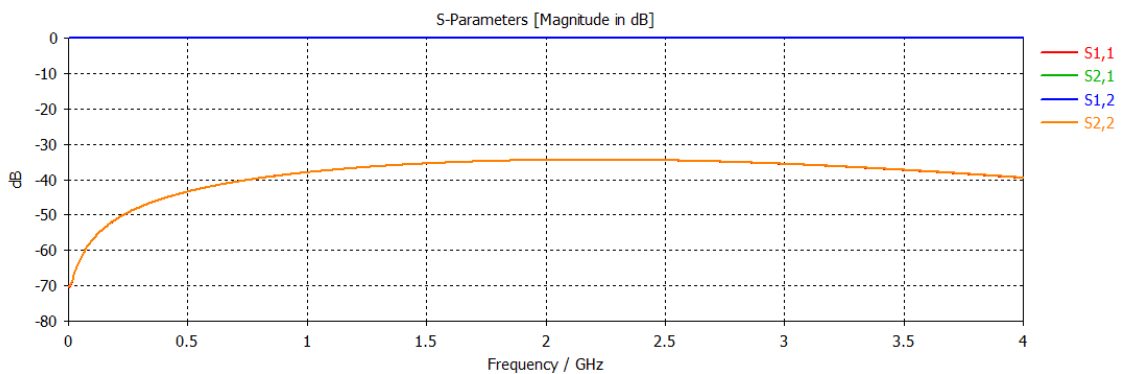


Figure III.11 : Réponse fréquentielle de la ligne micro-ruban cylindrique quasi-TEM de 50 Ω fonctionnant à 2 GHz.

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 réfléchi à l'entrée (port 1), ici S_{11} (dB) est inférieur à -33 dB.

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

La figure III.12 nous montre l'impédance caractéristique obtenue de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM. Nous avons trouvé une impédance caractéristique de 49.3377Ω ce qui atteste et valide notre conception et nos dimensions proposées pour la structure.

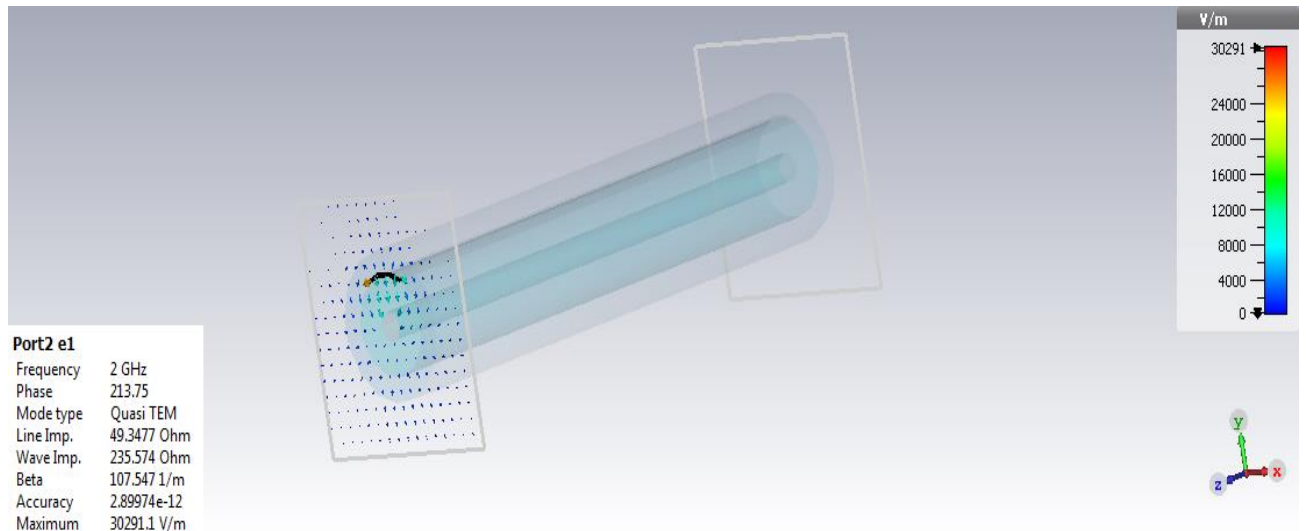


Figure III.12: Simulation de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM montrant l'impédance de 50Ω

III.4.1.4 CONCEPTION DU COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM DE -30 DB ADAPTE A 50Ω ET FONCTIONNANT A 2 GHz POUR $\epsilon_r=9.6$

Pour pouvoir concevoir notre nouveau type de coupleur microruban micro-onde directif cylindrique à bases de lignes micro-rubans cylindriques quasi-TEM couplées (Figure III.13), nous avons utilisé les dimensions trouvées auparavant pour la ligne micro-ruban cylindrique simple à un conducteur :

Le type de matériaux	Les composants de coupleur	Diamètre (mm)	Permittivité diélectrique
PEC (Perfect Electric Conductor)	Conducteur interne	0.3	-
	Strip	-	-
Prepem L960HF (loss free)	Substrat	1	9.6
Vacuum	Vaccum	1.5	1

Tableau III.2: Le cahier de charge pour le coupleur microruban cylindrique directif.

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

- ✓ L'impédance caractéristique du coupleur : $Z_c = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = 50 \Omega$.
- ✓ La fréquence de travail de fonctionnement du coupleur directif cylindrique est 2 GHz.
- ✓ La longueur de coupleur quart d'onde $l = \frac{\lambda}{4} = 14.61 \text{ mm}$
- ✓ La distance entre les deux centres des lignes microrubans couplées a été fixé par exemple à $d=2.6 \text{ mm}$.

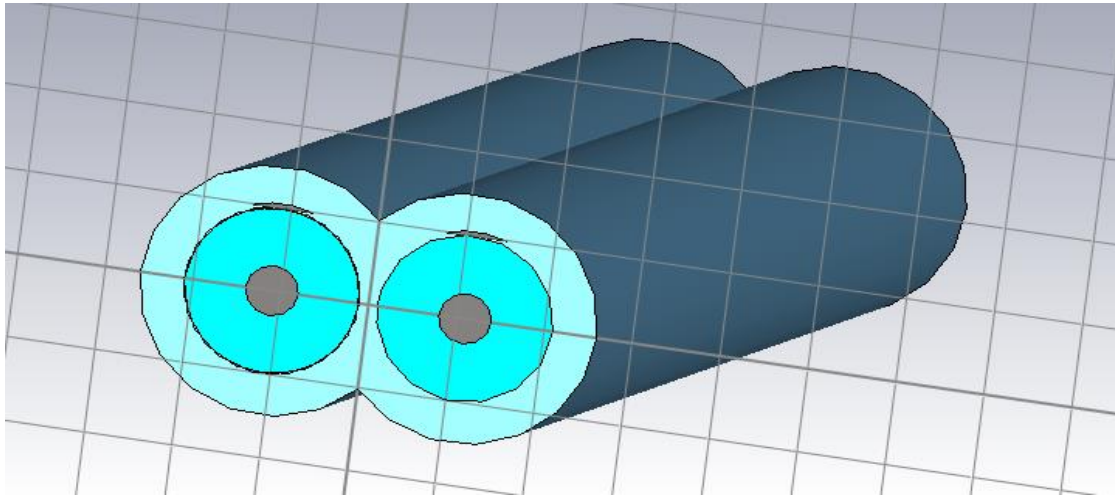


Figure III.13 : Représentation (3D) du coupleur microruban cylindrique quasi-TEM (avec $d=2.6 \text{ mm}$).

Après simulation sous l'environnement CST Microwave Studio, nous avons obtenu la réponse fréquentielle suivante :

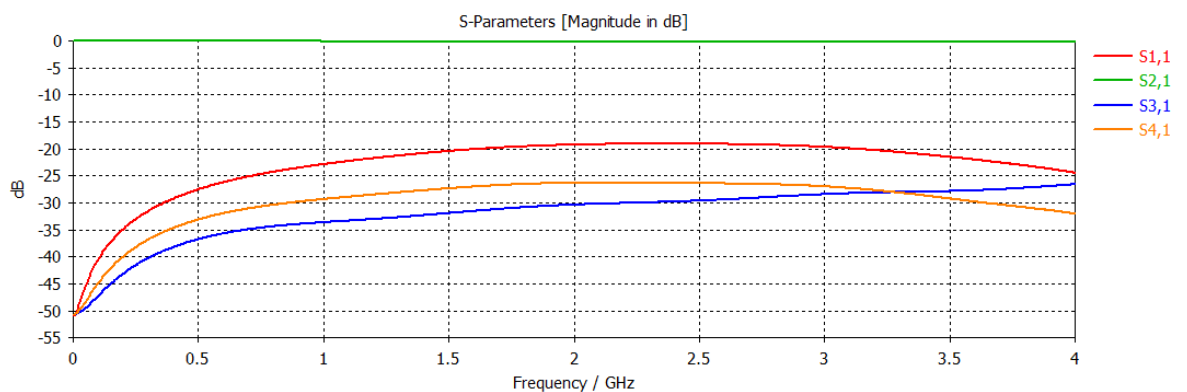


Figure III.14 : Réponse fréquentielle du coupleur microruban cylindrique quasi-TEM de -30 dB, adapté à 50Ω et fonctionnant à 2 GHz.

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

Les résultats donnés par le logiciel CST sont très intéressants, on remarque bien que le couplage (S_{13}) obtenu entre les deux ports couplés, à la fréquence centrale est de -30 dB, la réflexion est moins que -19 dB sur toute la bande de fréquences, la puissance transmise est maximale entre le port (1) et le port (2), $S_{12}=0$ dB. Une bonne isolation (S_{14}) a été obtenue, elle est moins que -26 dB sur toute la bande de fréquences.

La figure suivante valide encore une fois l'impédance caractéristique du coupleur obtenue, elle est de 49.8102, ce qui atteste et prouve le bon choix de nos dimensions proposées.

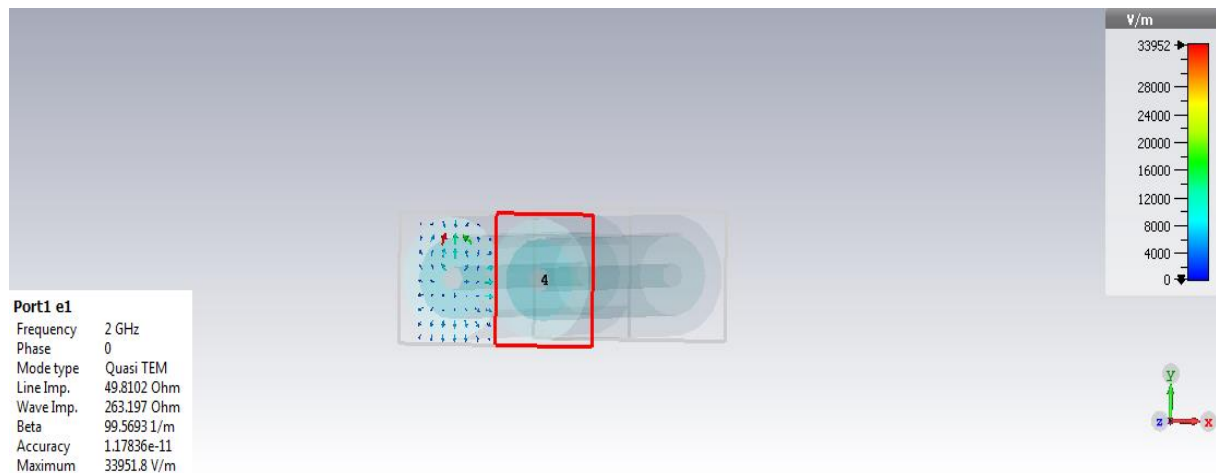


Figure III.15 : Impédance caractéristique trouvée du coupleur directif sous CST.

III.4.1.5 CONCEPTION DE COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM DE -25 DB ADAPTE A 50 Ω ET FONCTIONNANT A 2 GHZ

- ✓ Pour augmenter le couplage du coupleur directif, on peut diminuer la distance entre les deux conducteurs, on fixe la distance entre les deux centres de lignes microrubans à $d=2.1$ mm par exemple.

La réponse fréquentielle du coupleur directif obtenue est la suivante :

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

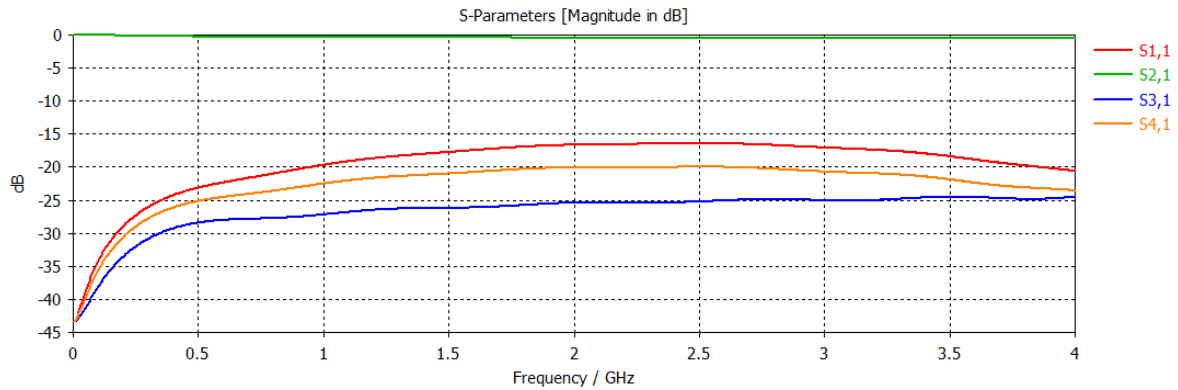


Figure III.16: Réponse fréquentielle du coupleur microruban cylindrique quasi-TEM de -25 dB, de 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz.

A partir de la figure III.16, on remarque bien que le couplage a augmenté par rapport à la simulation précédente ($d=2.6$ mm), le couplage obtenu ici est de -25 dB à la fréquence désiré.

III.4.1.6 CONCEPTION DE COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM DE -30 DB ADAPTE A 50 Ω ET FONCTIONNANT A 3 GHZ

Le changement de la fréquence implique un changement de la longueur du coupleur :

- ✓ La longueur de coupleur quart d'onde $l = \frac{\lambda}{4} = 9.74$ mm
- ✓ On fixe la distance d à 2.6 mm

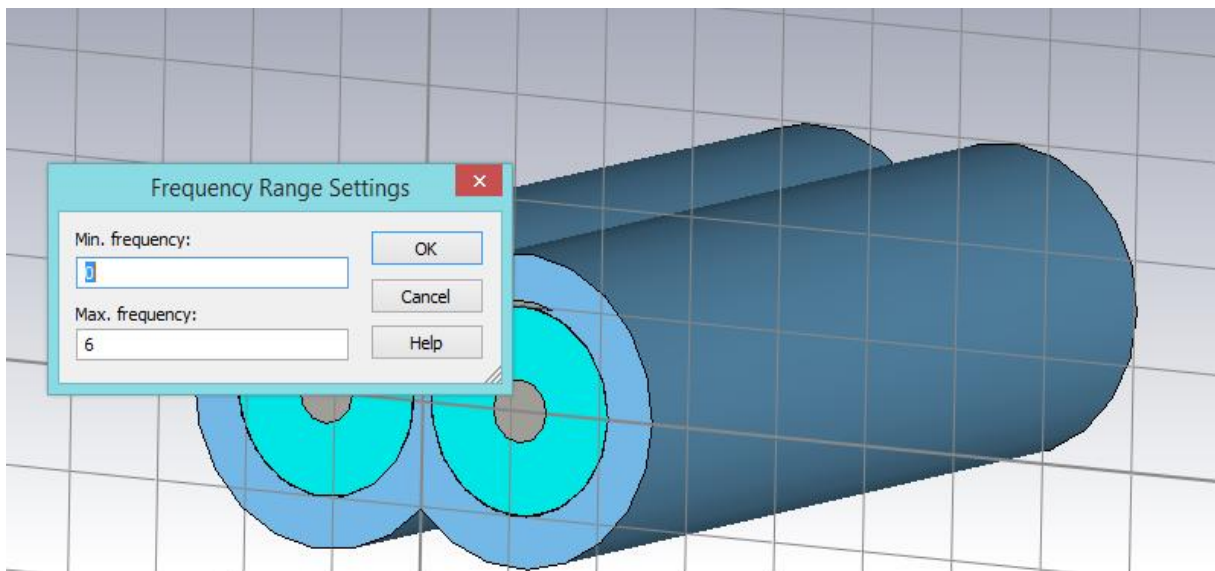


Figure III.17 : Changement de la bande de fréquence pour le coupleur microruban cylindrique quasi-TEM

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

On lance la simulation sous CST Microwave Studio, on obtient les résultats suivants :

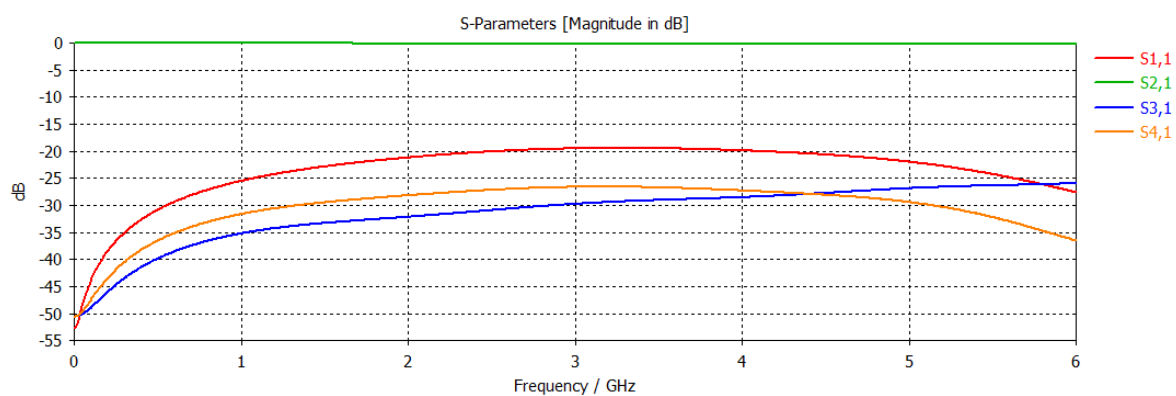


Figure III.18 : Le tracé de la réponse fréquentielle du coupleur fonctionnant à 3 GHz ($d=2.6$ mm).

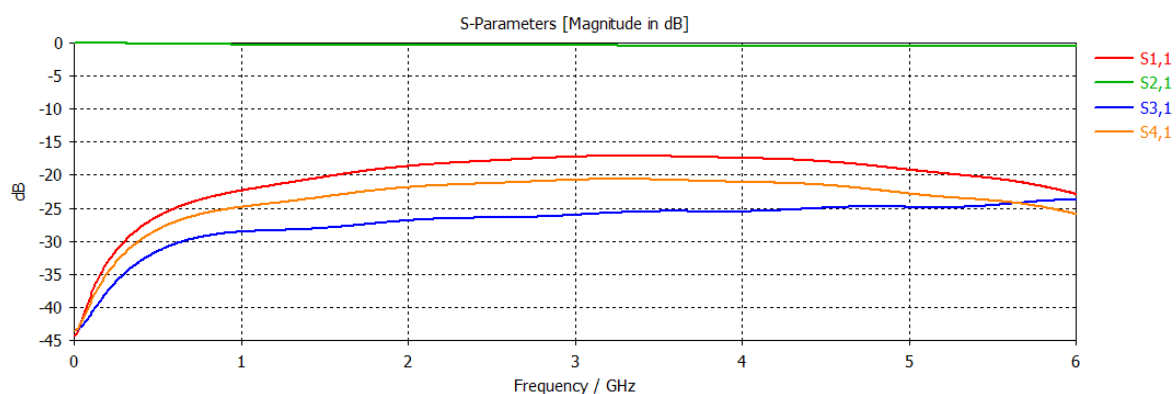


Figure III.19 : Le tracé de la réponse fréquentielle du coupleur fonctionnant à 3 GHz ($d=2.1$ mm).

III.4.1.7 CONCEPTION DU COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM DIRECTIF MICRO-ONDE DE 50 Ω FONCTIONNANT A 2 GHZ EN CHANGEANT LE SUBSTRAT PAR FR4

En utilisant l'environnement Matlab et sur la base des expressions analytiques des lignes microrubans cylindriques, nous traçons l'impédance caractéristique Z_0 et la permittivité effective ϵ_{eff} en fonction des paramètres géométriques (r_1/r_2 et θ).

Pour FR4 ($\epsilon_r= 4.3$), les courbes trouvées, pour r_1/r_2 variant de 0.1-0.9 et pour θ variant de 0-180°, sont illustrées sur les figures III.20 et III.21 :

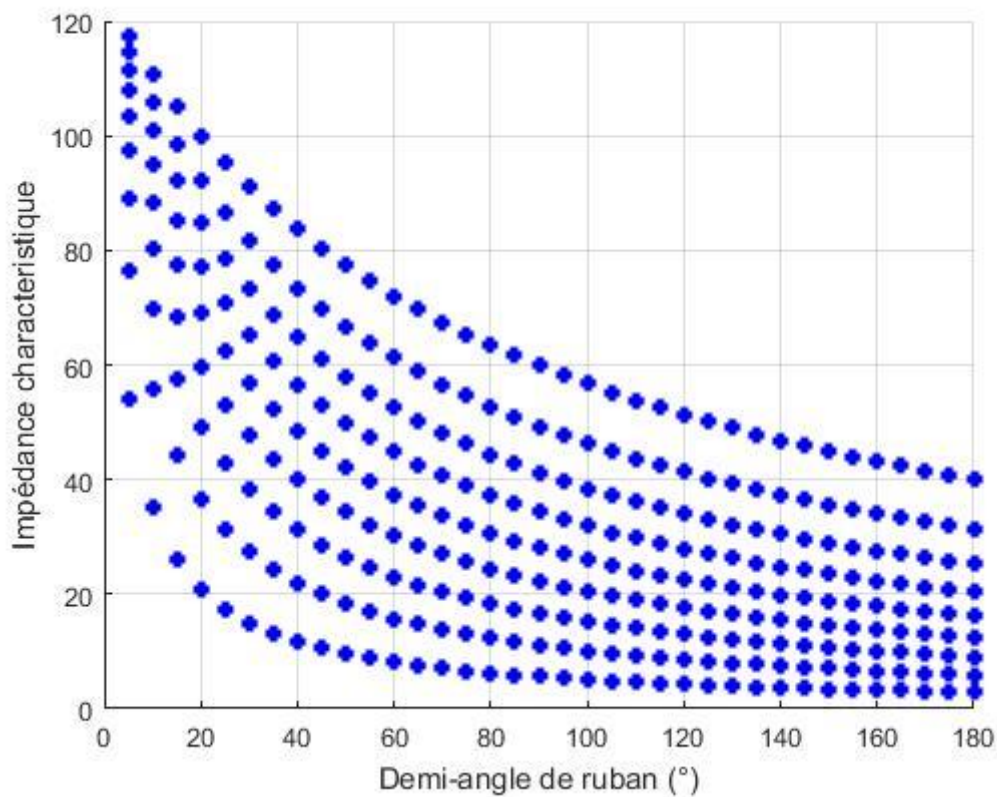


Figure III.20 : Impédance caractéristique (Z_0) de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM pour $\epsilon_r=4.3$.

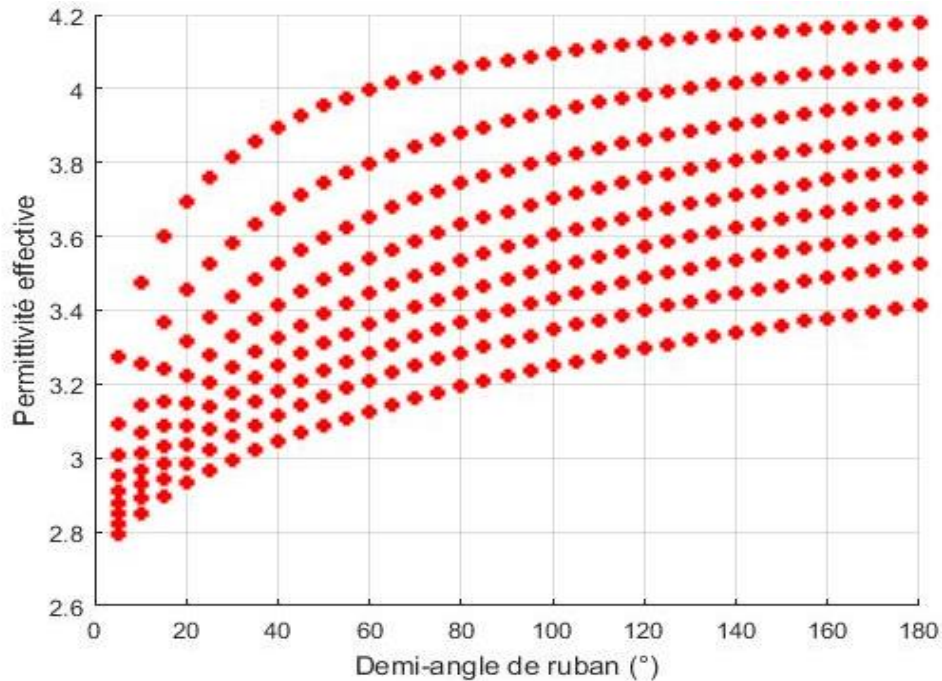


Figure III.21: Permittivité effective (ϵ_{eff}) de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM pour $\epsilon_r=4.3$.

A partir de ces figures, on peut constater que, si on veut concevoir une ligne microruban cylindrique ayant une impédance caractéristique de 50Ω en utilisant le FR4 comme substrat, on peut choisir les dimensions suivantes :

- ✓ $\frac{r_2}{r_1} = 0.53$
- ✓ $\theta = 34^\circ$

Pour ces paramètres géométriques, l'impédance caractéristique et la permittivité effective trouvées sous Matlab sont :

- ✓ $Z_0 = 50.5090 \Omega$
- ✓ $\epsilon_{\text{eff}} = 3.3048$

Pour pouvoir tracer notre ligne de transmission micro-ruban quasi-TEM sous l'environnement CST, nous adoptons le nouveau cahier de charge suivant :

Le type de matériaux	Les composants de coupleur	Diamètre (mm)	Permittivité diélectrique
PEC (Perfect Electric Conductor)	Conducteur interne	0.53	-
	Strip	-	-
FR4 (loss free)	Substrat	1	4.3
Vacuum	Vaccum	1.5	1

Tableau III.3: Le nouveau cahier de charge pour le coupleur microruban cylindrique directif.

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

- ✓ L'impédance caractéristique du coupleur : $Z_c = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = 50 \Omega$.
- ✓ La fréquence de travail de fonctionnement de la ligne micro-ruban cylindrique est 2 GHz.
- ✓ La longueur de coupleur quart d'onde $l = \frac{\lambda}{4} = 20.62 \text{ mm}$
- ✓ La distance entre les deux centres a été fixé à $d=2.6 \text{ mm}$.

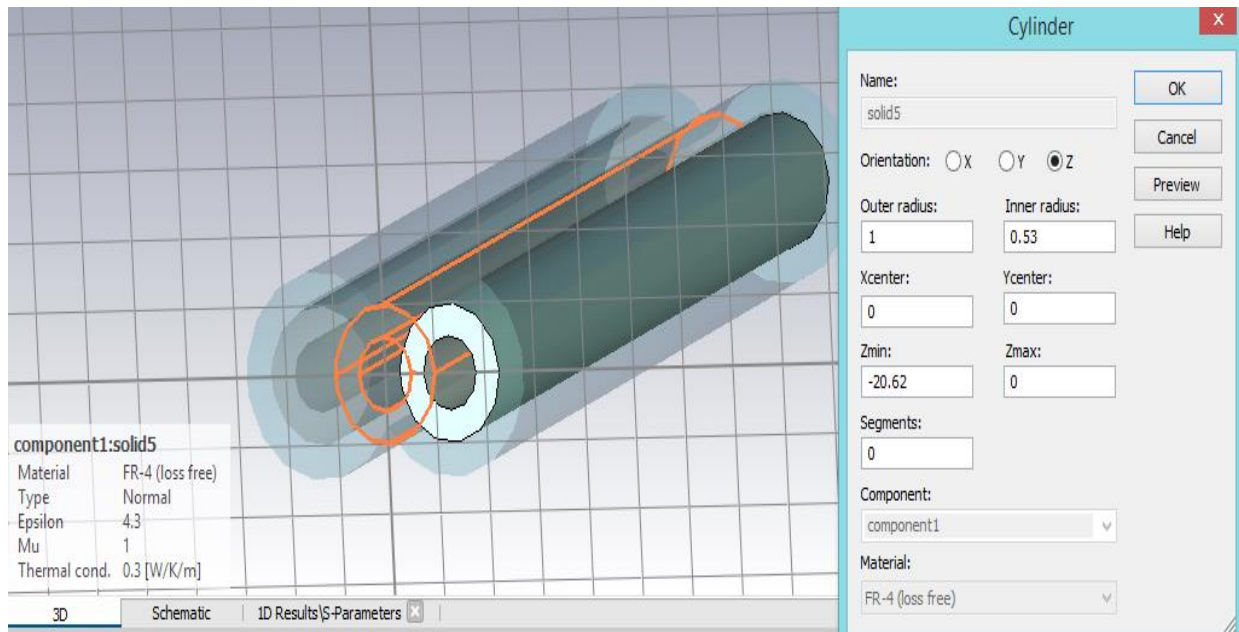


Figure III.22 : Le tracé de la structure après le changement de substrat par FR4.

Après simulation, on obtient la réponse fréquentielle suivante :

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

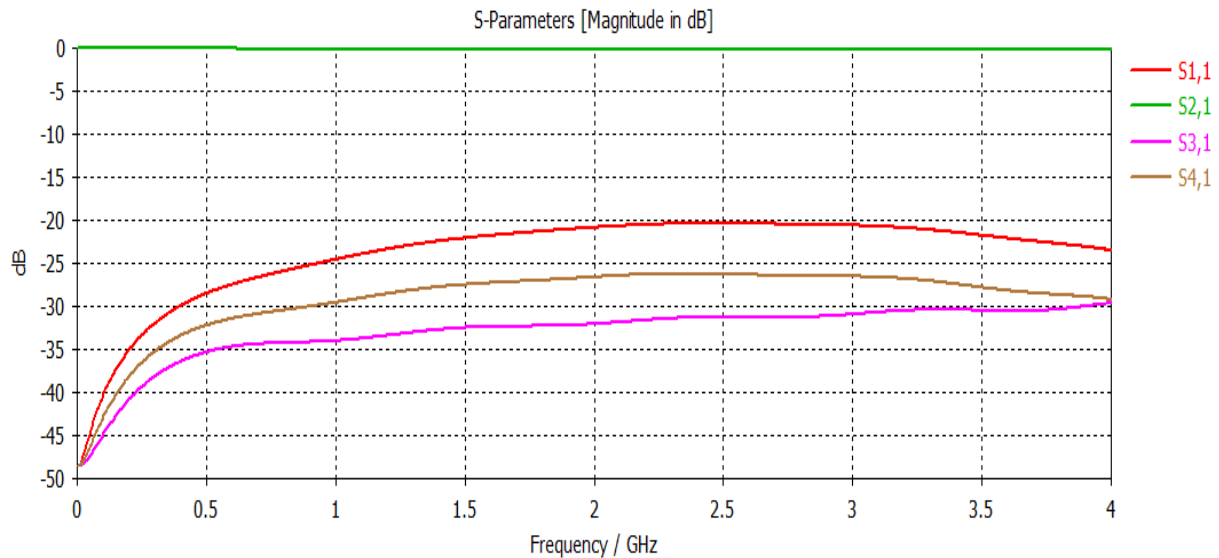


Figure III.23 : Réponse fréquentielle du coupleur microruban cylindrique contenant le FR4 avec une distance $d=2.6$ mm.

Nous constatons que, le couplage obtenu à la fréquence centrale est de -32 dB, la réflexion est moins que -20 dB sur toute la bande de fréquences, le maximum de puissance transmise entre le port (1) et le port (2), $S_{12}=0$ dB. Une bonne isolation (S_{14}) a été obtenue, elle est moins que -26 dB sur toute la bande de fréquences.

La figure suivante montre l'impédance caractéristique du coupleur obtenue, elle est de 50.0034 ce qui atteste et prouve encore une fois nos dimensions proposées.

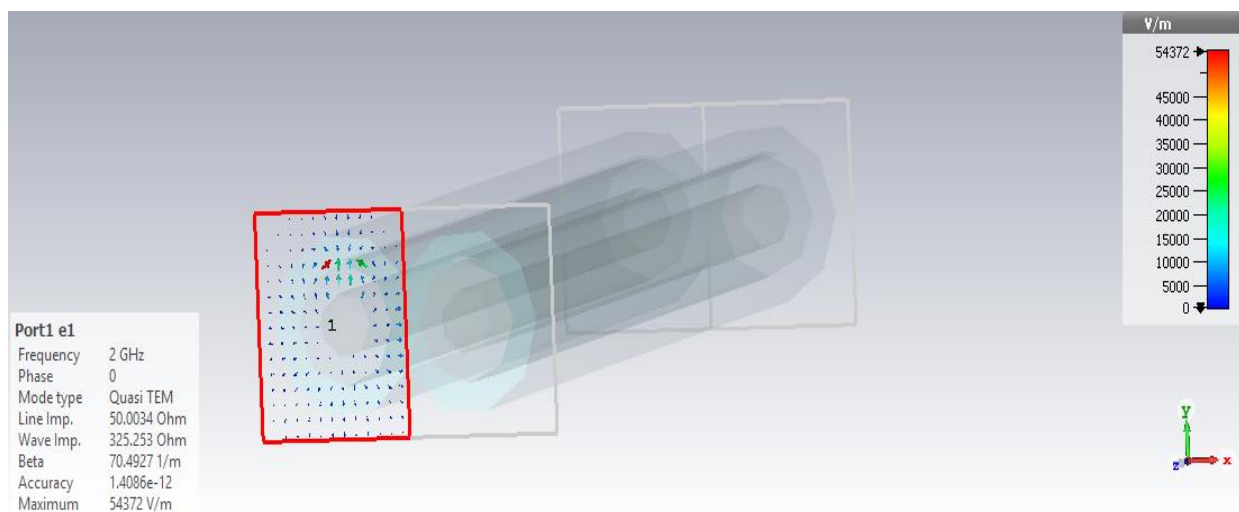


Figure III.24 : Impédance caractéristique trouvée du coupleur directif après le changement de substrat par FR4 trouvée sous CST.

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

- ✓ Pour augmenter le couplage du coupleur directif, on va suivre la même procédure en diminuant la distance entre les deux conducteurs, on la fixe à $d=2.1$ mm.

La réponse fréquentielle du coupleur directif obtenue est la suivante :

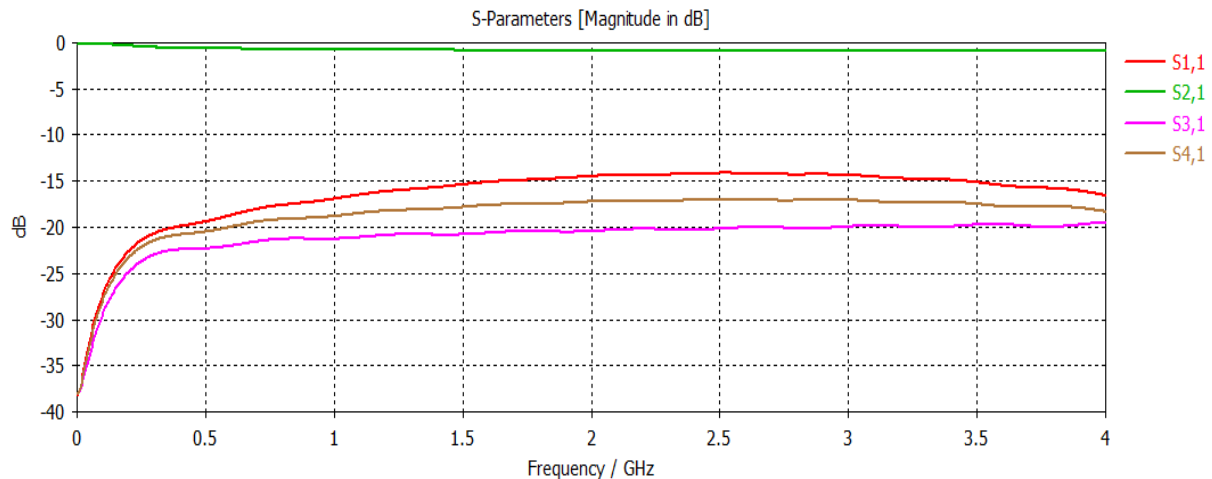


Figure III.25 : Réponse fréquentielle du coupleur de 50Ω et fonctionnant à 2 GHz après le changement de substrat par FR4 avec une distance $d=2.1$ mm.

A partir de la figure III.25, on remarque bien que le couplage a augmenté par rapport à la simulation précédente ($d=2.6$ mm), le couplage obtenu est de -20 dB à la fréquence désiré.

III.4.1.8 CONCEPTION DU COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM DIRECTIF ADAPTE A 50Ω ET FONCTIONNANT A 3 GHZ EN CHANGEANT LE SUBSTRAT PAR FR4

Le changement de la fréquence implique un changement de la longueur du coupleur :

- ✓ La longueur de coupleur quart d'onde $l = \frac{\lambda}{4} = 13.75$ mm.

De la même façon, on trace la réponse fréquentielle du coupleur directif en utilisant CST Microwave Studio comme il est montré sur les figures (III.26) :

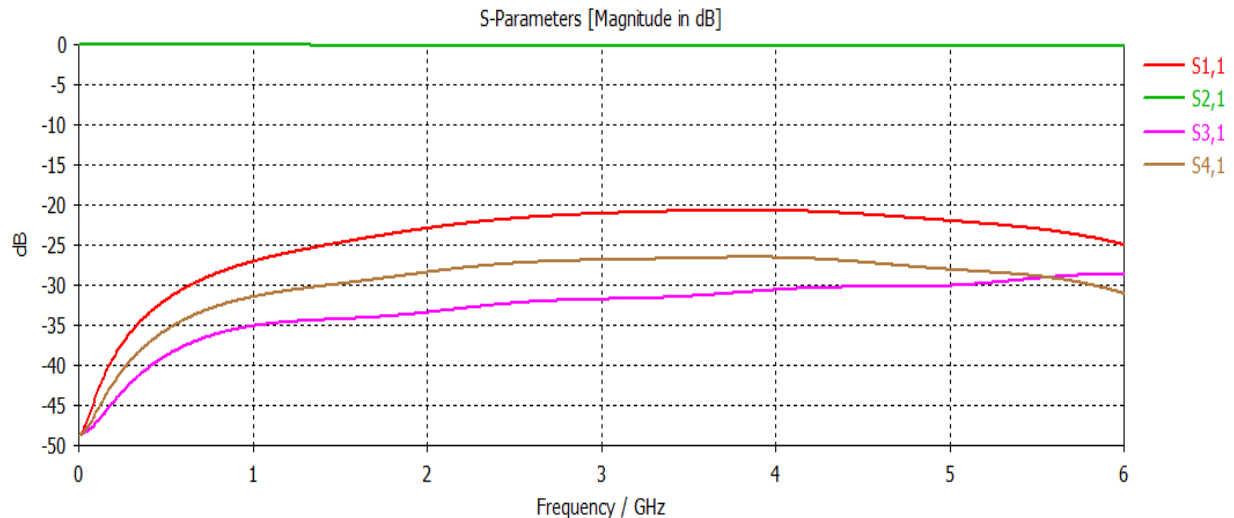


Figure III.26 : Réponse fréquentielle du coupleur fonctionnant à 3 GHz et en utilisant FR4 comme substrat ($d=2.6$ mm).

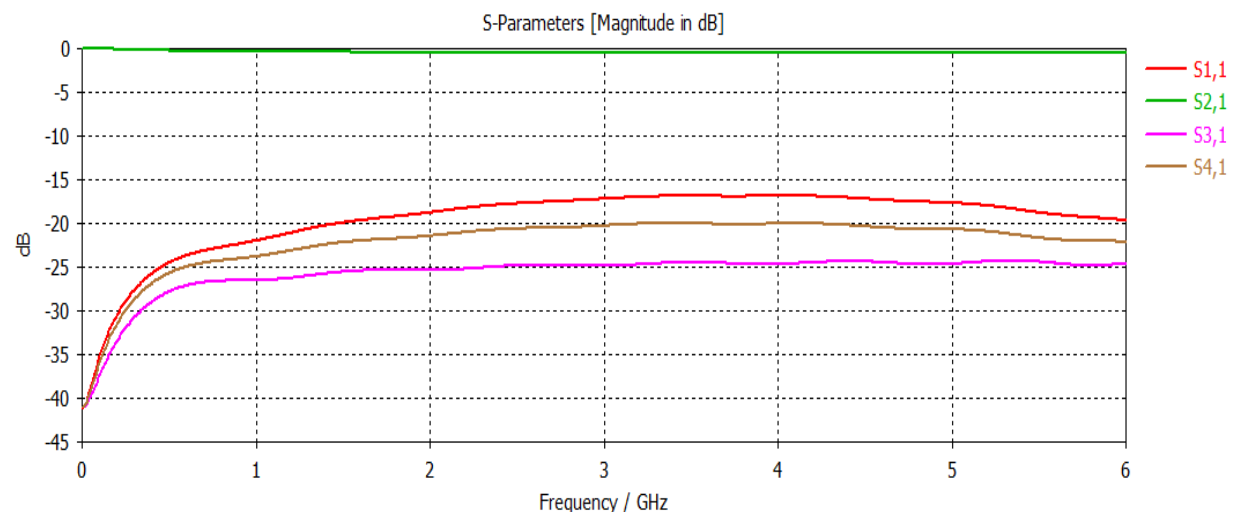


Figure III.27 : Réponse fréquentielle du coupleur fonctionnant à 3 GHz en utilisant FR4 comme substrat ($d=2.1$ mm).

III.5 CONCEPTION DU COUPLEUR TRIPLAQUE CYLINDRIQUE

III.5.1 CONCEPTION DE LA LIGNE TRIPLAQUE CYLINDRIQUE

Pour réaliser notre conception cette fois-ci, on va utiliser les expressions analytiques présentées dans la référence [9].

Il est trouvé que l'impédance caractéristique de la ligne triplaque cylindrique peut être exprimé par [9] :

$$Z_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} (Z_{c0} + A_1 e^{-\alpha/t_1} + A_2 e^{-\alpha/t_2}) \quad (\Omega) \quad (\text{III.4})$$

Où :

Pour $r < 1.5$

$$Z_{c0} = -51.76 + 53.34r + 17.95r^2 - 17.76r^3$$

$$A_1 = -2602.35 + 6084.4r - 4534.67r^2 + 1128.33r^3$$

$$t_1 = -291.36 + 683.13r - 520.42r^2 + 132.36r^3$$

$$A_2 = -267.94 + 213.93r + 218.85r^2 - 142.93r^3$$

$$t_2 = -1556.9 + 3687.99r - 2830.98r^2 + 724.3r^3$$

$$r = r_2/r_1$$

$$\frac{r_3}{r_1} = 2$$

Pour $r \geq 1.5$

$$Z_{c0} = -8887.77 + 21587.02r - 19615.8r^2 + 7915.26r^3 - 1197.46r^4$$

$$A_1 = -33247.47 + 81131.57r - 73965.47r^2 + 29982.5r^3 - 4562.06r^4$$

$$t_1 = 7213.71 - 17477.45r + 15869.92r^2 - 6392.61r^3 + 963.61r^4$$

$$A_2 = -32807.31 + 79533.0r - 72090.48r^2 + 29038.79r^3 - 4390.60r^4$$

$$t_2 = 139309.0 - 339004.11r + 308973.2r^2 - 124958.05r^3 + 18920.61r^4$$

$$r = r_2/r_1$$

$$\frac{r_3}{r_1} = 2$$

En programmant ces équations sous l'environnement Matlab, on aura les courbes suivantes pour l'impédance caractéristique (figure III.28) :

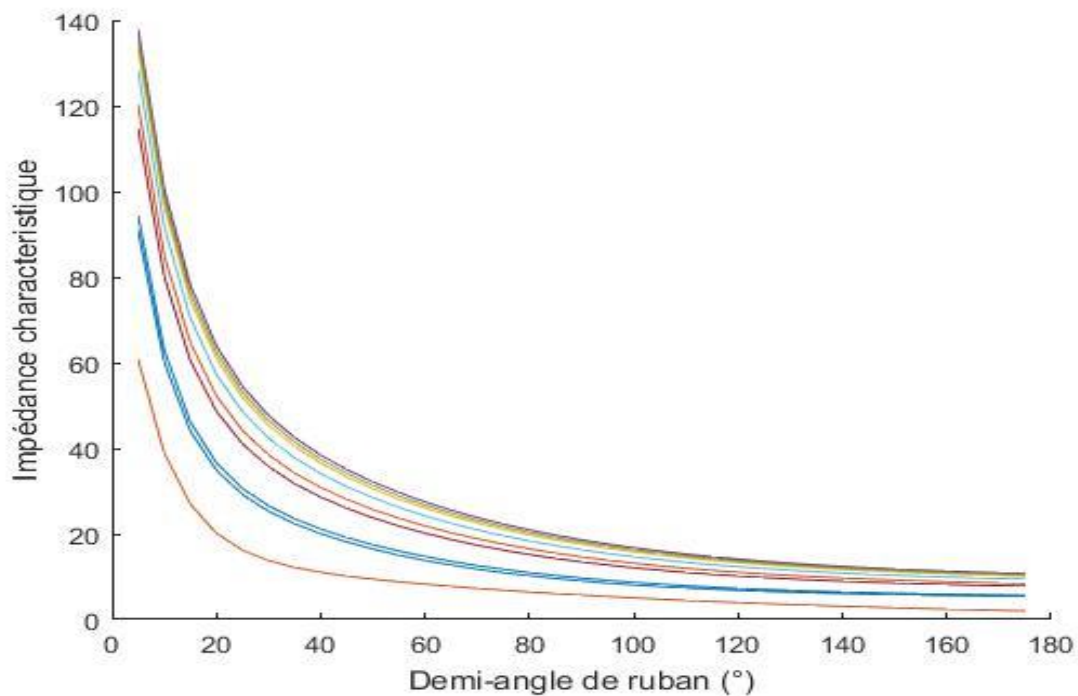


Figure III.28 : Impédance caractéristique de la ligne triplaque cylindrique en fonction du demi-angle θ pour différents rapports r_2/r_1 .

A partir de cette figure, on peut constater que par exemple si on veut concevoir une ligne microruban cylindrique homogène ayant une impédance caractéristique de 50Ω , on peut choisir les dimensions suivantes :

- ✓ $\frac{r_3}{r_1} = 2$
- ✓ $\frac{r_2}{r_1} = 1.5$
- ✓ $\theta = 28^\circ$

Pour ces paramètres géométriques, l'impédance caractéristique trouvée sous Matlab est :

$$Z_0 = 50 \Omega$$

Cahier de charge :

Pour pouvoir tracer notre ligne de transmission micro-ruban quasi-TEM, nous adoptons le cahier de charge suivant :

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

Le type de matériaux	Les composants de la ligne	Diamètre (mm)	Permittivité diélectrique
PEC (Perfect Electric Conductor)	Conducteur interne	1	-
	Strip	-	-
	Blindage	2	-
Vacuum	Vacuum	2	1

Tableau III.4: Le cahier de charge de la structure homogène.

- ✓ L'impédance caractéristique du coupleur : $Z_c = 50 \Omega$.
- ✓ La fréquence de travail de fonctionnement de la ligne micro-ruban cylindrique homogène est 2 GHz.
- ✓ La longueur de coupleur quart d'onde $l = 14.82 \text{ mm}$

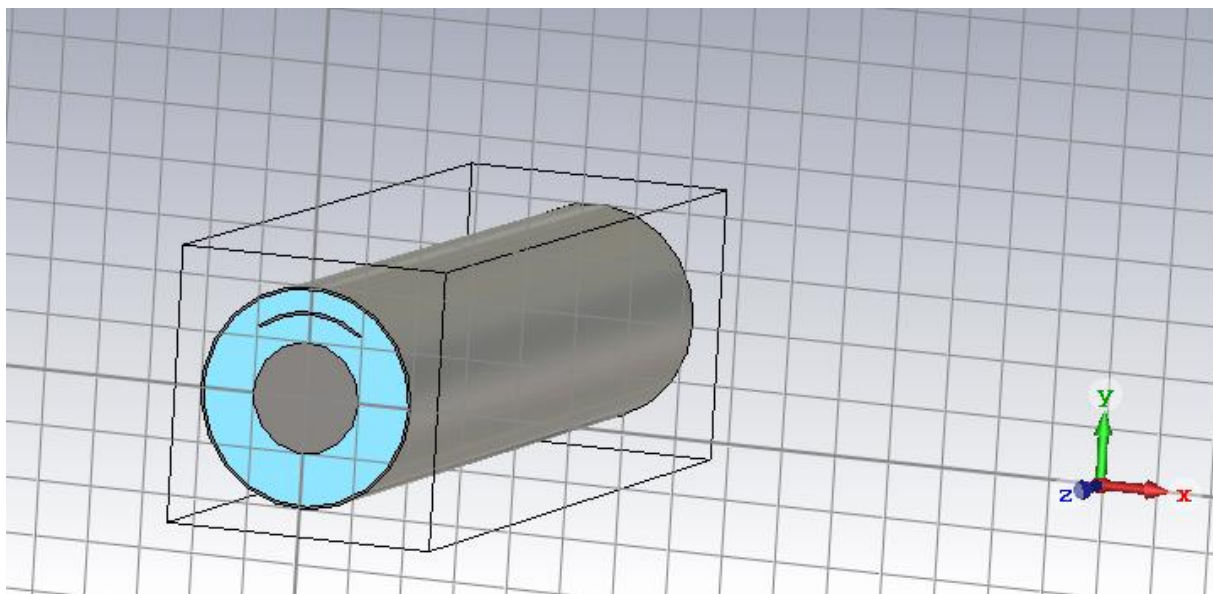


Figure III.29 : Tracé de la structure homogène sous l'environnement CST.

Après avoir alimenté notre structure sous CST, et choisi la fréquence 2 GHz ainsi que fixé les boundaries (conditions aux limites), CST nous délivre la réponse fréquentielle suivante :

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

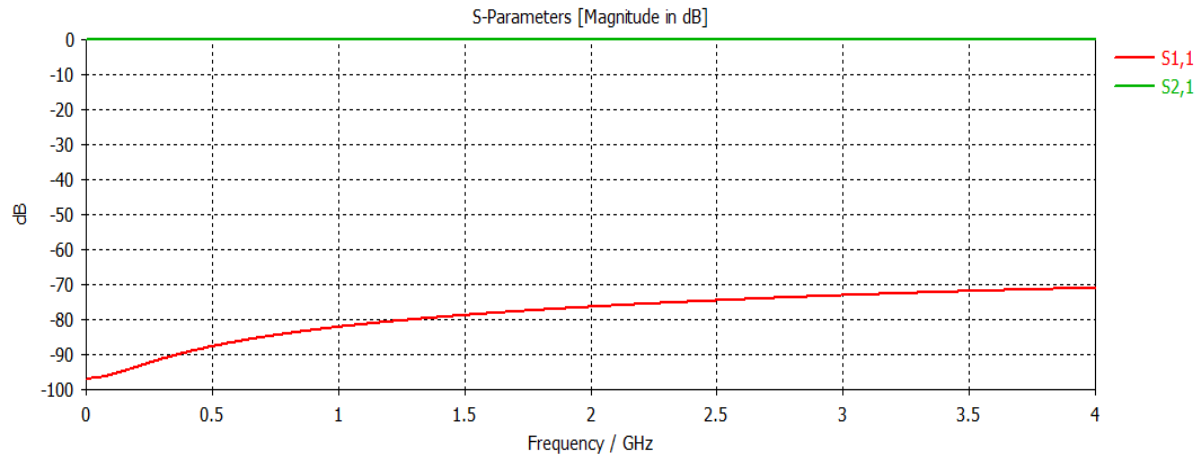


Figure III.30 : Réponse fréquentielle de la ligne triplaque cylindrique homogène de 50Ω fonctionnant à 2 GHz.

On remarque que, 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 à -76 dB.

La figure III.31 nous montre l'impédance caractéristique obtenue de la ligne microruban cylindrique. Nous avons trouvé une impédance caractéristique de 49.2526Ω ce qui atteste et valide notre conception et nos dimensions proposées pour la structure.

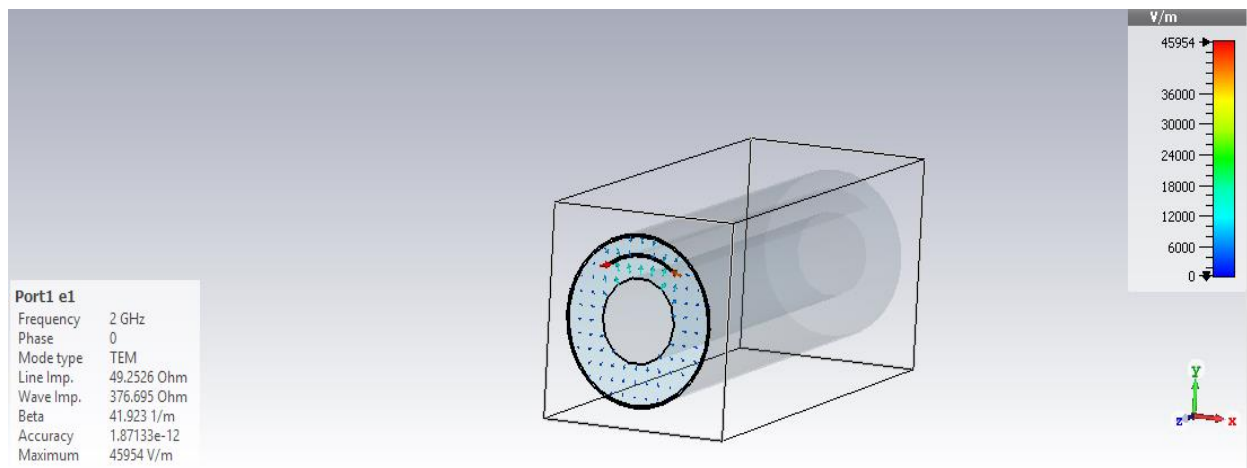


Figure III.31: Simulation de la ligne triplaque cylindrique TEM montrant l'impédance de 50Ω

III.5.2 CONCEPTION DU COUPLEUR TRIPLAQUE CYLINDRIQUE

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

Pour pouvoir concevoir notre nouveau type de coupleur micro-onde directif homogène à bases de lignes triplaques cylindriques couplées TEM (Figure III.32), nous avons utilisé les dimensions trouvées auparavant pour la ligne triplaque cylindrique homogène simple :

Le type de matériaux	Les composants de la ligne	Diamètre (mm)	Permittivité diélectrique
PEC (Perfect Electric Conductor)	Conducteur interne	1	-
	Strip	-	-
	Blindage	2.05	-
Vacuum	Vacuum	2	1

Tableau III.5 : Le cahier de charge pour le coupleur microruban cylindrique directif homogène.

- ✓ L'impédance caractéristique du coupleur : $Z_c = 50 \Omega$.
- ✓ La fréquence de travail de fonctionnement de la ligne micro-ruban cylindrique homogène est 2 GHz.
- ✓ La longueur de coupleur quart d'onde $l = 14.82 \text{ mm}$
- ✓ La distance entre les deux centres des lignes couplées a été fixé à $d=2.6 \text{ mm}$.

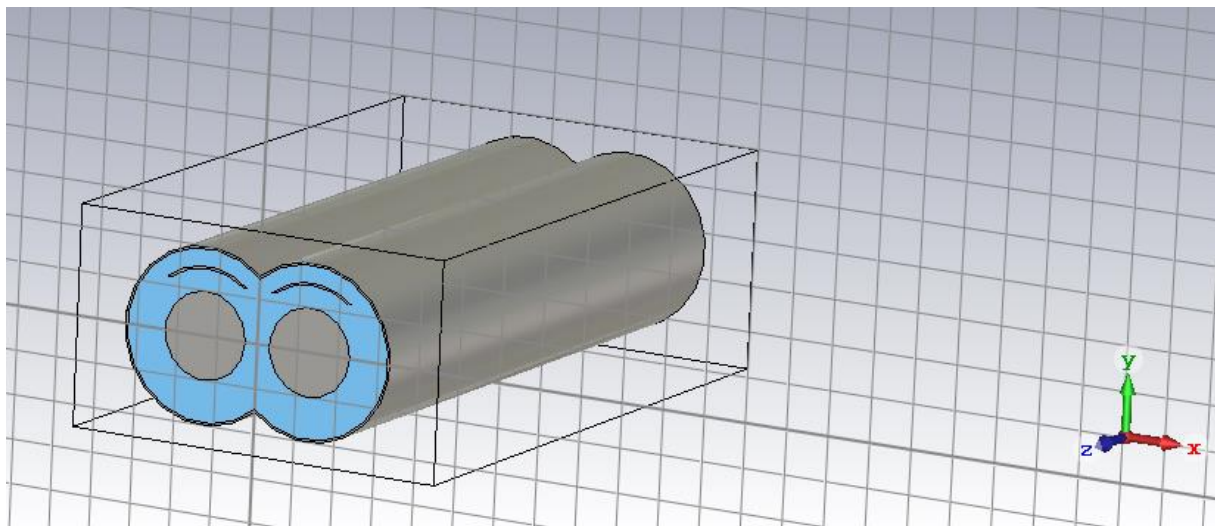


Figure III.32 : Représentation (3D) du nouveau type de coupleur directif homogène quasi-TEM.

Après simulation, CST nous délivre la réponse fréquentielle suivante :

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

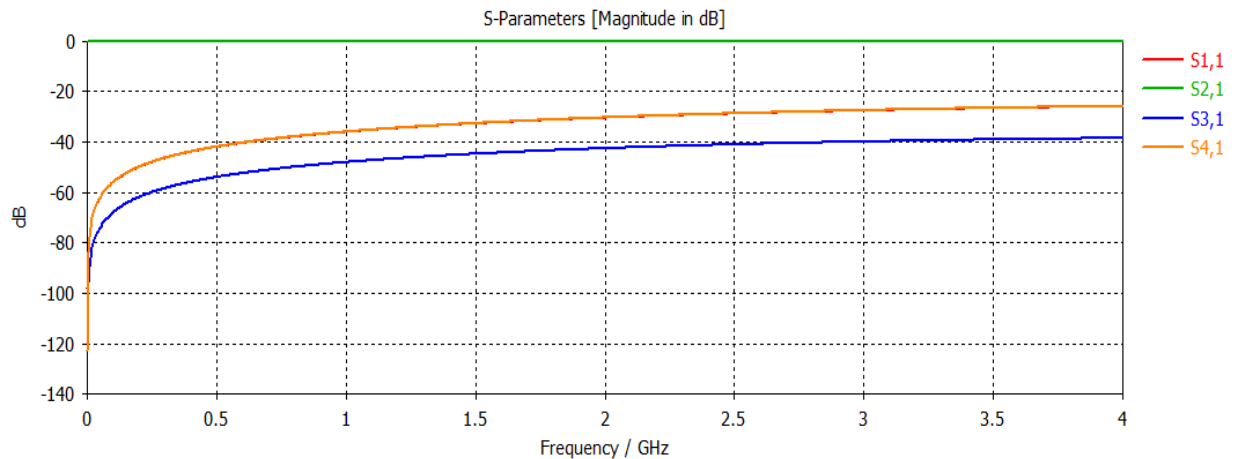


Figure III.33 : Réponse fréquentielle du coupleur triplaque cylindrique de 50 Ω et fonctionnant à 2 GHz.

Nous constatons d'après les résultats de la réponse fréquentielle du coupleur à base de deux lignes cylindriques que, le couplage obtenu à la fréquence centrale est de -41 dB, la réflexion est moins que -25 dB sur toute la bande de fréquence, le maximum de puissance transmise entre le port (1) et le port (2), $S_{12}=0$ dB, l'isolation (S_{14}) obtenue est moins que -25 dB.

- ✓ Pour augmenter le couplage du coupleur directif, on peut diminuer la distance entre les deux conducteurs, on la fixe à $d=2.3$ mm par exemple.

La réponse fréquentielle du coupleur directif obtenue est la suivante :

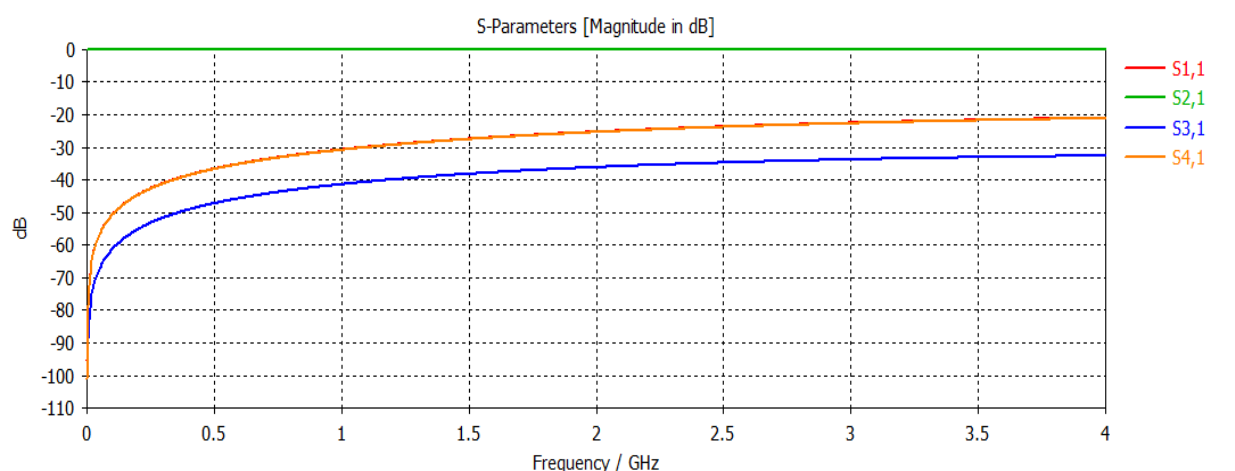


Figure III.34 : Réponse fréquentielle du coupleur triplaque cylindrique de 50 Ω fonctionnant à 2 GHz avec une distance $d=2.3$ mm.

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

A partir de la figure III.34, on peut remarquer que le couplage a augmenté par rapport à la simulation précédente ($d=2.6$ mm), le couplage obtenu est de -36 dB à la fréquence désiré. On peut augmenter le couplage plus que ça, en diminuant plus la distance, on peut la fixer par exemple à 2 mm, le couplage obtenu est de -20 dB, tel qu'il est illustré sur la figure III.35.

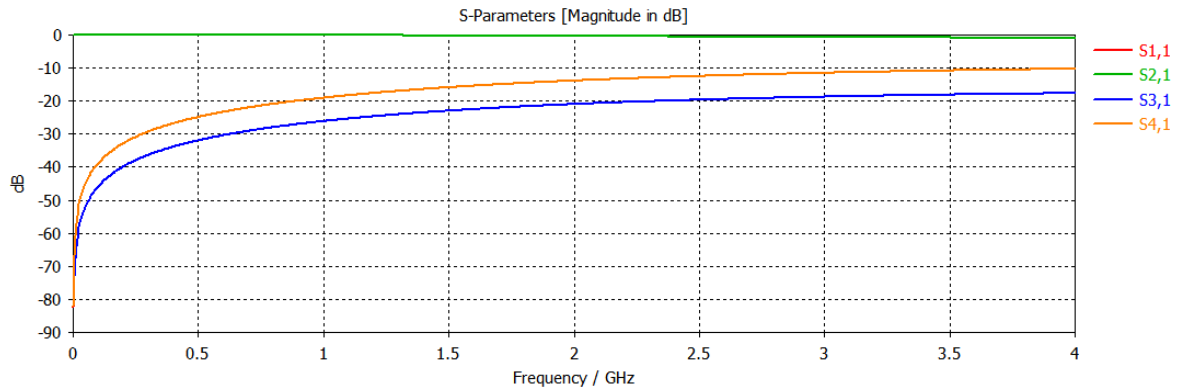


Figure III.35 : Réponse fréquentielle du coupleur homogène fonctionnant à 2 GHz ($d=2$ mm).

Pour pouvoir concevoir un coupleur triplaque cylindrique directif fonctionnant à 3 GHz on peut changer la bande de fréquences de 0 à 6 GHz ainsi que la longueur quart d'onde du coupleur directif (figure III.36) :

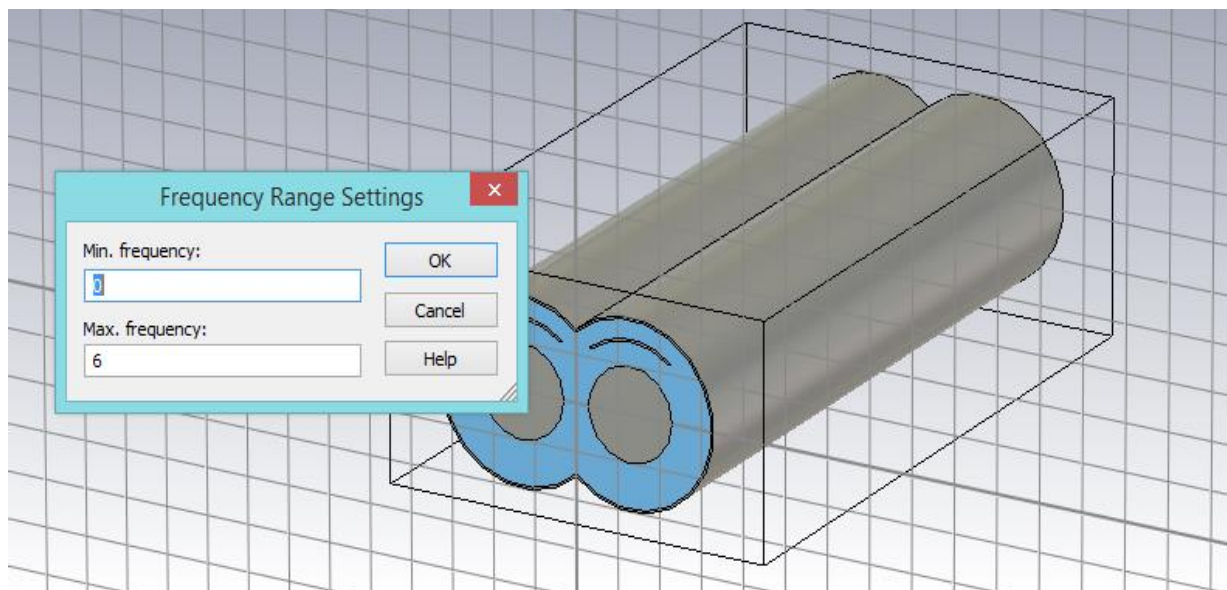


Figure III.36 : Le tracé de la structure après le changement de la fréquence à 3 GHz.

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

La réponse fréquentielle obtenue en utilisant CST est montrée sur les figures (III.37) et (III.38) :

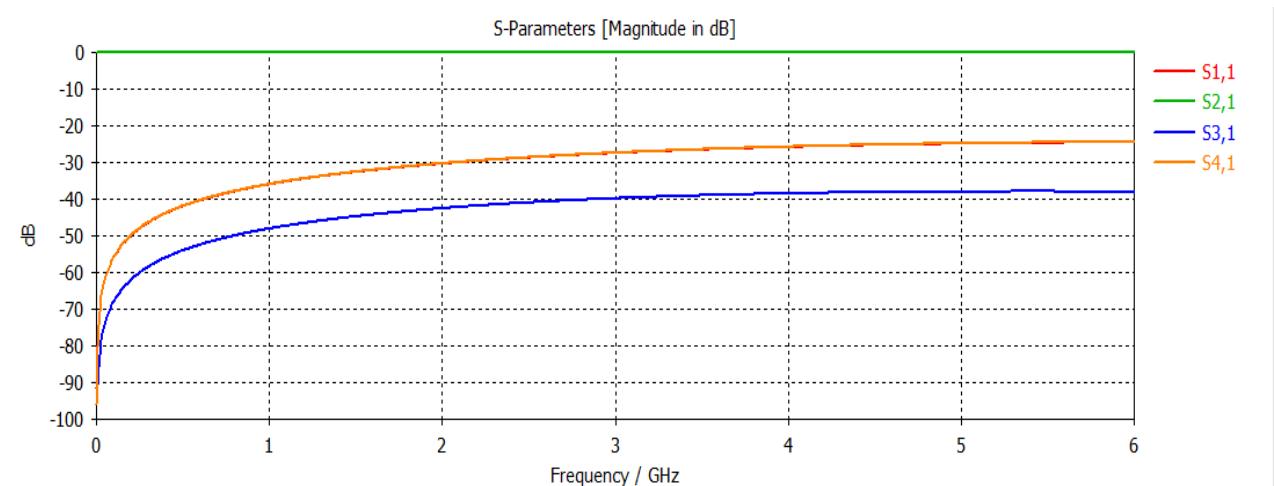


Figure III.37 : Réponse fréquentielle du coupleur homogène fonctionnant à 3 GHz ($d=2.6$ mm).

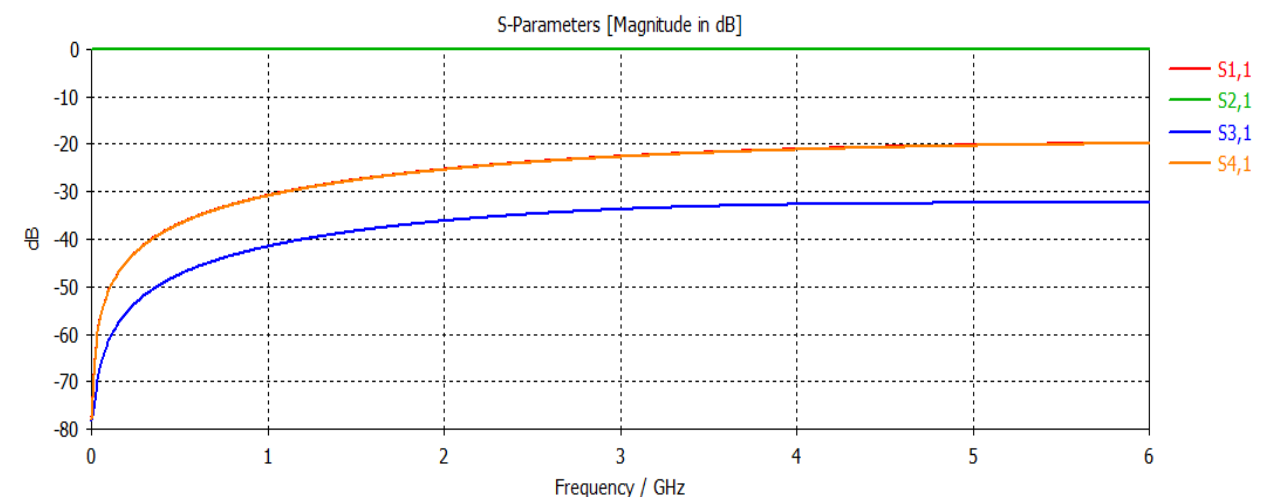


Figure III.38 : Réponse fréquentielle du coupleur homogène fonctionnant à 3 GHz ($d=2.3$ mm).

III.6 CONCLUSION

Ce chapitre avait pour objectif de présenter les résultats de conception et de simulation de plusieurs types de coupleurs micro-rubans quasi-TEM et triplaques TEM, cylindriques directs, adaptés à 50Ω , et fonctionnant à des fréquences différentes.

Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs cylindriques directifs hyperfréquences à base de lignes microrubans et triplaques cylindriques

La souplesse de Matlab et CST, nous a permis de faire plusieurs conceptions tout en variant les paramètres de la simulation ainsi que les dimensions des structures proposés en gardant toujours l'adaptation à 50Ω .

Les types de circuits micro-ondes conçus et présentés dans ce chapitre sont faciles à fabriquer, peu coûteux et faciles à fonctionner.

L'étude comparative entre les résultats obtenus entre Matlab et CST en utilisant les mêmes paramètres, confirme la bonne conception et le bon choix de dimensions proposées.

En perspectives, on aimerait bien faire la réalisation pratiques de ces structures proposées et conçues dans ce mémoire. Ces nouveaux composants peuvent être aussi utilisées pour concevoir et réaliser d'autres types de circuits passifs micro-ondes tels que les résonateurs, les filtres cylindriques hyperfréquences, ..., etc.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

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, la communauté scientifique cherche toujours à atteindre des meilleures performances. Cependant, garantir une bonne qualité tout en alliant les limitations de complexité reste un défi qui occupe les chercheurs.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, les lignes de transmission cylindriques (non planaires) TEM et quasi-TEM hyperfréquences ont été présentées d'une manière particulière afin de se familiariser avec le concept de base de ces notions. Nous avons ensuite présenté les coupleurs directifs étant donné qu'ils constituent le but de notre projet.

L'objectif de ce travail était d'élaborer de nouveaux types de coupleurs directifs hyperfréquences à base de lignes cylindriques. Nous avons dans un premier temps mis l'accent sur la conception des lignes microrubans et triplaques cylindriques simples (à un conducteur) qui vont former les lignes couplées. Ensuite, nous avons utilisé ces résultats et faire la conception de nouveaux types de coupleurs cylindriques directifs adaptés. Évidemment, le coupleur doit assurer de meilleures performances et répond au cahier des charges au même temps. Pour cela notre choix s'est penché vers le logiciel Matlab grâce à ses nombreux avantages en particulier une programmation infiniment plus rapide pour le calcul et pour l'affichage, qui nous a permis d'utiliser et de programmer les expressions analytiques trouvées dans littérature pour pouvoir trouver les dimensions des différents coupleurs directifs étudiés. Pour réaliser la conception, nous avons choisi le logiciel CST Microwave Studio.

Les travaux réalisés sont résumés dans les points suivants :

- ✓ Caractérisation électromagnétique de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM sous Matlab en utilisant les expressions analytiques trouvées dans la littérature scientifique.
- ✓ Conception de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM de 50Ω avec $\epsilon_r=9.6$ et fonctionnant à 2 GHz sous l'environnement CST.
- ✓ Conception et simulation de nouveaux types de coupleurs microrubans cylindriques quasi-TEM avec $\epsilon_r=9.6$, de -30 dB et de -25 dB, adaptés à 50Ω et fonctionnant à 2 GHz, sous l'environnement CST.
- ✓ Conception et simulation des coupleurs microrubans cylindriques quasi-TEM avec $\epsilon_r=9.6$, de -30 dB et de -25 dB, adaptés à 50Ω et fonctionnant à 3 GHz.
- ✓ Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique contenant le FR4 ($\epsilon_r=4.3$) sous Matlab.
- ✓ Conception et simulation des coupleurs microrubans cylindriques contenant FR4, de -32 dB et de -20 dB fonctionnant à 2 GHz.
- ✓ Conception et simulation des coupleurs microrubans cylindriques contenant FR4, de -32 dB et de -25 dB fonctionnant à 3 GHz.
- ✓ Caractérisation EM de la ligne triplaque cylindrique homogène sous Matlab en utilisant les expressions analytiques trouvées dans la littérature.

Conclusion générale

- ✓ Conception et simulation de la ligne triplaque cylindrique homogène contenant le vacuum sous l'environnement CST.
- ✓ Conception et simulation de plusieurs nouveaux types de coupleurs triplaques cylindriques TEM de -40 dB, de -36 dB, de -20 dB et de -34 dB fonctionnant à 2 et 3 GHz, et adaptés à 50 Ω .

En perspectives, nous souhaitons que :

- ✓ Ce travail soit étendu à la réalisation pratique des différents dispositifs que nous avons conçus.
- ✓ Utiliser ces nouvelles structures pour concevoir d'autres types de circuits hyperfréquences.
- ✓ Trouver des expressions analytiques pour les paramètres électromagnétiques des structures proposées dans ce mémoire.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] T. Ditchi, «Lignes de transmission» Rapport, Sorbonne Université.
- [2] W. Philip C. Magnusson, *Transmission Lines and Wave Propagation*, CRC Press, 26 déc. 2000.
- [3] S. KUMAR, *Concepts and Applications of MICROWAVE ENGINEERING*, PHI Learning, 2 avr. 2014.
- [4] F. GAUTIER, livre, «Introduction to microwaves,» 2005.
- [5] D. LACHACHI, «Caractérisation électromagnétique de nouvelle structure de coupleur coaxial partiellement diélectrique pour des applications hautes puissances en télécommunication,» Tlemcen, décembre 2017.
- [6] B. Yamina, «Caractérisation numérique de circuits micro-ondes utilisant la ligne à bandes symétriques elliptiques blindée,» Tlemcen, Juin 2008.
- [7] K. ALIANE, «Resonators support UHF MRI systems,» *Microwaves & RF Journal*, Avril 2012.
- [8] B. Rachid Bouhmidi, «Caractérisation numérique par la méthode des éléments finis des grandeurs électromagnétiques du résonateur Birdcage,» 2014.
- [9] Y. BEKRI, N. BENABDALLAH, D. LACHACHI et N. BENAHMED « NOVEL ANALYTICAL EXPRESSIONS FOR THE ELECTROMAGNETIC PARAMETERS OF CYLINDRICAL STRIPLINES,» Janvier 2016.
- [10] Y. BEKRI, «Caractérisation électromagnétique de composants et conception de circuits micro-ondes de formes complexes pour des applications faibles et hautes puissances en Télécommunications,» Tlemcen, Juillet 2013
- [11] F. David Tombe, «The Telegrapher's Equations,» *The General Science Journal*, 22 Octobre 2008.
- [12] B. Larbi, «Contribution à l'élaboration d'un Modèle Electromagnétique,» Mai 2016.
- [13] C. R. PAUL, *Analysis of multiconductor transmission lines.*, John Wiley & Sons., 2008.
- [14] S. BALLANTINE, «Non-uniform lumped electric lines: I. The conical line.,» *Journal of*, pp. 561-582, 1927.
- [15] N. BENAHMED et N. BENABDALLAH, «Coupleur Branchline-TEM à lignes coaxiales carrées,» Tlemcen, 2013-2014.

- [16] W. Philip C. Magnusson, *Transmission Lines and Wave Propagation*, CRC Press, 26 déc, 2000.
- [17] E. TUTKUR, «Wideband Directional Couplers and Power Splitters,» Gothenburg, Sweden, 2014.
- [18] M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th éd., John Wiley and Sons Inc, 2012.
- [19] F. Gardiol, livre, «Hyperfréquences», vol. 13, 1981.
- [20] P. F.COMBES, *Circuits passifs, propagation, antennes*, 1997.
- [21] B. YAMINA, «Caractérisation électromagnétique de composants et conception de circuits micro-ondes de formes complexes pour des applications faibles et hautes puissances en Télécommunications,» Tlemcen, 2013.
- [22] C. Potter, Improvements in ultra-broadband tem coupler design, IEE Proceedings H Microwaves, Antennas and Propagation, 1992.
- [23] H. Chun, «Compact wide-band branch-line hybrids, Microwave Theory and Techniques,» IEEE Transactions 54, 2006.
- [24] J. Reed, «A method of analysis of symmetrical four-port networks, Microwave Theory and Techniques,» IRE Transactions 4, 1956.
- [25] R. Levy, «Synthesis of symmetrical branch-guide directional couplers, Microwave Theory and Techniques,» IEEE Transactions, 1968.
- [26] M. Muraguchi, «Optimum design of 3-db branch-line couplers using microstrip lines, Microwave Theory and Techniques,» IEEE Transactions 31, 1983.
- [27] W. Marynowski, «Investigations of broadband multilayered coupled line couplers, in: 14th Microwave Techniques Conference,» IEEE, 2008.
- [28] R. Mongia, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, 2nd éd., Artech House, 2007.
- [29] R. Garg, «Characteristics of coupled microstriplines, Microwave Theory and Techniques,» IEEE Transactions 27, 1979.
- [30] O. Kizilbey, «A miniaturized wideband 180° hybrid ring coupler, in: 14th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON),» IEEE, 2013.
- [31] K. Chan, «Design and analysis of a decade bandwidth 180° hybrid coupler, Electronics Letters,» IET 7, 2013.
- [32] B. Cohn, «A class of broadband three-port tem-mode hybrids,» IEEE MTT-16, 1968.

- [33] P. Riblet, «A directional coupler with very flat coupling, Microwave Theory and Techniques,» IEEE Transactions 26, 1978.
- [34] S. Wright, «Very broadband flat coupling hybrid ring,» Electronics letters 23, 1987.
- [35] V. Ashforth, «Design equations to realise a broadband hybrid ring or a two-branch guide coupler of any coupling coefficient,» Electronics letters 24, 1989.
- [36] B. Mayer, «Branchline-couplers with improved design broad bandwidth, in: Microwave Symposium Digest,» IEEE MTT-S International, 1999.
- [37] L. CHUSSEAU, «Paramètres S –Antennes,» Janvier 2005.
- [38] T. Douchet, livre, Electronique MP, 2007.
- [39] W. LING-RU ZENG, «Accurate Solutions of Elliptical and Cylindrical Striplines and Microstrip Lines,» IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, FEBRUARY 1986.