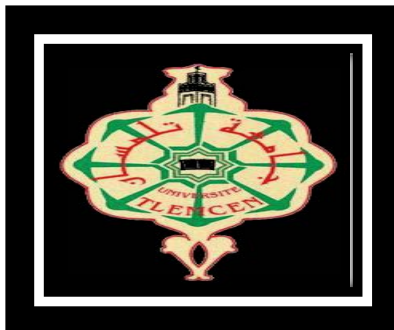


**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE**  
**SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID-TLEMCCEN**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**



**MEMOIRE**

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

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Réseaux des Télécommunications

**Par** :

SEHNOUN Asma

**Sujet**

**Analyser et étudier des lignes micro rubans cylindriques inhomogènes et  
conception de nouveaux types de circuits micro-ondes pour des applications  
hautes fréquences en télécommunications**

Soutenu publiquement, le 22 Juin 2020, devant le jury composé de :

M <sup>me</sup> DJELTI Hamida	MCB	Univ.Tlemcen	Présidente
M <sup>me</sup> BELHADEF Yamina	MCA	Univ.Tlemcen	Examinatrice
M <sup>me</sup> BEKRI Yamina	MCA	Centre Universitaire de Maghnia	Encadrante
M <sup>r</sup> LACHACHI Djamal	MCB	Univ.Tlemcen	Co-encadrant

Année Universitaire : 2019/2020

## Résumé

Les travaux réalisés sont résumés dans les points suivants :

- ✓ Caractérisation électromagnétique de la ligne microruban cylindrique LMC inhomogène en fonction de tous de ses paramètres géométriques et physiques en utilisant la MEF-2D sous Free FEM.
- ✓ Présentation des résultats de conception et de simulation, en utilisant CST Microwave studio en 3D, de trois types de coupleurs CMC quasi-TEM cylindriques micro-ondes adaptés à  $50 \Omega$ , de 15 dB, de 12 dB et de 25 dB, fonctionnant à 2 GHz et 3 GHz, respectivement.
- ✓ Pour le premier type de coupleur, le couplage désiré ( $S_{13}$ ) de 15 dB est obtenu à la fréquence de fonctionnement du coupleur (2 GHz), une bonne isolation ( $S_{14}$ ) trouvée est de (-28 dB), ce qui atteste le bon choix de dimensions, et prouve aussi l'efficacité du programme MEF-2D réalisé sous Free FEM ainsi que le logiciel CST Microwave Studio.
- ✓ Pour le deuxième type de coupleur, le couplage désiré ( $S_{13}$ ) de 12 dB est obtenu à la fréquence de fonctionnement de coupleur (3 GHz), une bonne isolation ( $S_{14}$ ) trouvée est de (-20 dB), ce qui prouve et atteste encore une fois l'efficacité de notre programme MEF-2D et aussi notre méthode de conception par CST.
- ✓ Pour le troisième type de coupleur, le couplage désiré ( $S_{13}$ ) de 25 dB est obtenu à la fréquence de fonctionnement de coupleur (3 GHz), une bonne isolation ( $S_{14}$ ) trouvée est de (-22 dB).

L'ensemble de ces travaux, a été accompli grâce au développement d'un outil numérique puissant, efficace et très performant basé sur la MEF-2D d'une part, et d'autre part, grâce à l'efficacité du logiciel CST Microwave Studio.

**Mots-clés** : Caractérisation EM, ligne microruban cylindrique (LMC) quasi-TEM, coupleurs quasi-TEM, formes très complexes, MEF-2D, conception, simulation, réponses fréquentielles.

## Abstract

The main works are summarized in the following points:

- ✓ EM- Characterization of the inhomogeneous quasi-TEM cylindrical microstrip line CML as a function of all the geometrical and physical parameters by using finite element analysis in two dimensions (2D-FEM) under Free FEM environment.
- ✓ Design and simulation results of three types of microwave quasi-TEM cylindrical microstrip couplers (CMC) adapted at 50  $\Omega$ , of 15 dB, 12 dB and 25 dB, respectively, and operating at 2 GHz and 3 GHz.
- ✓ For the first type of couplers, the desired coupling ( $S_{13}$ ) of 15 dB has been obtained at the coupler's operating frequency (2 GHz), a good isolation ( $S_{14}$ ) has been found, of (-28 dB), which attests the correctness of our dimensions, and proves the effectiveness of our 2D-FEM program realized under Free FEM environment as well as the CST software design.
- ✓ For the second type of couplers, the desired coupling ( $S_{13}$ ) of 12 dB was obtained at the operating frequency of the CMC coupler (3 GHz), good isolation ( $S_{14}$ ) has been found of (-20db), which proves and attests once again, the effectiveness and the exactitude of our results.
- ✓ For the third type of couplers, the desired coupling ( $S_{13}$ ) of 25 dB was obtained at the operating frequency of the CMC coupler (3 GHz), good isolation ( $S_{14}$ ) has been found of (-22 dB).

**Keywords:** EM-characterization, quasi-TEM cylindrical microstrip line, quasi-TEM couplers, very complex shapes, 2D-FEM, design, simulation and frequency responses.

## ملخص :

تتلخص الأعمال الرئيسية في هذه المذكرة في النقاط التالية :

✓ التخصيص الالكتر ومغناطيسي لخطوط الإرسال ذات الشكل الاسطواني (LMC) الغير متجانسة بدلالة الأبعاد

الهندسية و الفيزيائية باستعمال طريقة العناصر المنتهية في محيط Free FEM.

✓ عرض نتائج تصميم و محاكاة ثلاثة أنواع من الروابط الموجهة (CMC) الغير متجانسة شبه TEM ذوي 50 : الأول ذو 15 dB والثاني ذو 12 dB والثالث ذو 25 dB والتي تشتغل في 2 GHz و 3 GHz على الترتيب .

بالنسبة للرابط الموجه الأول، 15 dB ، وجد على تردد التشغيل 2 GHz ، بالنسبة للرابط الموجه الثاني ، 12 dB ، وجد على تردد التشغيل 3 GHz ، الرابط الثالث 25 dB وجد على تردد التشغيل 3 GHz الروابط الموجهة (CMC) المنجزة ذات نوعية عالية.

النتائج المتحصل عليها تثبت فعالية البرنامج المنجز في Free FEM والمحاكاة المنجزة في CST.

كلمات المفاتيح :

التخصص الكتر ومغناطيسي - ناقل خطي اسطواني - روابط موجهة شبه TEM - أشكال معقدة للغاية - تصميم - محاكاة - استجابة ترددية.

# REMERCIEMENTS

Je remercie ALLAH le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme ce présent travail.

Ce travail a été effectué sous la direction de Mme Y. BEKRI, Maître de conférences au centre universitaire de Maghnia. Je lui exprime particulièrement toutes mes reconnaissances pour m'avoir fait bénéficier de ces compétences scientifiques, ses qualités humaines et sa constante disponibilité.

J'exprime mes sincères remerciements à MmeH. 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 d'examiner ce travail.

Enfin, j'adresse mes vives reconnaissances à tous les étudiants de Master en Télécommunications.

# SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

## CHAPITRE I : Présentation et théorie des lignes de transmission

### TEM et quasi-TEM en hyperfréquences

I.1.INTRODUCTION.....	5
I. 2. LES ONDES ELECTROMAGNETIQUES .....	5
I.2.1 HISTORIQUE.....	5
I.2.2. CLASSIFICATION .....	6
I.3. LES LIGNES DETRANSMISSION.....	7
I.3.1. DEFINITION .....	7
I.3.2. TYPES DE LIGNES DE TRANSMISSION .....	8
I.3.2.1. LIGNES PLANAIRES.....	8
I.3.2.1.1. LIGNE MICRORUBAN .....	8
I.3.2.1.1.1. ELEMENTS LOCALISE .....	9
I.3.2.1.1.1.1. INDUCTANCES .....	9
I.3.2.1.1.1.2. CONDENSATEURS .....	10
I.3.2.1.2. LIGNE COPLANAIRE .....	11
I.3.2.2. LIGNES NON PLANAIRES .....	12
I.3.2.2.1. LIGNES COAXIALES TEM ET QUASI-TEM .....	12
I.3.2.2.2. LIGNES A BANDES SYMETRIQES ELLIPTIQUES BLINDEE QUASI-TEM .....	13
I.3.2.2.3. LIGNES A BANDES SYMETRIQES CIRCULAIRES BLINDEE QUASI- TEM .....	14

I.3.2.2.4. RESONATEUR EN CAGE D'OISEAU QUASI-TEM .....	15
I.3.2.2.5. LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE TEM .....	16
I.3.2.2.6.LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM.....	17
I.5 LIGNE MICRORUBAN CYLINDRIQUE COUPLEE QUASI-TEM.....	18
I.4. THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION EN HYPERFREQUENCES (LES EQUATIONS DES TELEGRAPHISTES) .....	19
I.5. CONCLUSION .....	26

## **CHAPITRE II : Application des lignes de transmission dans**

### **la réalisation de circuits passifs hyperfréquences**

II.1. INTRODUCTION.....	28
II .2. ETUDE QUADRIPOLAIRE.....	28
II.2.1. REPRESENTATION QUADRIPOLAIRE.....	28
II .2.2. RELATION ENTRE LA MATRICE CHAINE ET LES PARAMETRES [S] .....	29
II .3. APPLICATION DES LIGNES DE TRANSMISSION A LA REALISATION DES FONCTIONS PASSIVES .....	30
II .3.1. MATRICE DE REPARTITION .....	30
II .3.1.1. MATRICE DE REPARTITION D'UN RESEAU A 1 PORT .....	30
II .3.1.2. MATRICE DE REPARTITION D'UN RESEAU A N PORTS .....	32
II .3.1.3.PARAMETRES S D'UN RESEAU PASSIF NON DISSIPATIF .....	33
II .3.1.4. MATRICE DE TRANSMISSION .....	33
II .3.2. DIVISEUR DE PUISSANCE .....	35
II .3.2.1. DIVISEUR DE WILKINSON .....	35
II .3.3. LES COUPLEURS .....	37
II .3.3.1. THEORIE SIMPLIFIEE DU COUPLEUR BRANCHELINE.....	37

II .3.3.2. COUPLEUR A LIGNES COUPLEES .....	40
II .3.3.3. COUPLEUR DE LANGE .....	41
II .3.3.4. COUPLEUR DIRECTIF .....	43
II .3.3.5. ANNEAU HYBRIDE .....	44
II.3.4. LES FILTRES .....	45
II .3.4.1. DEFINITION ET CLASSIFICATION D’UN FILTRE .....	45
II .3.4.2. ROLE DES FILTRES .....	45
II .3.4.3. APPLICATIONS .....	45
II .3.4.4. DIFFERENTS TYPES DE FILTRE .....	45
II .3.4.4.1. NUMERIQUE .....	45
II .3.4.4.2. ANALOGIQUE .....	46
II .3.4.4.2.1. FILTRE PASSIF .....	46
II .3.4.4.2.2. LES FILTRES COUPLES .....	46
II .3.4.4.2.2.1. SCHEMA EQUIVALENT DE CAVITES COUPLEES .....	46
II .3.4.4.2.2.2. EXEMPLE TYPES.....	47
II .4. CONCLUSION .....	49

## **Chapitre III : caractéristique EM de la ligne microruban cylindrique**

### **quasi-TEM et conception de nouveaux types de**

#### **Circuit hyper fréquences**

III.1.INTRODUCTION.....	51
III.2.DESCRPTION DU LOGICIEL FREE FEM .....	51
III.3.DESCRPTION DU LOGICIEL CST MICROWAVE STUDIO.....	54
III.4.LIGNES MICRO RUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM .....	55
III.5.ANALYSE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS (MEF) .....	56



III.5.1.DETERMINATIONDU CHAMP ELECTRIQUE .....	56
III.5.2.ENERGIE ELECTRIQUE MOYENNE .....	56
III.5.3 CAPACITE LINEIQUE .....	57
III.5.4.IMPEDANCE CARACTERISTIQUE .....	57
III.5.5.SELF INDUCTANCE LINEIQUE .....	57
III.6.RESULTATS PAR LA MEF .....	58
III.7.SIMULATION ET RESULTATS DE CONCEPTION DE COUPLEURS MICRORUBANS CYLINDRIQUES DIRECTIFS ADAPTE A 50 Ω EN UTILISANT CST MICROWAVE STUDIO .....	62
III.7.1.CONCEPTION DE COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE quasi-TEM DIRECTIF DE 15 DB FONCTIONNANT A 2 GHZ ET ADAPTE A 50 Ω EN UTILISANT CST MICROWAVE STUDIO.....	63
III.7.2.CONCEPTION DE COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE DIRECTIF DE 12 DB FONCTIONNANT A 3 GHZ ET ADAPTE A 50 ΩEN UTILISANT CST.....	70
III.7.3.CONCEPTION DE COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE DIRECTIF DE 25 DB ET FONCTIONNANT A 3 GHZ ET ADAPTE A 50 ΩEN UTILISANT CST.....	73
III.8.CONCLUSION .....	74
<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>75</b>
<b>Références Bibliographies.....</b>	<b>77</b>

# Listes des figures

## Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM en hyperfréquences

<b>Figure I.1.</b> Découpage dans le domaine des GHz.....	6
<b>Figure I.2.</b> Ordre des ondes hyperfréquences dans l'échelle des ondes électromagnétiques.....	7
<b>Figure I.3.</b> Ligne micro ruban.....	8
<b>Figure I.4.</b> Inductance réalisée avec une ligne micro ruban.....	10
<b>Figure I.5.</b> Inductances spirales.....	10
<b>Figure I.6.</b> Condensateur puce céramique multicouche.....	10
<b>Figure I.7.</b> Condensateur métal-oxide-métal.....	11
<b>Figure I.8.</b> Condensateur interdigital.....	11
<b>Figure I.9.</b> Lignes coplanaires .....	11
<b>Figure I. 10 :</b> Sections transversales de la ligne coaxiale TEM en (a) et quasi-TEM en (b).....	12
<b>Figure I.11 :</b> Une représentation (3D) de la ligne quasi-TEM à bandes symétriques elliptiques en (a) et sa section transversale en (b).....	13
<b>Figure I.12 :</b> (a) Ligne quasi-TEM à bandes symétriques circulaires et (b) Section Transversale de la ligne quasi-TEM.....	14
<b>Figure I.13 :</b> Résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro rubans :(a) Schéma détaillé et (b) disposition physique.....	15
<b>Figure I.14 :</b> Section transversale du résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro ruban (n=8).....	16
<b>Figure I.15 :</b> Section transversale de la ligne strip-line cylindrique.....	17
<b>Figure I.16 :</b> Section transversale de la ligne strip-line cylindrique couplée TEM en (a).....	18
<b>Figure I.17 :</b> Section transversale de la ligne microruban cylindrique couplée quasi-TEM en (a) et sa représentation en trois dimension (3D) en (b).....	19

<b>Figure I.18</b> Excitation en mode paire.....	20
<b>Figure I.19</b> Excitation en mode impair.....	23

## **Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences**

<b>Figure II.1</b> : représentation d'un quadripôle.....	28
<b>Figure II.2</b> : Paramètre S d'un réseau à un port.....	30
<b>Figure II.3</b> : Chaîne de deux réseaux à deux ports.....	34
<b>Figure II.4</b> : Diviseur de Wilkinson.....	35
<b>Figure II.5:</b> Calcul de $S_{11}$ et $S_{21}$ .....	36
<b>Figure II.6:</b> Simplification pour $S_{11}$ et $S_{21}$ .....	36
<b>Figure II.7</b> : Schéma d'un coupleur Branche line à lignes microruban.....	37
<b>Figure II.8</b> : Principe de calcul.....	39
<b>Figure II.9</b> : Simplification en mode pair.....	39
<b>Figure II.10</b> : Simplification du mode impair.....	40
<b>Figure II.11</b> : Coupleur à lignes couplées.....	40
<b>Figure II.12</b> : Coupleur de Lange.....	41
<b>Figure II.13</b> : Réponse en fréquence d'un coupleur de Lange.....	42
<b>Figure II.14</b> : Coupleur direct.....	43
<b>Figure II.15</b> : Coupleur Hybrid $90^\circ$ .....	43
<b>Figure II.16</b> : Anneau Hybride.....	44
<b>Figure II.17</b> : les différents types de filtre.....	46
<b>Figure II.18</b> : Schéma équivalent de cavités couplées .....	47

<b>Figure II.19:</b> cavités couplées.....	47
<b>Figure II.20 :</b> cavités sous guide.....	47
<b>Figure II.21 :</b> filtre sur coaxiale.....	48
<b>Figure II.22:</b> résonateur diélectrique.....	48
<b>Figure II.23 :</b> lignes couplée sur micros trip.....	48
<b>Figure II.24 :</b> lignes interdigitale sur micros trip.....	49
<b>Figure II.25 :</b> modélisation sur support d'électrique.....	49

**Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban Cylindrique**  
**quasi-TEM et conception de nouveaux types**  
**de circuits hyperfréquences**

<b>Figure III.1 :</b> Tracé de la ligne coaxiale sous free FEM.....	52
<b>Figure III.2:</b> Maillage de la ligne coaxiale TEM avec 800 nœuds.....	53
<b>Figure III.3 :</b> L'environnement CST MICROWAVSTUDIO.....	54
<b>Figure III.4</b> Ligne microruban cylindrique quasi-TEM Section transversale en (a) et représentation (3D) en (b).....	54
<b>Figure III.5 :</b> Maillage de la ligne LMC quasi-TEM avec 4000 nœuds.....	58
<b>Figure III.6 :</b> Influence de l'angle de conduction sur l'impédance caractéristique Du mode pair.....	59
<b>Figure III.7 :</b> Influence de l'angle de conduction sur l'impédance caractéristique Du mode impair.....	59
<b>Figure III.8 :</b> Influence de l'angle de conduction sur le coefficient de couplage de la ligne LMC quasi-TEM.....	60
<b>Figure III.9 :</b> Influence de l'angle de conduction sur la permittivité effective du mode pair de la ligne LMC quasi-TEM.....	61

<b>Figure III.10 :</b> Influence de l'angle de conduction sur la permittivité effective du mode impair de la ligne LMC quasi-TEM.....	61
<b>Figure III.11 :</b> Schéma électrique du coupleur.....	62
<b>Figure III.12 :</b> Démarrage de CST.....	64
<b>Figure III.13 :</b> Template CST.....	64
<b>Figure III.14 :</b> Le tracé de la structure LMC quasi-TEM en montrant les dimensions du conducteur central en utilisant CST.....	65
<b>Figure III.15 :</b> Le Tracé des deux rubans de la structure en utilisant CST.....	66
<b>Figure III.16 :</b> Tracé du substrat en utilisant CST en montrant les dimensions.....	66
<b>Figure III.17 :</b> Dimensions du port 1.....	67
<b>Figure III.18 :</b> Photo montre les ports de la structure en utilisant CST.....	67
<b>Figure III.19 :</b> Photo montre la masse de la structure.....	68
<b>Figure III.20 :</b> Photo montre la marge de fréquences sous l'environnement CST.....	68
<b>Figure III.21 :</b> Photo montre les conditions aux limites de la structure en Utilisant CST.....	69
<b>Figure III.22 :</b> Photo montre les conditions aux limites de la structure en Utilisant CST.....	69
<b>Figure III.23 :</b> Figure montre la réponse fréquentielle du coupleur CMC Fonctionnant à 2 GHz.....	70
<b>Figure III.24 :</b> Figure montre le tracé de la structure de la ligne LMC sous CST.....	71
<b>Figure III.25 :</b> Figure montre les dimensions du port 1 de la structure de la ligne LMC sous CST.....	72
<b>Figure III.26 :</b> La transmission ( $S_{12}$ ) et le couplage ( $S_{13}$ ) du coupleur CMC en fonction de la fréquence.....	72
<b>Figure III.27 :</b> Réponse fréquentielle du coupleur de 25 dB fonctionnant à 3 GHz.....	73

# Introduction Générale



Les télécommunications jouent un rôle crucial dans nos vies quotidiennes. Elles ont donc été au cœur de nos préoccupations scientifiques. Le domaine des micro-ondes et des radiofréquences, a connu depuis ces dernières années une forte demande et de très grands progrès technologiques. Le domaine d'application touche aujourd'hui différents domaines allant des applications professionnelles de haute précision comme les systèmes de navigation de télécommunications terrestres et spatiale, la télédétection, la médecine et santé à des applications grand public comme la télévision, la téléphonie mobile, la radiodiffusion, les systèmes d'alarmes et de sécurité.

Ces évolutions se sont naturellement confrontées à différentes contraintes, à savoir :

- Contrainte de minimisation des circuits électroniques qui se traduit par la conception de circuits les plus compacts possibles avec les problèmes de compatibilité électromagnétique associés.
- Contrainte d'optimisation des bandes de fréquences utiles, en effet, pour éviter tout problème d'interférence, il est nécessaire de choisir et d'organiser les bandes de fréquences avec une précision maximale.
- Contrainte de minimisation des coûts de production, certains produits sont destinés à une large diffusion ce qui impose l'utilisation des matériaux et de procédés de fabrication les moins coûteux possibles.

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

Pour des applications faibles ou hautes puissances en télécommunications, la méthode la plus connue pour la conception des circuits tels que les coupleurs directifs par proximité, est l'utilisation des lignes de transmissions homogènes ou inhomogènes. Nous avons focalisé notre étude principalement sur la structure de la ligne microruban cylindrique (LMC) propagent le mode quasi-TEM. L'inconvénient est que cette structure de transmission présente une forme géométrique très complexe et n'admettant pas de solution exacte ou même approchée pour leurs grandeurs électromagnétiques. Par conséquent, on doit utiliser les méthodes numériques pour résoudre ce problème, dans ce mémoire, nous avons adopté la méthode des éléments finis (MEF).

Ce travail est composé de trois chapitres :

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

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

Dans le troisième chapitre, nous présentons nos résultats de la caractérisation électromagnétique de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM en fonction de ses paramètres géométriques, obtenus sous l'environnement Free FEM, et aussi les résultats de conception d'une panoplie de coupleurs par proximité directifs de 15 dB, de 12 dB et de 25 dB fonctionnant à 2 GHz et 3 GHz, respectivement, obtenus dans le logiciel CST Microwave Studio.



# Chapitre I



**Présentation et théorie des lignes  
De transmission TEM et quasi-TEM  
En hyperfréquences**

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

## I.1. INTRODUCTION

Dans les systèmes radiofréquences (RF) ou micro-ondes plusieurs types de lignes de transmission sont employées pour réaliser différents composants tels que, par exemple, les coupleurs, les filtres, les résonateurs, les antennes, ..., etc. Ces lignes de transmission, dédiées à des applications faibles ou hautes puissances, peuvent être :

- ✓ Soit ouvertes : possibilité de rayonnement;
- ✓ Soit fermées : champs entièrement contenus à l'intérieur d'une enveloppe conductrice (blindage);
- ✓ Soit homogènes : un seul milieu de propagation de la ligne, c'est-à-dire existence du mode fondamental transverse électromagnétique (TEM : les composantes du champ électromagnétique (EM) suivant la direction de propagation ( $z$ ) sont nuls i.e.  $E_z=H_z=0$ ). Il ne varie pas dans le planperpendiculaire au sens de la propagation;
- ✓ Soit inhomogènes : le milieu de propagation de la ligne contient plusieurs milieux de natures différentes ou le milieu de propagation de la ligne varie de façon continue. Ici le mode fondamental est de type quasi-transverse électromagnétique (quasi-TEM) et les composantes du champ EM sont négligeables suivant la direction de propagation i.e.  $E_z \approx 0$  et  $H_z \approx 0$ .

Dans ce chapitre, nous allons présenter quelques lignes de transmission planaires et non-planaires destinées pour différentes applications dans le domaine des télécommunications faibles ou hautes puissances, et nous présentons d'autre part la théorie de ces lignes de transmission dans le domaine des radiofréquences et hyperfréquences.

## I. 2. LES ONDES ELECTROMAGNETIQUES

### I.2.1 HISTORIQUE

Après une très lente progression tout au long des siècles dans les découvertes de l'électricité et du magnétisme, l'histoire des ondes électromagnétiques s'accélère au XIX<sup>e</sup> siècle. Quelques dates en constituent des repères majeurs.

**1820** : Oersted pose les bases de l'électro-dynamisme. À sa suite, Arago et surtout Ampère développent les modèles décrivant les relations entre champs électrique et magnétique.

**1832** : Faraday met en évidence l'induction électromagnétique.

**1864** : Maxwell présente sa théorie des ondes électromagnétiques, calcule la vitesse des ondes électromagnétiques et montre qu'elles se propagent à la même vitesse que la lumière. La lumière est donc considérée comme une onde électromagnétique.

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

**1885** : Hertz débute une série d'expérimentations mettant en évidence la propagation des ondes électromagnétiques. À cette époque, ces ondes ne pouvaient être produites que par des éclateurs et ce sont bien des étincelles produites par des éclateurs qui ont permis les premières transmissions télégraphiques et téléphoniques.

À partir du début du XX<sup>e</sup> siècle, l'histoire s'accélère, en particulier avec l'invention des tubes à vide détecteur (Fleming en 1902) et amplificateur (de Forest en 1907) et la découverte du cristal détecteur (1906).

La technologie peut alors se développer à partir de ces inventions et conduire rapidement des applications des ondes électromagnétiques, en télécommunications commerciales et militaires [1].

## I.2.2. CLASSIFICATION

L'organisme international de régulation des hyperfréquences est : l'Union Internationale des Télécommunication (UIT : ou, en anglais, International Télécommunication Union (ITU)[2].

Il existe plusieurs classifications dont la plus sommaire est un découpage en décades des bandes.

- HF: High Frequencies: 3 MHz – 30MHz.
- VHF: Very High Frequencies: 30MHz - 300 MHz
- UHF: Ultra High Frequencies: 300MHz – 3GHz.
- SHF: Super High Frequencies: 3GHz - 30 GHz.
- EHF: Extra High Frequencies: 30GHz – 300GHz.

La bande comprise entre 1GHz et 300GHz est elle même divisée en sous-bandes.

-Ces divisions sont souvent motivées par des raisons technologiques et industrielles.

Fréquences (GHz)	1	2	3	4	8	12	18	26	30	40	46	50	56	60	100	300		
Longueurs d'onde (cm)	30	15	10	7,5	3,75	2,5	1,67	1,15	1	0,75	0,652	0,6	0,536	0,5	0,3	0,1		
Bandes standards	UHF			SHF						EHF								
Bandes micro-onde	L		S		C		X		Ku		K		Ka		U			
											V		W					
											Q							

**Figure I.1.** Découpage dans le domaine des GHz [1]

Les ondes hyperfréquences, ou encore ondes microondes, sont des ondes électromagnétiques situées dans le domaine des ondes hertziennes ou radiofréquences. Elles se situent entre 3 MHz et 300 GHz dans le spectre électromagnétique.

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

La figure ci-dessous montre son étendue dans le spectre électromagnétique.

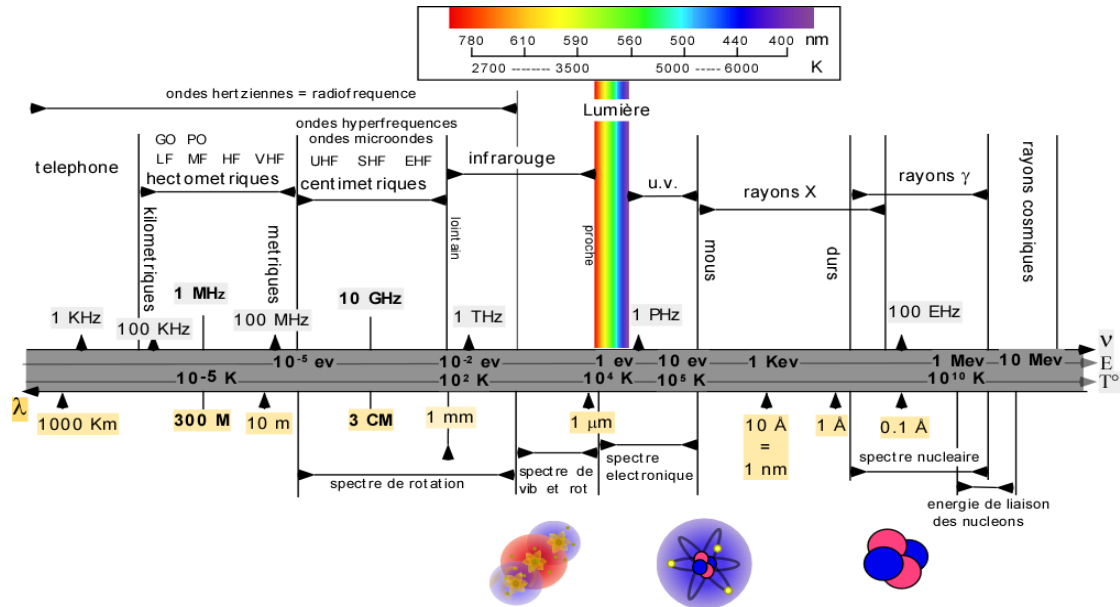


Figure I.2. Ordre des ondes hyperfréquences dans l'échelle des ondes électromagnétiques [1]

## I.3. LES LIGNES DE TRANSMISSION

### I.3.1. DEFINITION

Les lignes de transmission permettent le transfert des informations. Les distances à parcourir, la bande passante des signaux et la technologie utilisée dépendent du type d'information.

Ainsi, Les lignes utilisées pour les liaisons téléphoniques transatlantiques sont des fibres optiques de plusieurs milliers de kilomètres de longueur propageant des ondes électromagnétiques à des fréquences optiques, alors que celles reliant les composants électroniques dans un circuit intégré sont des pistes de quelques microns de long propageant des ondes électriques et électromagnétiques à des fréquences allant de quelques Hz à quelques GHz.

Elles ont toutes pour but de guider l'information sans perturbation, c'est à dire sans trop d'atténuation ou de déformation. Dans le domaine des télécommunications le problème est évident.

Les ordinateurs personnels fonctionnent aujourd'hui à des fréquences d'horloge supérieure à 3 GHz! Les signaux logiques sont donc maintenant aussi dans le domaine des hyperfréquences. La difficulté est l'acheminement des signaux, entre différents points du circuit, entre circuits, entre cartes ou même entre équipements [3].

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

Une ligne de transmission est un ensemble de deux ou plusieurs conducteurs acheminant de concert un signal électrique, d'une source (ou émetteur) vers une charge (ou récepteur). On s'intéresse aux phénomènes de propagation prenant naissance dans les câbles ou des structures de propagation en mode TEM ou quasi-TEM, lors de leur utilisation pour le transport des signaux sur une distance grande devant la longueur d'onde [4].

## I.3.2. TYPES DE LIGNES DE TRANSMISSION

La transmission d'un signal peut se faire avec différents supports : l'air, les fils conducteurs ou les diélectriques. Leurs dimensions varient de la centaine de kilomètres (diffusion radio) au micromètre (circuits intégrés). Dans ce chapitre on peut citer deux types : ce sont les lignes planaires et lignes non planaires.

### I.3.2.1. LIGNES PLANAIRES

#### I.3.2.1.1. LIGNE MICRORUBAN

La ligne micro ruban est très utilisée pour la fabrication de circuits hyperfréquences, principalement parce qu'elle s'apprête bien à une fabrication par procédé photo lithographique, et également parce qu'elle permet une intégration simple des composantes passives et actives par montage en surface. Dans une ligne microruban, les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne métallisée et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat. Cela implique qu'une ligne micro ruban ne puisse supporter un mode TEM pur, puisque la vitesse de phase des champs TEM dans le diélectrique diffère de celle dans l'air [5].

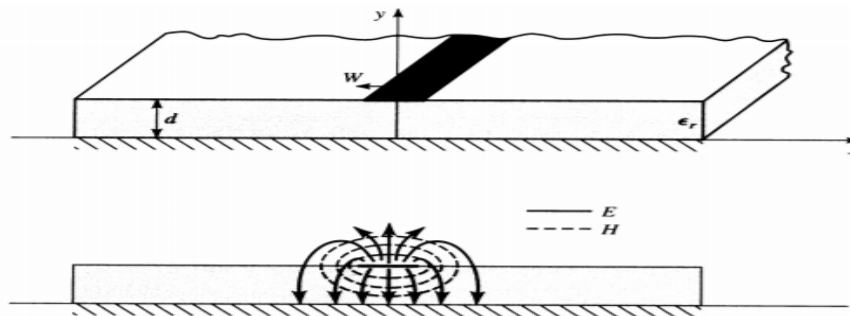


Figure I.3. Ligne micro ruban [5]

Toutefois, dans la plupart des cas, l'épaisseur du diélectrique est électriquement suffisamment petite et par conséquent les champs sont quasi-TEM, c'est-à-dire qu'ils correspondent au cas statique. Par conséquent, on peut approximer la constante de propagation, la vitesse de phase et l'impédance caractéristique à l'aide de solutions statiques et quasi-statiques. La vitesse de phase et la constante de propagation sont alors données par :

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

$$vp = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \dots \dots \dots \text{(I.1)}$$

$$\beta = \beta_0 \times \sqrt{\epsilon_{eff}} \dots \dots \dots \text{(I.2)}$$

$$\text{Où } \beta_0 = \frac{2\pi \times f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \dots \dots \dots \text{(I.3)}$$

$\sqrt{\epsilon_{eff}}$ : est la constante diélectrique effective de la ligne micro ruban. Puisque les lignes de champ sont en partie dans le diélectrique et en partie dans l'air, le constant diélectrique effectif prend une valeur intermédiaire entre 1 et la constante diélectrique du substrat  $\epsilon_r$ .

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \dots \dots \dots \text{(I.4)}$$

La constante diélectrique effective  $\epsilon_{eff}$  dépend de l'épaisseur du substrat d et de la largeur de la trace métallisée W. Elle peut être approximée par l'équation suivante :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \times d/w}} \dots \dots \dots \text{(I.5)}$$

Le constant diélectrique effectif correspond à la constante diélectrique d'un milieu homogène qui remplacerait les régions diélectriques et l'air de la structure micro ruban.

L'impédance caractéristique de la ligne peut être approximée comme suit :

$$Z_0 \left\{ \begin{array}{l} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left( \frac{8d}{w} + \frac{w}{4d} \right) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r [w/d + 1.393 + 0.667 \times \ln(w/d + 1.444)]}} \end{array} \right. \left. \begin{array}{l} w/d \leq 1 \\ w/d \geq 1 \end{array} \right\} \dots \dots \dots \text{(I.6)}$$

## I.3.2.1.1.1. ELEMENTS LOCALISE

Les éléments localisés se doivent d'être très petits par rapport à la longueur d'onde (dimensions inférieures à  $(\lambda/10)$ ) afin d'introduire un déphasage négligeable. La technologie de couches minces (thin film) permet de réduire les dimensions de ces éléments en assurant leur fonctionnement localisé jusqu'au environ 12 GHz. Au-delà, des modèles qui prennent en considération les effets parasites sont nécessaires.

### I.3.2.1.1.1.1. INDUCTANCES

Les faibles valeurs d'inductance (inférieures à 2 nH) peuvent être obtenues avec des tronçons de ligne micro ruban de haute impédance, avec des fils de thermo-compression ou encore avec des rubans.

## Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

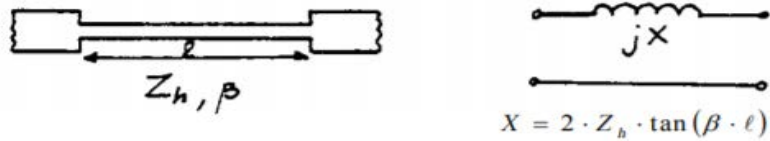


Figure I.4. Inductance réalisée avec une ligne microruban [5]

Pour des valeurs plus élevées, on utilise des bobines ou des inductances spirales.

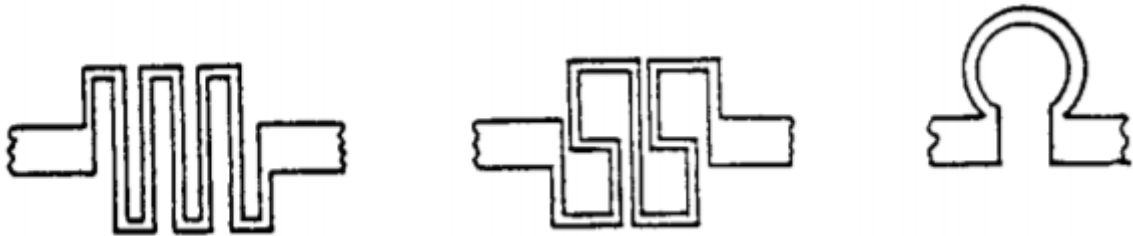


Figure I.5. Inductances spirales [5]

### I.3.2.1.1.2. CONDENSATEURS

Trois types de condensateurs sont principalement utilisés avec les circuits microruban, les condensateurs puce céramique multicouche, les condensateurs métal-oxyde-métal (monocouche) et les condensateurs interdigitales.

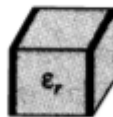


Figure I.6. Condensateur puce céramique multicouche [5]

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

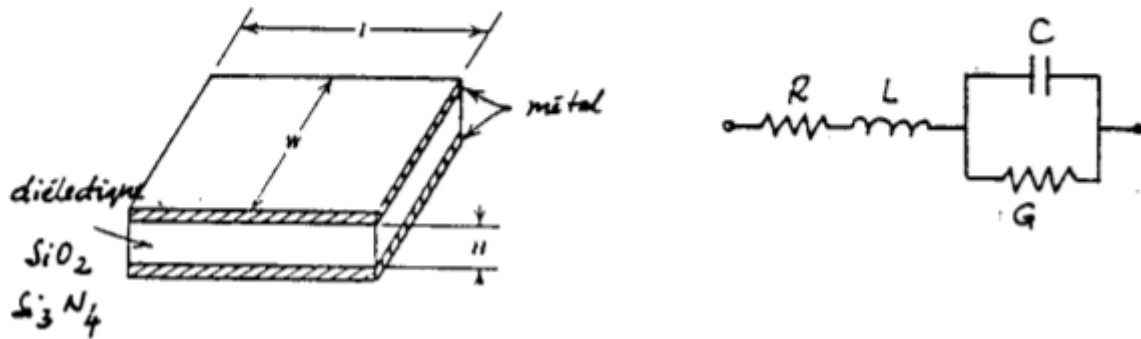


Figure I.7. Condensateur métal-oxyde-métal [5]

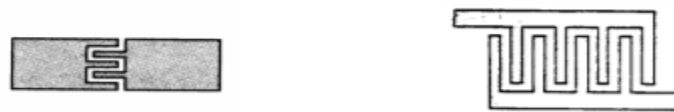


Figure I.8. Condensateur interdigital [5]

## I.3.2.1.2. LIGNE COPLANAIRE

La ligne coplanaire est un guide d'onde souvent utilisé dans les circuits intégrés. Il ressemble à la ligne microruban, sauf que les mises à terre sont placées de chaque côté du conducteur [6].

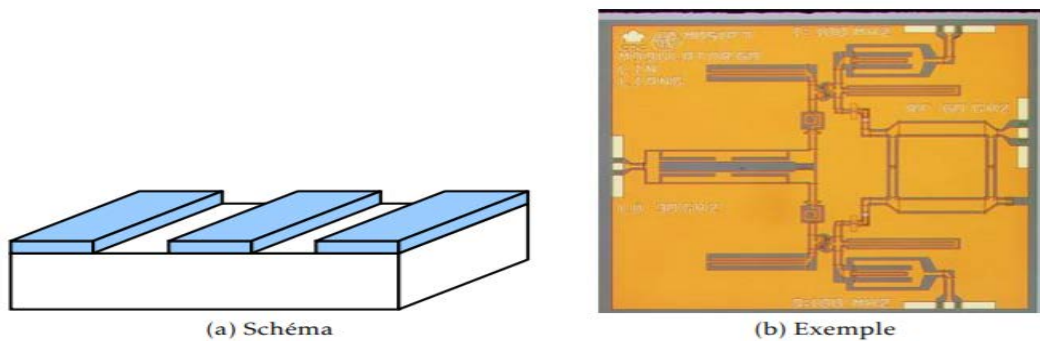


Figure I.9. Lignes coplanaires [7]

Dans le domaine des hautes fréquences au-delà de quelques 100 MHz, on utilise des lignes spéciales sur les circuits pour relier les "puces" ou les composants entre eux. Elles sont bons marchés car elles utilisent la technologie des circuits imprimés. Les caractéristiques



# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

Électriques des lignes dépendent des dimensions des métallisations et des caractéristiques des matériaux utilisés (métaux et diélectriques) [7].

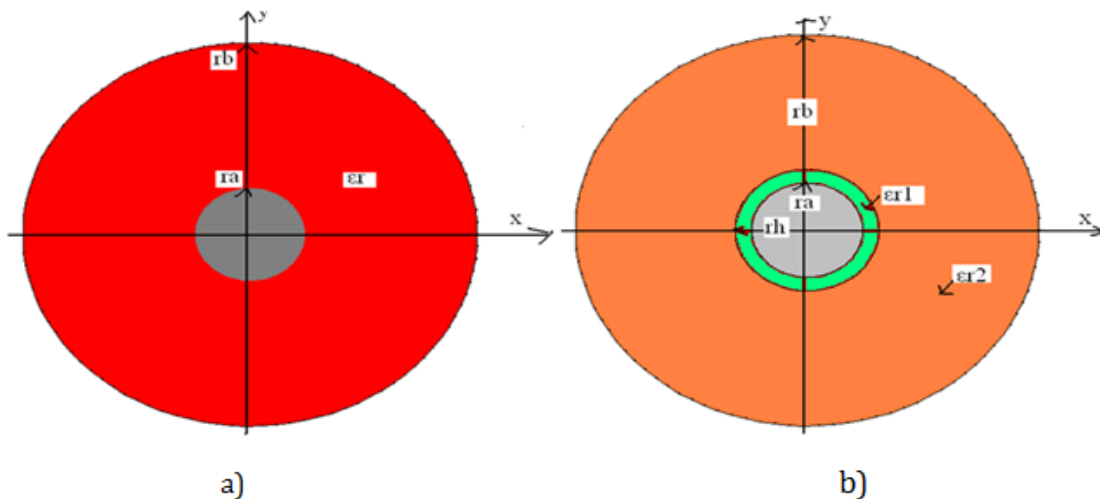
## I.3.2.2. LIGNES NON PLANAIRES

### I.3.2.2.1. LIGNES COAXIALES TEM ET QUASI-TEM

Les lignes coaxiales TEM et quasi-TEM sont présentés sur la figure (I.10). Ces types de lignes sont très utilisées en hyperfréquences notamment pour réaliser des circuits radiofréquences et micro-ondes tels que : les coupleurs, les filtres, .....etc.

La théorie des lignes de transmission monofilaire permet de déterminer certaines grandeurs électromagnétiques (EM) de la ligne coaxiale classique tels que : l'impédance

Caractéristique  $Z_c$ , la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  et la valeur capacitive C et inductive L, et ceci à partir de la distribution du potentiel scalaire V à l'intérieur du substrat diélectrique [8].



**Figure I. 10** : Sections transversales de la ligne coaxiale TEM en (a) Et quasi-TEM en (b) [8]

L'impédance caractéristique  $Z_c$  d'une ligne coaxiale homogène [8]:

$$Z_c = \frac{V}{I} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{Log} \left( \frac{r_b}{r_a} \right) (\Omega) \dots\dots\dots(I.7)$$

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

Pour une structure homogène, La capacité et la self linéique sont données par [8] :

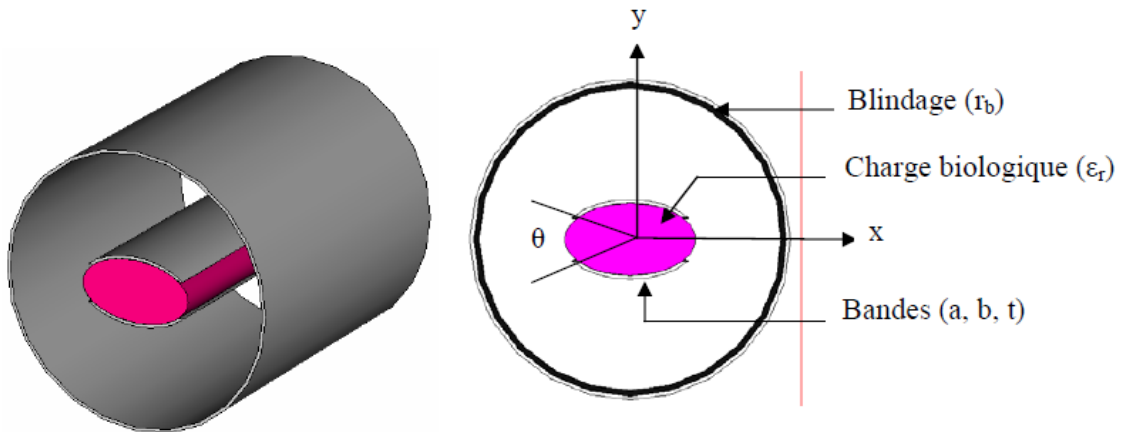
$$C = \frac{2\pi \varepsilon}{\text{Log}\left(\frac{r_b}{r_a}\right)} (F/m) \dots\dots\dots (I.8)$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \text{Log}\left(\frac{r_b}{r_a}\right) (H/m) \dots\dots\dots (I.9)$$

## I.3.2.2.2. LIGNES A BANDES SYMETRIQUES ELLIPTIQUES BLINDEE QUASI-TEM

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

La figure (I.11) montre une représentation schématique de la ligne à bandes symétriques elliptiques blindée. Un diélectrique de permittivité relative  $\varepsilon_r$  règne à l'intérieur de 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  $\theta$  placées sur une ellipse de paramètre  $(a$  et  $b)$  et d'autre part d'un blindage circulaire de rayon  $r_b$  [9].



**Figure I.11 :** Une représentation (3D) de la ligne quasi-TEM à bandes symétriques elliptiques en (a) et sa section transversale en (b) [10]

Nous rappelons que 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

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

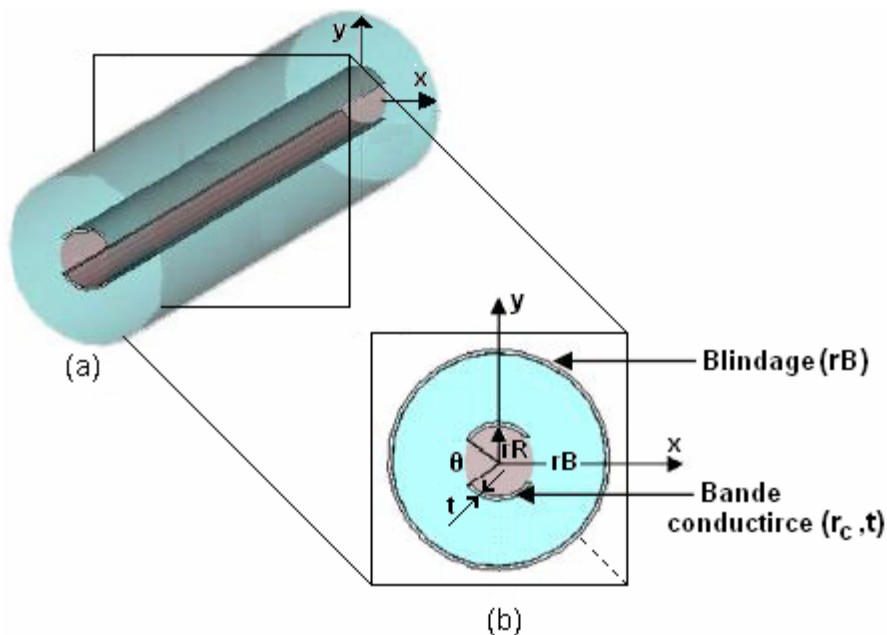
Impédances caractéristiques des modes pair et impair ( $Z_{0e}$ ,  $Z_{0o}$ ), les permittivités effectives des modes pair et impair ( $\epsilon_{effe}$ ,  $\epsilon_{effo}$ ), et le coefficient de qualité en charge (Q) telles que :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [C] = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(I.10)$$

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.3.2.2.3. LIGNES A BANDES SYMETRIQUES CIRCULAIRES BLINDEE QUASI-TEM :

La ligne quasi-TEM à bandes symétriques circulaires est schématiquement montrée sur la figure(I.12). Cette ligne est supposée à faibles pertes et consiste en deux bandes, contenant la charge biologique de permittivité relative ( $\epsilon_r$ ), d'épaisseur (t) et ayant un angle d'ouverture ( $\theta$ ) formant un cylindre intérieur de rayon ( $r_c$ ) [10].



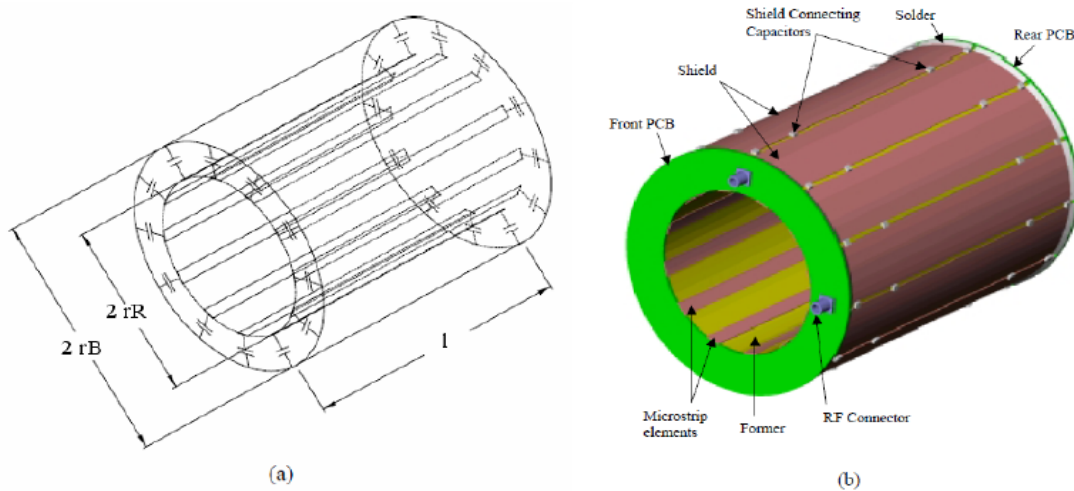
**Figure I.12 :** (a) Ligne quasi-TEM à bandes symétriques circulaires et (b) Section Transversale de la ligne quasi-TEM [10]

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

## I.3.2.2.4. RESONATEUR EN CAGE D'OISEAU QUASI-TEM :

Le résonateur quasi-TEM est schématiquement montré sur la figure (I.13). Le résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau (quasi-TEM Birdcage Coil Resonator : quasi-TEM BCR) inhomogène constitué par plusieurs éléments de lignes microruban 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.

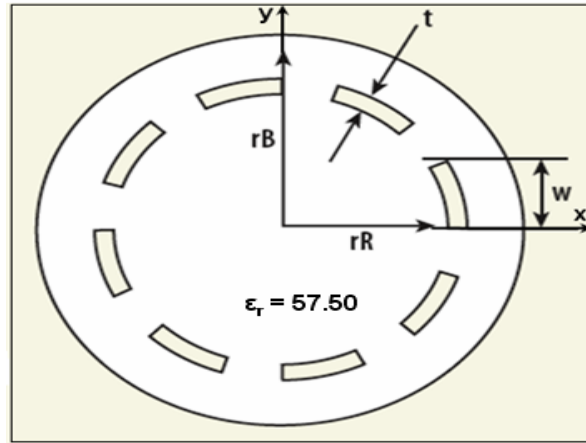
Les douze éléments sont disposés d'une façon linéaire, ils sont réalisés généralement par du cuivre et un diélectrique adéquat. Pour une ligne quasi-TEM, les condensateurs sont indispensables pour le lien entre les éléments et le blindage comme montre la figure (I.13)[11].



**Figure I.13 :** Résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro rubans : (a) Schéma détaillé et (b) disposition physique [11].

La section transversale du résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes micro rubans est présentée sur la figure I.14. Elle 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 [11].

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences



**Figure I.14 :** Section transversale du résonateur quasi-TEM en cage d'oiseau à lignes microruban (n=8) [11]

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

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

La matrice d'inductance [L] contient les inductances propres des n éléments sur la diagonale et les inductances mutuelles entre ces éléments. La matrice 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 microruban. [10].

### I.3.2.2.5. LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE TEM

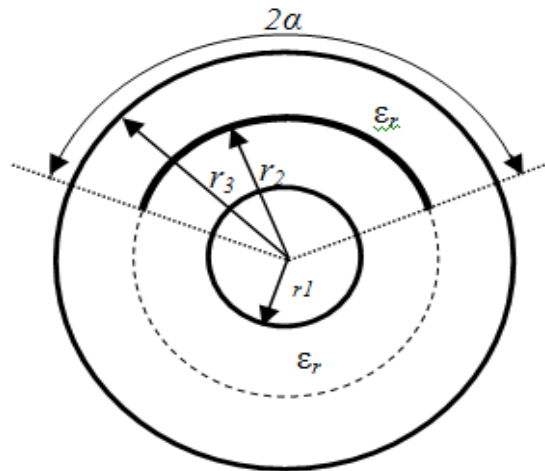
La géométrie de la section transversale de la ligne strip-line cylindrique est représentée sur la figure I.16. La ligne présente un arc conducteur de rayon  $r_2$  et ayant un angle de conduction  $2\alpha$  placé entre les deux plans de masse cylindriques à rayons interne et externe notés respectivement  $r_1$  et  $r_3$  et plongé dans un substrat diélectrique de constante diélectrique relative ( $\epsilon_r$ ).

Wang a résolu l'équation de Laplace par une méthode de double série et a présenté de nombreux résultats sur l'impédance caractéristique de la microbande cylindrique [12]. Joshi et al. ont déterminé l'impédance caractéristique de la ligne strip-line cylindrique TEM par une technique de calcul des résidus [13]. Zeng et al. ont utilisé les transformations conformes pour trouver des expressions pour l'impédance caractéristique des lignes strip-lines elliptiques à

## Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

Épaisseurs de rubans nulles et à épaisseurs finies [14]. Chan et al. Ont analysé une classe de lignes de transmission cylindriques en utilisant une approche itérative [15]. Reddy et al. Ont obtenu une expression rigoureuse pour l'impédance caractéristique de la ligne strip-line cylindrique à diélectriques multicouches [16].

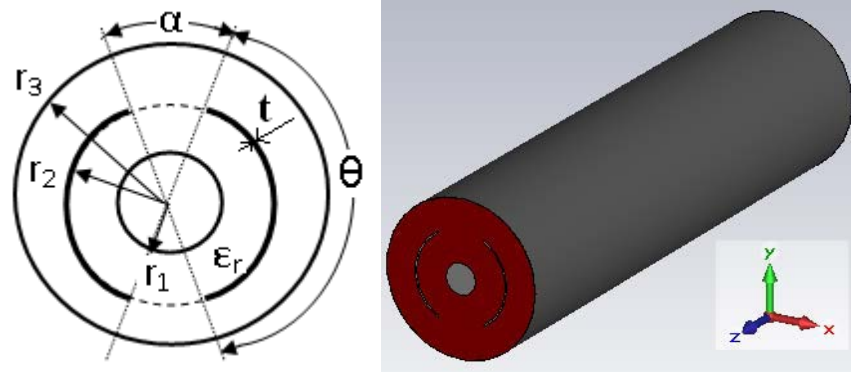


**Figure I.15** : Section transversale de la ligne strip-line cylindrique [17]

Dans la référence [17], Bekri et al. Ont présenté de nouvelles expressions, simples et exactes, pour les paramètres EM (impédance caractéristique ( $Z_c$ ), inductance linéique ( $L$ ) et capacité linéique ( $C$ )) de la ligne strip-line cylindrique, obtenues à partir de résultats de caractérisations EM basés sur les programmes MEF réalisées sous l'environnement free FEM d'une part et à partir des techniques de lissage de courbes faites sous l'environnement Origin50 d'autre part.

### I.3.2.2.6. LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM

La structure de la ligne strip-line cylindrique couplée blindée est montrée sur la figure I.16. La ligne couplée TEM est constituée de deux arcs conducteurs d'épaisseurs faibles ( $t_0$ ), de rayon ( $r_2$ ), ayant un angle de conduction ( $\theta$ ) 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 ( $\alpha$ ). Un diélectrique de permittivité relative ( $\epsilon_r$ ) règne à l'intérieur de la ligne assumé sans pertes.

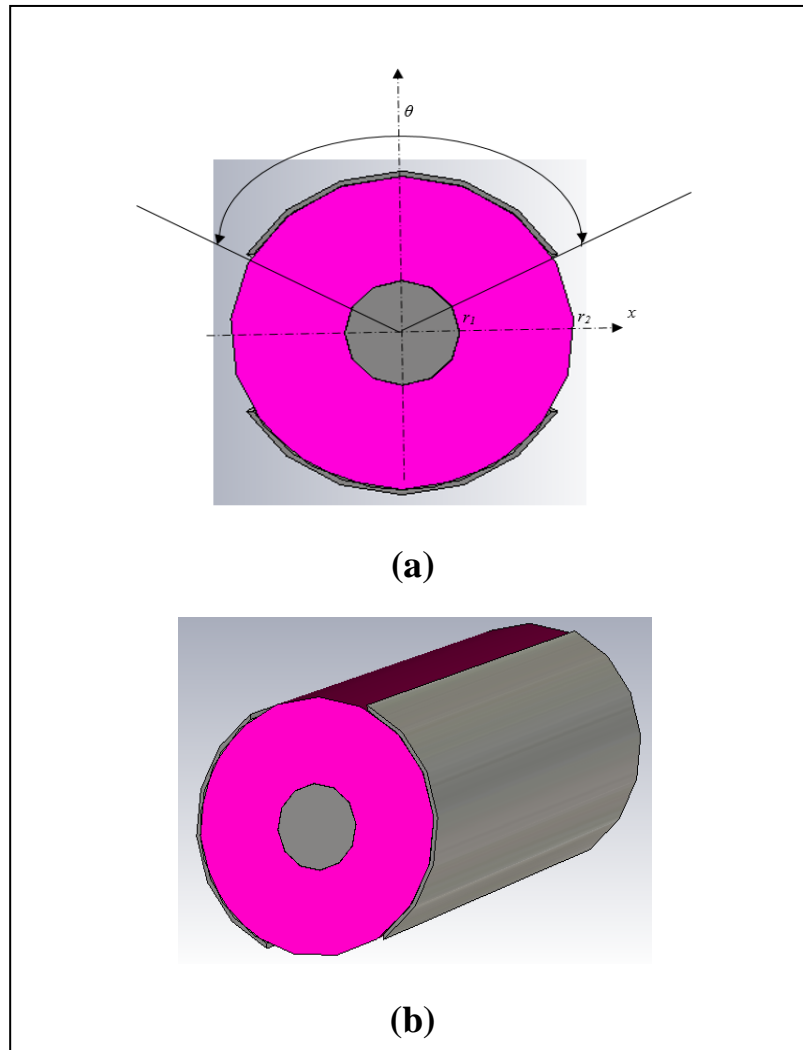


**Figure I.16** : Section transversale de la ligne strip-line cylindrique couplée TEM en (a)  
Et sa représentation en trois dimensions (3D) en (b) [8]

## **I.5 LIGNE MICRORUBAN CYLINDRIQUE COUPLEE QUASI-TEM**

En tenant compte des avantages de la configuration cylindrique, plusieurs applications utilisant des substrats diélectriques souples peuvent être trouvées dans la conception de divers circuits : adaptateurs, filtres, transformateurs d'impédance, coupleurs...etc.

Dans le but de concevoir des circuits hyperfréquences de hautes performances, nous proposons ici dans ce mémoire, la structure de la ligne microruban cylindrique couplée quasi-TEM. La représentation schématique de cette structure est montrée sur la figure (I.17). Nous allons donner plus de détail et analyser et étudier cette structure dans le chapitre 3 de ce travail.



**Figure I.17** : Section transversale de la ligne microruban cylindrique couplée quasi-TEM en (a) et sa représentation en trois dimension (3D) en (b)

### I.4. THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION EN HYPERFREQUENCES (LES EQUATIONS DES TELEGRAPHISTES)

Les équations des télégraphistes sont un système de deux équations aux dérivées partielles qui permettent de décrire l'évolution de la tension et du courant sur une ligne électrique en fonction de la distance et du temps. Ces équations ont été élaborées par Oliver Heaviside qui a développé dans les années 1880 le modèle des lignes électriques présenté dans ce chapitre. Ce modèle permet en particulier de couvrir les phénomènes de transmission et de réflexion sur une ligne. Cette théorie est applicable à toute ligne électrique et à toute fréquence, en particulier aux lignes à haute fréquence (lignes de télégraphe par exemple), aux lignes à fréquence audio (lignes téléphoniques) ainsi qu'à basse fréquence (ligne à haute tension)[18].

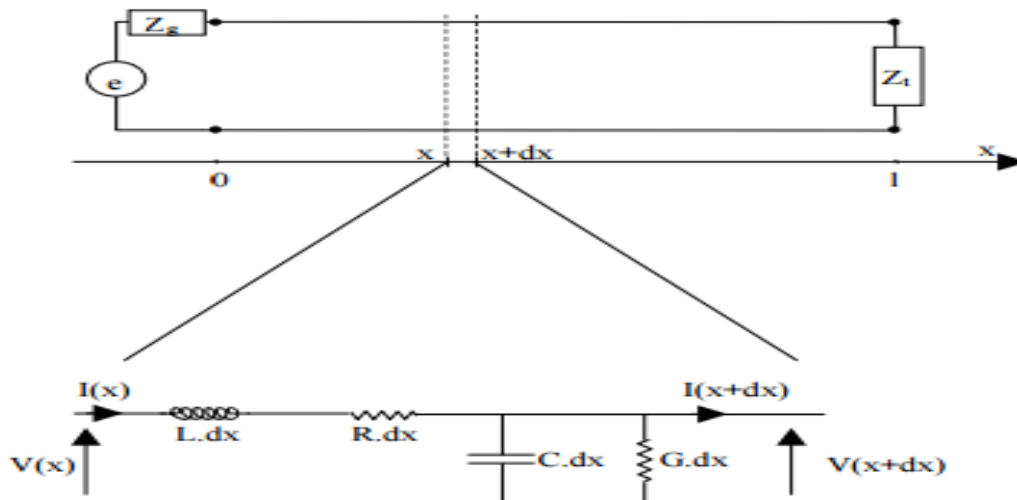


# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

Formulation 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 [18].



**Figure I.18** Excitation en mode paire [19]

$L$  en H/m,  $C$  en F/m,  $R$  en  $\Omega/m$ ,  $G$  en  $\Omega^{-1}/m$

La ligne ci-contre, de longueur  $l$  est donc découpée en éléments de longueur  $dx$  modélisés par des quadripôles constitués de 4 composants. L'inductance  $L.dx$  représente les effets magnétiques liés au passage du courant dans les conducteurs, la capacité  $C.dx$  modélise le condensateur composé des 2 conducteurs portés à des potentiels différents, la résistance  $R.dx$  représente les pertes par effet joule dans les conducteurs et enfin la conductance  $G.dx$  les pertes diélectriques.  $L$ ,  $C$ ,  $R$ ,  $G$  sont définis par unité de longueur et sont caractéristiques de la ligne [19].

On a

$$v(x, t) = Ldx \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + Rdx I(x, t) + v(x + dx, t) \dots \dots \dots \text{(I.12)}$$

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

D'où :

$$-\frac{v(x+dx,t)-v(x,t)}{dx} = L \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} + RI(x,t) \dots\dots\dots \text{(I.13)}$$

C est dire : 
$$-\frac{\partial v}{\partial x} = L \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} + RI(x,t) \dots\dots\dots \text{(I.14)}$$

De même :

$$-\frac{\partial I}{\partial x} = C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} + Gv(x,t) \dots\dots\dots \text{(I.15) (au 1<sup>er</sup> ordre d'approximation)}$$

En dérivant la relation (I.14) par rapport à x on obtient :

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = -L \frac{\partial^2 I(x,t)}{\partial t \partial x} - R \frac{\partial I(x,t)}{\partial t \partial x} \dots\dots\dots \text{(I.16)}$$

D'où en utilisant la relation (I.15):

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} + RC \frac{\partial v}{\partial t} + LG \frac{\partial v}{\partial t} + RGV \dots\dots\dots \text{(I.17)}$$

(Équation des télégraphistes)

On démontre de la même manière que :

$$\frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} + RC \frac{\partial I}{\partial t} + LG \frac{\partial I}{\partial t} + RGI \dots\dots\dots \text{(I.18)}$$

## a. Cas de la ligne sans perte :

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

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \dots\dots\dots \text{(I.19) (Équation de radioélectriciens)}$$

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

$$V(x,t) = V^+(x - vt, 0) + V^-(x + vt, 0) \dots\dots\dots \text{(I.20)}$$

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

$V^+$  est une onde de tension qui se propage vers les x croissants à la vitesse v. En effet, si on se déplace suivant l'axe des x croissants à la vitesse v, on voit  $x - vt$  constant, et donc  $V^+(x - vt)$  constant. De même  $V^-$  est une onde qui se propage vers les x décroissants à la vitesse v. La forme de l'onde ne dépend que du générateur. Si le générateur produit une tension sinusoïdale, impulsion elle ou autre, l'onde aura la même forme. [19]

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

## b. Cas de la ligne réelle :

L'équation des télégraphistes admet également des ondes comme solutions générales. Leur forme dépend là aussi du générateur mais aussi des caractéristiques de la ligne. La forme de ces ondes va évoluer au fur et à mesure de leur propagation. Elles vont subir une atténuation et une déformation pendant leur propagation. [19]

- Régime sinusoïdal

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

La tension aux bornes du générateur

$$v(t) = v \cos(\omega t + \phi) \dots \dots \dots \text{(I.21)}$$

S'écrit en utilisant les notations complexes:

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

$$V(t) = V_0 e^{j\phi} \dots \dots \dots \text{(I.22)}$$

Et la tension sur la ligne s'écrit

$$V(x, t) = V(x) e^{j\omega t} \dots \dots \dots \text{(I.23)}$$

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

Toute dérivée par rapport au temps  $d/dt$  se transforme en une multiplication par  $j\omega$ . L'équation des télégraphistes devient alors :

$$\frac{d^2 v}{dx^2} = [-LC \omega^2 + j\omega(RC + LG) + RG] V(x) \dots \dots \dots \text{(I.24)}$$

Ce qui s'écrit encore :

$$\frac{d^2 v}{dx^2} = ZY v(x) \dots \dots \dots \text{(I.25)}$$

Ou  $Z = R + jL\omega \dots \dots \dots \text{(I.26)}$  et  $y = G + jC\omega \dots \dots \dots \text{(I.27)}$

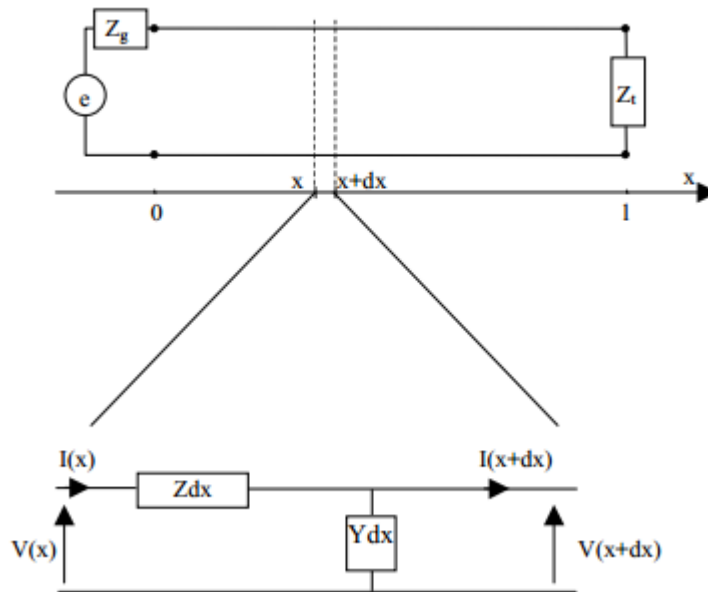
Et de la même manière :

$$\frac{d^2 I}{dx^2} = ZY I(x) \dots \dots \dots \text{(I.28)}$$

- En repartant de zéro

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

On recommence exactement la même modélisation mais en utilisant les notations complexes puisque l'on est en régime sinusoïdal. L'inductance et la résistance série sont remplacées par l'impédance linéique complexe  $Z$  et le condensateur et la conductance parallèle par une admittance linéique  $Y$  [19].



**Figure I.19** Excitation en mode impair [19]

L'application des lois de Kirchhoff nous donne :

$$V(x) = Zdx I(x) + V(x + dx) \text{ Ce qui donne } \frac{dv}{dx} = -ZI(x, t) \dots\dots\dots (\text{I.29})$$

Et de la même manière :

$$I(x) = Ydx V(x) + I(x + dx) \text{ Ce qui donne } \frac{di}{dx} = -Yv(x, t) \dots\dots\dots (\text{I.30})$$

Puis en dérivant (I.29) et en remplaçant  $\frac{di}{dx}$  par (I.30) on trouve :

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

$$\frac{d^2v}{dx^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega)V \dots\dots\dots (\text{I.31})$$

Et de même :

$$\frac{d^2i}{dx^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega)I \dots\dots\dots (\text{I.32})$$

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

Ces deux équations appelées équations des lignes, sont équivalentes en régime sinusoïdal à l'équation des télégraphistes [07].

## Solutions générales en régime sinusoïdal :

### a. Cas général de la ligne avec pertes :

On pose

$$Y = \sqrt{ZY} \dots \dots \dots \text{(I.33)}$$

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

$$V(x) = V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x} \dots \dots \dots \text{(I.34)}$$

$$I(x) = I_1 e^{-\gamma x} + I_2 e^{\gamma x} \dots \dots \dots \text{(I.35)}$$

où  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$  et  $I_2$  sont des constantes complexes qui dépendent des conditions aux limites c'est à dire du générateur et de la charge. Les constantes  $I_1$  et  $I_2$  sont reliées aux constantes  $V_1$  et  $V_2$  car le courant et la tension ne sont pas indépendants. Ils sont liés par les équations (I.14) et (I.15). En injectant l'expression de  $V(x)$  dans l'équation (I.14) par exemple on trouve des relations entre les constantes  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$  et  $I_2$ . [07]

On trouve finalement les expressions suivantes:

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

Et 
$$I(x) = \frac{1}{Z_0} [V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x}] \dots \dots \dots \text{(I. 36)}$$

Et 
$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \dots \dots \dots \text{(I. 37)}$$

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

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

$$V(x,t) = V_1 e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi_1) + V_2 e^{\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi_2) \dots \dots \dots \text{(I. 38)}$$

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

$$I(x,t) = I_1 e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi'_1) + I_2 e^{\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi'_2) \dots \dots \dots \text{(I. 39)}$$

ou  $I_1$  et  $I_2$  sont 2 constantes réelles .

# Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

La tension  $v(x,t)$  ( et le courant  $i(x,t)$  ) est la superposition de deux ondes. La première est une onde qui se propage vers les  $x$  croissants alors que la seconde se propage vers les  $x$  décroissants.. La première s'éloignant du générateur sera logiquement appelée "onde incidente", alors que la seconde revenant vers le générateur sera appelée "onde réfléchie". [07]

Γ est appelée la constante de propagation complexe,  $\alpha$  est la constante d'atténuation et  $\beta$  est la constante de propagation.

Ces ondes se propagent avec une vitesse de phase  $V_\phi$  :

$$V_\phi = \frac{\omega}{\beta} \dots \dots \dots \text{(I. 40)}$$

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

Si  $Z_c$  est indépendante de la fréquence, le générateur, voit au moment de l'allumage une impédance égale à l'impédance caractéristique puisque seule l'onde incidente se propage sur la ligne, l'onde n'ayant pu atteindre la charge pour s'y réfléchir. [19]

## **b. Cas particulier de la ligne sans perte :**

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

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{jL\omega jC\omega} = j\omega\sqrt{LC} \dots \dots \dots \text{(I. 41)}$$

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

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

La relation de dispersion devient alors :  $V_\phi = \frac{1}{\sqrt{LC}} \dots \dots \dots \text{(I. 42)}$

La vitesse de phase est dans ce cas indépendante de la fréquence (si  $L$  et  $C$  n'en dépendent pas). Les ondes se propagent alors sans distorsion. De plus l'impédance caractéristique devient purement réelle [07]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \dots \dots \dots \text{(I. 43)}$$

## **c. Cas de la ligne avec faibles pertes :**

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

## Chapitre I : Présentation et théorie des lignes de transmission TEM et quasi-TEM En hyperfréquences

---

$$D'où \gamma^2 = ZY = RG - LC\omega^2 + j\omega[RC + LG] \dots \dots \dots (I. 44)$$

$$= -LC\omega^2 + [RC + LG] = -LC\omega^2 \left[1 - \frac{j}{\omega} \left[\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right]\right]$$

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

$$D'où \alpha = \frac{\sqrt{LC}}{2} \left[\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right] \dots \dots \dots (I. 45) \quad \text{et} \quad \beta = \omega\sqrt{LC} \dots \dots \dots (I. 46)$$

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

### d. Cas de la ligne sans distorsion :

$$\text{On a } \gamma^2 = RG - LC\omega^2 + j\omega(RC + LG) \dots \dots \dots (I. 47)$$

$$\text{Et si } \frac{R}{L} = \frac{G}{C} = k \text{ on a donc : } \gamma = (k + j\omega)\sqrt{LC} \dots \dots \dots (I. 48)$$

## I.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté plusieurs types lignes de transmission homogènes (TEM) et non homogènes (quasi-TEM), planaires et non planaires, ainsi que la théorie des lignes de transmission en hyperfréquences. Dans ce mémoire, nous nous intéressons plus particulièrement à la ligne microruban cylindrique quasi-TEM.

Dans le chapitre suivant, on va voir plus de détails sur l'application de ces lignes de transmission dans la conception et la réalisation de circuits RF et hyperfréquences.

# Chapitre II



**Application des lignes de transmission dans  
La réalisation de circuits passifs  
Hyperfréquences**



## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

### II.1. INTRODUCTION

Actuellement la plupart des systèmes de télécommunication opérant à hautes fréquences reposent sur la technologie des circuits micro-ondes. Les composants passifs sont employés dans les systèmes de télécommunication sans fils tels que les duplexeurs de radar, la téléphonie mobile, les liaisons satellitaires...etc. Ils sont présents dans les applications hyperfréquences où il est nécessaire de découpler l'émission et la réception quand une seule fréquence porteuse est utilisée. Ce chapitre présente les circuits passifs les plus courants aux fréquences micro-ondes.

### II .2. ETUDE QUADRIPOLAIRE

Un quadripôle est un système dont on considère deux paires de pôles, une paire d'entrée et une paire de sortie [20]. Un système électronique ayant une entrée et une sortie peut être représenté sous la forme d'un quadripôle. Cette représentation consiste à exprimer les relations entre les grandeurs d'entrée et de sortie d'un système sous forme matricielle. La représentation quadripolaire permet d'étudier un système complexe par la mise en série ou en parallèle de chacun des éléments qui le constituent [21].

Il existe plusieurs matrices capables de représenter un quadripôle. La matrice chaîne qui permet d'exprimer les tensions et les courants de sortie en fonction des tensions et des courants d'entrée seront utilisés dans ce manuscrit.

#### II.2.1. REPRESENTATION QUADRIPOLAIRE

Le quadripôle représentant un système électronique est généralement présenté sous la forme suivante [20] :

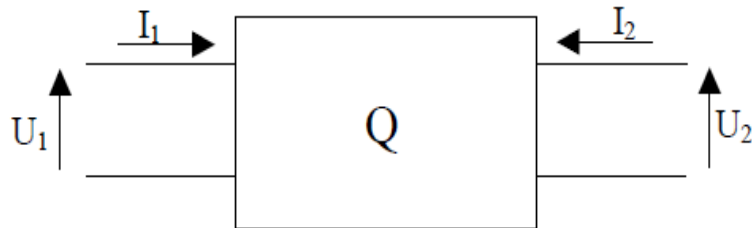


Figure II.1 : représentation d'un quadripôle [20]

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

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

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

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

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

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

L'étude quadripolaire doit être complétée par des considérations énergétiques. Pour cela, il faut définir des relations entre les coefficients de la matrice chaîne d'un quadripôle et les paramètres S de ce même quadripôle.

### II .2.2. RELATION ENTRE LA MATRICE CHAINE ET LES PARAMETRES [S]

Pour mesurer le comportement d'une structure en hyperfréquences, on utilise préférentiellement des relations exprimant la transmission et la réflexion des ondes, représentées par les paramètres S [22] entre les différents ports de cette structure. Ainsi, l'énergie qui est réfléchiée dans le port i est représentée par  $S_{ii}$  et l'énergie qui est transmise du port i vers le port j est représentée par  $S_{ji}$ , les autres ports étant adaptés.

La relation de passage entre les coefficients de la matrice chaîne d'un quadripôle et les coefficients de la matrice S de ce quadripôle est la suivante [23] :

Soient  $Z_{01}$  et  $Z_{02}$  les impédances des ports d'entrée et de sortie du quadripôle.

Soit la matrice :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \dots\dots\dots \text{(II.1)}$$

Soit la matrice :

$$C_0 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \dots\dots\dots \text{(II.2)}$$

Ainsi, les paramètres S ont pour expressions :

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

$$S_{11} = \frac{AZ_{02}+B-CZ_{01}Z_{02}-DZ_{01}}{AZ_{02}+B+CZ_{01}Z_{02}+DZ_{01}} \dots\dots\dots (II.3)$$

$$S_{12} = \frac{2(AD-BC)\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{AZ_{02}+B+CZ_{01}Z_{02}+DZ_{01}} \dots\dots\dots (II.4)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{AZ_{02}+B+CZ_{01}Z_{02}+DZ_{01}} \dots\dots\dots (II.5)$$

$$S_{22} = \frac{-AZ_{02}+B-CZ_{01}Z_{02}+DZ_{01}}{AZ_{02}+B+CZ_{01}Z_{02}+DZ_{01}} \dots\dots\dots (II.6)$$

Ces relations associées à la décomposition quadripolaire d'une structure permettent l'étude simple d'un système complet à partir de l'étude des éléments de base qui le composent.

### II .3. APPLICATION DES LIGNES DE TRANSMISSION A LA REALISATION DES FONCTIONS PASSIVES

#### II .3.1. MATRICE DE REPARTITION

Un réseau hyperfréquence linéaire peut être caractérisé par une matrice particulière, appelée matrice de répartition ou encore matrice [S]. Cette matrice s'obtient en décomposant la tension et le courant aux ports d'accès du réseau en ondes incidentes et réfléchies. La popularité de la matrice de répartition pour la caractérisation des réseaux linéaires provient du fait que les termes de cette matrice sont plus facilement mesurables aux hyperfréquences. Cette matrice donne aussi des informations plus directes sur des paramètres utiles, tel le niveau d'adaptation des divers ports d'accès et les diverses fonctions de transfert du réseau, tel le gain et le niveau d'isolation [24].

##### II .3.1.1. MATRICE DE REPARTITION D'UN RESEAU A 1 PORT

Pour introduire le concept de matrice de répartition, on considère tout d'abord le cas d'un réseau à un seul port d'accès:

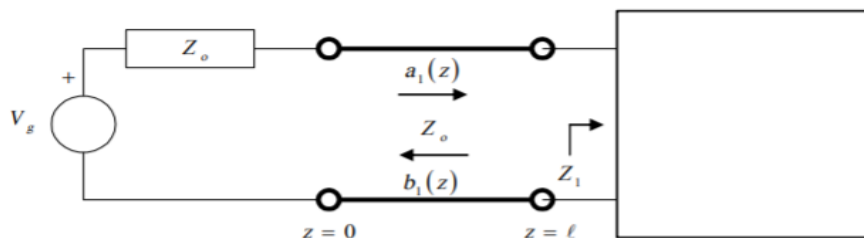


Figure II.2 : Paramètre S d'un réseau à un port [24]

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

Où  $Z_0$  est l'impédance interne de la source,  $V_{+1}$  est la tension incidente au port,  $V_{-1}$  est la tension réfléchie au port,  $I_{+1}$  est le courant incident au port, et  $I_{-1}$  est le courant réfléchi au port. La tension  $V_1$  et le courant  $I_1$ , au port 1, sont exprimés comme la superposition d'ondes incidentes et réfléchies:

$$V_1 = v_{+1}e^{-\gamma \cdot z} + v_{-1}e^{+\gamma \cdot z} \dots\dots\dots \text{(II.7)}$$

$$I_1 = I_{+1}e^{-\gamma \cdot z} + I_{-1}e^{+\gamma \cdot z} \dots\dots\dots \text{(II.8)}$$

Puisque la source est adaptée, c'est-à-dire que l'impédance du générateur  $Z_g$  correspond à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission  $Z_0$  reliant la source au réseau à un port, alors:

$$Z_g = Z_0 \quad \rightarrow \quad \Gamma = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} = 0 \dots\dots\dots \text{(II.9)}$$

Et par conséquent :

$$V_{+1} = \frac{1}{1 - \Gamma_e \cdot \Gamma_g \cdot e^{-2\gamma \cdot l_1}} \cdot V_g \cdot \frac{Z_0}{Z_0 + Z_g} = \frac{V_g}{2} \dots\dots\dots \text{(II.10)}$$

$$I_{+1} = \frac{V_{+1}}{z_0} = \frac{V_g}{2 \cdot Z_0} \dots\dots\dots \text{(II.11)}$$

Quant aux composantes réfléchies, nous avons:

$$V_{-1} = \Gamma_e \cdot e^{-2\gamma \cdot l_1} \cdot v_{+1} = \frac{z_1 - z_0}{z_1 + z_0} \cdot e^{-2\gamma \cdot l_1} \cdot v_{+1} \dots\dots\dots \text{(II.12)}$$

$$I_{-1} = -\frac{v_{-1}}{z_0} = -\frac{z_1 - z_0}{z_1 + z_0} \cdot e^{-2\gamma \cdot l_1} \cdot \frac{v_{+1}}{z_0} \dots\dots\dots \text{(II.13)}$$

Comme il s'agit d'un réseau linéaire, la réponse du circuit devrait être proportionnelle à l'excitation et par conséquent le rapport entre l'excitation et la réponse est suffisant pour caractériser le réseau. Dans le cas des paramètres S, le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente est suffisant pour caractériser le dispositif.

Aux bornes du réseau à un port d'accès, c'est-à-dire en  $z = l_1$ :

$$\frac{v_{-1}(l_1)}{v_{+1}(l_1)} = \frac{v_{-1} \cdot e^{+\gamma \cdot l_1}}{v_{+1} \cdot e^{-\gamma \cdot l_1}} \cdot \frac{z_1 - z_0}{z_1 + z_0} \dots\dots\dots \text{(II.14)}$$

$$\frac{I_{-1}(l_1)}{I_{+1}(l_1)} = -\frac{z_1 - z_0}{z_1 + z_0} \dots\dots\dots \text{(II.15)}$$

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

Nous introduisons maintenant la notation normalisée:

$$v(z) = \frac{V(z)}{\sqrt{z_0}} ; i(z) = \sqrt{z_0} \cdot I(z) \dots\dots\dots \text{(II.16)}$$

$$a(z) = \frac{V_+(z)}{\sqrt{z_0}} ; b(z) = \frac{V_-(z)}{\sqrt{z_0}} \dots\dots\dots \text{(II.17)}$$

Nous avons alors:

$$v(z) = a(z) + b(z) \dots\dots\dots \text{(II.18)}$$

$$i(z) = a(z) - b(z) \dots\dots\dots \text{(II.19)}$$

$$b(z) = \Gamma(z) \cdot a(z) \dots\dots\dots \text{(II.20)}$$

Si nous exprimons maintenant les ondes normalisées incidentes et réfléchies  $a(z)$  et  $b(z)$  en fonction des tensions et courants:

$$a(z) = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{[v(z) + i(z)]} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{z_0}} \cdot [V(z) + z_0 \cdot I(z)] \dots\dots\dots \text{(II.21)}$$

$$b(z) = \frac{1}{2} \cdot [v(z) - i(z)] = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{z_0}} \cdot [V(z) - z_0 \cdot I(z)] \dots\dots\dots \text{(II.22)}$$

Dans le cas d'un réseau à un port d'accès, nous définissons le paramètre  $S_{11}$  tel que:

$$b_1(l_1) = s_{11} \cdot a_1(l_1) \dots\dots\dots \text{(II.23)}$$

En fait,  $S_{11}$  correspond au rapport de la tension réfléchie sur la tension incidente aux bornes du réseau à un port d'accès, c'est-à-dire en  $z = l_1$ :

$$S_{11} = \frac{z_1 - z_0}{z_1 + z_0} \dots\dots\dots \text{(II.24)}$$

$S$  correspond donc au coefficient de réflexion de l'impédance équivalente du réseau à un port.

### II .3.1.2. MATRICE DE REPARTITION D'UN RESEAU A N PORTS

Les résultats obtenus dans le cas d'un réseau à deux ports peuvent se généraliser à un réseau à  $N$  ports. La matrice  $S$  obtenue est carrée, de dimension  $N \times N$  et chacun de ses coefficients se définit comme suit:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i(l_i)}{a_j(l_j)} \right| \dots\dots\dots \text{(II.25)}$$

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

### II .3.1.3.Paramètres S d'un Réseau Passif Non Dissipatif :

Considérons le cas d'un réseau à 2 ports caractérisé par les équations, où une écriture abrégée est utilisée pour les coefficients  $a_i$  et  $b_i$ .

En multipliant chaque équation par son complexe conjugué, on a:

$$b_1 = s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2 \dots\dots\dots (II.26)$$

$$b_2 = s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2 \dots\dots\dots (II.27)$$

En multipliant chaque équation par son complexe conjugué, on a:

$$|b_1|^2 = (s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2) \cdot (s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2)^* \dots\dots\dots (II.28)$$

Pour un réseau non dissipatif, la somme des puissances incidentes aux ports 1 et 2 doit être égale à la somme des puissances réfléchies à ces mêmes ports

$$|a_1|^2 + |a_2|^2 = |b_1|^2 + |b_2|^2 \dots\dots\dots(II.30)$$

Après développement, on aura :

$$|s_{11}|^2 + |s_{21}|^2 = 1 \dots\dots\dots (II.31)$$

$$s_{11} \cdot s_{12}^* + s_{21} \cdot s_{22}^* = 0 \dots\dots\dots (II.32)$$

$$|s_{22}|^2 + |s_{12}|^2 = 1 \dots\dots\dots (II.33)$$

$$s_{12} \cdot s_{11}^* + s_{22} \cdot s_{21}^* = 0 \dots\dots\dots (II.33)$$

Si le réseau est réciproque:

$$s_{12} = s_{21} \dots\dots\dots (II.34)$$

Et alors il en résulte:

$$|s_{12}| = |s_{21}| \dots\dots\dots (II.35)$$

### II .3.1.4. MATRICE DE TRANSMISSION

Pour la caractérisation d'un réseau linéaire à deux ports, nous avons:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

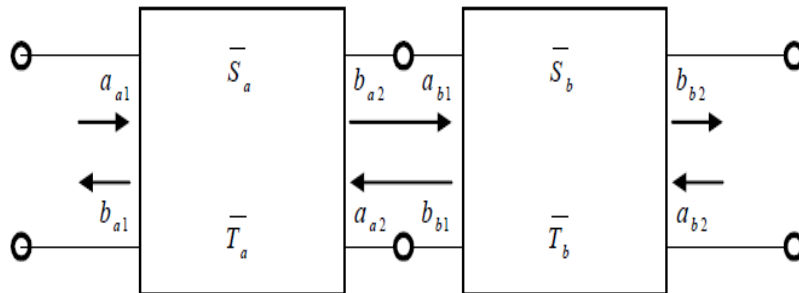
Ou  $\bar{T} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$  → est la matrice de transmission du réseau.

La correspondance entre les matrices  $\bar{T}$  et  $\bar{S}$  s'obtient facilement:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{21}} & -\frac{S_{22}}{S_{21}} \\ \frac{S_{11}}{S_{21}} & S_{21} - \frac{S_{11} \cdot S_{22}}{S_{21}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{21}}{T_{11}} & T_{22} - \frac{T_{21} \cdot T_{21}}{T_{11}} \\ \frac{1}{T_{11}} & -\frac{T_{12}}{T_{11}} \end{bmatrix}$$

Considérons maintenant deux réseaux linéaires à deux ports, caractérisés par leur matrice de répartition  $\bar{S}_a$  et  $\bar{S}_b$ , et connectés en chaîne.



**Figure II.3 :** Chaîne de deux réseaux à deux ports [24]

Après avoir déterminé les matrices de transmission  $\bar{T}_a$  et  $\bar{T}_b$ , on peut écrire pour ces deux réseaux:

$$\begin{bmatrix} a_{a1} \\ b_{a1} \end{bmatrix} = \bar{T}_a \cdot \begin{bmatrix} b_{a2} \\ a_{a2} \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} a_{b1} \\ b_{b1} \end{bmatrix} = \bar{T}_b \cdot \begin{bmatrix} b_{b2} \\ a_{b2} \end{bmatrix}$$

D'après la connexion en chaîne des deux réseaux, nous avons:

$$\begin{bmatrix} b_{a2} \\ a_{a2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{b1} \\ b_{b1} \end{bmatrix}$$

Ce qui entraîne:

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

$$\begin{bmatrix} a_{a1} \\ b_{a1} \end{bmatrix} = \overline{T_a} \cdot \overline{T_b} \begin{bmatrix} b_{b2} \\ a_{b2} \end{bmatrix}$$

C'est à dire:

$$\overline{T_{chaîne}} = \overline{T_b} \cdot \overline{T_a}$$

La matrice de transmission de réseau résultant est donc égale au produit des matrices de transmission des réseaux individuels. Cette propriété se généralise directement à une chaîne constituée d'un nombre quelconque de réseaux à 2 ports. Une fois la matrice de transmission résultante obtenue, il est facile de calculer la matrice de répartition résultante.

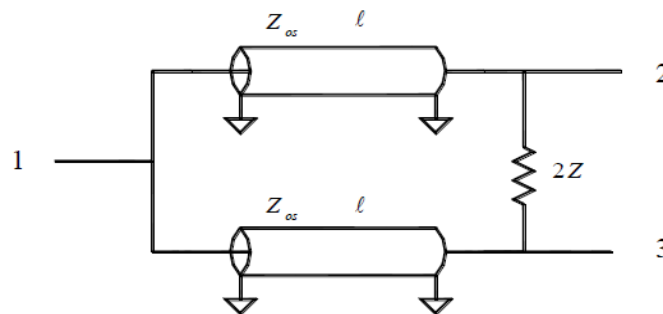
### II 3.2. DIVISEUR DE PUISSANCE

Les lignes TEM permettent de réaliser plusieurs types de diviseurs de puissance aux hyperfréquences. En général, ces diviseurs se distinguent par le nombre des ports de sortie et par la relation d'amplitude et de phase qui existe entre les signaux de sortie.

#### II 3.2.1. DIVISEUR DE WILKINSON

Le diviseur de Wilkinson est réalisé à l'aide de deux tronçons de ligne TEM connectés en parallèle à l'entrée, et interconnectés à la sortie par une impédance d'équilibre  $2Z$ .

Le diviseur de Wilkinson est un réseau à trois ports et est généralement conçu pour fonctionner avec la même impédance caractéristique chacun des ports.



**Figure II.4 :** Diviseur de Wilkinson [24]

On se propose de calculer la matrice de répartition du diviseur d Wilkinson

$$\overline{S_a} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$



## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

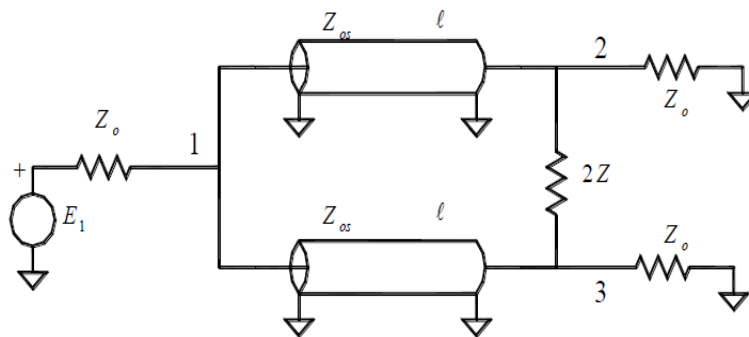
Comme le réseau est passif et réciproque,  $S_{ij}=S_{ji}$  et seuls les paramètres  $S$  situés sur la diagonale et en dessous doivent être déterminés.

De plus, comme le diviseur est symétrique, nous avons également:

$$S_{21} = S_{31}$$

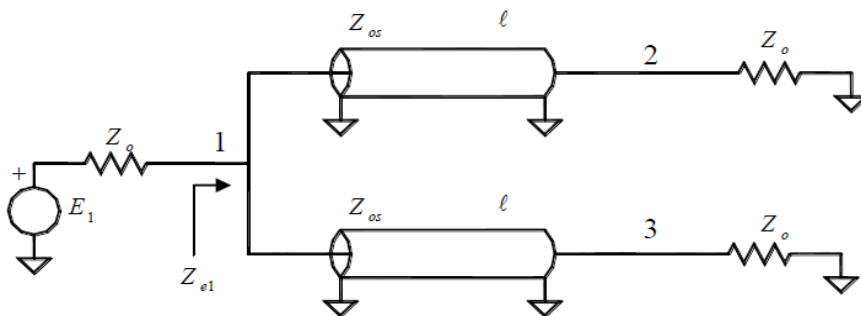
$$S_{33} = S_{22}$$

Nous avons une source de tension d'impédance  $Z_0$  au port **1**, et des impédances  $Z_0$  aux ports **2** et **3** afin de déterminer les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$ , tel qu'illustré ci-dessous :



**Figure II.5:** Calcul de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  [24]

Comme le réseau est parfaitement symétrique entre les ports **2** et **3**, lorsque la source de tension  $E_1$  est active, la tension au port **1** se propage uniformément sur chaque tronçon de ligne et les tensions aux ports **2** et **3** sont égales en amplitude et en phase. Par conséquent, l'impédance  $2Z$  n'est parcourue par aucun courant, et tout se passe comme si elle était inexistante. Le schéma du circuit se réduit alors au circuit ci-dessous.



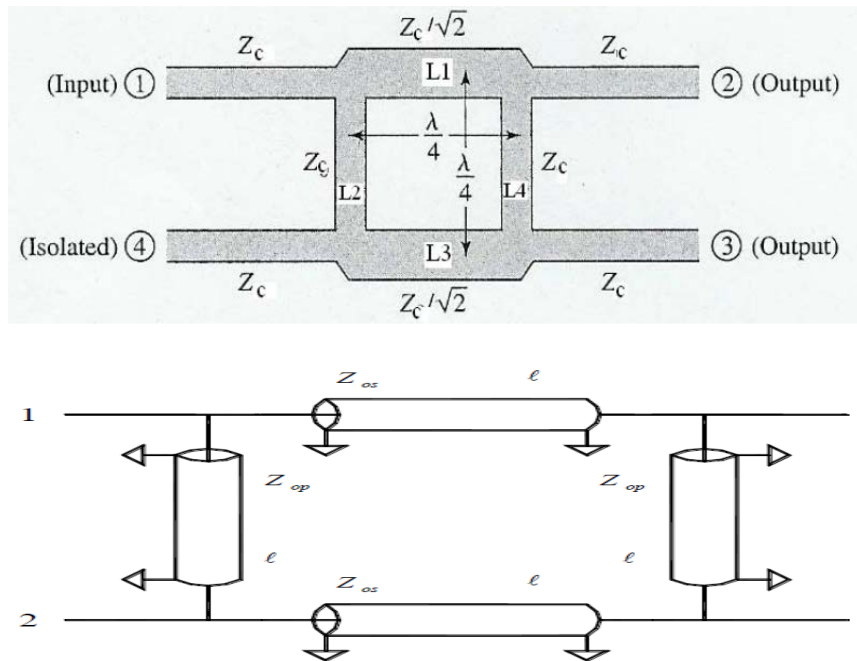
**Figure II.6:** Simplification pour  $S_{11}$  et  $S_{21}$  [24]

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

### II .3.3. LES COUPLEURS

#### II .3.3.1. THEORIE SIMPLIFIEE DU COUPLEUR BRANCHELINE [25]

Les coupleurs dits Branche line sont des coupleurs directionnels, généralement utilisés pour une répartition à 3dB de l'énergie, avec une différence de phase de  $90^\circ$  entre la voie «directe» et la voie «couplée». Ce genre de coupleur est fréquemment réalisé en technologie Micro-ruban (Figure II.7) ou tri plaque, et fait partie des coupleurs dites à «quadrature de phase», comme il peut être réalisé en d'autre technologies, telle que par exemple la technologie MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) ou la technologie coaxiale.



**Figure II.7** : Schéma d'un coupleur Branche line à lignes micro rubans [25]

La topologie de base de ce type de coupleur intègre deux lignes de transmission série de longueur  $\lambda/4$  à la fréquence centrale qui est reliées par deux lignes de dérivation de longueur  $\lambda/4$  [26].

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

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

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

Comme le réseau est passif et réciproque  $S_{ij}=S_{ji}$ , et seuls les paramètres situés sur la diagonale principale et en dessous doivent être déterminés. De plus, puisque la structure est symétrique, nous avons:

$$S_{34} = S_{21}$$

$$S_{24} = S_{31}$$

$$S_{11} = S_{22}$$

$$S_{22} = S_{44}$$

Ce qui conduit aux équivalences suivantes:

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

$$S_{21} = S_{12} = S_{43} = S_{34}$$

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

$$S_{41} = S_{14} = S_{32} = S_{23}$$

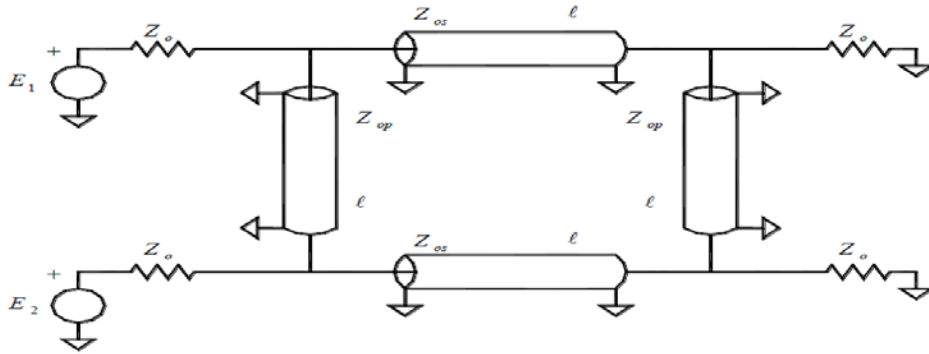
La matrice de répartition du coupleur est donc complètement déterminée par les éléments de la première colonne, et peut s'écrire:

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{11} & S_{41} & S_{31} \\ S_{31} & S_{41} & S_{11} & S_{21} \\ S_{41} & S_{31} & S_{21} & S_{11} \end{bmatrix}$$

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

Comme nous l'avons fait pour le diviseur de Wilkinson, il est de nouveau possible de déterminer ces paramètres en se servant du concept de décomposition d'un signal quelconque en composantes paire et impaire. Pour ce faire, on place deux sources de tension  $\mathbf{E}_1$  et  $\mathbf{E}_2$  d'impédance interne  $Z_0$  aux ports **1** et **2**, alors que les ports **3** et **4** sont terminés en  $Z_0$ .

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences



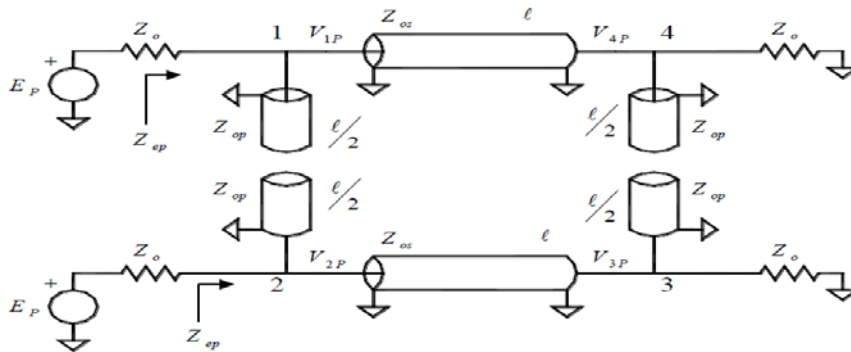
**Figure II.8 :** Principe de calcul [26]

Posons alors:

$$E_1 = E_P + E_I$$

$$E_2 = E_P - E_I$$

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



**Figure II.9 :** Simplification en mode pair [26]

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

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

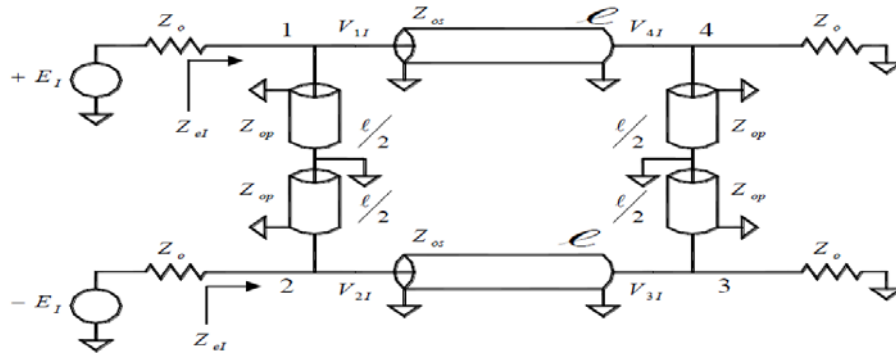


Figure II.10 : Simplification du mode impair [27]

### II .3.3.2. COUPLEUR A LIGNES COUPLEES

On peut réaliser un coupleur ayant les mêmes propriétés à la fréquence centrale  $f_0$  que le coupleur à branches, en couplant deux sections parallèles de ligne TEM micro-ruban, comme illustré ci-dessous :

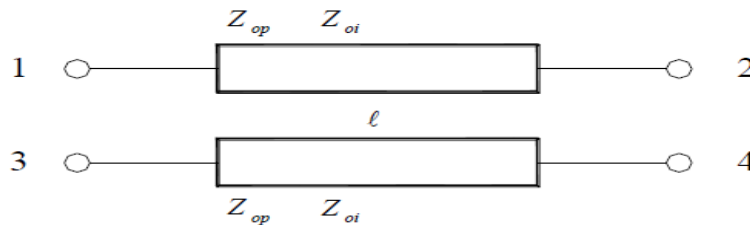


Figure II.11 : Coupleur à lignes couplées [27]

Comme la structure est symétrique, la matrice de répartition de ce type de coupleur est encore parfaitement déterminée par les quatre paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  et  $S_{41}$ .

Le calcul de ces paramètres s'effectue, comme dans le cas du coupleur à branches, en utilisant le concept de décomposition d'un signal quelconque en composantes paire et impaire.

Il peut être démontré que les conditions d'obtention d'un couplage de 3 dB sur les ports 2 et 3 sont les suivantes:

$$Z_{op} = Z_0 \cdot (\sqrt{2} + 1) \dots\dots\dots (\text{II.36})$$

$$Z_{oi} = Z_0 \cdot (\sqrt{2} - 1) \dots\dots\dots (\text{II.37})$$

Dans ce cas, on obtient, à la fréquence centrale  $f_0$  qui correspond à  $l = \lambda/4$  :

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 0 \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 & -1/\sqrt{2} \\ -1/\sqrt{2} & 0 & 0 & -j/\sqrt{2} \\ 0 & -1/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix}$$

### II .3.3.3. COUPLEUR DE LANGE

Il est généralement très difficile d'obtenir du couplage de 3 dB ou 6 dB à l'aide de lignes couplées. Pour améliorer le couplage, on utilise plusieurs lignes parallèles, de sorte que les champs de frange contribuent au couplage. Le coupleur le plus utilisé est le coupleur de Lange, montré à la Figure (II.12). Quatre lignes couplées sont utilisées, avec des interconnexions, pour obtenir un couplage plus élevé. La fabrication des coupleurs de Lange à haute fréquence nécessite une très grande précision, puisque les lignes sont très minces et rapprochées [28].

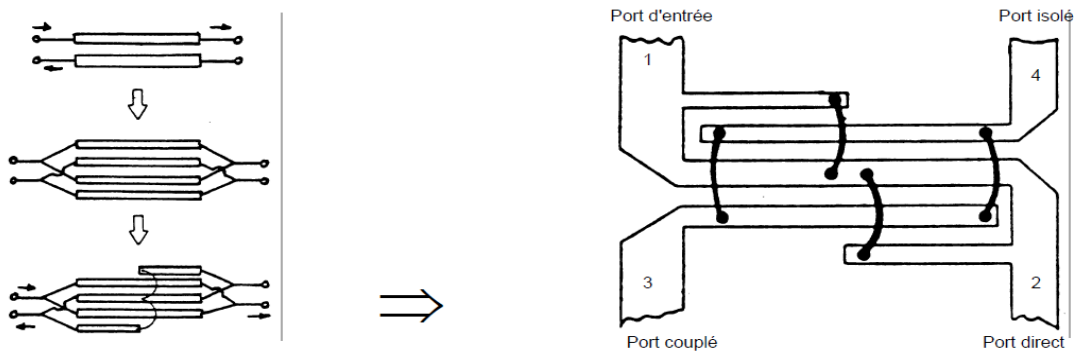


Figure II.12 : Coupleur de Lange [28]

Les fils de thermo compression permettent d'égaliser les potentiels sur les lignes. Les impédances de mode pair et impair de chaque paire de lignes adjacentes peuvent être calculées d'après les formules:

$$Z_{oi} = z_0 \cdot \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} \cdot \frac{(n-1) \cdot (q+1)}{(k+q) + (n-1) \cdot (1-k)} \dots \dots \dots \text{(II.38)}$$

$$Z_{op} = Z_{oi} \cdot \frac{(k+q)}{(n-1) \cdot (1-k)} \dots \dots \dots \text{(II.39)}$$

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

Où  $n$  est le nombre pair de doigts ( $n = 4,6,8$ ), est l'impédance caractéristique de terminaison  $Z_0$ ,  $k$  est le coefficient de couplage en tension.

$$k = 10^{\frac{-c}{20}} \dots\dots\dots \text{(II.40)}$$

Où  $c(\text{dB})$  est une valeur positive correspondant au couplage désiré en dB.

Les doigts plus courts sont de longueur  $\lambda/4$  à la fréquence maximale de la bande de fréquence, alors que la longueur  $\lambda/4$  de la section centrale correspond à la fréquence inférieure de la bande.

Tout comme le coupleur à lignes couplées, le coupleur de Lange présente un déphasage de  $90^\circ$  entre le port direct et le port couplé à la fréquence centrale. Ainsi, un coupleur de Lange ayant un facteur de couplage de 3dB, aura la matrice de répartition suivante à la fréquence centrale:

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 0 \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 & -1/\sqrt{2} \\ -1/\sqrt{2} & 0 & 0 & -j/\sqrt{2} \\ 0 & -1/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix}$$

Le coupleur de Lange permet de maintenir un couplage et un déphasage quasi-constants de même qu'une bonne adaptation sur une plage de fréquence appréciable.

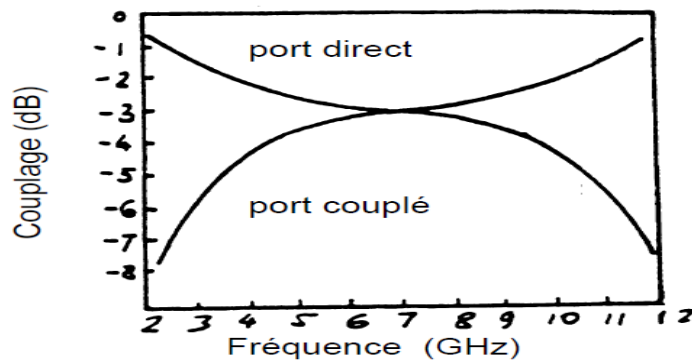


Figure II.13 : Réponse en fréquence d'un coupleur de Lange [28]

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

### II .3.3.4. COUPLEUR DIRECTIF

Un coupleur directif idéal est un composant passif sans pertes à quatre ports sur support isotrope. Chaque port est adapté et la puissance injectée dans un port d'entrée (voie incidente) est divisée entre les deux ports de sortie (voie directe et voie couplée). Le port restant est isolé, ce qui signifie qu'aucune puissance ne lui est transférée [29].

De façon plus générale, un coupleur directif est un quadripôle réciproque ( $S_{ij} = S_{ji}$ ), adapté ( $S_{ii} = 0$ ) et idéalement sans pertes.

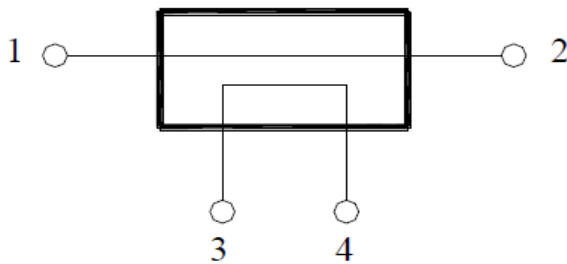


Figure II.14 : Coupleur direct [29]

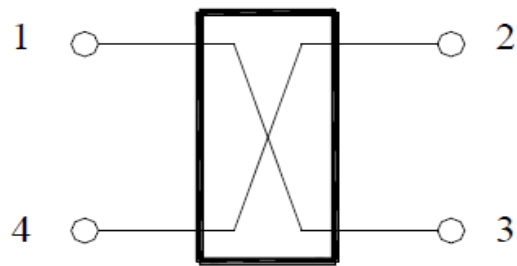


Figure II.15 : Coupleur Hybrid 90° [29]

Les paramètres d'un coupleur directif réel sont:

- Le couplage:

$$C(\text{dB}) = 10. \log \left[ \frac{P_3}{P_1} \right] \dots \dots \dots \text{(II.41)}$$

- L'isolation:

$$I(\text{dB}) = 10. \log \left[ \frac{P_4}{P_1} \right] \dots \dots \dots \text{(II.42)}$$

- La directivité:

$$D(\text{dB}) = 10. \log \left[ \frac{P_4}{P_3} \right] = 10. \log \left[ \frac{P_4}{P_1} \cdot \frac{P_1}{P_3} \right] = I(\text{dB}) - C(\text{dB}) \dots \dots \dots \text{(II.43)}$$

La directivité mesure la qualité du coupleur et joue un rôle très important dans la précision des mesures par réflectométrie.

Le fonctionnement des coupleurs directifs est fondé sur le principe d'interférence constructive et destructive de deux ondes. En effet, le signal entrant est divisé en deux ondes qui



## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

arrivent à la porte isolée en opposition de phase et par conséquent s'annulent. Par contre, les deux ondes arrivent en phase à la porte couplée et par conséquent, ils s'additionnent.

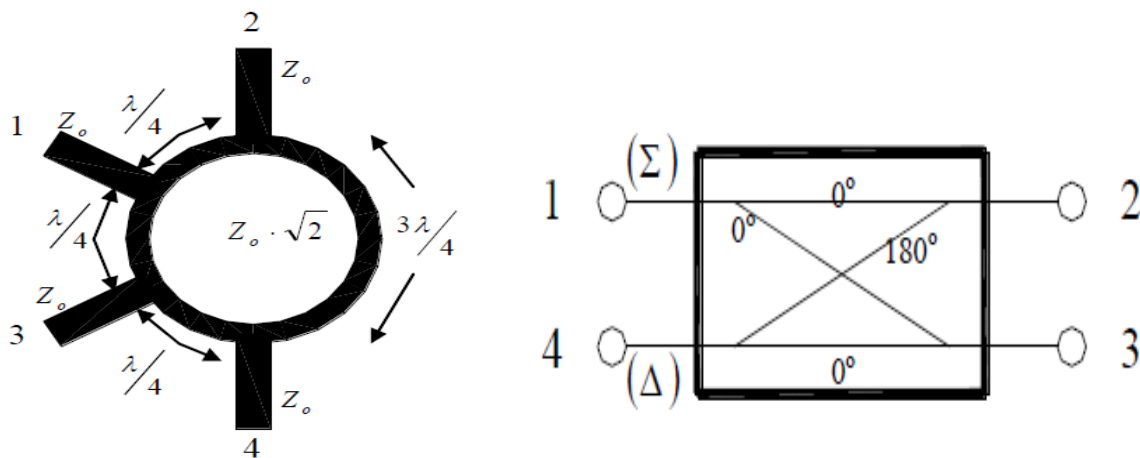
### II .3.3.5. ANNEAU HYBRIDE

C'est un anneau dont la circonférence a une longueur égale à  $6\lambda/4$ .

Quatre lignes sont branchées sur l'une des moitiés de cet anneau à des intervalles de  $\lambda/4$  de sorte que les deux lignes extrêmes, qui sont diamétralement opposées, sont séparées d'un demi-anneau, soit  $3\lambda/4$ . Cet anneau admet un plan de symétrie pour les voies **1** et **3** d'une part, **2** et **4** d'autre part.

Une onde entrante dans la voie 1(ou 4) se divise en deux ondes qui tournent sur l'anneau en sens inverse [30].

L'anneau hybride, grâce à sa structure symétrique, peut être analysé par la méthode des excitations en mode pair et impair.



**Figure II.16 : Anneau Hybride [30]**

Lorsque l'impédance caractéristique des segments de ligne de transmission est de  $Z_0 \cdot \sqrt{2}$ , et que les longueurs des segments de l'anneau sont telles qu'indiquées ci-dessus, la matrice de répartition du dispositif devient:

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} & 0 \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 & j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 & -j/\sqrt{2} \\ 0 & j/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix}$$

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

### II .3.4. LES FILTRES

#### II .3.4.1. DEFINITION ET CLASSIFICATION D'UN FILTRE

Un filtre est un quadripôle linéaire. La bande passante du filtre est [31] :

$$BP = \left\{ \omega, G \geq \frac{G_{max}}{\sqrt{2}} \right\} = \left\{ \omega, G_{dB}(\omega) \geq G_{dB}^{max} - 3dB \right\}$$

un filtre est dit :

Passe-bas si la bande passante est de la forme  $[0 ; \omega]$ .

Passe-haut si la bande passante est de la forme  $[\omega_1 ; +\infty[$ .

Pour un quadripôle linéaire,  $\underline{H}(j\omega) = \frac{P(j\omega)}{Q(j\omega)}$ , ou P et Q sont des polynômes de degré  $\leq n$  ; n désigne alors l'ordre du filtre.

Passe-bande si la bande passante est de la forme  $[\omega_1 ; \omega_2]$ .

Coupe-bande si la bande passante est de la forme  $[0, \omega_1] \cup [\omega_2 ; +\infty[$ .

#### II .3.4.2. ROLE DES FILTRES

Il n'est pas un système électronique qui ne fasse appel à, au moins, un filtre. La plupart en comporte en grande quantité. Le filtrage est une forme de traitement de signal, obtenu en envoyant le signal à travers un ensemble de circuits électroniques, qui modifient son spectre de fréquence et/ou sa phase et donc sa forme temporelle. Il peut s'agir soit :

- d'éliminer ou d'affaiblir des fréquences parasites indésirables.
- d'isoler dans un signal complexe la ou les bandes de fréquences utiles.

#### II .3.4.3. APPLICATIONS

Les filtres sont utilisés dans plusieurs domaines tel que les systèmes de télécommunication (téléphone, télévision, radio, transmission de données...) et les systèmes d'acquisition et de traitement de signaux physiques (surveillance médicale, ensemble de mesure, radars...), l'alimentation électrique....

#### II .3.4.4. DIFFERENTS TYPES DE FILTRE

On classe les filtres en deux grandes familles

##### II .3.4.4.1. NUMERIQUE

Les filtres numériques sont réalisés à partir de structure intégrée micro programmable (DSP). Ils sont totalement intégrables, souples et performants. Ils sont utilisés chaque fois que c'est

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

possible. Ils sont pour l'instant limités à des fréquences pas trop élevées ( $< 100\text{MHz}$ ). On ne les utilisera pas si on doit limiter la consommation et ils nécessitent un pré-filtrage pour éviter le repliement spectral avant la numérisation du signal et un post-filtre de lissage.

### II .3.4.4.2. ANALOGIQUE

Les filtres analogiques se divisent eux mêmes en plusieurs catégories, les filtres passifs qui font appels essentiellement à des inductances de haute qualité et des condensateurs. Juste dans les années 70, c'était les seuls filtres conçus. Ils sont actuellement utilisés pour les hautes fréquences [32].

#### II .3.4.4.2.1. FILTRE PASSIF

Un filtre limite le spectre du signal qui le traverse; on distingue quatre types de filtres :

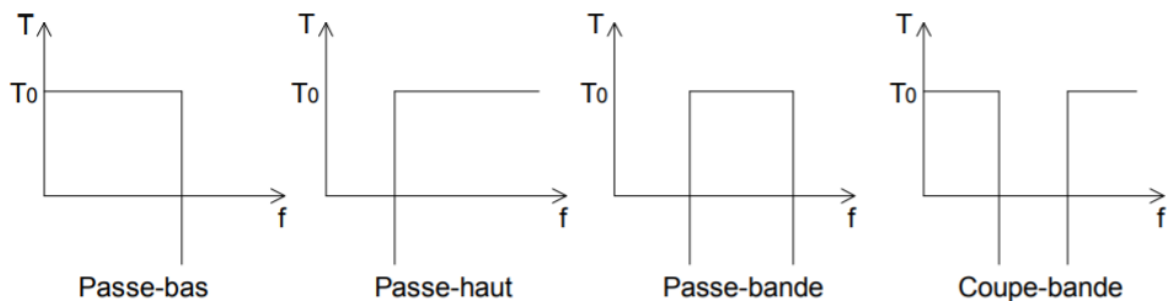
- passe-bas
- passe-haut
- passe-bande
- coupe-bande.

On caractérise un filtre par sa fonction de transfert :  $T = V_s/V_e$

$V_e$  : amplitude complexe de la tension d'entrée d'un signal sinusoïdal.

$V_s$  : amplitude complexe de la tension de sortie.

On appellera  $T$  le module de  $T$  et  $\phi$  son argument.  $T$  est représenté ci-dessous pour les quatre types de filtres idéaux [33].



**Figure II.17** : les différents types de filtre [33]

### II .3.4.4.2.2. LES FILTRES COUPLES

#### II .3.4.4.2.2.1. SCHEMA EQUIVALENT DE CAVITES COUPLEES

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

Pour améliorer les qualités du filtrage, on est amené à utiliser plusieurs filtres en cascade.

Les circuits équivalents en constantes localisées de tels filtres sont des circuits oscillants couplés, selon, par exemple, le schéma présenté page suivante [34].

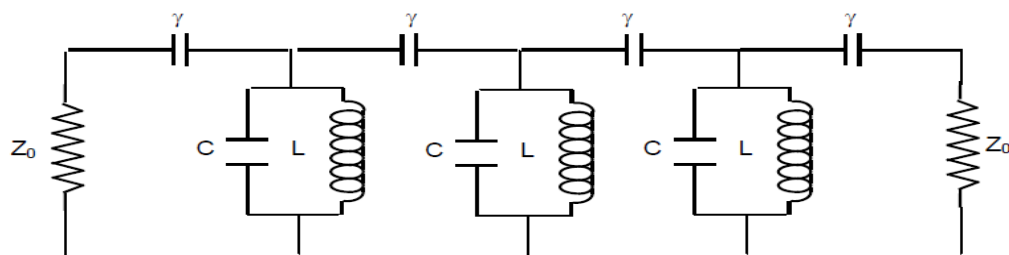


Figure II.18 : Schéma équivalent de cavités couplées [34]

Les types de type à résonateurs couplés peuvent prendre différentes formes selon leurs modes de réalisation chaque schéma équivalent se déduira de la physique du filtre (HF), les capacités  $\gamma$  sont les capacités des couplages. Les valeurs de  $L$  et  $C$  peuvent se calculer par des méthodes analogues à celles déjà vues.

### II .3.4.4.2.2. EXEMPLE TYPES

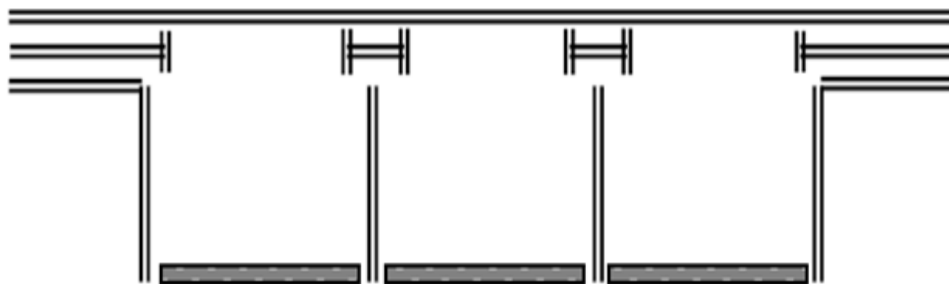


Figure II.19: cavités couplées [34]

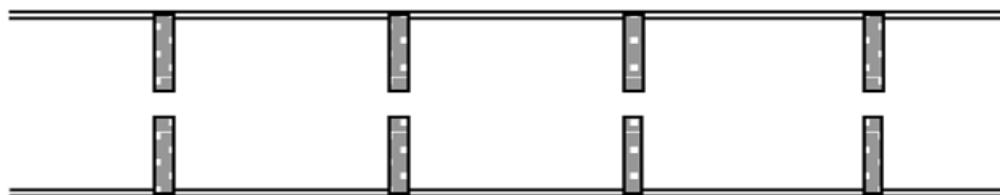
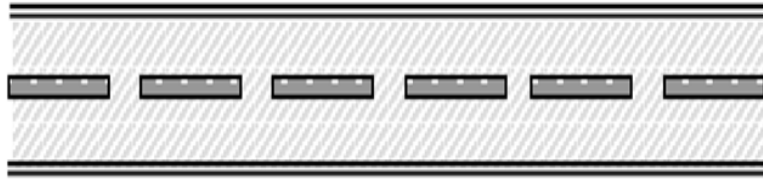
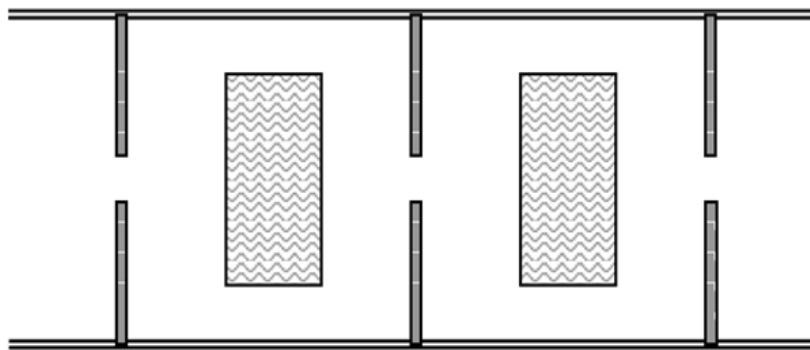


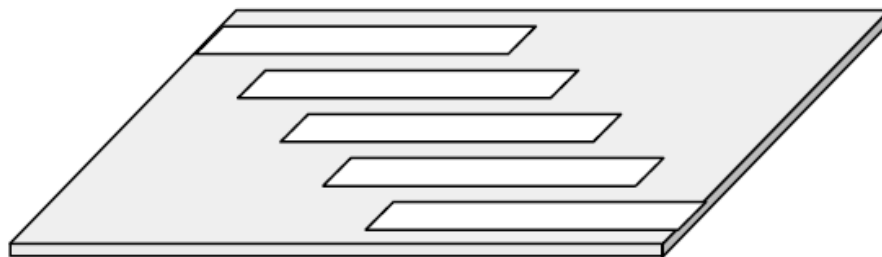
Figure II.20 : cavités sous guide [34]



**Figure II.21 : filtre sur coaxiale [34]**



**Figure II.22:résonateur diélectrique [34]**



**Figure II.23 : lignes couplée sur micros trip [34]**

## Chapitre II : Application des lignes de transmission dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences

---

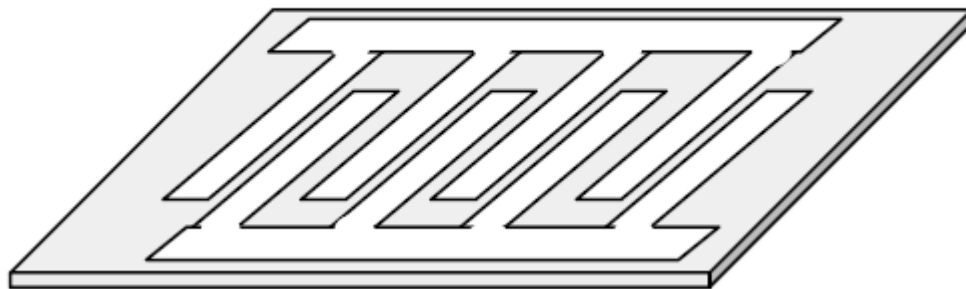


Figure II.24 : lignes interdigitale sur micros trip [34]

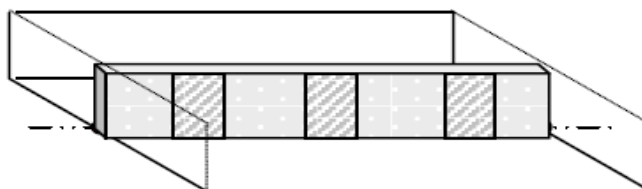


Figure II.25 : modélisation sur support d'électrique [34]

### II .4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons donné une description détaillée de l'application des lignes TEM et quasi-TEM dans la réalisation des différents circuits passifs primordiaux dans le domaine télécommunications.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les résultats de l'analyse par la méthode des éléments finis (MEF) de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM, et aussi l'utilisation de cette ligne pour réaliser des circuits passifs très recommandés dans le domaine des télécommunications.

# Chapitre III



**Caractérisation EM de la ligne microruban  
Cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux  
Types de circuits hyperfréquences**

# Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

---

## III.1.INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous nous proposons de calculer les paramètres électromagnétiques (EM) de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM (quasi-TEM Cylindrical Microstrip Line) en fonction de ses paramètres géométriques. Le problème revient, premièrement, à résoudre l'équation de Laplace avec des conditions aux limites sous le logiciel Free FEM. Puis, nous allons utiliser ces résultats pour concevoir de nouveaux types de circuits hyperfréquences en utilisant CST Microwave Studio.

## III.2.DESCRPTION DU LOGICIEL FREEFEM [35]

Le logiciel free FEM est un logiciel permettant de résoudre par la méthode des éléments finis les équations aux dérivées partielles à deux dimensions (x, y). Le langage utilisé par ce logiciel suit généralement la même syntaxe que le langage Pascal.

Pour étudier une structure dans le logiciel Free FEM :

- ✓ Tout d'abord, définir la géométrie de la structure à étudier en 2D, en utilisant l'instruction **border**.

### Syntaxe

```
border (ib, tmin, tmax, nbt)  
begin  
x :=f(t) ;  
y:=g(t) ;  
end ;
```

Où **f** et **g** sont deux fonctions génériques. Le tracé est donné sous forme paramétrique. Le paramètre doit être **t** et les deux coordonnées doivent être **x** et **y**. **tmin** et **tmax** représentent respectivement la valeur minimale et maximale correspondant au début et à la fin du tracé ; alors que **nbt** désigne le nombre de points sur le tracé qui seront utilisés par la suite pour faire le maillage en éléments finis. Enfin, le **ib** représente le numéro de la frontière.

### Exemple

```
/* Partie d'un programme sous free FEM permettant de tracer la structure de la  
figure III.1  
*/ border (1, 0,2*pi, 60)  
begin  
X :=rb*cos(t); /* rb est le rayon du cercle extérieur */  
Y :=rb*sin(t) ;  
end;  
Border (2, 0,2*pi, 60)
```

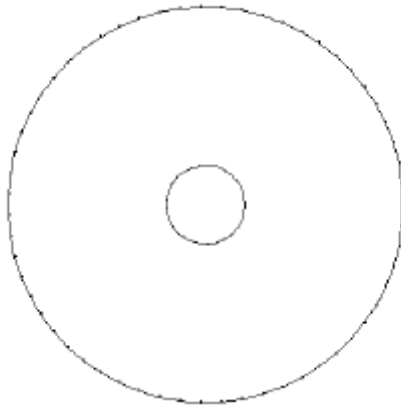


## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

---

Begin

```
X :=xo+ra*cos(t); /* ra est le rayon du cercle */  
Y :=yo+ra*sin(t) ; /* (xo, yo) est le centre du cercle*/  
end;  
/*Cette dernière instruction permet de tracer un cercle de centre (xo, yo) donné  
et de rayon ra donné*/  
/* Le symbole /* */ indique qu'il s'agit d'un commentaire */
```



**Figure III.1** : Tracé de la ligne coaxiale sous free FEM [8]

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

### Syntaxe

**buildmesh (nmax)**

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

### Exemple

**buildmesh (800)**

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

---

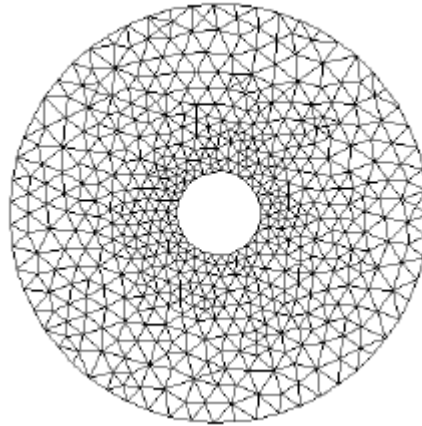


Figure III.2: Maillage de la ligne coaxiale TEM avec 800 nœuds [8]

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

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

### **Exemple**

```
solve (V)  
begin/* Conditions d'excitation */  
onbdy (1) V = 0 ; /* 0 volt sur le cercle extérieur (blindage) */  
onbdy (2) V = 1 ; /* 1 volt sur le cercle intérieur (conducteur central) */  
pde(V) laplace(V) =0 ; /* équation de Laplace à résoudre dans le cas homogène  
*/  
end ;
```

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

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

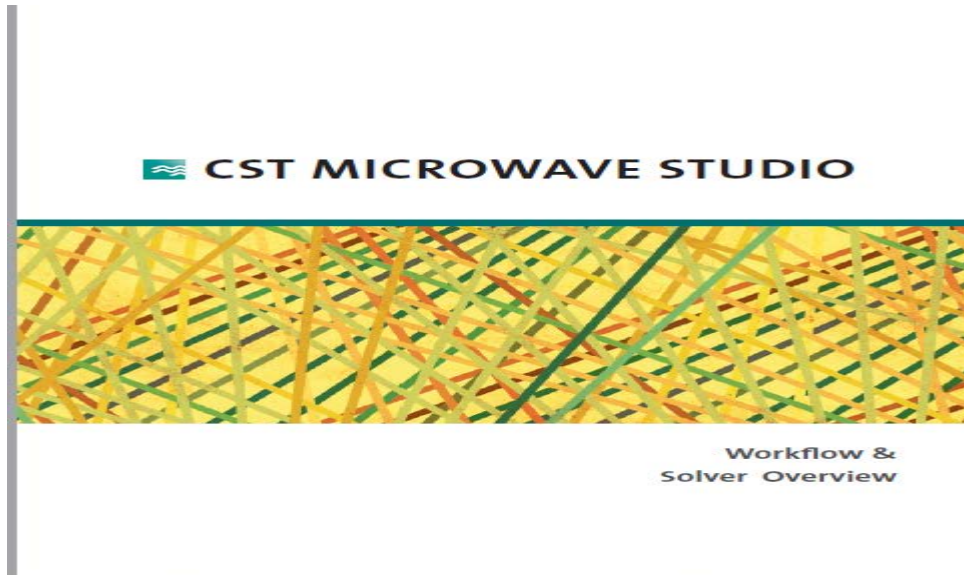
Où **epsr** est le vecteur contenant les valeurs des constants diélectriques aux différents nœuds de maillage de la ligne inhomogène.

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

---

### III.3.DESCRPTION DU LOGICIEL CST MICROWAVE STUDIO

Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technologie) est le logiciel que nous employons, fait usage de la méthode des intégrales finies (FIT, Finite Intégration Technique) développée par Weiland en 1977, cette méthode FIT consiste à faire une discrétisation spatiale des équations de Maxwell sous leur forme intégrale. La FIT procède par la description des équations de Maxwell sur un espace de grille, en préservant les propriétés de conservation de l'énergie, et en constituant des équations différentielles particulières telles que celle de Poisson ou l'équation d'onde. Il s'agit d'une approche très sophistiquée, et on peut l'utiliser à la fois dans le domaine du temps et dans le domaine de fréquence [36].



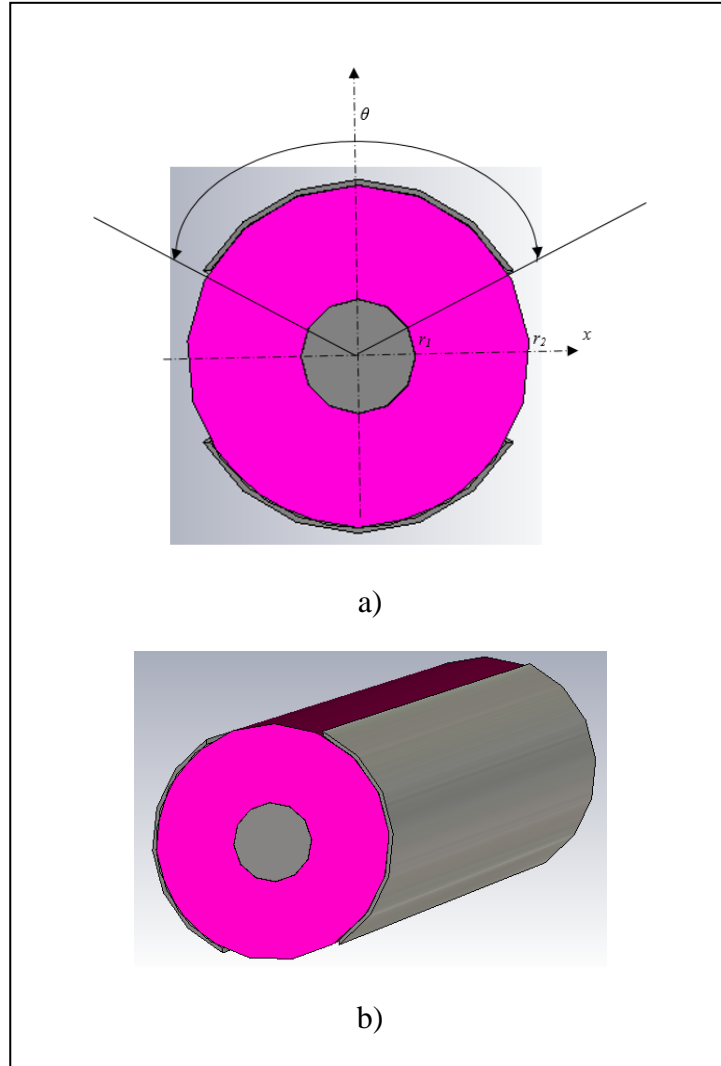
**Figure III.3.** L'environnement CST MICROWAVE STUDIO

Donc l'utilisateur est amené à représenter la structure, indiquer les caractéristiques des matériaux, définir les ports, valider et simuler le modèle dans le logiciel. La solution logicielle offerte par CST Microwave Studio, est une option très intéressante pour la conception de la structure. Des fonctions comme l'optimisation, l'édition en 3D, la modélisation par variable, la mise à la terre finie et la possibilité de définir les conditions aux bornes, en font un logiciel très intéressant pour la tâche à effectuer. Cet outil est très complet pour le développement de composants microondes. Le CST Microwave Studio utilise deux techniques de discrétisation : une discrétisation surfacique (cellules en 2D) et une discrétisation volumique (cellule en 3D).

En outre, vu que le calculateur du domaine de temps du logiciel agit rapidement sur une immense bande de fréquence correspondant à une faible impulsion d'entrée dans le domaine temporel, le CST se trouve plus approprié pour simuler sur des gammes de fréquence élevées.

**III.4. LIGNES MICRO RUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM**

La figure(III.4) ci-dessous montre une représentation schématique le la ligne microruban cylindrique (LMC) quasi-TEM qui nous intéresse.



**Figure III.4:** Ligne microruban cylindrique quasi-TEM  
Section transversale en (a) et représentation (3D) en (b)

Un diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r$  règne à l'intérieur de la ligne assumée sans pertes. Le schéma de la section transversale de la ligne montre qu'elle est formée d'une part, de deux rubans d'épaisseur  $t$  ayant un angle de conduction (conducting angle)  $\theta$  placés sur un cercle de rayon ( $r_2$ ), et d'autre part d'un conducteur central de rayon  $r_1$ .

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

---

Les deux rubans sont couplés entre eux ce qui permet la réalisation pratique de coupleurs microruban cylindriques (Cylindrical Microstrip Couplers (CMC)) micro-ondes directs.

### III.5. ANALYSE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS (MEF) :

La théorie des lignes sans pertes nous permet de déterminer le champ électrique  $\vec{E}$  et le champ magnétique  $\vec{H}$  à partir du potentiel  $V$ . L'énergie électrique moyenne  $W_{em}$  emmagasinée dans la structure d'étude et le courant  $I$  se calculent à partir du champ électrique  $\vec{E}$  et toutes les constantes primaires et secondaires de la ligne coaxiale se calculent aisément de l'énergie électrique moyenne  $W_{em}$  et à partir du courant  $I$ . Par conséquent il est impératif que le calcul du potentiel  $V$  doit se faire avec une grande précision.

#### III.5.1. DETERMINATION DU CHAMP ELECTRIQUE :

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

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

$$E_x = -\partial V/\partial X \quad ; \quad E_y = -\partial V/\partial Y \dots\dots\dots (III.2)$$

#### Syntaxe

$E_x = - dx (v) ;$   
 $E_y = - dy (v) ;$

#### III.5.2. ENERGIE ELECTRIQUE MOYENNE

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

$$\overrightarrow{W_{em}} = \frac{1}{4} \iint \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \vec{E}_t \cdot \vec{E}_t^* \cdot dx dy \dots\dots\dots (III.3)$$

#### Syntaxe

$ex2=ex*ex;$   
 $ey2=ey*ey;$   
 $eps0 :=(1/ (36*pi*10^9)) ;$   
 $Epsr:=1 ;$   
 $we1 =intt [ex2];$   
 $we2 =intt [ey2];$   
 $Wem= (1/4)*eps0*epsr* (we1+we2) ;$

Où intt est l'intégral double (en dx et dy).

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

---

### III.5.3. CAPACITE LINEIQUE

Elle est déduite directement de l'énergie électrique moyenne. Soit :

$$C = (4 \vec{W}_{em}) / (V1 - V2)^2 \text{ en (F/m)} \dots \text{(III.4)}$$

Où V1 et V2 sont les conditions d'excitation de la ligne.

#### Syntaxe

$$\begin{aligned} V1 &:= 1 ; \\ V2 &:= 0 ; \\ \text{Cap} &:= 4 * w_{em} / ((V1 - V2)^2 \epsilon_r) ; \end{aligned}$$

### III.5.4. IMPEDANCE CARACTERISTIQUE

Elle est calculée à partir de la relation suivante :

$$Z_c = \frac{1}{V_\phi C \epsilon_r} \text{ en } (\Omega) \dots \text{(III.5)}$$

Où  $V_\phi = (3 \cdot (10)^8) / \sqrt{\epsilon_r}$  en (m/s) pour un milieu homogène

#### Syntaxe

$$\begin{aligned} V\phi &:= 3 * 10^8 ; \\ Zc &:= 1 / (v\phi * \text{cap}) ; \end{aligned}$$

Pour le cas inhomogène  $V_\phi = (3 \cdot (10)^8) / \sqrt{\epsilon_{eff}}$  en (m/s) Ou  $\epsilon_{eff}$  est la permittivité effective de la ligne calculée à partir du rapport de l'énergie électrique moyenne emmagasinée dans la ligne inhomogène sur l'énergie électrique moyenne emmagasinée dans la même ligne mais vide (diélectriques remplacés par l'air), c'est-à-dire en utilisant l'équation suivante :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\frac{1}{4} \iint \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \vec{E}_t \cdot \vec{E}_t^* \cdot d_x d_y}{\frac{1}{4} \iint \epsilon_0 \cdot \vec{E}_{t0} \cdot \vec{E}_{t0}^* \cdot d_x d_y} \dots \text{(III.6)}$$

### III.5.5. SELF INDUCTANCE LINEIQUE

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

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

#### Syntaxe

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

---

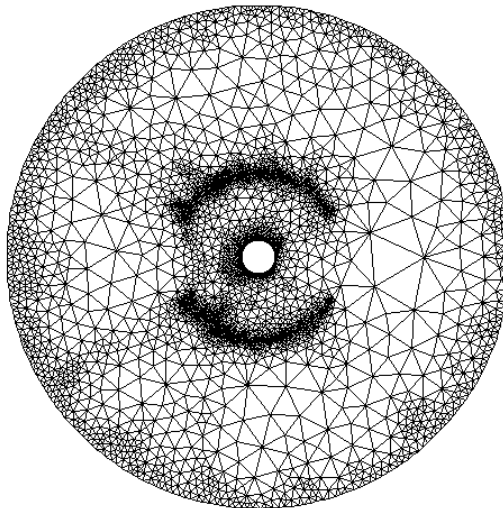
$$XL:=Zc^2*cap;$$

Sur la base de la théorie que nous vous avons présentée, nous avons établi un programme sous le logiciel free FEM. Ce programme nous permet l pour pouvoir faire a caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et à partir de cette caractérisation EM on peut faire la conception de nouveaux types de circuits radiofréquences (RF) et hyperfréquences.

### III.6. RESULTATS PAR LA MEF

Sur la base de la théorie de la MEF, nous avons établi un programme de CAO (conception assisté par ordinateur) pour calculer numériquement les grandeurs électromagnétiques (impédance caractéristique du mode pair ( $Z_{0e}$ ), impédance caractéristique du mode impair( $Z_{0o}$ ), permittivité effective du mode pair ( $\epsilon_{effe}$ ), permittivité effective du mode impair ( $\epsilon_{effo}$ ), coefficient de couplage K) de la ligne LMC avec ( $\epsilon_r=9.6$ ). Toutes ces grandeurs sont fortement dépendantes des paramètres géométriques et physiques de la ligne.

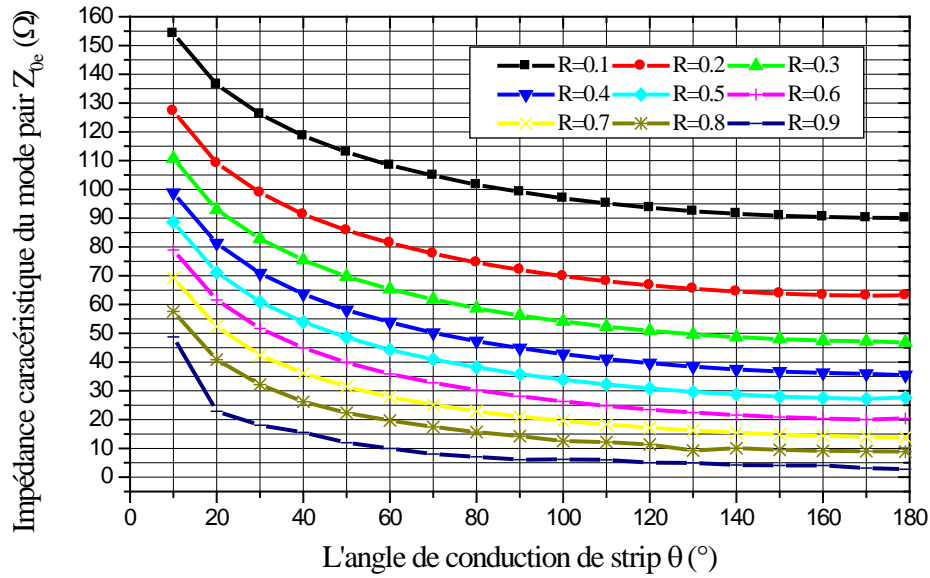
La figure (III.4) illustre le maillage de la section transversale de la ligne LMC en utilisant le logiciel Free FEM avec 4000 nœuds.



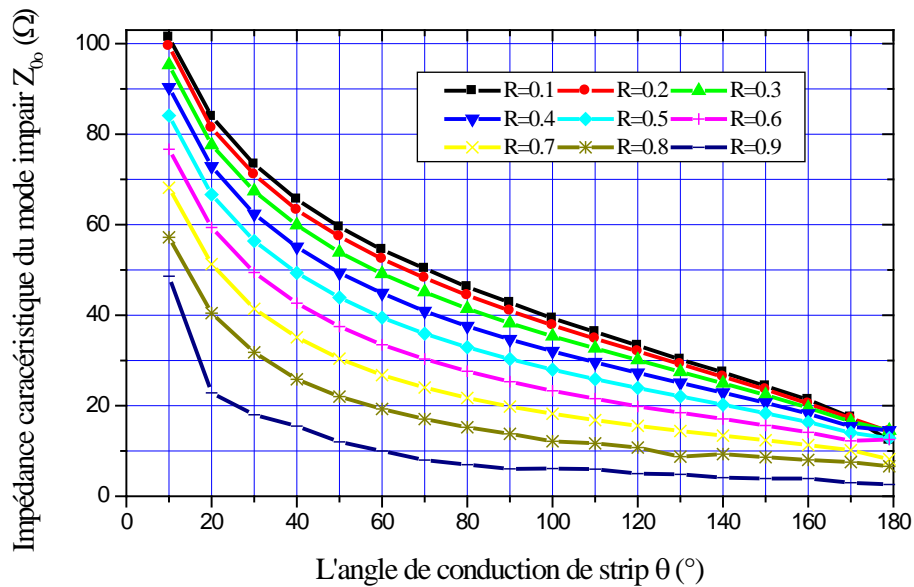
**Figure III.5 :** Maillage de la ligne LMC quasi-TEM avec 4000 nœuds

L'influence de l'angle d'ouverture  $\theta$  sur les impédances caractéristiques du mode pair et impair de la structure pour différents rapports de rayons ( $R=r_1/r_2$ ) variant entre 0.1 et 0.9 est montrée sur les graphes des figures (III.5)et (III.6).

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences



**Figure III.6 :** Influence de l'angle de conduction sur l'impédance caractéristique du mode pair

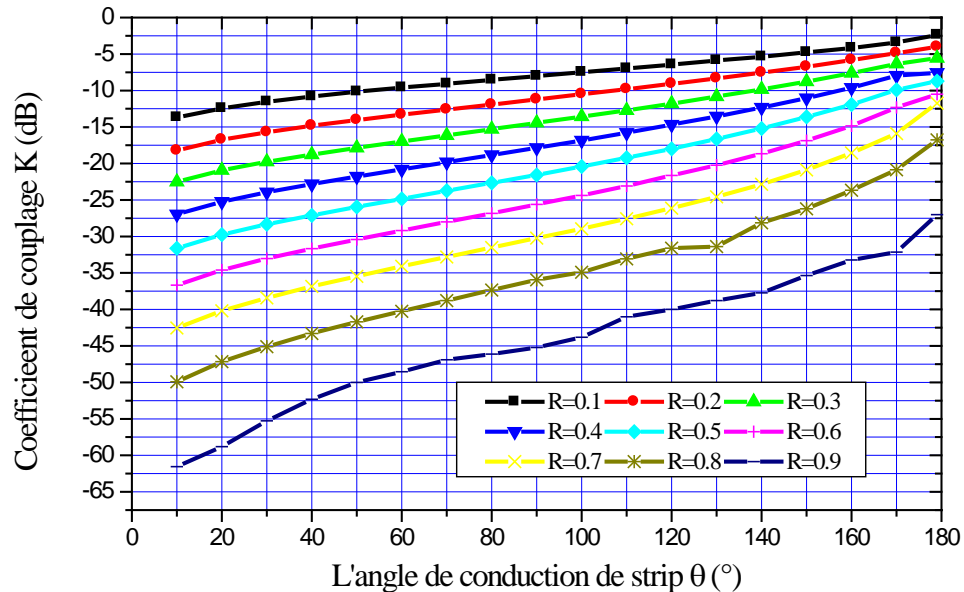


**Figure III.7 :** Influence de l'angle de conduction sur l'impédance caractéristique du mode impair



## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

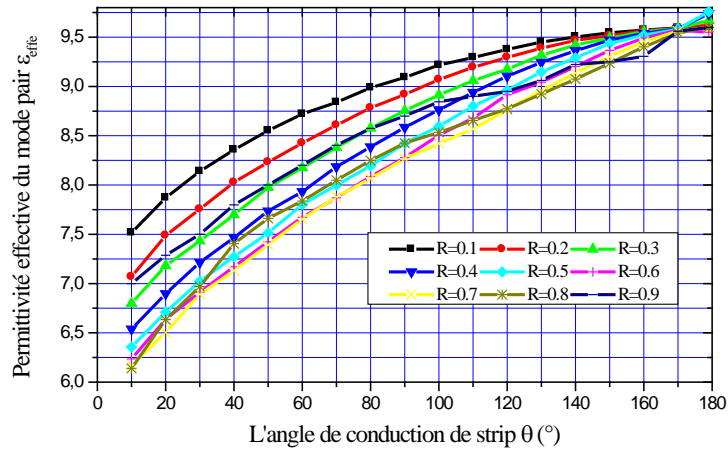
Nous montrons ensuite dans les graphes de la figure (III.8) la variation du coefficient de couplage calculé à partir des impédances caractéristiques numériques en fonction de l'angle de conduction ( $\theta$ ) pour différents rapports R.



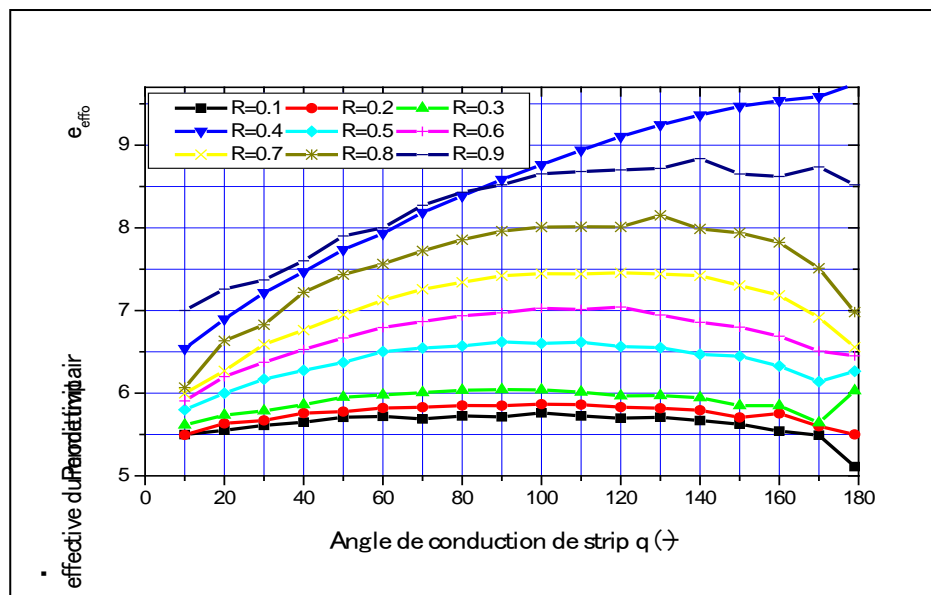
**Figure III.8 :** Influence de l'angle de conduction sur le coefficient de couplage de la ligne LMC quasi-TEM

Pour ces paramètres géométriques et physiques, on peut atteindre une large gamme de couplage variant de -62 dB jusqu'à -2 dB. Ce qui permet de réaliser des structures avec un très fort coefficient de couplage.

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences



**Figure III.9 :** Influence de l'angle de conduction sur la permittivité effective du mode pair de la ligne LMC quasi-TEM



**Figure III.10 :** Influence de l'angle de conduction sur la permittivité effective du mode impair de la ligne LMC quasi-TEM

Les courbes présentées dans cette partie tenant compte de l'influence de tous les paramètres géométriques de la ligne LMC quasi-TEM sur tous ses paramètres électromagnétiques prouvent l'intérêt du logiciel MEF réalisé.

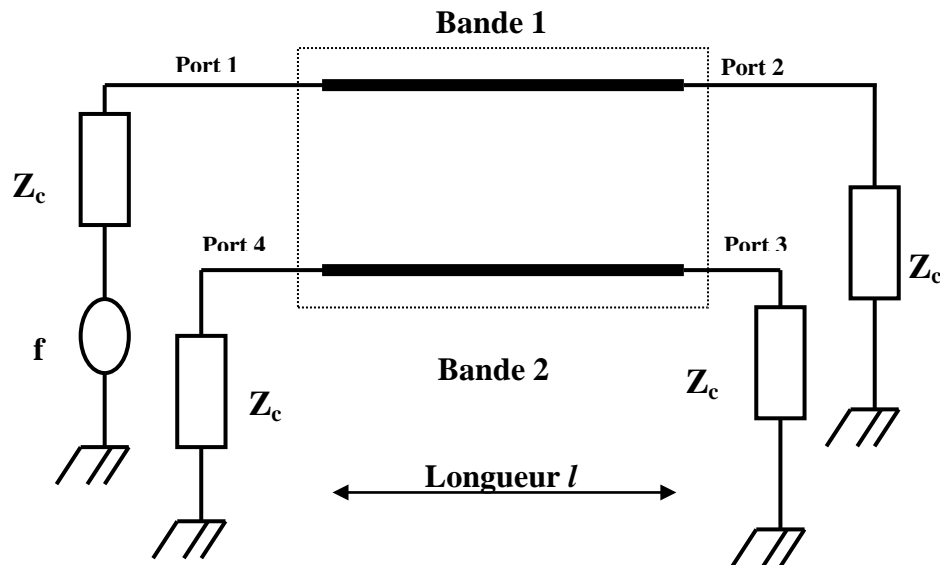
## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

Un lissage rigoureux appliqué à ces courbes permettra sans faute la conception de nouveaux types de composants RF et micro-ondes tels que les coupleurs par proximité directs. Dans la

section suivante, pour montrer l'intérêt de ces réseaux de courbes, on va les utiliser pour concevoir de nouveaux coupleurs microruban cylindriques quasi-TEM directs fonctionnant à 2 et 3 GHz, respectivement, et adaptés à  $50\Omega$ .

### III.7. SIMULATION ET RESULTATS DE CONCEPTION DE COUPLEURS MICRORUBANS CYLINDRIQUES DIRECTIFS ADAPTE A $50\Omega$ EN UTILISANT CST MICROWAVE STUDIO

Rappelons le schéma électrique d'un coupleur de longueur  $l$ , d'impédance  $Z_c$ , adapté à ses quatre ports et utilisant la ligne LMC (Figure III.11).



**Figure III.11** : Schéma électrique du coupleur [17]

Les réseaux de courbes trouvés par le logiciel Free FEM nous ont permis de concevoir et de connaître les dimensions de différents coupleurs microruban cylindriques quasi-TEM (CMC) directs à base de la ligne LMC.

Dans cette partie, on va présenter les résultats de conception et de simulation de plusieurs types de coupleurs CMC hyperfréquences, adapté à  $50\Omega$  fonctionnant à des fréquences différentes, ayant des couplages différents et aussi des dimensions différentes.

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

---

### III.7.1. CONCEPTION DE COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE QUASI-TEM DIRECTIF DE 15 DB FONCTIONNANT A 2 GHZ ET ADAPTE A 50 Ω EN UTILISANT CST MICROWAVE STUDIO

Pour concevoir des coupleurs CMC directifs en hyperfréquences, il faut :

#### 1- Fixer notre cahier de charge :

- ✓ L'impédance caractéristique du coupleur :  $Z_c = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = 50 \Omega$
- ✓ Le coefficient de couplage  $K = 20 \text{ dB}$
- ✓ La fréquence de travail de fonctionnement de coupleur microruban cylindrique directif (CMC) à 2 GHz.

#### 2- Trouver les dimensions du coupleur CMC:

Pour ce cahier de charge, à partir des réseaux de courbes présentés auparavant, on trouve :

- ✓ Le rapport  $R=0.3$
- ✓ L'angle  $\theta=80^\circ$
- ✓ La longueur de coupleur  $l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = 13.87 \text{ mm}$ .

#### 3- Tracé de la réponse fréquentielle en utilisant CST

##### 1<sup>ère</sup> étape :

On démarre CST (figure III.12) et on choisit (Circuit & components) :

# Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

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

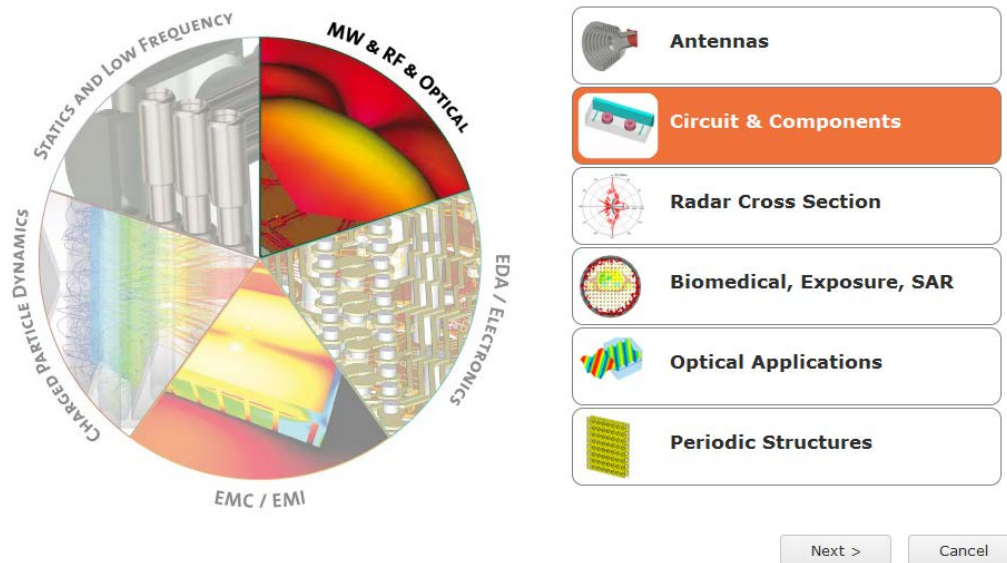


Figure III.12 : Démarrage de CST

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

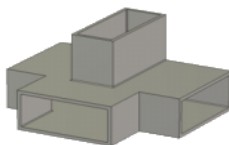
## Create Project Template

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



### Solver



Time Domain

### Units

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

### Settings

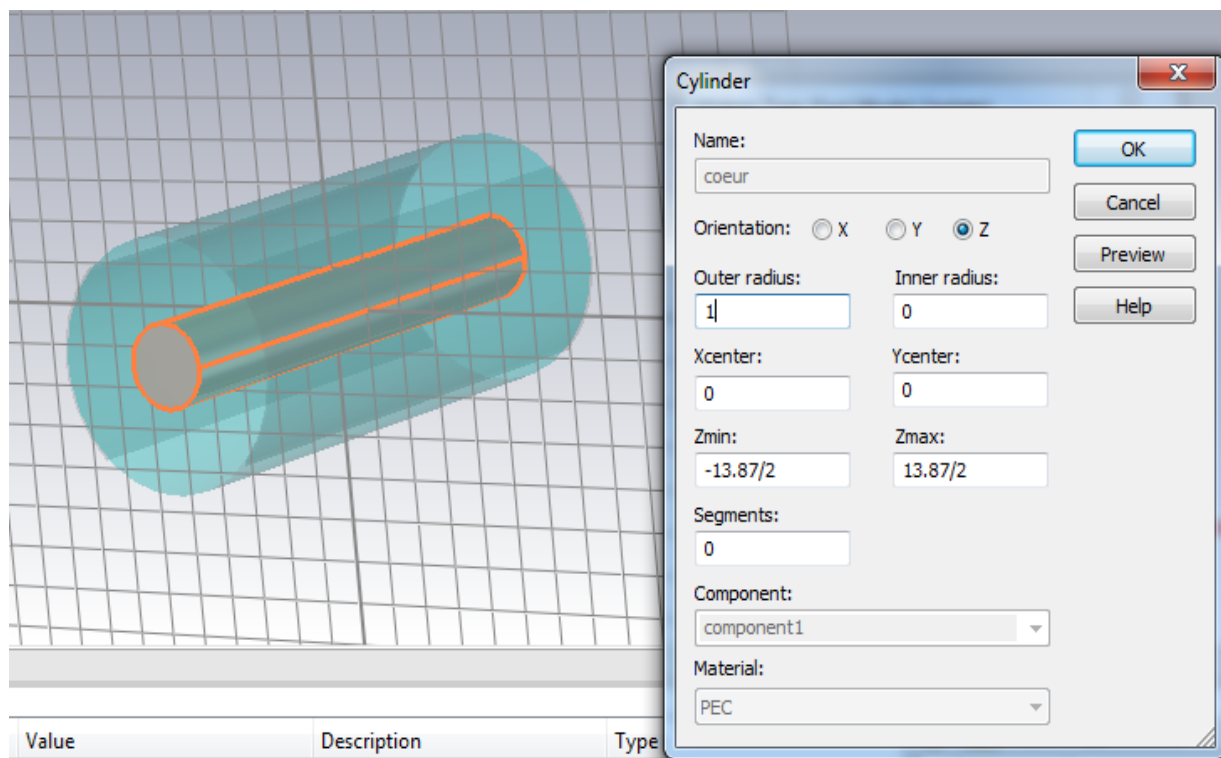
- Undefined

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

Figure III.13 : Template CST

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

2<sup>me</sup> étape : On trace notre structure en utilisant les dimensions trouvées : comme il est montré sur les figures (III.14) jusqu'à (III.16)



**Figure III.14 :** Le tracé de la structure LMC quasi-TEM en montrant les dimensions du conducteur central en utilisant CST

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

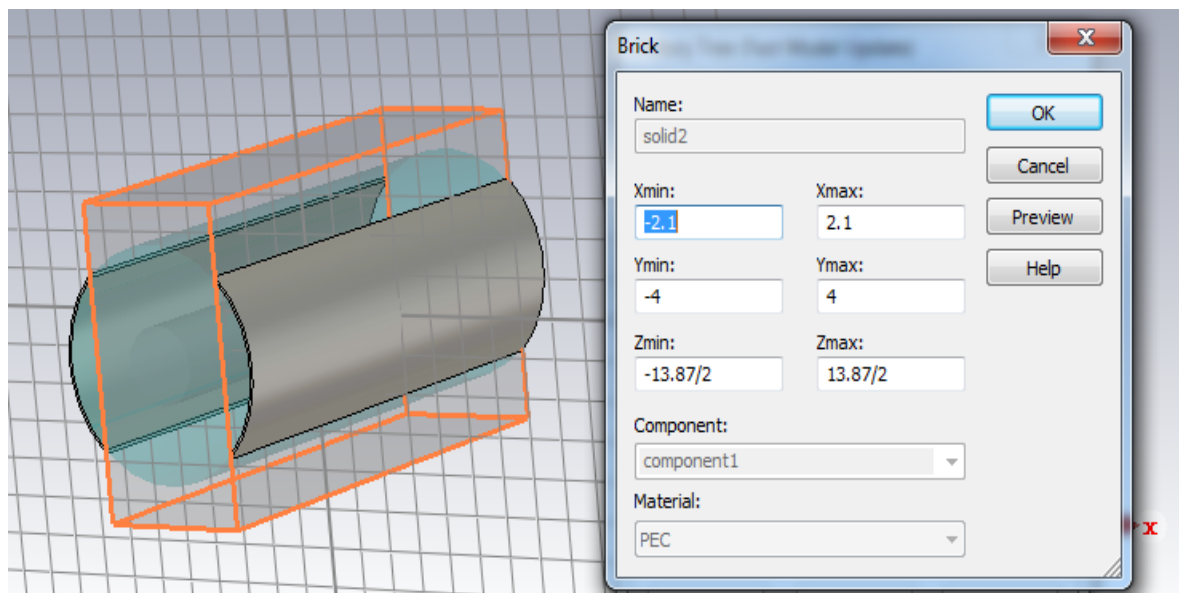


Figure III.15 : Le Tracé des deux rubans de la structure en utilisant CST

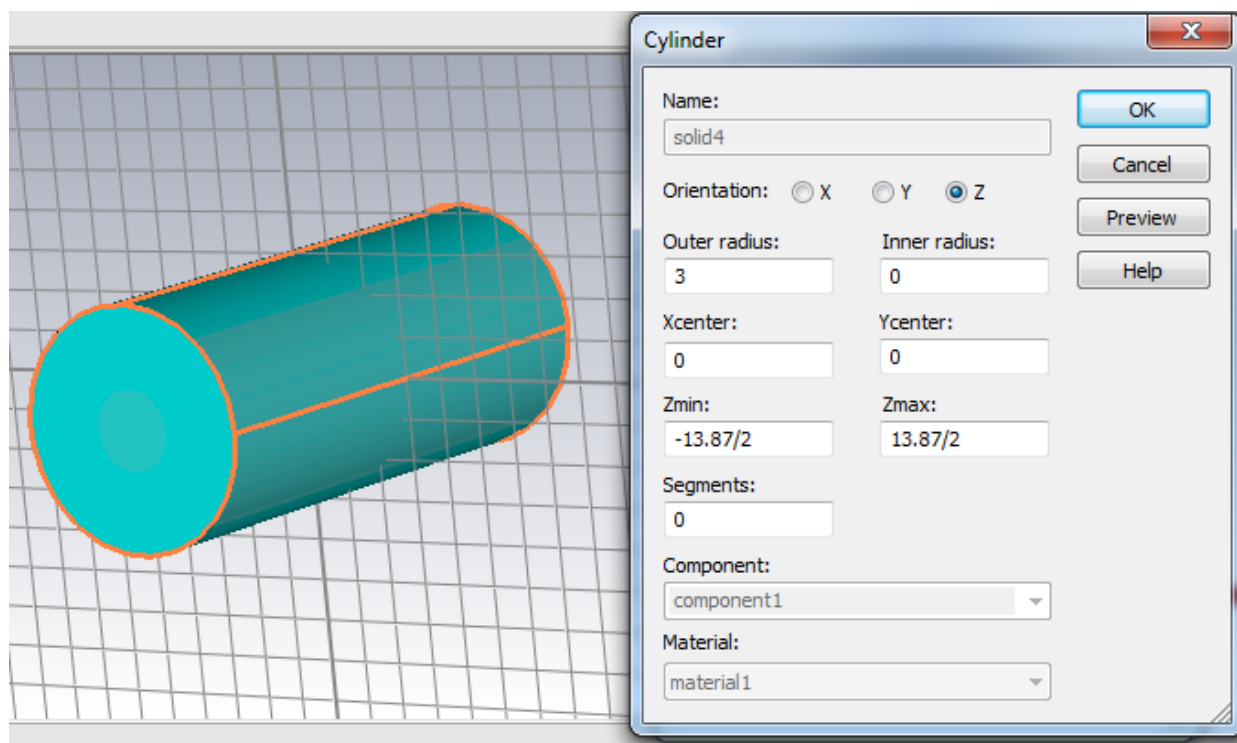


Figure III.16 : Tracé du substrat en utilisant CST en montrant les dimensions

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

Après Avoir finis le tracé, on alimente la structure en mettant « Waveguide Ports » comme il est illustré sur les figures (III.17) à (III.19):

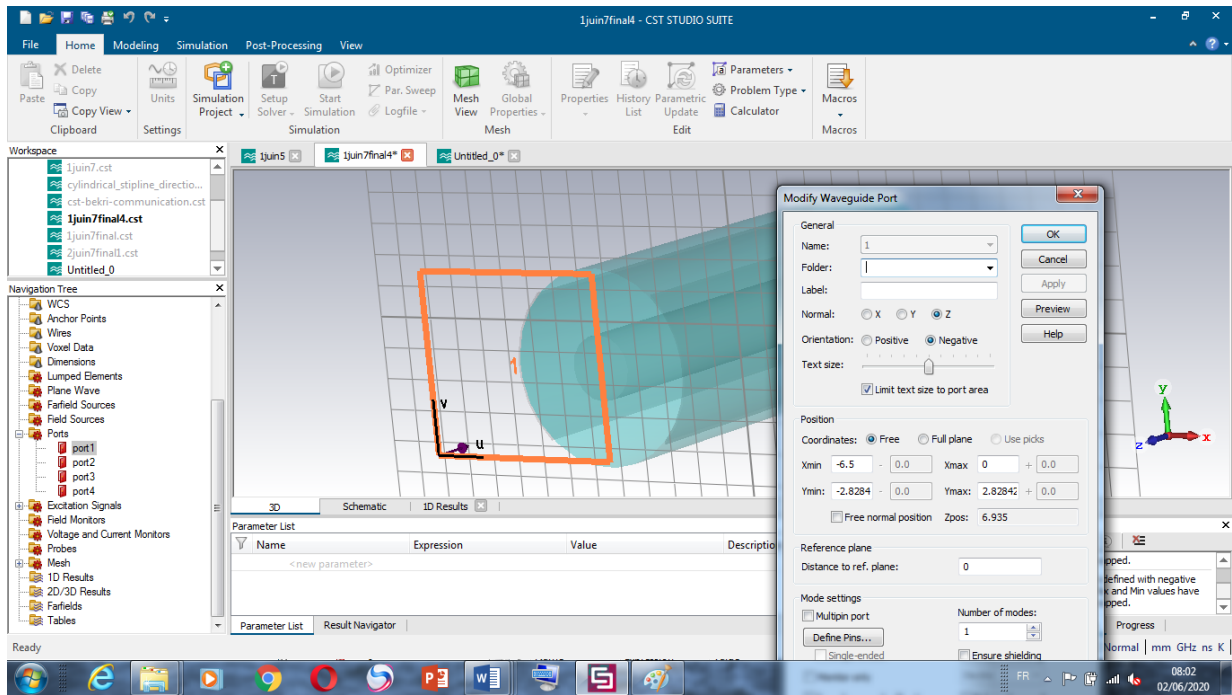


Figure III.17 : Dimensions du port 1

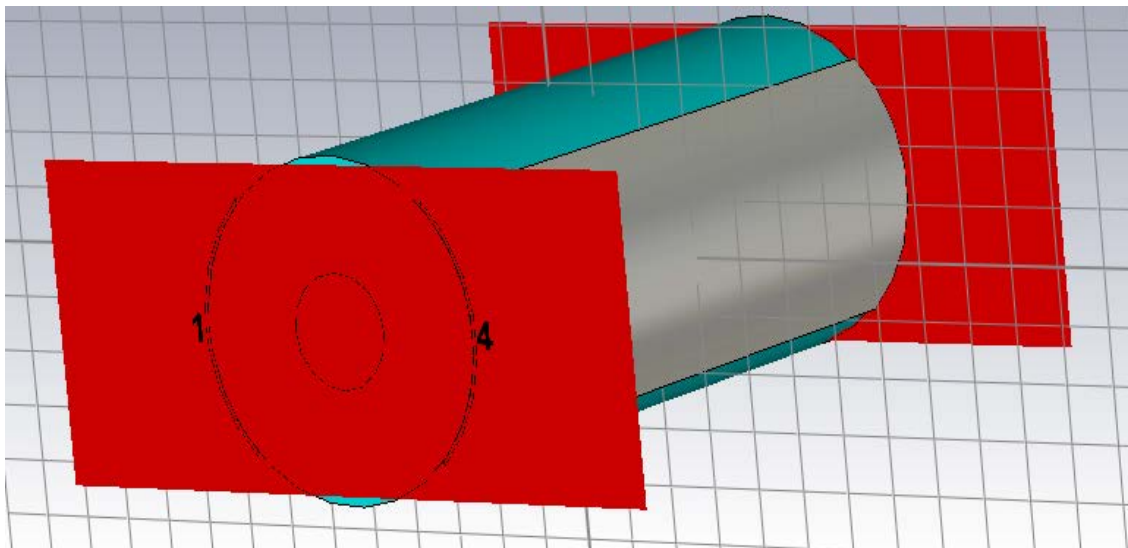


Figure III.18 : Photo montre les ports de la structure en utilisant CST



## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

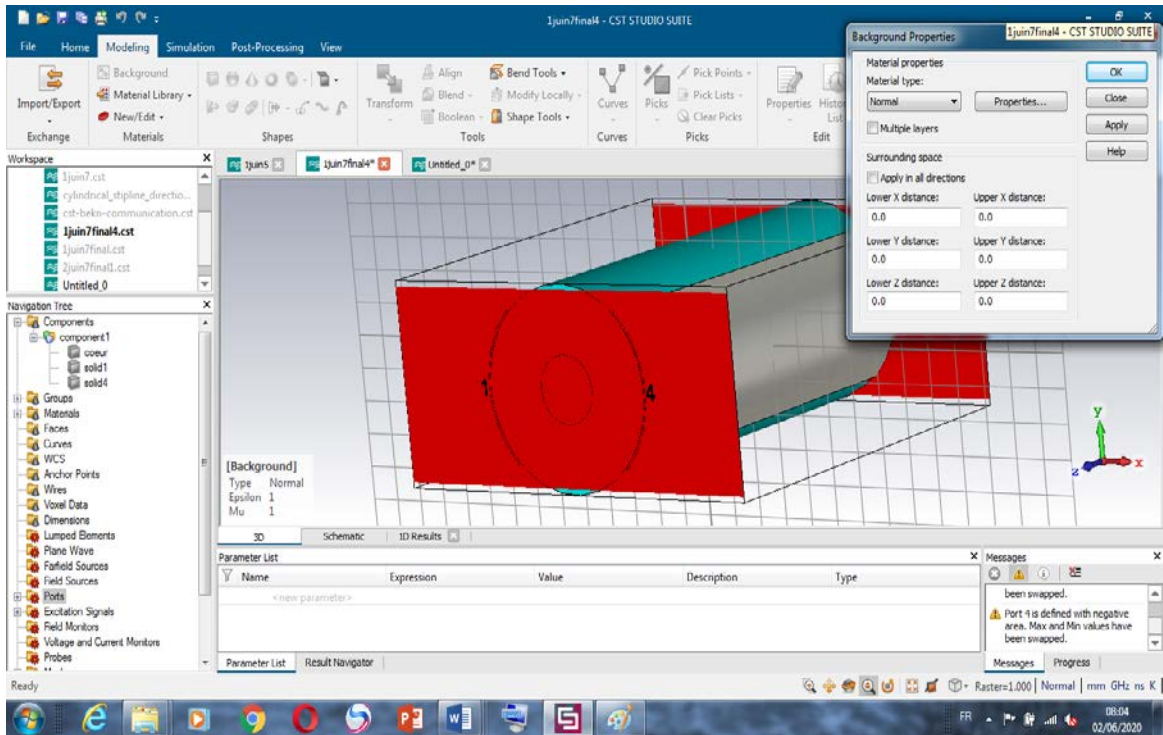


Figure III.19 : Photo montre la masse de la structure

Après avoir alimenté la structure on peut définir la marge de fréquences, dans notre cas, nous l'avons fixé de **0 à 4 GHz** comme montre la figure (III.20).

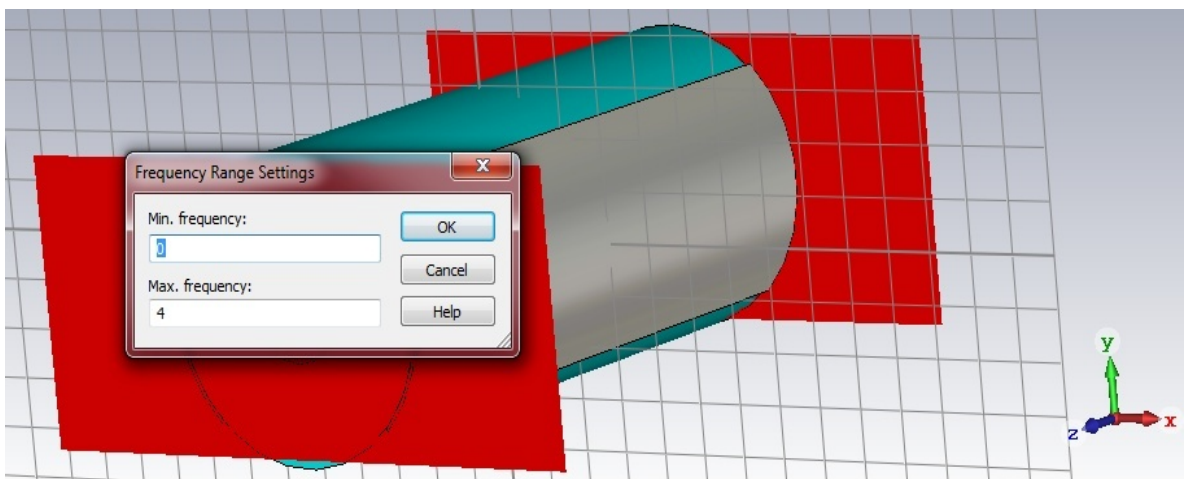


Figure III.20 : Photo montre la marge de fréquences sous l'environnement CST

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

Après on fixe les conditions aux limites de la structure (Boundary conditions) sous CST.

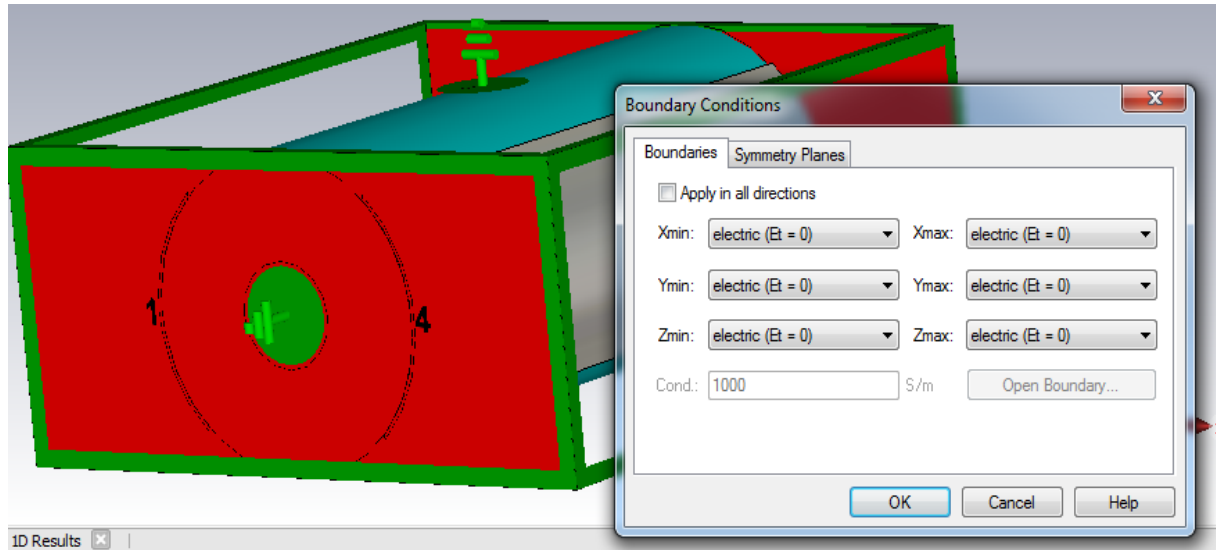


Figure III.21 : Photo montre les conditions aux limites de la structure en utilisant CST

Après, on lance la simulation en choisissant par exemple **Time Domain Solver** de CST :

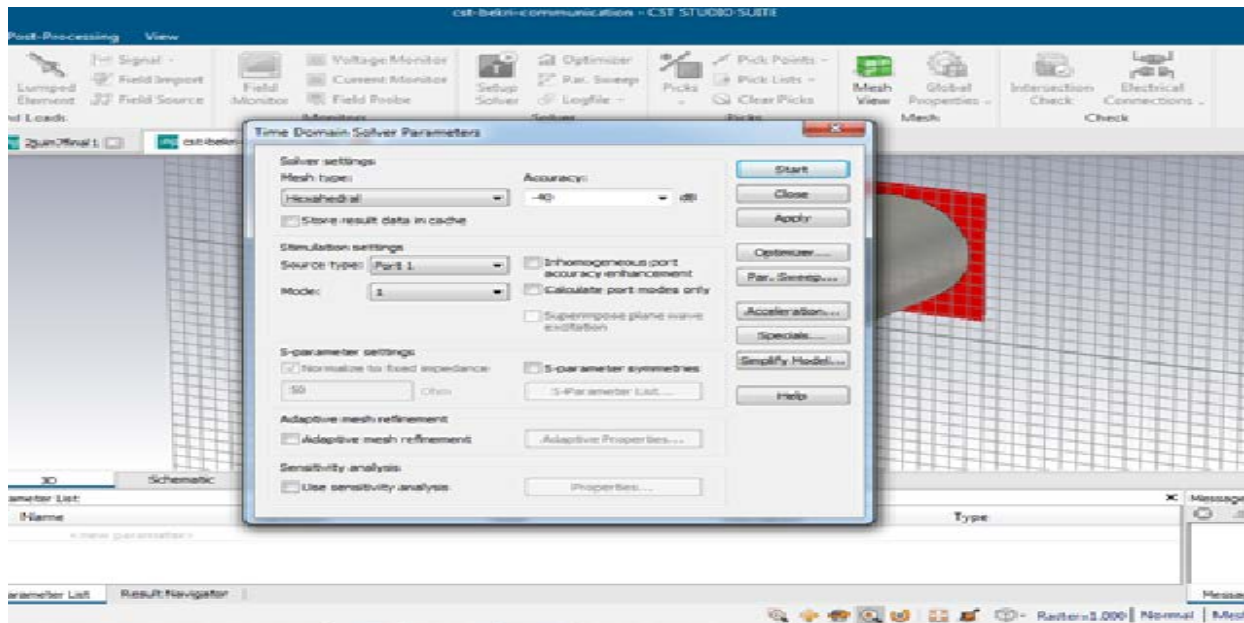
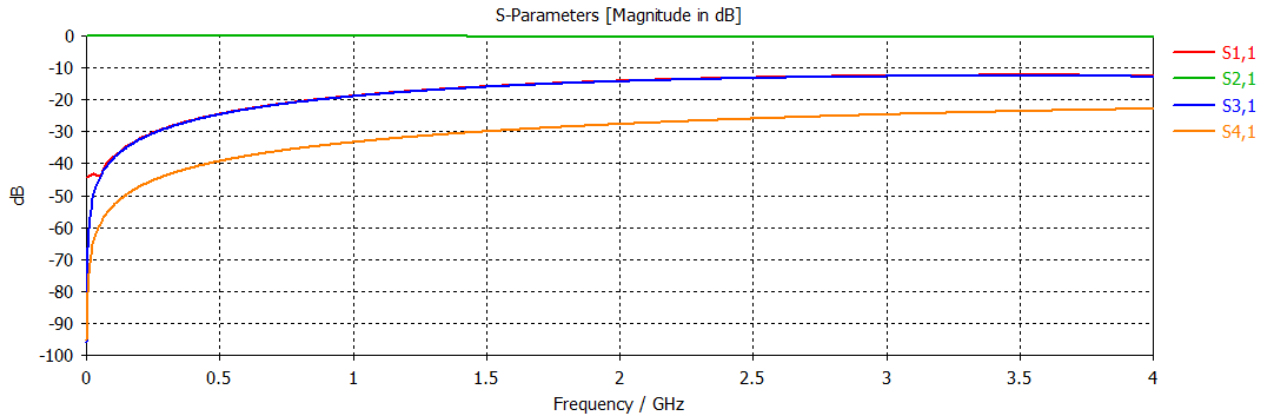


Figure III.22 : Photo montre les conditions aux limites de la structure en utilisant CST

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

Enfin, la réponse fréquentielle donnée par le logiciel CST est illustrée sur la figure (III.23) :



**Figure III.23 :** Figure montre la réponse fréquentielle du coupleur CMC fonctionnant à 2 GHz

Dans cette figure, on voit bien que la transmission est maximale entre le port (1) et (2) c'est-à-dire  $S_{12}$  est bien maximale, alors que le couplage désiré ( $S_{13}$ ) de 15 dB est obtenu à la fréquence de fonctionnement du coupleur (2 GHz), une très bonne isolation ( $S_{14}$ ) trouvée est de (-28 dB), ce qui atteste le bon choix de dimensions, et prouve aussi l'efficacité du programme MEF-2D réalisé sous Free FEM ainsi que le logiciel CST Microwave Studio.

### III.7.2. CONCEPTION DE COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE DIRECTIF DE 12 DB FONCTIONNANT A 3 GHZ ET ADAPTE A 50 Ω EN UTILISANT CST

En suivant les mêmes étapes que précédemment :

#### 1- Premièrement, on fixe notre cahier de charge :

- ✓ L'impédance caractéristique du coupleur :  $Z_c = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = 50 \Omega$
- ✓ Le coefficient de couplage  $K = 12 \text{ dB}$
- ✓ La fréquence de travail de fonctionnement de coupleur microruban cylindrique directif (CMC) à 3 GHz.

#### 2- Puis, à partir des réseaux de courbes, on trouve les dimensions de la structure :

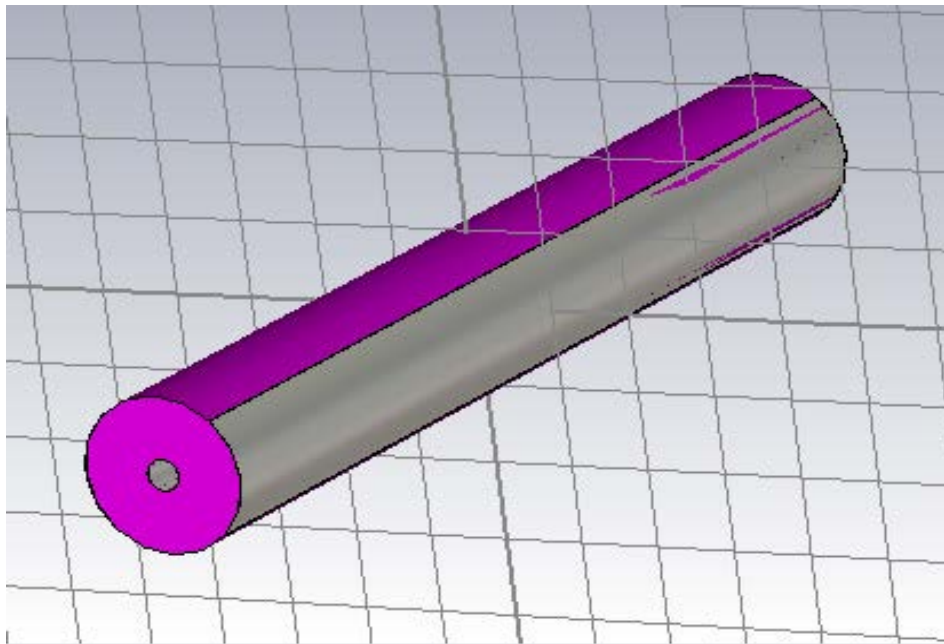
## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

---

- ✓ Le rapport  $R=0.2$
- ✓ L'angle  $\theta=100^\circ$
- ✓ La longueur de coupleur  $l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = 9.147 \text{ mm}$ .

### 3- Enfin, on trace la réponse fréquentielle en utilisant CST Microwave Studio :

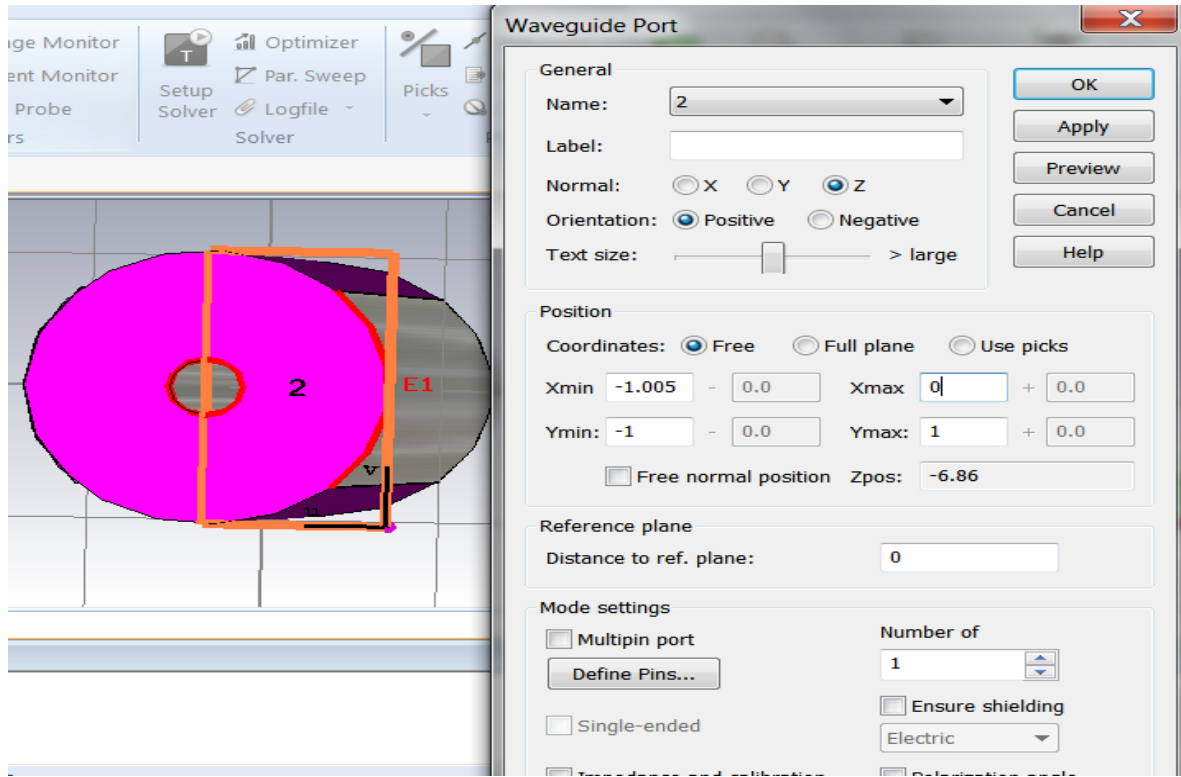
Comme il est montré sur la figure (III.24) :



**Figure III.24 :** Figure montre le tracé de la structure de la ligne LMC sous CST

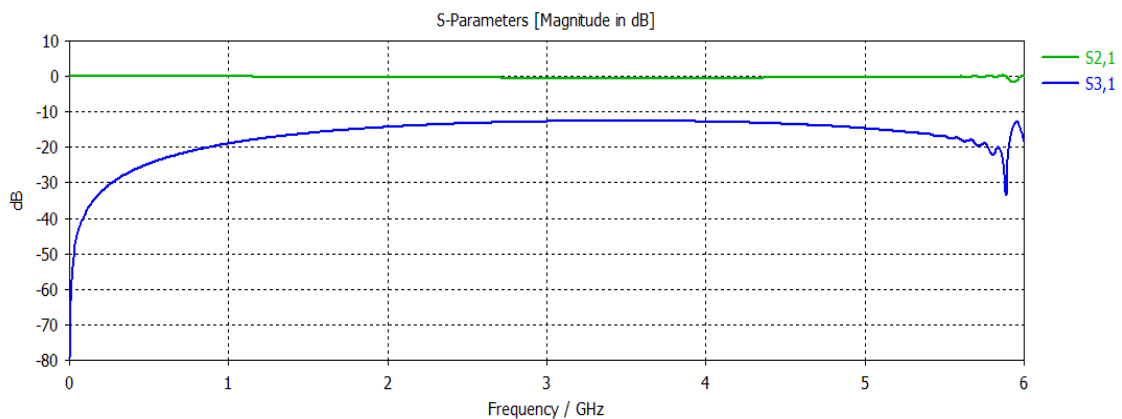
Après, en alimentant la structure de coupleur CMC en choisissant waveguide ports après avoir déterminé l'emplacement et les dimensions des ports comme il est montré sur la figure suivante:

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences



**Figure III.25 :** Figure montre les dimensions du port 1 de la structure de la ligne LMC sous CST

Enfin, CST nous donne la réponse fréquentielle suivante :



**Figure III.26 :** La transmission ( $S_{12}$ ) et le couplage ( $S_{13}$ ) du coupleur CMC en fonction de la fréquence

## Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences

### III.7.3. CONCEPTION DE COUPLEUR MICRORUBAN CYLINDRIQUE DIRECTIF DE 25 DB ET FONCTIONNANT A 3 GHZ ET ADAPTE A 50 Ω EN UTILISANT CST

Dans cette partie en suivant les mêmes étapes que précédemment, on peut trouver la réponse fréquentielle suivante :

#### 1) Fixer notre cahier de charge :

- ✓ L'impédance caractéristique du coupleur :  $Z_c = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = 50 \Omega$
- ✓ Le coefficient de couplage  $K = 25 \text{ dB}$
- ✓ La fréquence de travail de fonctionnement de coupleur microruban cylindrique directif (CMC) à 3 GHz.

#### 2) Trouver les dimensions du coupleur CMC:

Pour ce cahier de charge, à partir des réseaux de courbes présentés auparavant, on trouve :

- ✓ Le rapport  $R=0.5$
- ✓ L'angle  $\theta=40^\circ$
- ✓ La longueur de coupleur  $l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = 9.64 \text{ mm}$ .

#### 3) Tracé de la réponse fréquentielle en utilisant CST

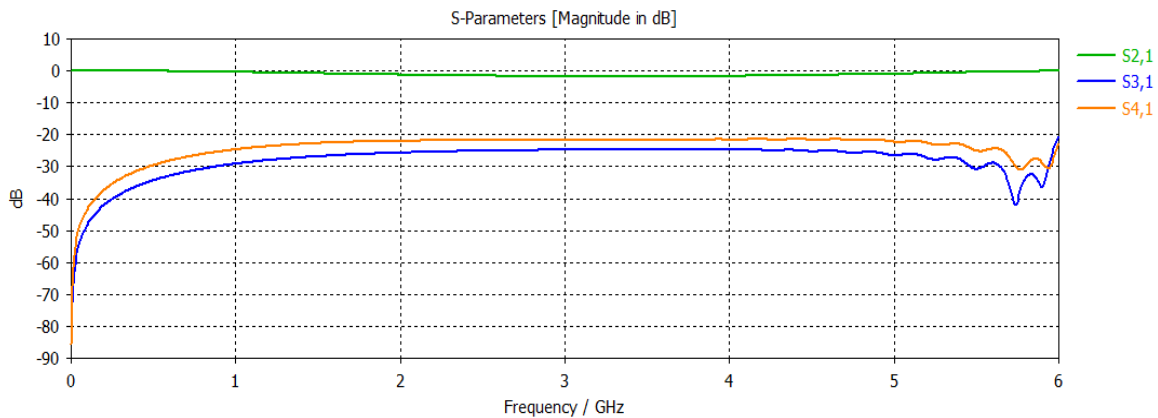


Figure III.27 : Réponse fréquentielle du coupleur de 25 dB fonctionnant à 3 GHz

## **Chapitre III : Caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique quasi-TEM et conception de nouveaux types de circuits hyperfréquences**

---

A partir de cette figure, on voit bien que le couplage désiré de (25 dB) est obtenu à la fréquence de fonctionnement (3 GHz) L'isolation est de (-22 dB), ce qui prouve encore une fois l'efficacité de programme réalisé sous Free FEM et aussi la conception du coupleur en utilisant CST.

### **III.8. CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de la caractérisation EM de la ligne microruban cylindrique LMC quasi-TEM.

A partir des résultats trouvés par la MEF, nous avons pu concevoir une panoplie de coupleurs CMC directifs non planaires de 15 dB, de 11 dB et de 25 dB, adaptés à 50  $\Omega$  et fonctionnant à 2 GHz et 3 GHz, respectivement, très recommandés et désirables dans le domaine des télécommunications.

Les types de circuits radiofréquence et micro-onde utilisant la ligne LMC, conçus et présentés dans ce chapitre sont faciles à fabriquer, peu coûteux et faciles à fonctionner.

En plus, ces circuits peuvent être fabriqués pour fonctionner à différentes fréquences en introduisant de petites modifications.

En perspectives, on peut trouver de nouvelles expressions analytiques rigoureuses pour les paramètres électromagnétiques de cette structure, et aussi utiliser ce type de lignes pour réaliser d'autres types de circuits tels que les résonateurs, les filtres, ..., etc.

# Conclusion Générale





## Conclusion Générale

---

Les dernières années, d'importants besoins à la caractérisation électromagnétique de nouveaux composants de hautes performances et à faibles pertes de formes complexes ont suscité un vif intérêt pour la conception de circuits micro-ondes et radiofréquences.

Les travaux présentés dans ce mémoire se caractérisent par l'utilisation de la méthode des éléments finis en 2D pour la caractérisation électromagnétique de la ligne microruban cylindrique LMC quasi-TEM, pour des applications hautes fréquences en télécommunications, et d'autre part, l'application de ce type de ligne dans la conception et la réalisation de différents types de coupleurs microruban cylindriques (CMC) hautement désirables et recommandés dans le domaine de l'hyperfréquence, tel que par exemple la mesure de la puissance dans la transmission.

Les travaux réalisés sont résumés dans les points suivants :

- ✓ Caractérisation électromagnétique de la ligne LMC inhomogène en fonction tous de ses paramètres géométriques en utilisant la MEF sous Free FEM.
- ✓ Présentation des résultats de conception et de simulation, en utilisant CST Microwave studio, de trois types de coupleurs micro-ondes adaptés à  $50 \Omega$ , de 15 dB fonctionnant à 2 GHz, de 12 dB fonctionnant à 3 GHz, et de 25 dB fonctionnant à 3 GHz.

L'ensemble de ces travaux, a été accompli grâce au développement d'un outil numérique puissant, efficace et très performant basé sur la MEF d'une part, et d'autre part, grâce à l'efficacité du logiciel CST Microwave Studio.

En perspectives, ces travaux seront étendus à :

- ✓ La réalisation pratique des différents dispositifs que nous avons conçus.
- ✓ Concevoir d'autres types de circuits hyperfréquences utilisant la ligne LMC.
- ✓ Trouver de nouvelles expressions analytiques pour les paramètres EM de la ligne LMC.

# Références Bibliographiques



[1] Aperçu historique Introduction aux hyperfréquences Auteur(s) : François GAUTIER  
Date de publication : 10 nov. 2005

<https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/technologies-de-l-information-th9/systemes-radars-42591210/introduction-aux-hyperfrequences-e1000/apercu-historique-e1000niv10001.html>

[2] [www.itu.int/employment/index-fr.html](http://www.itu.int/employment/index-fr.html)

[3] 7 PDF les lignes de transmission - Thierry Ditchi  
[https://instru.lpem.espci.fr/sites/instru.lpem.espci.fr/IMG/pdf/poly\\_lignes\\_23.pdf](https://instru.lpem.espci.fr/sites/instru.lpem.espci.fr/IMG/pdf/poly_lignes_23.pdf)

[4] [http://www.infcom.rnu.tn/content/pdf/cours/aline-saidane/micro\\_ondes/CHAPITRE\\_1\\_micro\\_ondes.pdf](http://www.infcom.rnu.tn/content/pdf/cours/aline-saidane/micro_ondes/CHAPITRE_1_micro_ondes.pdf)

[5] <https://cel.archives-ouvertes.fr/cel-00156394/file/Chapitre7.pdf>

[6] [http://www8.umoncton.ca/umcm-cormier\\_gabriel/Hyperfrequences/GELE5223\\_Notes1.pdf](http://www8.umoncton.ca/umcm-cormier_gabriel/Hyperfrequences/GELE5223_Notes1.pdf)

[7] PDF les lignes de transmission - Thierry Ditchi  
[https://instru.lpem.espci.fr/sites/instru.lpem.espci.fr/IMG/pdf/poly\\_lignes\\_23.pdf](https://instru.lpem.espci.fr/sites/instru.lpem.espci.fr/IMG/pdf/poly_lignes_23.pdf)

[8] Mr Lachachi Djamel caractérisation électromagnétique de nouvelle structure de coupleur coaxial partiellement diélectrique pour des applications hautes puissances en télécommunication  
Thèse de Doctorat en télécommunication, Faculté de technologie en décembre 2017

[9] Y. BEKRI «Caractérisation numérique de circuits micro-ondes utilisant la ligne à bandes symétriques elliptiques blindée» Mémoire de Magister, Université Tlemcen, Juin 2008.

[10] Kamila See discussions, stats, and author profiles for this publication at: Resonators support UHF MRI systems the user has requested enhancement of the downloaded file. All this page was uploaded by Nasreddine Benahmed on 26 January 2015.

<https://www.researchgate.net/publication/271270214>

[11] Mr BOUHMIDI RACHID Caractérisation numérique par la méthode des éléments finis des grandeurs électromagnétiques du résonateur Birdcage thèse de doctorat en électronique  
Application à la conception des ondes IIRM en 2014

[12] Y. C. WANG, Cylindrical and cylindrically warped strip and microstrip line, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-26, pp. 20-23, January 1978.

[13] K. K. JOSHI, B. N. DAS, Analysis of elliptic and cylindrical striplines using Laplace's equation, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-28, pp. 381-386, April 1980.

[14] L. R. ZENG, Y. X. WANG, Accurate solutions of elliptical and cylindrical striplines and microstrip lines, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-34, pp. 259-265, February 1986.

[15] C. H. CHAN, R. MITTRA, Analysis of a class of cylindrical multiconductor transmission lines using- an iterative approach, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT- 35, pp. 415-424, April 1987.

[16] C. J. REDDY, M.D. DESHPANDE, Analysis of cylindrical stripline with multilayer eddielectrics, Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-34, June 1986, pp. 701-706.

[17] Y.BEKRI , Caractérisation électromagnétique de composants et conception de circuits micro-ondes de formes complexes pour des applications faibles et hautes puissances en Télécommunications, Thèse de Doctorat, Département de Génie électrique et Electronique, Faculté de Technologie, Université de Tlemcen, Juillet 2013.

[18]le livre micro-ondes – tommes 1-lignes, guides et cavité (français) broché-8 janvier 2007 de Paul Cobes (Auteur).

[19] coupleur branche ligne –TEM à ligne coaxiale carrée, partie1 : conducteurs internes circulaires juin 2014

<https://www.researchgate.net/publication/279999820>

[20] R. Badoual, «Les micro-ondes I- circuits. Microruban. Filtres» Ed Masson 1984

[21] H.B. Gatland, «Electronic engineering applications of two-port networks» Ed Pergamon

[22] F. Méssa, «Méthodes d'études des circuits électriques» Les cours de l'école supérieure d'électricité, éd EYROLLES 1987

[234] H.B. Gatland, «Electronic engineering applications of two-port networks» Ed Pergamon 1976

[24] Application des Lignes TEM à la Réalisation des Fonctions Passives

[25] N. BENAHMED, « cours de CAO RF et micro-ondes », Université de Tlemcen.

[26] T. Hirota, A. Minakawa, M. Muraguchi « Reduced-Size Branch-Line and Rat-Race Hybrids for Uniplanar MMIC's », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 3, pp. 270-275, Mar. 1990.

[27] Diviseurs de puissance et coupleurs directionnels

[http://www8.umoncton.ca/umcm\\_cormier\\_Gabriel/Hyperfréquences/GELE5222\\_Notes5.pdf](http://www8.umoncton.ca/umcm_cormier_Gabriel/Hyperfréquences/GELE5222_Notes5.pdf)

[28] David M. Pozar « Microwave Engineering », Fourth edition Wiley 2012.

[29] Un coupleur directif idéal est un composant passif sans pertes à quatre ports sur support isotrope. Chaque port est adapté et la puissance injectée dans un port d'entrée (voie incidente) est divisée entre les deux ports de sortie

[30] Paul F. Combes « Micro-ondes. Tome 2. Circuits passifs, propagation, antennes. Cours et exercices », Dunod (1997).

[31] Microsoft Word-04Quadrip\ 364les, fonction de transfert, filtre.doc  
<https://melusine.eu.org/syracuse/immae/mpsi/physique-chimie/electrocinetique/04.pdf>

[32] R.Badoual, «Les micro-ondes I- circuits. Microruban. Filtres» Ed Masson 1984

[33] P. Shuch N6TX - Improved grounding for the microstrip filter - Ham Radio Août 1978.

[34] lignes et circuit hyper fréquences <http://radars-darricau.fr/livre/2-PDF/chapitre-02-3.pdf>.

[35] FREE FEM 4 : manuel d'utilisation. <http://www.freefem.org>

[36] A. Kamil, "Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1 GHz-10.6 GHz)" , grade du Maitreès sciences (M.Sc), Université du Québec,- 2011