

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République algérienne démocratique et populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب  
Université –Ain Temouchent- Belhadj Bouchaib  
Faculté des Sciences et de Technologie  
Département Génie électrique



Projet de Fin d'Etudes  
Pour l'obtention du diplôme de Master en :  
Domaine : Sciences et Technologie  
Filière : Télécommunication  
Spécialité : Réseaux et Télécommunications  
Thème

**Analyse électromagnétique et étude des lignes de transmission de forme cylindrique et conception de nouveaux types de circuits micro-ondes pour des applications hyperfréquences en télécommunications**

**Présenté Par :**

- 1) Melle. Belkhouane Soulef
- 2) Melle. Bouchiba Manel

**Devant le jury composé de :**

Dr Ferouani Souhila	MCA	UAT.B.B (Ain Temouchent )	Président
Pr AYACHE Choukria	Pr	UAT.B.B (Ain Temouchent )	Examineur
Dr Bekri Yamina	MCA	UCM (Maghnia)	Encadrant
Dr SLIMANE Zohra	MCA	UAT.B.B (Ain Temouchent )	Co-Encadrant

*Année Universitaire 2020/2021*

## Résumé

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

Les travaux réalisés sont résumés dans les points suivants :

- Caractérisation électromagnétique de la ligne stripline cylindrique TEM en fonction de ses paramètres géométriques et physiques en utilisant la MEF-2D sous Free FEM.
- Validation des résultats de la MEF avec d'autres méthodes numériques existant dans la littérature scientifique.
- La conception de la ligne stripline cylindrique TEM a été validée sous le logiciel CST Microwave Studio.
- Les résultats des paramètres électromagnétiques de la structure étudiée ont été utilisés pour concevoir et déterminer les dimensions de nouveaux coupleurs Branchline cylindriques directifs à base de la ligne stripline cylindrique TEM fonctionnant à 2 GHz.
- Caractérisation EM de la ligne stripline cylindrique TEM couplée en utilisant la méthode des éléments finis en deux dimensions (MEF-2D) pour une large gamme de paramètres géométriques.
- Les résultats obtenus par la FEM ont été utilisés pour la conception et la simulation, de plusieurs types de coupleurs stripline par proximité cylindriques directifs TEM adaptés à  $50 \Omega$ , fonctionnant à des fréquences de 4 GHz et de 2 GHz, sous le logiciel CST Microwave Studio
- Le couplage obtenu avec FreeFEM et CST est le même, pour les mêmes paramètres géométriques et physiques, ce qui prouve la précision des résultats obtenus avec la MEF-2D.

**Mots-clés :** TEM, Caractérisation EM, ligne hyperfréquence, ligne stripline TEM cylindrique, ligne stripline TEM cylindrique couplée, coupleur directif, MEF-2D, coupleur directif, coupleur Branchline, coupleur par proximité, réponse fréquentielle.

## **Remerciement**

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

*Toutes nos gratitudes s'adressent à nos chers parents, pour leur amour, leurs conseils ainsi que leur soutien inconditionnel, à la fois moral et économique.*

*Nous tenons à exprimer ici nos sincères remerciements à toutes les personnes qui nous ont apporté leur soutien.*

*Nous souhaitons adresser de grands remerciements à **Madame Y.BEKRI**, Maître de conférences à l'Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen pour son encadrement, sa disponibilité et ses encouragements face aux difficultés que nous avons rencontrées pendant notre travail.*

*Nous remercions également Madame **Z.SLIMANE** pour ses conseils et pour le temps qu'elle a bien voulu nous consacrer.*

*Nos vifs remerciements vont aux membres de jury qui nous font le grand honneur d'évaluer ce travail.*

*Nous tenons à saisir cette occasion et adresser nos profonds remerciements et nos profondes reconnaissances aux responsables et au personnel de l'Université Belhadj Bouchaïb Ain Temouchent.*

## *Dédicace*

*Je dédie ce mémoire*

*A mes parents pour leurs amours inestimables, leurs sacrifices, leur confiance, leur soutien et toutes les valeurs qu'ils ont su m'inculquer.*

*A mes grands-mères et mon grand-père, et ma tante pour toute l'affection qu'ils m'ont donnée et pour leur précieux encouragement, Que dieu leur donne une longue et joyeuse vie.*

*A mes frères **HICHEM** et **RAYEN** qui m'ont inspiré pour persévérer et continuer mes études.*

*A mes cousines **Rajaa** et **Atika**, je les remercie pour leur présence malgré la distance.*

*A tous ce qui m'a encouragé, pour leurs mots d'encouragement et leur gentillesse.*

*A ma copine **GHOZLEN** merci d'être avec moi, je suis vraiment chanceuse de t'avoir à mes cotés*

*A ma chère amie avant d'être binôme **Manel**, je la remercie pour sa présence, sa précieuse aide.*

*Belkhouane Soulef*

*Avec l'expression de ma reconnaissance je dédie ce modeste travail*

*A l'homme, mon précieux offre du dieu, qui doit ma vie, ma réussite et tout mon respect : mon cher père **Abdalkader**.*

*A la femme qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a jamais dit non à mes exigences et qui n'a épargné aucun effort pour me rendre heureuse : mon adorable mère **Yamina***

*A mon cher frère et ma chère sœur et mon beau-frère pour leurs encouragements permanents et leur soutien moral.*

*A ma grand-mère, ma chère tante et mes cousines que dieu leur donne une longue et joyeuse vie.*

*A mes meilleurs amis **Soulef** (mon binôme) et **Fatiha** et **Ghozlen** je les remercie pour leurs amours et leurs encouragements.*

***Bouchiba Manel***

<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	1
------------------------------------	---

**Chapitre I :**  
**Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences.**

I.1. INTRODUCTION.....	3
I.2. LES MICRO-ONDES (HYPERFREQUENCES) .....	3
I.3. DOMAINE D'APPLICATION.....	4
I.3.1. CHAUFFAGE INDUSTRIEL ET DOMESTIQUE (FOURS A MICRO-ONDES).....	4
I.3.2. MEDECINE.....	4
I.3.3. RADIOASTRONOMIE .....	5
I.3.4. ÉLECTRONIQUE .....	5
I.3.5. RADIOMÉTRIE MICRO-ONDE .....	5
I.3.6. RADIONAVIGATION .....	5
I.3.7. RECHERCHE PHYSIQUE .....	5
I.4. LES LIGNES DE TRANSMISSION .....	6
I.4.1 LES TYPE DE LIGNES DE TRANSMISSIONS .....	6
I.4.1.1 LIGNES DE TRANSMISSIONS PLANAIRE .....	6
I.4.1.1.1. LES LIGNES MICRO-RUBAN .....	6
I.4.1.1.2. LA LIGNE A FENTE (SLOT LINE) .....	8
I.4.1.1.3. LIGNE COPLANAIRE .....	9
I.4.1.1.4. LIGNE MICRO-RUBAN SUSPENDUE (SUSPENDED MICROSTRIP LINE : LMS) .....	10
I.4.1.1.5. LIGNE MICRO-RUBAN INVERSEE (INVERTED MICROSTRIP LINE : IML)..	11
I.4.1.1.6. LIGNES MICRO-RUBANS SUSPENDUES COUPLEES ET BLINDEES (SHIELDED COUPLED SUSPENDED MICROSTRIP LINES) .....	12
I.4.1.1.7. LA LIGNE TRIPLAQUE (STRIP-LINE) .....	13
I.4.1.1.8. LA LIGNE A AILETTES (FIN LINE) .....	13
I.4.1.1.9. LA LIGNE A SUBSTRAT SUSPENDU (SUSPENDED SUBSTRATE LINE)...	14
I.4.1.1.10. LA LIGNE MICROBANDE INVERSEE PIEGEE .....	15
I.4.1.2. LES LIGNES DE TRANSMISSIONS DE FORME CYLINDRIQUE (NON PLANAIRE).....	15
I.4.1.2.1. LIGNES BIFILAIRES .....	15
I.4.1.2.2. LIGNE COAXIAL .....	16

I.4.1.2.3. LIGNE A BANDES SYMETRIQUES ELLIPTIQUES BLINDEE QUASI TEM....	17
I.4.1.2.4. LINGE QUASI-TEM A BANDES SYMETRIQUES CIRCULAIRES BLINDEE...	18
I.4.1.2.5. LIGNE COAXIALE PARTIELLEMENT REMPLIE .....	19
I.4.1.2.6. LINGE TRIPLAQUE CYLINDRIQUE.....	20
I.4.1.2.7.LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM .....	21
I.4.1.2.8. LIGNE MICRORUBAN CYLINDRIQUE COUPLEE QUASI-TEM ET LIGNE TRIPLAQUE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM .....	22
I.5. THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION (LES EQUATIONS DES TELEGRAPHISTES) .....	23
a. CAS DE LA LIGNE SANS PERTE.....	25
b. CAS DE LA LIGNE REELLE.....	25
I.5.1.SOLUSTIONS GENERALES EN REGIME SINUSOIDAL .....	27
a. CAS GENERAL DE LA LIGNE AVEC PERTES .....	27
b. CAS PARTICULIER DE LA LIGNE SANS PERTE .....	29
c. CAS DE LA LIGNE AVEC FAIBLES PERTES.....	29
d. CAS DE LA LIGNE SANS DISTORSION.....	29
I.6. CONCLUSION .....	30

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

II.1. INTRODUCTION.....	32
II.2. PARAMETRES S.....	32
II.3. LES COUPLEURS.....	34
II.3.1. COUPLEUR DIRECTIF.....	34
II.3.1.1 THÉORIE DES COUPLEURS DIRECTIFS.....	35
II.3.1.2 MATRICE [S] D'UN COUPLEUR DIRECTIF.....	35
II.3.1.3 METHODES DE CONCEPTION DES COUPLEURS DIRECTIFS .....	36
II.3.1.3.1 COUPLEURS PAR PROXIMITÉ.....	36
II.3.1.3.2 COUPLEUR A LIGNES COUPLEES.....	37
II.3.1.3.3 COUPLEURS DE LANGE.....	38
II.3.1.3.4 COUPLEURS EN ÉCHELLE OU BRANCH-LINE COUPLER (BLC) .....	38
II.3.1.3.5 COUPLEUR HYBRIDE.....	39



II.4. DIVISEUR DE PUISSANCE.....	39
II.4.1 LES PARAMETRES D'UN DIVISEUR DE PUISSANCE.....	40
II.4.1.1 LES PERTES D'INSERTION.....	40
II.4.1.2 L'ISOLATION.....	41
II.4.1.3 LA DIRECTIVITE.....	41
II.4.2. JONCTION T.....	41
II.4.2.1. LE DIVISEUR RESISTIF.....	41
II.4.3. DIVISEUR DE WILKINSON.....	43
II.5. LES FILTRES HYPERFRÉQUENCES.....	44
II.5.1 PRINCIPE GENERAL DU FILTRAGE HYPERFREQUENCE.....	45
II.5.2 APPLICATIONS.....	46
II.5.3 DIFFERENTS TYPE DE FILTRE .....	46
II.5.3.1. NUMERIQUE.....	46
II.5.3.2. ANALOGIQUE.....	46
II.5.3.2.1. FILTRE PASSIF.....	46
II.5.3.2.2 FILTRES COUPLES.....	47
II.5.3.2.3 FILTRES PASSIFS VOLUMIQUES.....	48
II.5.3.2.4 FILTRES A ONDES ACOUSTIQUES.....	48
II.5.3.2.5 FILTRES MICRO-ONDES PLANAIRES.....	48
II.6. LES ANTENNES.....	48
II.6.1 PARAMETRES CARACTERISTIQUES D'UNE ANTENNE.....	49
II.6.1.1 IMPEDNCE D'ENTREE.....	49
II.6.1.2 COEFFICIENT DE REFLEXION ET ROS.....	50
II.6.1.3 DIAGRAMME DE RAYONNEMENT.....	50
II.6.1.4 DIRECTIVITE, GAIN ET RENDEMENT D'UNE ANTENNE.....	50
II.6.1.4.1. DIRECTIVITE.....	50

II.6.1.4.2 GAIN D'UNE ANTENNE.....	51
II.6.1.4.3 RENDEMENT.....	51
II.6.1.5 BANDE PASSANTE ET FACTEUR DE QUALITE.....	51
II.6.2. DOMAINES D'APPLICATION.....	52
II.6.3 DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES.....	52
II.6.3.1 ANTENNE DIPOLAIRE.....	52
II.6.3.2 BOUCLE MAGNETIQUE.....	53
II.6.3.3 ANTENNE CORNET.....	53
II.6.3.4 ANTENNES A FENTES.....	54
II.6.3.5 ANTENNE A REFLECTEUR PARABOLIQUE.....	54
II.6.3.6 ANTENNE MICRO RUBAN.....	55
II.7. LES ATTÉNUATEURS.....	56
II.7.1 LES ATTÉNUATEURS COPLANAIRES.....	56
II.7.2. TOPOLOGIE DE L'ATTENUATEUR COPLANAIRE.....	57
II.8. CONCLUSION.....	58

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

III.1 INTRODUCTION.....	59
III.2 PRESENTATION DE LA LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE TEM .....	60
III.3 ANALYSE NUMÉRIQUE PAR LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS.....	61
III.3.1 ÉTABLISSEMENT DE L'ÉQUATION DE LAPLACE.....	61
III.3.2 CALCUL DES PARAMÈTRES ÉLECTROMAGNETIQUES.....	63

III.4 DESCRIPTION DE FREEFEM.....	64
III.5 EXPRESSIONS ANALYTIQUES.....	65
III.6. RESULTATS EN UTILISANT LA METHODE DES ELEMENTS FINIS.....	66
III.6.1 VALIDATION DES RESULTATS OBTENU PAR LA MEF.....	67
III.6.2 PRESENTATION DES RESULTATS OBTENUS PAR LA MEF SOUS FREEFEM..	67
III.7 CONCEPTION DU COUPLEUR BRANCHLINE A BASE DE LA LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE FONCTIONNANT A 2 GHZ .....	69
III.7.1 METHODE DE CONCEPTION.....	70
III.7.2 CONCEPTION DE COUPLEUR BRANCHLINE TEM FONCTIONNANT A 2 GHZ.....	71
III.7.3 CONCEPTION ET SIMULATION DE LA LIGNE STRIPLINE TEM CYLINDRIQUE D'IMPEDANCE 50 $\Omega$ SOUS CST MICROWAVE STUDIO.....	71
III.8 CONCEPTION ET SIMULATION DE LIGNE STRIPLINE TEM CYLINDRIQUE D'IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE 35 $\Omega$ .....	73
III.9 CONCLUSION.....	75

## **Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs**

IV.1 INTRODUCTION.....	77
IV.2 PRESENTATION DE LA LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM....	78
IV.3 CARACTERISATION ELECTROMAGNETIQUE (EM) .....	78
IV.4 RESULTATS PAR LA MEF.....	79
IV.5. COUPLEURS STRIPLINE CYLINDRYQUE TEM PAR PROXIMITE DIRECTIFS...84	
IV.5.1 DESCRIPTION DU COUPLEUR.....	84
IV.6 CONCEPTION DE COUPLEURS STRIPLINE PAR PROXIMITE CYLINDRIQUES DIRECTIFS SOUS L'ENVIRONNEMENT CST MICROWAVE STUDIO.....	84
IV.7 CONCLUSION.....	91

**CONCLUSION GENERALE .....92**

**REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....94**

## Liste des figures

### Chapitre I : Généralité sur les lignes de transmission en hyperfréquences

<b>Figure I.1</b> : Ligne micro-ruban.....	7
<b>Figure I.2</b> : structure générale de la ligne micro-ruban.....	7
<b>Figure I.3</b> : Les lignes de champs E-M.....	8
<b>Figure I.4</b> : ligne à fente.....	9
<b>Figure I.5</b> : Ligne coplanaire.....	9
<b>Figure I.6</b> : lignes des champs d'une ligne coplanaire.....	10
<b>Figure I.7</b> : ligne micro-ruban suspendue.....	11
<b>Figure I.8</b> : Coupe transversale de la ligne inversée.....	11
<b>Figure I.9</b> : Structure de la ligne microbande inversée.....	12
<b>Figure I.10</b> : Vue en coupe transversale des lignes micro ruban couplées asymétriques noyées dans un milieu diélectrique en couches. ....	12
<b>Figure I.11</b> : la ligne triplaque.....	13
<b>Figure I.12</b> : structure de la ligne à ailettes (a) Unilatérale (b) bilatérale.....	14
<b>Figure I.13</b> : structure d'un substrat suspendu.....	14
<b>Figure I.14</b> : Distribution des champs dans la Ligne microbande inversée blindée.....	15
<b>Figure I.15</b> : La ligne bifilaire.....	16
<b>Figure I.16</b> : Paire torsadée.....	16
<b>Figure I.17</b> : Présentation d'un câble coaxial (a) et (b) .....	17
<b>Figure I.18</b> : Une représentation (3D) de la ligne quasi-TEM à bandes symétriques elliptiques en (a) et sa section transversale en (b) .....	18
<b>Figure I.19</b> : (a) Le résonateur quasi-TEM à bandes symétriques circulaires et (b) Section transversale du résonateur quasi-TEM.....	19

<b>Figure I.20</b> : Ligne coaxiale partiellement remplie circulaire.....	19
<b>Figure I.21</b> : La vue en coupe transversale de la Ligne triplaque cylindrique.....	21
<b>Figure I.22</b> : Section transversale de la ligne stripline cylindrique couplée TEM en (a) et représentation en trois dimensions (3D) en (b) .....	21
<b>Figure I.23</b> : Représentation (3D) de la ligne triplaque cylindrique couplée TEM en (a) et sa section transversale en (b) .....	22
<b>Figure I.24</b> : Excitation en mode paire.....	24
<b>Figure I.25</b> : Excitation en mode impair.....	27

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

<b>Figure II.1</b> : Présentation d'un quadripôle avec les ondes incidentes et réfléchies.....	33
<b>Figure II.2</b> : Coupleur directif.....	35
<b>Figure II.3</b> : Un coupleur à ligne couplée.....	37
<b>Figure II.4</b> : Géométrie d'un coupleur Lange.....	38
<b>Figure II. 5</b> : Le coupleur hybride 3dB/90° (a) et 3dB/180° (b).....	39
<b>Figure II.6</b> : Différents diviseurs de puissance en jonction T. (a) Guide d'onde T (plan E). (b) Guide d'onde T du (plan H). (c) Géométrie à ligne micro ruban.....	41
<b>Figure II.7</b> : Diviseur de puissance résistif à trois ports à répartition égal.....	42
<b>Figure II.8</b> : Diviseur de puissance résistif à trois ports : schéma en (a) et la photographie en (b).....	43
<b>Figure II.9</b> : Modèle du diviseur de puissance Wilkinson.....	44
<b>Figure II.10</b> : Principes de filtrage microonde passe bande.....	45
<b>Figure II.11</b> : les différents types de filtre.....	47
<b>Figure II.12</b> : Schéma équivalent de cavités couplées.....	48
<b>Figure II.13</b> : Circuit équivalent d'une antenne.....	49
<b>Figure II.14</b> : répartition du courant le long d'un dipôle et champ rayonné.....	53

<b>Figure II.15</b> : Boucle magnétique.....	53
<b>Figure II.16</b> : Différents types d'antenne cornets.....	54
<b>Figure II.17</b> : Fentes sur le grand côté d'un guide rectangulaire.....	54
<b>Figure II.18</b> : Antenne à réflecteur parabolique.....	55
<b>Figure II.19</b> : structure d'une antenne patch.....	56
<b>Figure II.20</b> : Atténuateur coplanaire en T : prototype 1 (à gauche) et prototype 2 (à droite)...	57

### **CHAPITRE III : Présentation de la ligne stripline TEM cylindrique et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline**

<b>Figure III.1</b> : Section transversale de la ligne strip-line cylindrique couplée TEM.....	60
<b>Figure III.2</b> : représentation (3D) de la ligne Stripline Cylindrique TEM.....	61
<b>Figure III.3</b> : Tracé de la ligne strpline TEM cylindrique sous free FEM pour $\theta = 30^\circ$ .....	66
<b>Figure III.4</b> : Maillage de la ligne Stripline cylindrique TEM pour $\theta = 30$ avec 4000 nœuds.....	66
<b>Figure III.5</b> : Influence de l'angle de conduction sur l'impédance caractéristique de la ligne Stripline homogène.....	68
<b>Figure III.6</b> : Influence de l'angle de conduction sur la capacité linéique de la ligne Stripline homogène.....	68
<b>Figure III.7</b> : Influence de l'angle de conduction sur l'inductance linéique de la ligne Stripline homogène.....	69
<b>Figure III.8</b> : Schéma d'un coupleur Branchline à lignes microrubans.....	70
<b>Figure III.9</b> : Conception du coupleur Branch line.....	70
<b>Figure III.10</b> : Schéma en 3D du coupleur Branchline TEM fonctionnant à 2GHz.....	71
<b>Figure III.11</b> : Simulation de la ligne Stripline TEM de $50 \Omega$ .....	72
<b>Figure III.12</b> : Réponse fréquentielle de la ligne Stripline micro-onde TEM de $50 \Omega$ fonctionnant à 2 GHz, sous l'environnement CST Microwave Studio.....	73

<b>Figure III.13</b> : Simulation de la ligne Stripline TEM de 35 $\Omega$ .....	74
<b>Figure III.14</b> : Réponse fréquentielle de la ligne Stripline de 35 $\Omega$ micro-onde TEM fonctionnant à 2 GHz, sous l'environnement CST Microwave Studio.....	74
<b>Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs</b>	
<b>Figure IV.1</b> : section transversale de la ligne stripline cylindrique couplée TEM en (a) et sa représentation (3D) en (b).....	78
<b>Figure IV.2</b> : Maillage de la configuration générale de coupleur stripline cylindrique directif avec 4000 nœuds $r_2/r_1=2$ .....	79
<b>Figure IV.3</b> : Influence de l'angle de conduction ( $\theta$ ) sur l'impédance caractéristique du mode pair ( $Z_{0e}$ ).....	80
<b>Figure IV.4</b> : Influence de l'angle de conduction sur l'impédance caractéristique du mode impair ( $Z_{0o}$ ).....	80
<b>Figure IV.5</b> : Influence de l'angle de conduction sur le coefficient de couplage de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM.....	81
<b>Figure IV.6</b> : Influence de l'angle de conduction sur la capacité C11.....	81
<b>Figure IV.7</b> : Influence de l'angle de conduction sur la capacité C12.....	82
<b>Figure IV.8</b> : Influence de l'angle de conduction sur l'inductance propre L11.....	82
<b>Figure IV.9</b> : Influence de l'angle de conduction sur l'inductance L12.....	83
<b>Figure IV.10</b> : Schéma du coupleur.....	84
<b>Figure IV.11</b> : Démarrage de CST.....	85
<b>Figure IV.12</b> : Template CST.....	86
<b>Figure IV.13</b> : Simulation de la structure du coupleur Stripline cylindrique par proximité directif sous l'environnement CST.....	87
<b>Figure IV.14</b> : Figure montrant les dimensions de strip.....	88



<b>Figure IV.15</b> : Figure montre les ports de coupleur Stripline cylindrique par proximité directif.....	88
<b>Figure IV.16</b> : Réponse fréquentielle de coupleur Stripline cylindrique TEM par proximité directif fonctionnant à 4 GHz.....	89
<b>Figure IV.17</b> : Réponse fréquentielle du coupleur Stripline cylindrique TEM par proximité directif fonctionnant à 4 GHz.....	89
<b>Figure IV.18</b> : Réponse fréquentielle de coupleur Stripline cylindrique TEM par proximité directif fonctionnant à 2 GHz avec $\epsilon_r = 2.5$ .....	90
<b>Figure IV.19</b> : Réponse fréquentielle de coupleur Stripline cylindrique TEM par proximité directif fonctionnant à 2 GHz avec $\epsilon_r = 4.3$ .....	90

## Liste des tableaux

### Chapitre I : Généralité sur les lignes de transmission et hyperfréquence

Tableau I.1 : Plage d'ondes radio.....4

Tableau I.2 : Plage de fréquence micro-ondes.....4

### CHAPITRE III : Présentation de la ligne stripline TEM cylindrique et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline

Tableau III.1 : Impédance caractéristique normalisée de la ligne triplaque cylindrique TEM comparée avec d'autres résultats de la littérature scientifique.....67

Tableau III.2 : Résultats de conception d'une ligne d'amenée de puissance d'impédance caractéristique  $50 \Omega$ .....72

Tableau III.3 : Résultats de conception d'une ligne d'amenée de puissance d'impédance caractéristique  $35 \Omega$ .....74

Tableau III.4 : Résultats de caractérisation et de conception de coupleur Branchline-TEM utilisant des tronçons de ligne Stripline TEM cylindrique fonctionnant à 2 GHz.....75

### Chapitre IV : Présentation de la ligne stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs

Tableau IV.1: les paramètres géométriques et physiques de deux de coupleurs micro rubans cylindriques directifs de  $50 \Omega$  fonctionnant à 2 GHz.....85

## Liste d'abréviations

EHF : Extrêmement haute fréquence

V.O.R : VHF Omnidirectionnel Range

D.M.E : Distance Measurement Equipment

L'I.L.S : Instrument Landing System

M.L.S : Microwave Landing System

CPW : coplanar wave guide

LMI : lignes micro-rubans inversées

IRM : l'imagerie par résonance médicale

RF : radio fréquence

MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit

BLC : Branche line coupleurs

TPG : temps de propagation de groupe

DSP : Digital Signal Processor

SAW : Surface Acoustic Waves

BAW : Bulk Acoustic Waves

R.O.S : Rapport d'Onde Stationnaire

RFID : Identification par radiofréquences

EM : caractérisation électromagnétique

Zc : l'impédance caractéristique

MEF : méthode des éléments finis

MEMS : Micro Electro Mechanical Systems

---

## *Introduction générale*

---

## Introduction générale

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

L'hyperfréquence occupe une bande de fréquences où la taille géométrique de l'objet utilisé est de l'ordre de la longueur d'onde électromagnétique. Les circuits micro-rubans sont la base de fabrication de nombreux circuits hyperfréquences tel que les coupleurs directifs, les diviseurs de puissance les filtres..., qui sont des éléments passifs indispensables dans de nombreux systèmes hyperfréquences tels que les mélangeurs, les modulateurs et les réseaux de formation de faisceau d'antenne [1].

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

En tirant parti de la configuration cylindrique, on peut trouver des applications qui incluent l'utilisation d'un matériau diélectrique flexible dans la conception d'adaptateurs de transition, de baluns, de filtres, de transformateurs d'impédance, pour les alimentations des antennes et réseaux d'antennes cylindriques et aussi pour l'imagerie par résonance médicale (IRM)...etc [2].

Dans ce mémoire, nous proposons d'étudier et d'analyser la ligne Stripline cylindrique simple et la ligne Stripline cylindrique couplée en fonction de leurs paramètres physiques et géométriques en utilisant la méthode des éléments finis (MEF) en deux dimensions. Ces résultats de la caractérisation électromagnétique (EM) ont été utilisés pour faire la conception de nouveaux types de coupleurs cylindriques TEM micro-ondes directifs de hautes performances sous l'environnement CST Microwave Studio.

Notre travail est composé de quatre chapitres :

- ✓ Le premier chapitre présente d'une part, les généralités sur les lignes de transmission hyperfréquences planaires et non planaires ; et d'autre part il présente la théorie des lignes de transmission en hyperfréquences.

## Introduction générale

---

- ✓ Dans le deuxième chapitre, on va présenter l'application des lignes de transmissions dans la conception de circuits passifs tels que les diviseurs, les filtres, les coupleurs, les antennes,... et leurs théories.
- ✓ Dans le troisième chapitre, on s'intéresse à la caractérisation électromagnétique (EM) de la ligne stripline TEM cylindrique, en se basant sur la méthode des éléments finis (MEF) sous l'environnement freeFEM. Puis, nous allons utiliser ces résultats pour concevoir de nouveaux types de coupleurs Branchline cylindriques micro-ondes directifs.
- ✓ Dans le derniers chapitre, nous présentons nos résultats de la caractérisation électromagnétique: de la ligne stripline cylindrique couplée TEM en fonction de ses paramètres géométriques et physiques, obtenus sous l'environnement FreeFEM. Les résultats ont été utilisés pour la conception de nouveaux types de coupleurs par proximité directifs fonctionnant à 2 et 4 GHz, sous le logiciel CST Microwave Studio.

---

*Chapitre I : Généralités sur les lignes de  
transmission en hyperfréquences*

---

# **Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences**

---

## **I.1. INTRODUCTION**

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

Les dispositifs hyperfréquences tels que filtres, amplificateurs, antennes, coupleurs, etc... sont généralement connectés ou alimentés à travers des lignes, câbles ou guides d'ondes. Ces structures ont la propriété de guider des ondes qui amènent ou transfèrent l'énergie vers ou entre les dispositifs. Elles doivent le faire de façon optimale, c'est-à-dire avec le minimum de pertes, le minimum de dispersion du signal et assurer une adaptation par rapport à la charge et au générateur et ceci sur la largeur de bande de fréquences utile à l'application [3].

Il est généralement admis que le domaine des ondes hyperfréquences, à une partie spécifique du spectre des ondes électromagnétiques, celle des ondes submétriques jusqu'aux ondes millimétriques [4].

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

Dans ce chapitre, on s'intéresse sur les lignes de transmissions en hyperfréquence, on va citer quelques modèles avec leurs figures ainsi que la théorie de ces lignes.

## **I.2. LES MICRO MICRO-ONDES (HYPERFREQUENCES) :**

Le mot micro-ondes est la traduction littérale de l'anglais microwaves (wave = onde). Le terme spécifiquement français est hyperfréquences, mais micro-ondes est plus largement utilisé. La fréquence  $f$  de l'onde est liée à la longueur d'onde  $\lambda$  dans l'air ou le vide par  $\lambda = c / f$  ou  $c = 3.10^8$  m/s. C'est la vitesse (ou célérité) des ondes électromagnétiques dans l'air ou le vide [5].

Ce tableau présente les différentes bandes de fréquence des ondes radios.

Le spectre radiofréquence :

Dans le spectre radiofréquence qui s'étend des fréquences extrêmement basses aux fréquences extrêmement hautes (EHF) nous pouvons situer les micro-ondes entre les hautes fréquences et les fréquences extrêmement hautes (EHF) qui évoluent par décade comme l'indique le tableau I.1 ci-dessous.



## Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

Bande de fréquence et abréviation	Les fréquences
Very Low Frequency « VLF »	3 – 30 KHz
Low Frequency « LF »	30 – 300 KHz
Medium Frequency « MF »	300 – 3000 KHz
High Frequency « HF »	3 – 30 MHz
Very High Frequency « VHF »	30 – 300 MHz
Ultra High Frequency « UHF »	300 – 3000 MHz
Super High Frequency « SHF »	3 – 30 GHz
Extremely High Frequency « EHF »	30 – 300 GHz

**Tableau I.1 :** Plage d'ondes radio

Les micro-ondes sont souvent réparties en gammes de fréquences correspondant à des bandes normalisées d'utilisation de guides d'ondes comme le montre le tableau I.2 ci-dessous :

Bande de fréquence	Les fréquences
L Band	1 – 2 GHz
S Band	2 – 4 GHz
C Band	4 – 8 GHz
X Band	8 – 12 GHz
Ku Band	12 – 18 GHz
K Band	18 – 26 GHz
Ka Band	26 – 40 GHz

**Tableau I.2 :** Plage de fréquence micro-ondes

### I.3. DOMAINE D'APPLICATION

**I.3.1. CHAUFFAGE INDUSTRIEL ET DOMESTIQUE industriel (FOURS À MICRO-ONDES) :** En utilisant le magnétron comme tube de puissance et les caractéristiques des micro-ondes. Par rapport aux méthodes traditionnelles, cela permet d'obtenir un chauffage plus rapide et plus uniforme.

**I.3.2. MÉDECINE :** L'hyperthermie micro-ondes est étudiée pour le traitement de tumeurs cancéreuses. Le problème étant de n'irradier à une température précise, que la zone occupée

## **Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences**

par la tumeur. Aussi utilisé pour la stérilisation, l'imagerie par micro-onde, simulation cardiaque, contrôle d'hémorragie.

**I.3.3. RADIOASTRONOMIE :** On a découvert que le rayonnement des étoiles et des galaxies est très riche dans le domaine des micro-ondes et que l'on peut en retirer des informations complémentaires de celles recueillies dans le domaine du visible. C'est ainsi qu'ont été mis au point des radiotélescopes munis d'une grande antenne parabolique, de 100 m de diamètre ou plus, et d'amplificateurs à très faible bruit (Masers), refroidis si nécessaire, à la température de l'hélium liquide (4 K).

**I.3.4. ÉLECTRONIQUE :** On sait maintenant réaliser des circuits et des dispositifs très performants qui accomplissent en micro-ondes les grandes fonctions de l'électronique classique : oscillation, amplification, mélange et multiplication de fréquence.

**I.3.5. RADIOMÉTRIE MICRO-ONDE :** Cela consiste à mesurer à l'aide d'un récepteur très sensible (radiomètre à puissance totale ou radiomètre de Dicke), la puissance émise en microondes par une zone couverte par le diagramme d'une antenne reliée au radiomètre. Ces radiomètres peuvent être aéroportés ou sur satellite et sont utilisés en télédétection pour l'évaluation de caractéristiques physiques ou naturelles de la zone observée. L'avantage de la radiométrie micro-onde est qu'elle reste opérationnelle, aussi bien la nuit que le jour et même en présence d'une couverture nuageuse ou de précipitations.

**I.3.6. RADIONAVIGATION :** Outre le radar plusieurs systèmes permettent d'assurer le repérage et le guidage des avions : le V.O.R. (VHF Omnidirectionnel Range) pour indiquer la direction, le D.M.E. (Distance Measurement Equipment) et le T.A.C.A.N. (militaire) pour indiquer la distance ainsi que l'I.L.S. (Instrument Landing System) et bientôt le M.L.S. (Microwave Landing System) pour l'atterrissage automatique.

**I.3.7. RECHERCHE PHYSIQUE :** Les micro-ondes sont très utilisées aussi bien en spectroscopie que pour le traitement (par polymérisation) et la caractérisation (mesure de la permittivité diélectrique) des matériaux, notamment les matériaux composites. Des mesures à l'aide de guides d'ondes ou cavités résonnantes sont particulièrement performantes.

Domaine industriel : mesure Propriétés des substances, mesure vapeur d'eau, séchage industriel- conservation de produits alimentaires [5].

### **I.4. LES LIGNES DE TRANSMISSION :**

Une ligne de transmission est un connecteur qui transmet l'énergie d'un point à un autre. Elle est généralement utilisée pour la transmission et le contrôle des ondes électromagnétiques, y compris les micro-ondes avec certaines lignes de transmission, grâce à la disposition spécifique de chacun des champs électriques et magnétiques, la propagation des ondes à l'intérieur de la ligne de transmission. Ils sont utilisés pour fabriquer des circuits et des systèmes hyperfréquences comme les filtres, des transformateurs d'impédance, les coupleurs. Selon la gamme de fréquences d'utilisation, ils présentent une très grande diversité. Ces lignes de transmission peuvent être :

- **ouvertes** : possibilité de rayonnement ;
- **fermées** : champs entièrement contenus à l'intérieur d'une enveloppe conductrice (blindage) ; lignes coaxiaux.
- **homogènes** : un seul milieu de propagation de la ligne. Il ne varie pas dans le plan perpendiculaire au sens de la propagation onde en espace libre, ligne bifilaire.
- **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. Nous pouvons citer la ligne micro-ruban : simple, suspendue et inversée, la ligne coplanaire et la ligne coaxiale partiellement remplie, guides diélectriques, micro ruban, ligne à fente, ligne coplanaire [6].

#### **I.4.1 TYPE DES LIGNES DE TRANSMISSION :**

##### **I.4.1.1 LIGNES DE TRANSMISSION PLANAIRE :**

###### **I.4.1.1.1. LES LIGNES MICRO-RUBAN :**

Les lignes micro-ruban sont le type de lignes de transmission le plus couramment utilisé pour les circuits intégrés hautes-fréquences. Principalement parce qu'elle est très adaptée à la fabrication par des procédés photo lithographiques, et aussi parce qu'elle permet une intégration simple de composants passifs et actifs à travers les surfaces d'assemblage. Dans la ligne micro ruban, les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne de métallisation et le plan de masse, bien qu'une petite partie se trouve également dans l'air au-dessus du substrat. Cela signifie que la ligne micro ruban ne peut pas supporter le mode TEM pur, car la vitesse de phase du champ TEM dans le diélectrique est différente de la vitesse de phase dans l'air. La ligne micro ruban est constituée d'un substrat (Si, GaAs, etc...)

## Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

avec des lignes métalliques sur le dessus. La surface inférieure du substrat est une plaque métallique et assure la mise à la terre. La Figure I.1 montre un exemple [7].

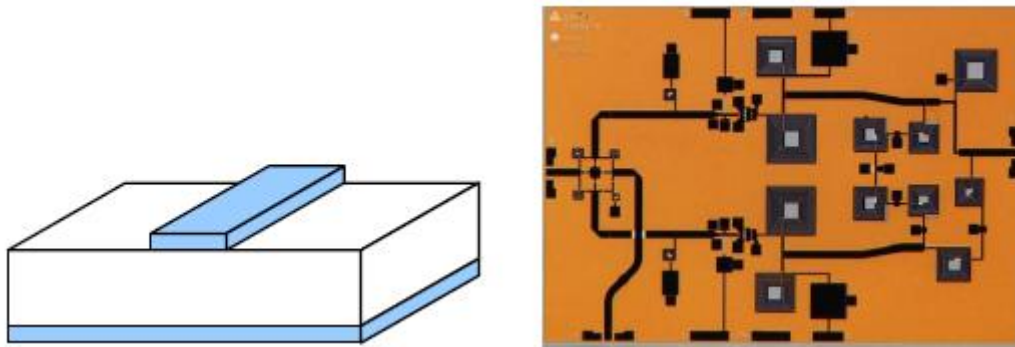


Figure I.1 : Ligne micro-ruban [8]

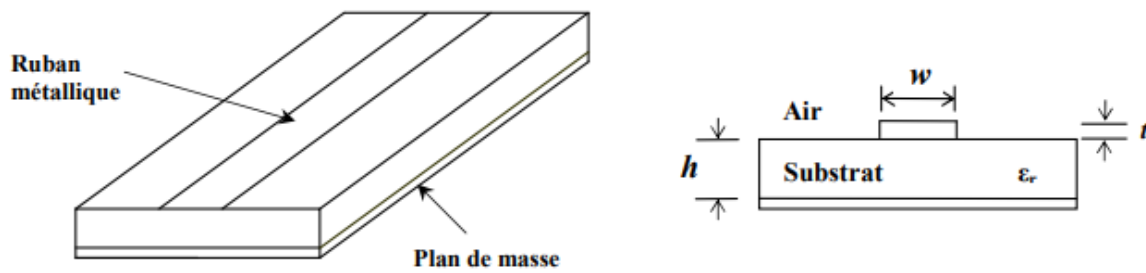
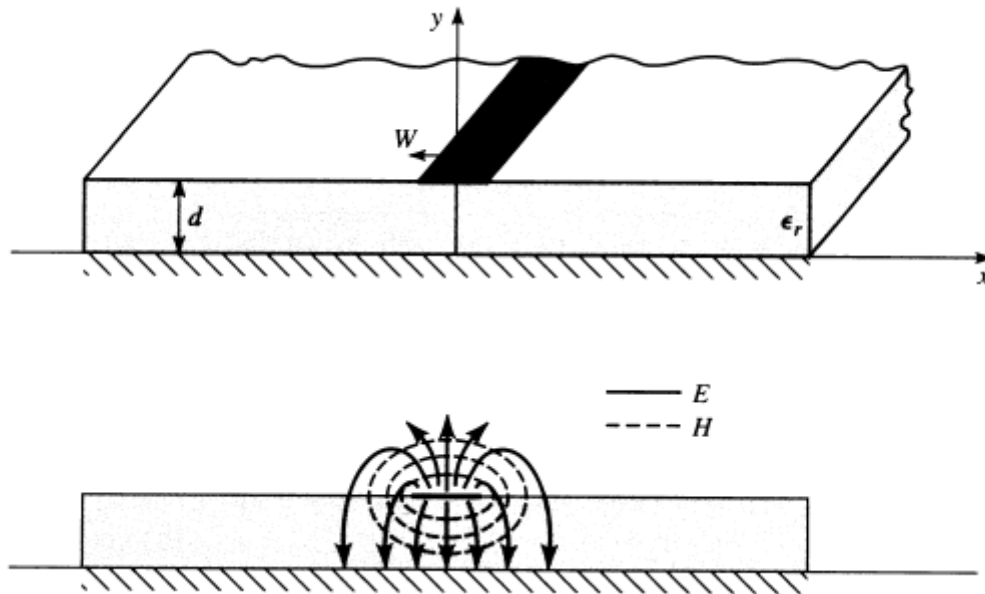


Figure I.2 : structure générale de la ligne micro-ruban [9]



**Figure I.3** : Les lignes de champs E-M [7]

En réalité, les champs exacts d'une structure micro-ruban correspondent à une onde TM-TE. Toutefois, dans la plupart des cas pratiques, l'épaisseur du diélectrique est électriquement suffisamment petite ( $d \ll \lambda$ ) 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 [7].

### **I.4.1.1.2. LA LIGNE A FENTE (SLOT LINE) :**

Les deux conducteurs formant la ligne sont déposés sur la même face du substrat diélectrique, pas de métallisation sur l'autre face du substrat.

La propagation du champ est complètement non-TEM et le mode fondamental est quasi-TE. C'est un véritable guide d'onde. Ligne à fente (slot line) et Propagation des champs qui possède une fréquence de coupure par mode, et encore la ligne à fente est très dispersive et à haute impédance [10].

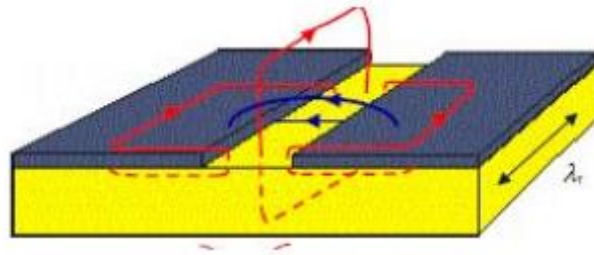


Figure I.4 : ligne à fente [10]

### I.4.1.1.3. LIGNE COPLANAIRE :

La ligne coplanaire est constituée d'un ruban métallique central et d'une paire de plans de masse séparés par deux fentes identiques sur la même surface du substrat [11].

Les lignes coplanaires sont d'excellents guides d'ondes intégrables. Elles sont de faible coût technologique, facilement réalisables et propagent un mode quasi-TEM. Les lignes coplanaires ont la caractéristique qui les distingue des autres types de lignes : toutes les bandes conductrices sont situées sur le même plan du substrat. Par rapport à d'autres types de lignes, elles présentent l'avantage d'être moins dispersives. La géométrie la plus largement utilisée des lignes coplanaires est illustrée à la figure I.5.

Le ruban central de largeur  $w$  est appelé la ligne « signal » ; il est encadré par deux demi-plans de masse situés à une distance  $s$  du bord de ruban central. La figure I.6 montre la configuration des champs dans un CPW (coplanar waveguide) d'un mode pair quasi-TE dispersif et un mode impair quasi-TEM peu dispersif [12].

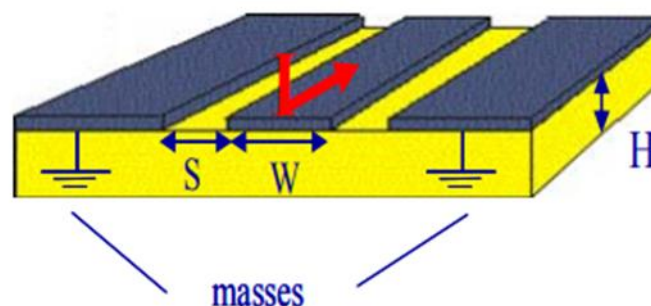


Figure I.5 : Ligne coplanaire [10]

## Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

Les champs ne sont pas entièrement confinés dans le diélectrique et s'étendent dans l'air au-dessus du substrat. Ceci contribue à la dispersion et aux radiations. Les courants sont fortement concentrés dans les bords du conducteur ce qui augmente les pertes du fait que les bords sont plus rugueux que la surface. Les lignes CPW s'adaptent bien au branchement des éléments localisés en parallèle.

Cette structure fait apparaître deux modes de transmission possibles :

- ❖ un mode pair par rapport au champ électrique, quasi-TE dispersif ;
- ❖ un mode impair quasi-TEM peu dispersif.

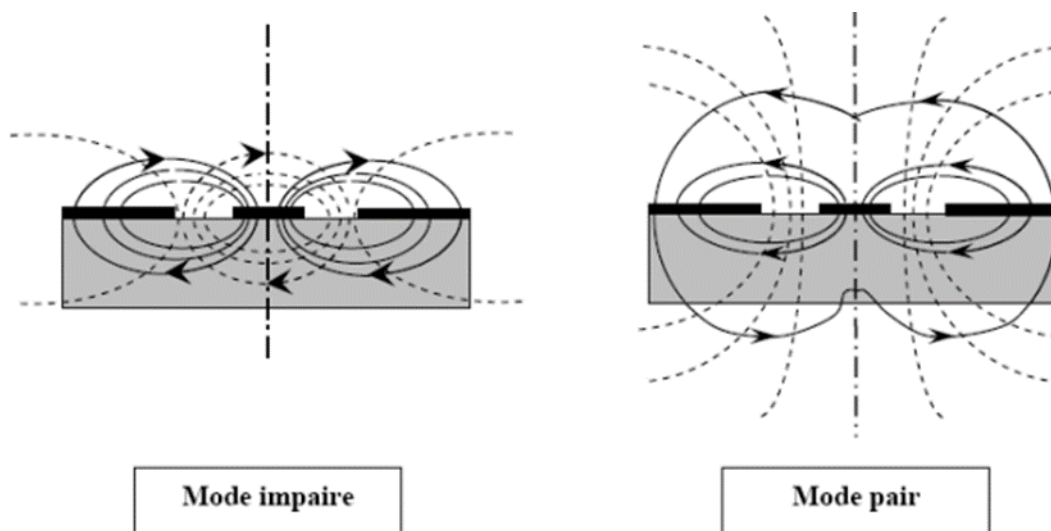


Figure I.6 : lignes des champs d'une ligne coplanaire [9]

### I.4.1.1.4. LIGNE MICRO RUBAN SUSPENDUE (SUSPENDED MICROSTRIP LINE: LMS):

Ce type de ligne peut réaliser une propagation avec de très faibles pertes lorsque la fréquence est nettement plus élevée que la ligne micro ruban. Par conséquent, le champ électrique traverse le diélectrique et l'air, et il n'y a pratiquement aucune perte. Comme indiqué ci-dessous, il permet également une large gamme d'impédances. Elle a principalement une faible dispersion et de très faibles pertes en général [11].

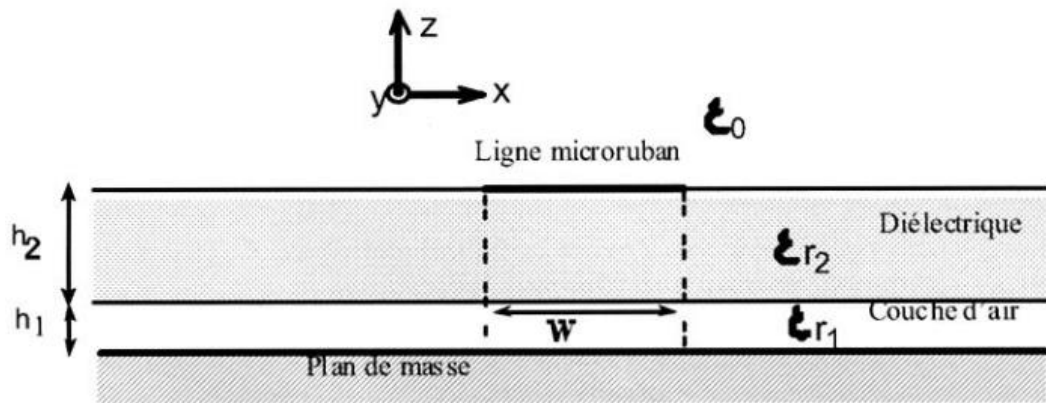


Figure I.7 : ligne micro-ruban suspendue [13]

### I.4.1.1.5. LINGE MICRO RUBAN INVERSEE (INVERTED MICROSTRIP LINE : IML) :

Les lignes micro-rubans inversées (LMI) sont des structures très populaires pour les applications micro-ondes et millimétriques. Elles sont caractérisées par de faibles atténuations et de faibles dispersions. La section transversale de la ligne LMI est indiquée sur la figure I.8 [11].

Le ruban conducteur et le plan de masse sont placés de chaque côté du substrat, le plan de masse de la ligne micro ruban inversée est séparé du ruban conducteur par une couche d'air (figure I.9). Dans la ligne micro ruban inversée, une grande partie des champs électriques et magnétiques sont confinée dans l'air. Par conséquent, les longueurs d'onde dans cette ligne sont plus importantes par rapport à celles se propageant dans une ligne micro ruban conventionnelle [14].

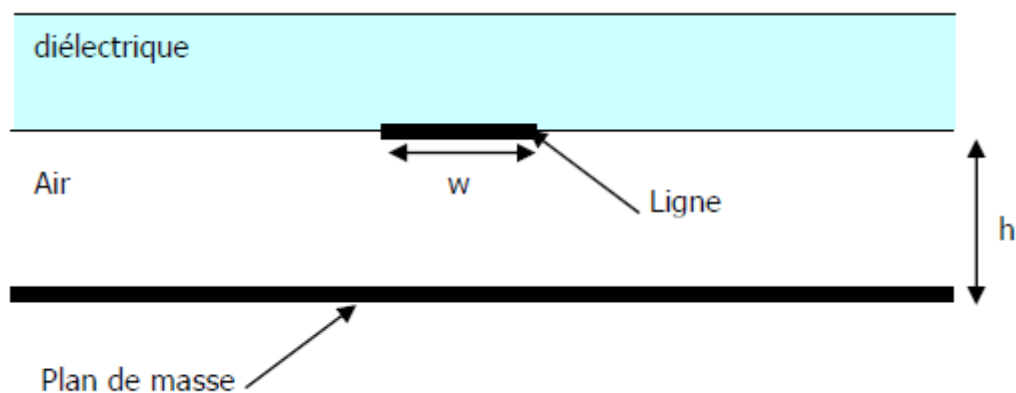
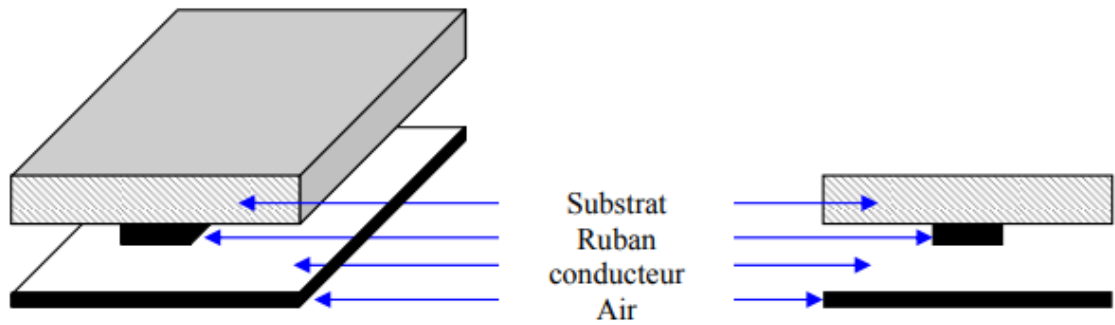


Figure I.8 : Coupe transversale de la ligne inversée [11]

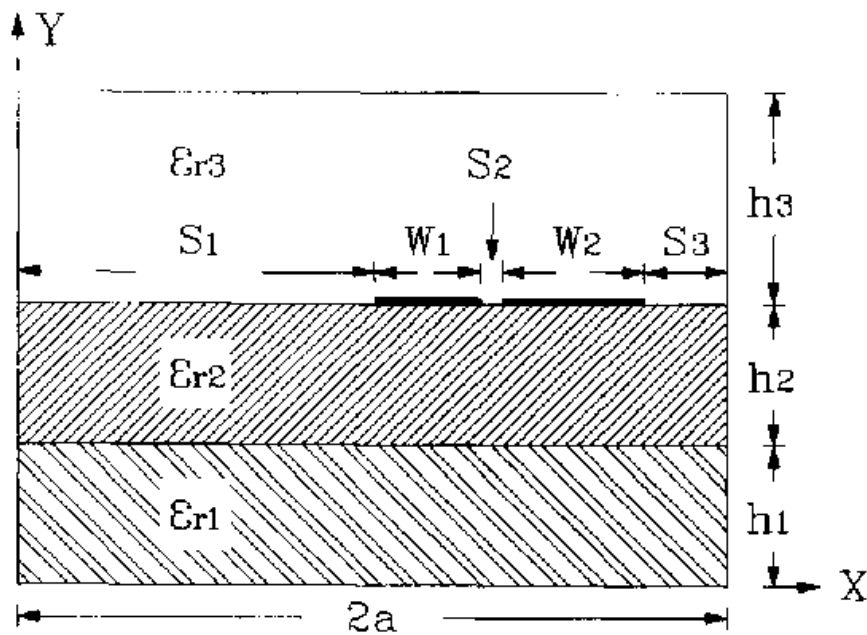




**Figure I.9** : Structure de la ligne microbande inversée [13]

**I.4.1.1.6. LIGNE MICRO RUBANS SUSPENDUES COUPLEES ET BLINDEES (SHIELDED COUPLED SUSPENDED MICROSTRIP LINES) :**

Ce dispositif peut trouver des applications importantes dans la réalisation des mélangeurs, des modulateurs et des filtres, dans les bandes millimétriques bénéficiant des avantages qu'offrent les circuits réalisés en technologie ligne micro-ruban suspendue (principalement faible dispersion et très faibles pertes. Puisque à 60 GHz ces pertes sont équivalentes à celles de la ligne micro-ruban mais obtenues à 5 GHz [11].



**Figure I.10** : Vue en coupe transversale des lignes micro ruban couplées asymétriques noyées dans un milieu diélectrique en couches [16]

### I.4.1.1.7. LA LIGNE TRIPLAQUE (STRIPLINE) :

Elle est constituée par deux plaques métalliques séparées par un substrat de diélectrique au sein duquel se trouve une bande métallique (figure. I.11). C'est, en quelque sorte, une ligne microbande rendue symétrique par l'adjonction d'un plan métallique supérieur, image du plan métallique inférieur par rapport au plan où se trouve la bande centrale. Elle fonctionne donc en mode T.E.M [9].

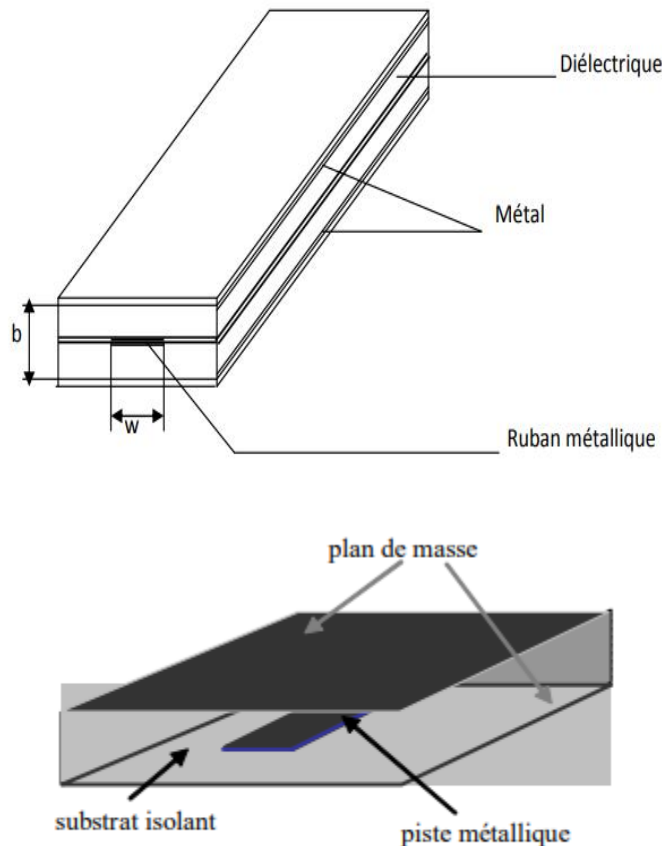
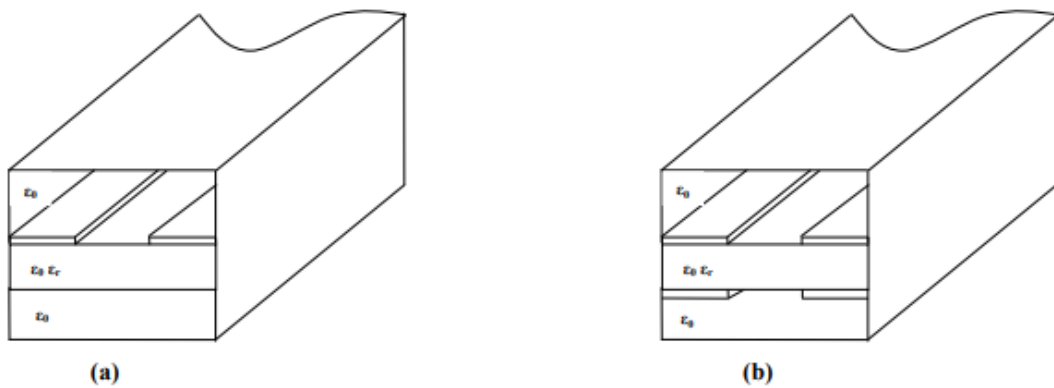


Figure I.11 : la ligne triplaque [5.17]

### I.4.1.1.8. LA LIGNE A AILETTES (FIN LINE) :

C'est une ligne à fente unilatérale (figure I.12 a) ou bilatérale (figure I.12 b) enfermée dans le plan du guide d'ondes E au point de coupure de la bande de fréquences utilisée (pour éviter la perte de rayonnement).

La ligne à ailettes, proposée par Meier en 1972, est un guide d'ondes qui contient un substrat diélectrique dans un plan de symétrie électrique, sur lequel sont déposées des bandes conductrices séparées par une fente dans une configuration bilatérale ou unilatérale [17].

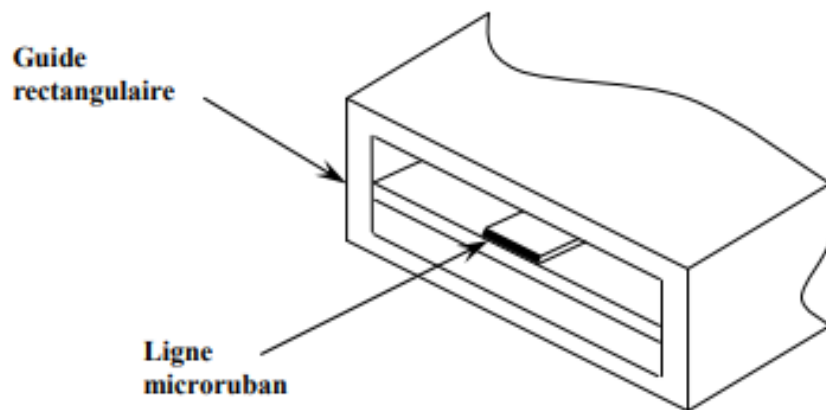


**Figure I.12** : structure de la ligne à ailettes

(a) Unilatérale (b) bilatérale [9]

**I.4.1.1.9. LA LIGNE A SUBSTRAT SUSPENDU (SUSPENDED SUBSTRATE LINE) :**

Elle est constituée par un substrat de diélectrique supportant une bande métallique (figure I.13), L'ensemble du substrat est encapsulé dans le plan H du guide d'onde, qui est situé au point de coupure de la bande de fréquence utilisée. La largeur du guide d'ondes doit être choisie de façon à éviter la propagation des modes du guide d'ondes chargés [9].



**Figure. I.13** : structure d'un substrat suspendu [9]

### I.4.1.1.10. LA LIGNE MICROBANDE INVERSEE PIEGEE

C'est une ligne microbande inversée enfermée dans une enceinte métallique pour éviter les pertes par rayonnement, Son impédance caractéristique varie entre  $30 \Omega$  et  $140 \Omega$  et sa fréquence de travail peut aller au-dessus de 95 GHz [15].

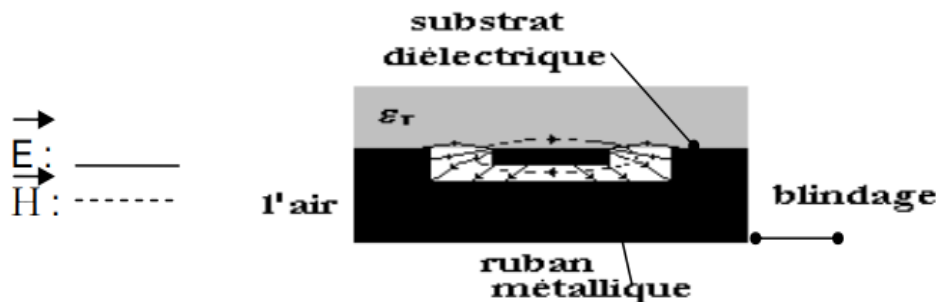


Figure I.14. Distribution des champs dans la Ligne microbande inversée blindée [15]

### I.4.1.2. LES LIGNES DE TRANSMISSIONS DE FORME CYLINDRIQUE (NON PLANAIRE)

#### I.4.1.2.1. LIGNES BIFILAIRES :

Le premier type de lignes utilisé pour les liaisons télégraphiques et téléphoniques. Elle est composée de deux fils conducteurs parallèles étaient maintenus à distance constante par des entretoises isolantes ou par une bande en polyéthylène ajourée ou non. L'impédance caractéristique des lignes bifilaires est de l'ordre de quelques centaines d'ohms. On les utilise surtout pour l'alimentation d'antennes à impédance élevée au point d'alimentation. L'affaiblissement de la ligne est faible et permet des liaisons de plusieurs dizaines de kilomètres sans besoin d'amplification.

La ligne bifilaire doit être maintenue à l'écart des masses métalliques et des bâtiments. Elle est moins coûteuse que le câble coaxial, elle peut être réalisée facilement avec des matériaux courants.

La ligne bifilaire peut donc supporter des surtensions locales très élevées et des ventres d'intensité important [19].

La majorité des câbles de transmission de données sont de type "paires torsadées" ; Ces câbles peuvent contenir une ou plusieurs paires de fils, chacune étant légèrement torsadée sur elle-même. Le principe local est celui de la ligne bifilaire. Pour augmenter le nombre de liaisons possibles [19].

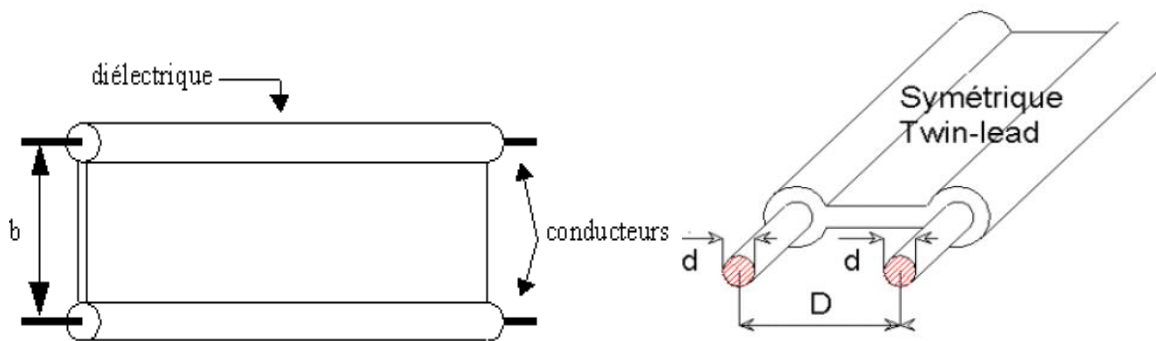


Figure. I.15 : La ligne bifilaire [19]



Figure. I.16 : Paire torsadée [18]

### I.4.1.2.2. LIGNE COAXIALE

Le câble coaxial est le type de ligne le plus répandu.

Un câble coaxial est généralement composé d'un conducteur central (âme), d'une gaine isolante (diélectrique) et d'un conducteur extérieur (couche tressée, ruban ou tube), le rapport des diamètres des conducteurs (central et extérieur) étant constant afin de garantir une impédance caractéristique constante tout au long du câble.

La ligne coaxiale a une bande passante élevée, grâce au processus de multiplexage, elle peut transporter simultanément des centaines de communications téléphoniques qui étaient auparavant échelonnés en fréquence.

Ce type de ligne est utilisé dans le domaine des câbles vidéo, de l'informatique, des équipements électroniques basse fréquence, mais également dans le domaine des micro-ondes jusqu'à des dizaines de Gigahertz. Afin d'éviter une atténuation trop importante en hyperfréquence (par exemple 40 GHz), on utilise des diélectriques spéciaux très coûteux [5].

On l'utilise pour :

- réception : TV, TV par satellites, radio en FM, bandes amateurs
- émission : de 1,8 MHz à 3 GHz.
- réseaux de transmission de données, appareils de mesures.

## Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

-connexions à haute fréquence entre appareils ou entre modules à l'intérieur des appareils. Par rapport aux lignes bifilaires le câble coaxial résiste mieux aux intempéries et peut voisiner avec d'autres canalisations, câbles, masses métalliques... mais ses pertes, plus élevées, augmentent encore avec la fréquence [20].

Le câble coaxial se compose de :

- âme en cuivre (ou acier cuivré pour les câbles de bas de gamme) généralement monobrin
- diélectrique en polyéthylène (plein ou aéré) ou plus rarement téflon
- conducteur extérieur : tresse ou/et feuillard de cuivre. Parfois double tresse.
- gaine en PVC servant à protéger la tresse et éviter des infiltrations d'eau.

Le câble le plus commun est souple, d'autant plus flexible que son diamètre est faible. Un câble trop rigide posera des problèmes lors des passages nécessitant un rayon de courbure court [20].

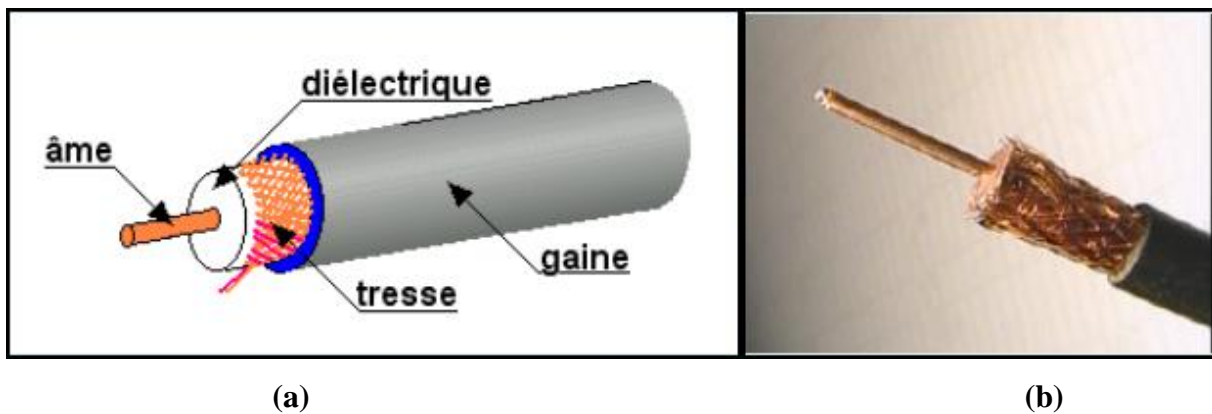
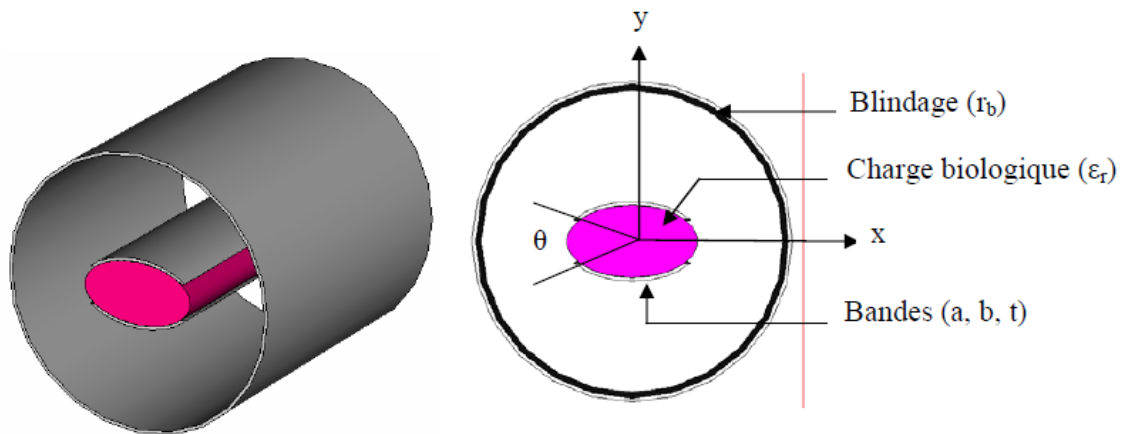


Figure. I.17 : Présentation d'un câble coaxial (a) et (b) [20]

### I.4.1.2.3. LIGNE A BANDES SYMETRIQUES ELLIPTIQUES BLINDEE QUASI TEM

La Figure I.18 montre un diagramme schématique d'une strip-line symétrique elliptique blindée. 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 bandes d'épaisseur  $t$ , ayant l'angle d'ouverture  $\theta$ , placées sur l'ellipse des paramètres  $(a$  et  $b)$ , et d'autre part d'un blindage circulaire de rayon  $r_b$  [11].



**Figure I.18 :** Une représentation (3D) de la ligne quasi-TEM à bandes symétriques elliptiques en (a) et sa section transversale en (b) [21]

### I.4.1.2.4. LINGE QUASI-TEM A BANDES SYMETRIQUES CIRCULAIRES BLINDEE

La section transversale de la ligne à bandes symétriques circulaire blindée est représentée sur la figure I.19. Un diélectrique homogène assumé sans pertes et de permittivité relative ( $\epsilon_r=1$ ) règne à l'intérieur de la ligne. Les deux bandes circulaires d'épaisseur  $t$  présentant un angle d'ouverture  $\theta$  forment un cylindre de rayon  $r_R$ , et sont entourées par un blindage circulaire de rayon  $r_B$  [21].

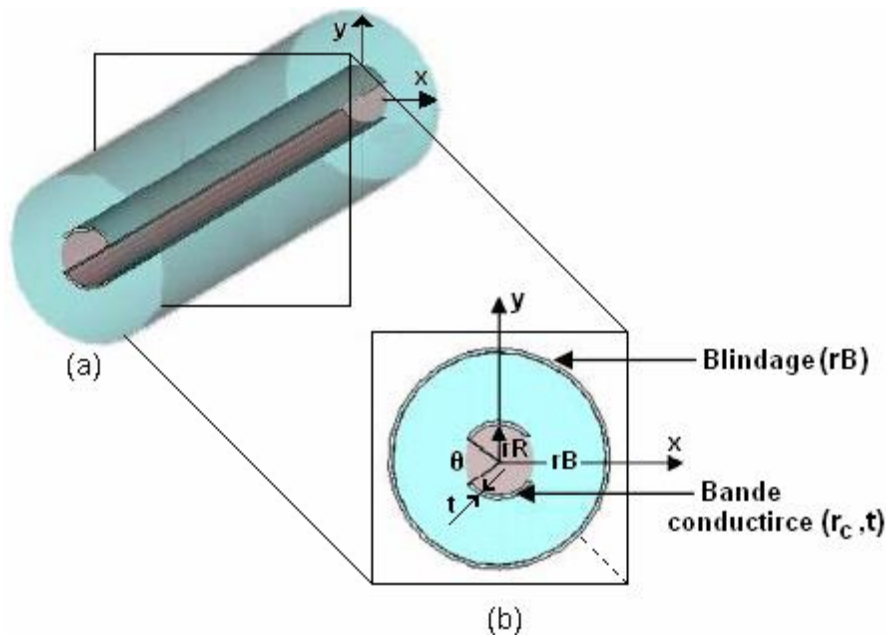


Figure I.19 : (a) Le résonateur quasi-TEM à bandes symétriques circulaires et (b) Section transversale du résonateur quasi-TEM [21]

#### I.4.1.2.5. LIGNE COAXIALE PARTIELLEMENT REMPLIE

Dans ce cas, la ligne coaxiale sera partiellement remplie de diélectrique. Ensuite, la partie la plus importante est la couche d'air placée entre le diélectrique et la masse. Le champ électrique traverse donc à la fois le diélectrique et l'air dans lequel les pertes sont pratiquement inexistantes. La permittivité relative effective de la ligne de transmission équivalente, quand la largeur du diélectrique diminue, est donc proche de l'unité ce qui réduira en fait la perte et la dispersion [11].

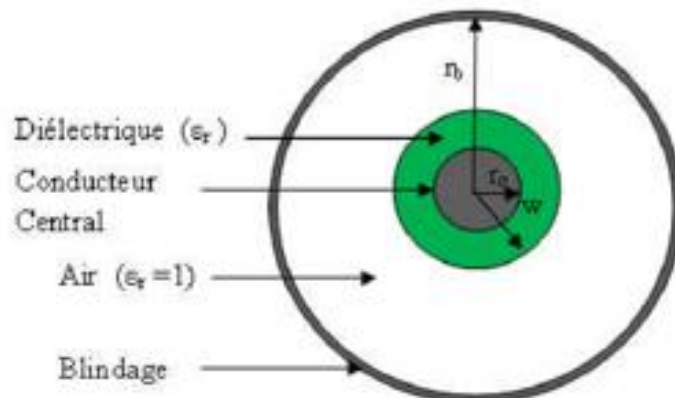


Figure I.20 : Ligne coaxiale partiellement remplie circulaire [11]



### **I.4.1.2.6. LINGE TRIPLAQUE CYLINDRIQUE**

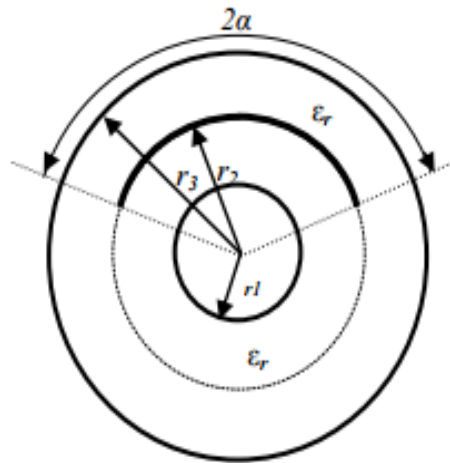
La conception d'antennes micro-ruban et de réseaux micro-rubans sur des substrats de forme cylindrique nécessite le développement d'outils de conception assistée par ordinateur très précis pour les circuits intégrés micro-ruban sur des substrats courbes [11].

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

Différentes méthodes de solution ont été rapportées dans la littérature pour obtenir les paramètres du strip-line cylindrique. Wang a résolu l'équation de Laplace par une méthode de série double et a présenté des résultats détaillés sur l'impédance caractéristique du strip-line cylindrique. Joshi et coll. déterminé l'impédance caractéristique des strip-lines cylindriques remplies homogènes par une technique de calcul de résidus. Zeng et al. ont utilisé la transformation conforme pour trouver des expressions de l'impédance caractéristique sous une forme fermée pour des striplines cylindriques et elliptiques avec des conducteurs en bande d'épaisseur nulle et finie. Chan et al. Ont analysé une classe de lignes de transmission cylindriques en utilisant une approche itérative. Reddy et al. Ont obtenu une expression de forme fermée pour l'impédance caractéristique d'un strip-line cylindrique avec des diélectriques multicouches [11].

La figure I.21 présente la géométrie de la section transversale de la ligne stripline cylindrique. La ligne présente un arc conducteur de rayon  $r_2$  et ayant un angle de conduction  $2\alpha$  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 ( $\epsilon_r$ ) [22].

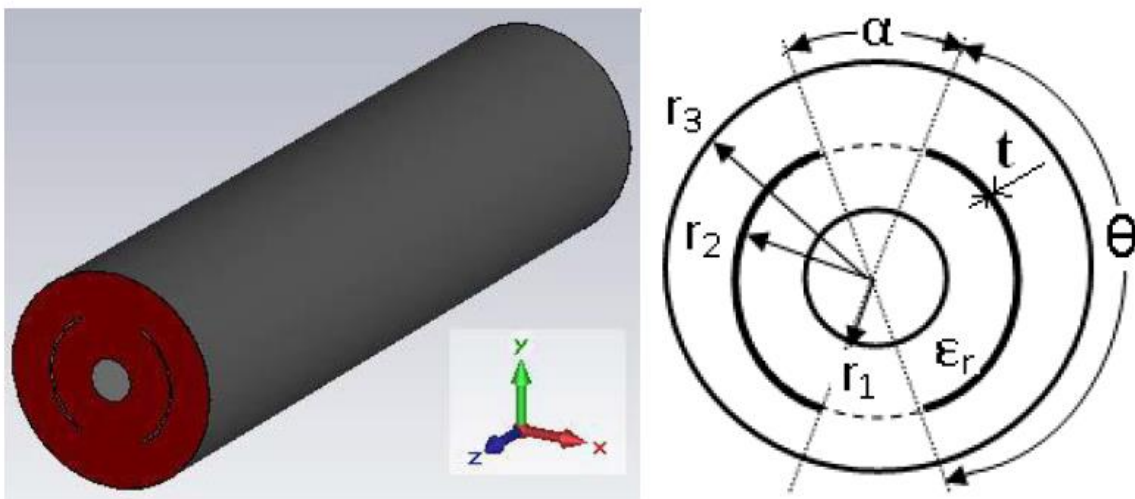
Ce type de ligne va être étudié et analysé par la suite. On va utiliser les résultats obtenus pour faire la conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directs.



**Figure. I.21 :** La vue en coupe transversale de la Ligne triplaque cylindrique [11]

#### **I.4.1.2.7.LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM**

La figure I.22 montre la structure de la ligne stripline cylindrique couplée blindée. La ligne couplée TEM est constituée de deux arcs conducteurs d'épaisseurs faibles ( $t_0$ ), de rayon ( $r_2$ ), ayant un angle de conduction ( $\theta$ ) 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 perte. Cette structure qui est destinée pour des applications hautes puissances en télécommunication [1].

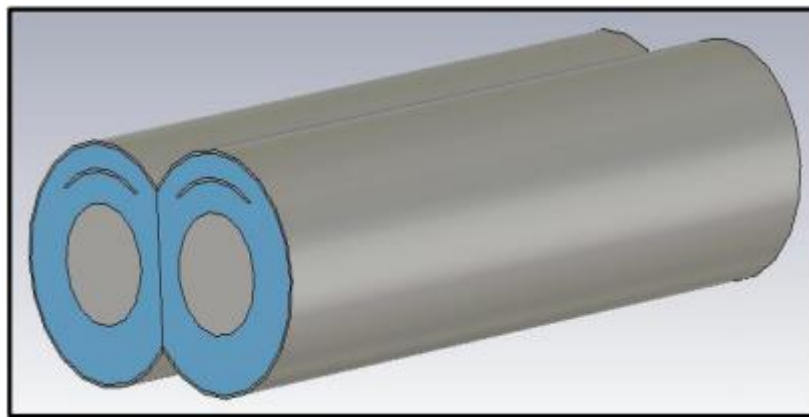


**Figure I.22 :** Section transversale de la ligne stripline cylindrique couplée TEM en (a) et sa représentation en trois dimensions (3D) en (b) [1]

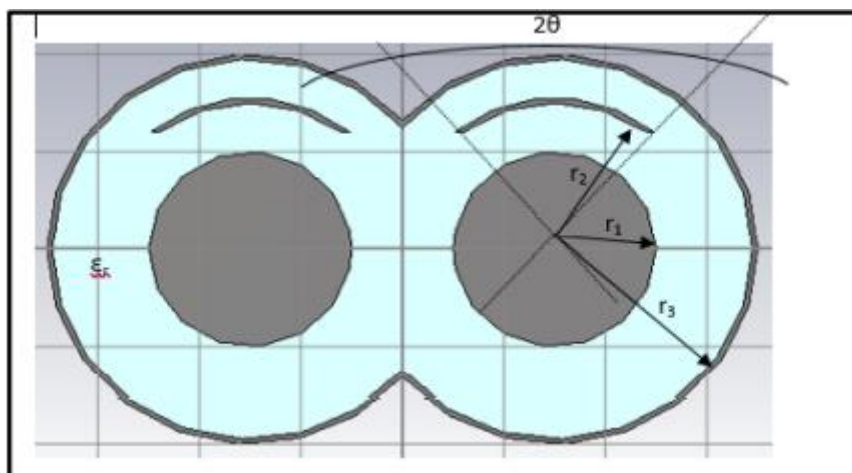
### I.4.1.2.8. LIGNE MICRORUBAN CYLINDRIQUE COUPLEE QUASI-TEM ET LIGNE TRIPLAQUE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM

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

Dans ce qui suit de ce mémoire, dans le but de concevoir de nouveaux types de circuits hyperfréquences de hautes performances, ces structures de lignes stripline TEM par proximité vont être analysées et étudiées par la méthode des éléments finis sous l'environnement FreeFEM. Ensuite, ces types de lignes de transmission vont être utilisés pour concevoir de nouveaux types de coupleurs par proximité micro-ondes directifs de hautes performances sous le logiciel CST Microwave Studio [2].



(a)



(b)

**Figure I.23 :** Représentation (3D) de la ligne triplaqué cylindrique couplée TEM en (a) et sa section transversale en (b) [2]

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

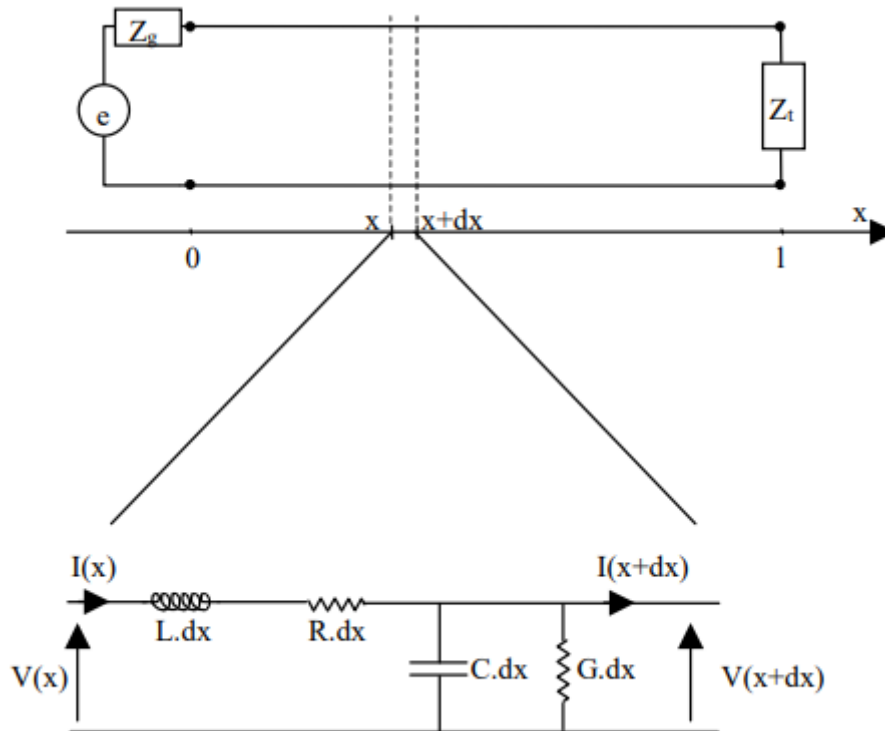
L'équation de l'opérateur télégraphique est un système de deux équations différentielles partielles qui permettent de décrire l'évolution de la tension et du courant sur une ligne électrique en fonction de la distance et le temps. Ces équations ont été élaborées par Oliver Heaviside qui a développé dans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

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

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

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

- **R [ $\Omega/m$ ]** : la résistance linéique (par unité de longueur) du conducteur est représentée par une résistance série (exprimée en ohms par unité de longueur).
- **L [ $H/m$ ]** : L'inductance linéique représente la self-inductance des deux conducteurs (Henry par unité de longueur). L en H/m
- **C [ $F/m$ ]** : La capacité linéique est dû à la proximité entre les deux conducteurs, est représentée par un condensateur C shunt (Farad par unité de longueur). C en F/m
- **G [ $S/m$ ]** : La conductance linéique G est due aux pertes diélectriques dans le matériau séparant les conducteurs, est représentée par une résistance shunt (Siemens par unité de longueur). La résistance dans ce modèle a une valeur de  $1/G$  ohms. G en  $\Omega^{-1}/m$  [18].



**Figure I.24 :** Excitation en mode paire [18]

Nous allons étudier le comportement de cette ligne de longueur “  $l$  ” lorsque la fréquence augmente. Elle est donc découpée en éléments de longueur  $dx$  qui est modélisé par un quadripôle composé de 4 composants. L’inductance “  $L \cdot dx$  ” représente les effets magnétiques liés au passage du courant dans les conducteurs, la capacité “  $C \cdot dx$  ” modélise le condensateur composé des 2 conducteurs portés à des potentiels différents, la résistance “  $R \cdot dx$  ” représente les pertes par effet joule dans les conducteurs et enfin la conductance “  $G \cdot dx$  ” les pertes diélectriques [18].

On a 
$$v(x, t) = Idx \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + RdxI(x, t) + v(x + dx, t) \quad (I.1)$$

D’où : 
$$-\frac{V(x+dx, t) - V(x, t)}{dx} = L \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + RI(x, t) \quad (I.2)$$

C’est à dire : 
$$-\frac{\partial V}{\partial x} = L \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + RI(x, t) \quad (I.3)$$

De même : 
$$-\frac{\partial I}{\partial x} = C \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} + GV(x, t) \quad (\text{au 1}^{\text{er}} \text{ ordre d'approximation}) \quad (I.4)$$

## Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

En dérivant la relation(I.1) par rapport à x on obtient :

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = -L \frac{\partial^2 I(x,t)}{\partial t \partial x} - R \frac{\partial I(x,t)}{\partial t \partial x} \quad (\text{I.5})$$

D'où en utilisant la relation (I.2) :

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} + RC + LG \frac{\partial v}{\partial t} + RGV \quad (\text{Équation des télégraphistes}) \quad (\text{I.6})$$

On démontre de la même manière que :

$$\frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} + RC + LG \frac{\partial I}{\partial t} + RGI \quad (\text{I.7})$$

### **a. CAS DE LA LIGNE SANS PERTE :**

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

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \quad (\text{Équation de radioélectriciens}) \quad (\text{I.8})$$

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

$$V(x, t) = V^+(x - vt, 0) + V^-(x + vt, 0) \quad (\text{I.9})$$

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

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

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

De même “ $V^-$ ” est une onde qui se propage vers les  $x$  décroissants à la vitesse  $v$ . La forme de l'onde ne dépend que du générateur. Si le générateur produit une tension sinusoïdale, impulsionnelle ou autre, l'onde aura la même forme [14].

### **b. CAS DE LA LIGNE REELLE :**

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

## Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

ces ondes va évoluer au fur et à mesure de leur propagation. Elles vont subir une atténuation et une déformation pendant leur propagation.

- Régime sinusoïdal

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

$$\text{La tension aux bornes du générateur } v(t) = v \cos(\omega t + \phi) \quad (\text{I.10})$$

Utilisez des symboles complexes pour écrire :

$$V(t) = V_0 e^{j\omega t}$$

$$\text{Où } V_0 \text{ est un nombre complexe, } V(t) = V_0 e^{j\phi} \quad (\text{I.11})$$

Et la tension sur la ligne est notée

$$V(x, t) = V(x) e^{j\omega t} \quad (\text{I.12})$$

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

Toute dérivée par rapport au temps  $d/dt$  sera multipliée par  $j\omega$ .

L'équation des télégraphistes devient alors :

$$\frac{d^2 v}{dx^2} = [-LC\omega^2 + j\omega(RC + LG) + RG]V(x) \quad (\text{I.13})$$

Ce qui s'écrit encore :

$$\frac{d^2 v}{dx^2} = -zy v(x) \quad (\text{I.14})$$

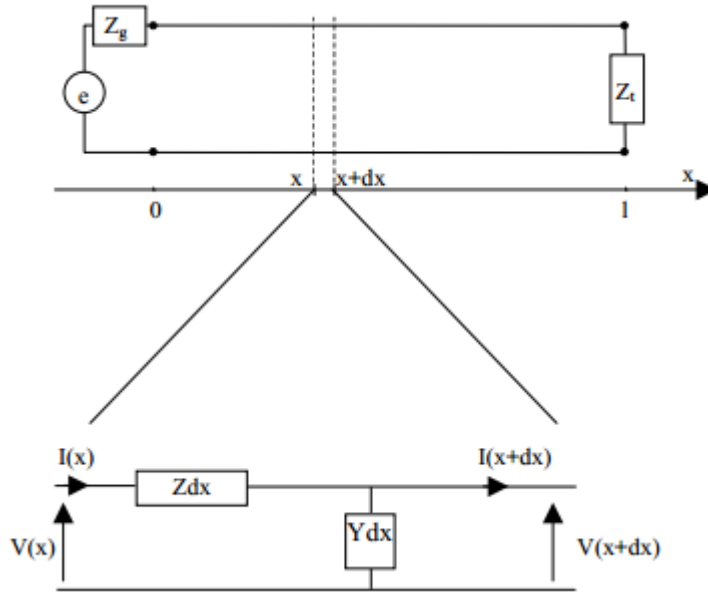
$$\text{Ou } Z = R + jL\omega \quad (\text{I.15}) \quad \text{et} \quad y = G + jC\omega \quad (\text{I.16})$$

Et de la même manière :

$$\frac{d^2 I}{dx^2} = -zy I(x) \quad (\text{I.17})$$

- En repartant de zéro

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



**Figure I.25 : Excitation en mode impair [14]**

L'application des lois de Kirchhoff nous donne :

$$V(x) = Zdx I(x) + V(x + dx) \quad \text{Ce qui donne} \quad \frac{dv}{dx} = -ZI(x, t) \quad (\text{I.18})$$

Et de la même manière :

$$I(x) = Ydx V(x) + I(x + dx) \quad \text{Ce qui donne} \quad \frac{dv}{dx} = -yv(x, t) \quad (\text{I.19})$$

Puis en dérivant (I.18) et en remplaçant  $\frac{dI}{dx}$  par (I.19) on trouve :

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

$$\frac{d^2v}{dx^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega)V \quad (\text{I.20})$$

$$\text{Et de même} \quad \frac{d^2I}{dx^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega)I \quad (\text{I.21})$$

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

### **I.5.1. SOLUTIONS GENERALES EN REGIME SINUSOIDAL :**

#### **a. CAS GENERAL DE LA LIGNE AVEC PERTES :**

$$\text{On pose} \quad \gamma = \sqrt{zy} \quad (\text{I.22})$$

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

$$V(x) = V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x} \quad (\text{I.23})$$

$$I(x) = I_1 e^{-\gamma x} + I_2 e^{\gamma x} \quad (\text{I.24})$$



## Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

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.18) et (I.19). En injectant l'expression de  $V(x)$  dans l'équation (I.18) par exemple on trouve des relations entre les constantes  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$  et  $I_2$ .

On trouve finalement les expressions suivantes :

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

$$\text{Et } I(x) = \frac{1}{Z_0} [V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x}] \quad (\text{I.25})$$

$$\text{Et } Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \quad (\text{I.26})$$

$\gamma$  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 :

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

$$v(x,t) = V_1 e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi_1) + V_2 e^{\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi_2) \quad (\text{I.27})$$

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

$$i(x,t) = I_1 e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi'_1) + I_2 e^{\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \phi'_2) \quad (\text{I.28})$$

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

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

$\Gamma$  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  $v_\phi$  :

$$v_\phi = \frac{\omega}{\beta} \quad (\text{I.29})$$

$Z_c$  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.

## Chapitre I : Généralités sur les lignes de transmission en hyperfréquences

### b. CAS PARTICULIER DE LA LIGNE SANS PERTE :

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

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{jL\omega jC\omega} = j\omega\sqrt{LC} \quad (\text{I.30})$$

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 :  $V\phi = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  (I.31)

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

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{I.32})$$

### c. CAS DE LA LIGNE AVEC FAIBLES PERTES :

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

D'où

$$\begin{aligned} \gamma^2 &= ZY = RG - LC\omega^2 + LC\omega^2 + j\omega[RC + LG] = -LC\omega^2 + [RC + LG] \\ &= -LC\omega^2 \left[ 1 - \frac{j}{\omega} \left[ \frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right] \right] \end{aligned} \quad (\text{I.33})$$

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  $\alpha = \frac{\sqrt{LC}}{2} \left[ \frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right]$  (I.34) et  $\beta = \omega\sqrt{LC}$  (I.35)

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 :

On a  $\gamma^2 = RG - LC\omega^2 + j\omega(RC + LG)$  (I.36)

Et si  $\frac{R}{L} = \frac{G}{C} = k$  on a donc :  $\gamma = (k + j\omega)\sqrt{LC}$  (I.37) [1]

### **I.6. CONCLUSION :**

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

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

---

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

---

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

---

### II.1. INTRODUCTION

Actuellement, les équipements RF et micro-ondes (filtres, antennes, atténuateurs, coupleurs, ..., etc.) sont en raison du développement continu des systèmes de télécommunications multi-bandes, ils ont fait l'objet d'une attention particulière.

On dit un circuit passif quand il ne permet pas d'augmenter la puissance d'un signal, il peut même parfois par effet Joule réduire la puissance disponible en sortie [24.25].

Ce chapitre a pour objectif de présenter les différents types de circuits passifs qui s'appliquent dans le domaine des télécommunications hyperfréquences tels que les coupleurs, les diviseurs de puissance, les antennes, les filtres, les atténuateurs ..., etc.

### II.2. PARAMETRES S

La matrice [S], matrice de distribution ou « scattering matrix », est l'outil de base pour étudier les quadripôles ou les multipôles linéaires en hyperfréquence. Un équipement hyperfréquence est décrit par un ensemble de 'ports' ou 'accès'. Chaque port est associé à un plan de référence. Les paramètres S relient les ondes incidentes avec les ondes réfléchies au niveau de chaque port du dispositif. Ainsi, nous pouvons complètement décrire un dispositif hyperfréquence au niveau de ses ports grâce à des relations entre les ondes de puissance incidente  $\mathbf{a}_i$  et les ondes de puissances sortantes ou réfléchies  $\mathbf{b}_i$ , où 'i' est le numéro du port [26, 27].

Un dispositif hyperfréquence à n ports a pour matrice S :

$$\begin{pmatrix} \mathbf{b}_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \mathbf{b}_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \dots & S_{1n} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ S_{n1} & \cdot & S_{nn} \\ \dots & \dots & \dots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \mathbf{a}_n \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Un élément spécifique de cette matrice S peut être déterminé par ce rapport :

$$S_{ij} = \frac{\mathbf{b}_i}{\mathbf{a}_j} \Big|_{\mathbf{a}_k \neq 0 \text{ pour } k = j} \quad (\text{II.2})$$

Pour un quadripôle (Figure II.1), dispositif à deux ports, (n=2), nous pouvons écrire :

$$\mathbf{b}_1 = S_{11}\mathbf{a}_1 + S_{12}\mathbf{a}_2 \quad (\text{II.3})$$

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

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (\text{II.4})$$



**Figure II.1 :** Présentation d'un quadripôle avec les ondes incidentes et réfléchies [28]

Où :

- $a_1$  et  $b_1$  sont les ondes incidente et réfléchie au port 1 d'entrée.
- $a_2$  et  $b_2$  sont les ondes incidente et réfléchie au port 2 de sortie [28].

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (\text{II.5}) \quad \text{si } a_2 = 0$$

Ce rapport s'appelle le coefficient de réflexion. Elle fait partie de l'énergie réfléchie par le quadripôle, et on sait qu'elle doit être minimisée pour faciliter la transmission du signal à la sortie du quadripôle. C'est le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente au port 1 de l'entrée du quadripôle lorsque la sortie est adaptée [28].

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (\text{II.6}) \quad \text{si } a_1 = 0 :$$

C'est le coefficient de transmission «gain» inverse du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 1 est nulle [28].

$$S_{21} = b_2 a_1 \quad (\text{II.7}) \quad \text{si } a_2 = 0 :$$

C'est le coefficient de transmission «gain» direct du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 2 est nulle.

$$S_{22} = b_2 a_2 \quad (\text{II.8}) \quad \text{si } a_1 = 0 :$$

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

---

C'est le coefficient de réflexion à la sortie du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 1 est nulle [28].

### **II.3. LES COUPLEURS**

Les coupleurs sont utilisés dans de nombreux circuits, y compris les mélangeurs, les amplificateurs équilibrés et les circuits d'alimentation d'antenne. Les performances des coupleurs déterminent en grande partie celles des circuits réalisés (bande de fréquence, isolation, etc.) mais sont généralement très limitées par les contraintes propres à la technologie de fabrication des circuits. En particulier, les coupleurs utilisés aux fréquences micro-ondes sont généralement des structures passives. Dans la technologie planaire, on peut distinguer deux familles de structures de couplage, qui se distinguent d'abord par l'approche d'intégration:

- Une approche distribuée utilisant essentiellement des lignes de transmission ou des lignes couplées;
- Une approche localisée reprenant d'une manière générale les différents coupleurs de la famille précédente pour lesquels les lignes de transmission sont réalisées par les éléments localisés équivalents LC à une fréquence donnée. Par rapport à l'approche distribuée, l'approche localisée est intéressante du point de vue de la compacité du coupleur. Cependant, la bande passante de cette approche est limitée par la sélectivité et la dispersion élevées des éléments locaux utilisés [29].

#### **II.3.1. COUPLEUR DIRECTIF**

Dans le domaine de télécommunications, hyperfréquences le coupleur directif est notamment utilisé pour mesurer la puissance hyperfréquence émise et réfléchi par toute charge (telle qu'une antenne). Les coupleurs directifs sont très efficaces en termes de perte, et ce sont généralement des dispositifs radiofréquences ou hyperfréquences à faibles pertes. Ils font partie de la famille des multiports passifs, c'est un composant sans pertes à quatre ports sur support isotrope, leurs fonctions sont principalement la combinaison et la répartition de puissance. Chaque accès est adapté et la puissance injectée dans un accès d'entrée (voie incidente) est divisée entre les deux accès de sortie (voie directe et voie couplée) comme indiqué sur la figure II.2, l'accès restant est isolé, ce qui signifie qu'aucune puissance ne lui est transférée. [29, 30] La caractéristique essentielle des coupleurs directionnels est qu'ils ne couplent la puissance circulant que dans un seul sens.

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

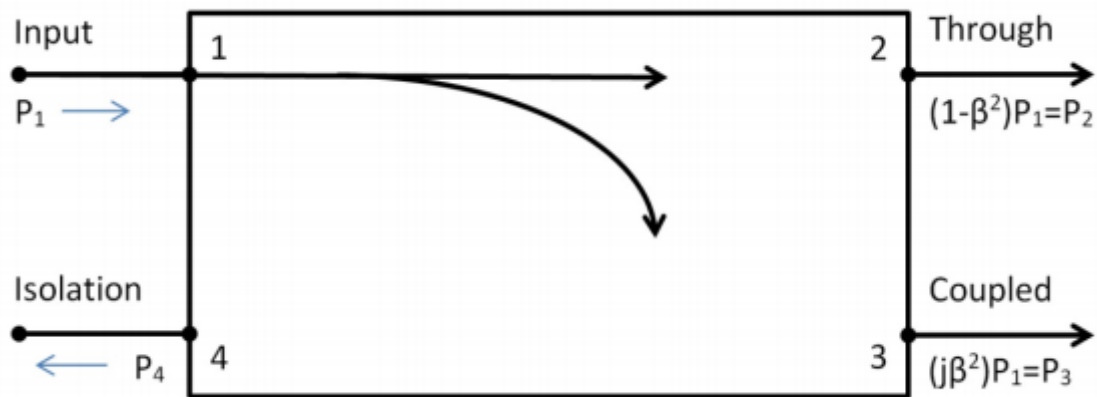


Figure II.2 : Coupleur directif [31]

### II.3.1.1 THÉORIE DES COUPLEURS DIRECTIFS

Les coupleurs directionnels sont des réseaux à quatre ports qui sont parfaitement adaptés, sans perte, réciproques et fournissent un déphasage de  $90^\circ$  ou  $180^\circ$  entre les ports de sortie. L'alimentation est appliquée au port un et est couplée au port trois avec le facteur de couplage  $\beta^2$ . Au port deux, la puissance appliquée au port un est émise, avec le coefficient  $\alpha_2 = 1-\beta^2$ . Idéalement, aucune alimentation ne sera fournie au port isolé quatre. Cependant, n'importe quel port peut être défini comme le port d'entrée et commuter ainsi les ports traversant, couplés et d'isolation de manière appropriée [31].

Il existe certaines grandeurs utilisées pour définir les caractéristiques du coupleur directionnel [31] :

- Le couplage :  $C \text{ (dB)} = 10 \cdot \text{Log}_{10} [P_1/P_3]$  (II.9)

- L'isolation :  $I \text{ (dB)} = 10 \cdot \text{Log}_{10} [P_1/P_4]$  (II.10)

- La directivité :  $D \text{ (dB)} = 10 \cdot \text{Log}_{10} [P_3/P_4] = 10 \cdot \text{Log}_{10} [P_4/P_1 \cdot P_1/P_3] = I \text{ (dB)} - C \text{ (dB)}$  (II.11)

### II.3.1.2 MATRICE [S] D'UN COUPLEUR DIRECTIF

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

[S] s'écrit alors :



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

---

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

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

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

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

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

$$S_{13}^* (|S_{14}|^2 - |S_{23}|^2) = 0 \quad (\text{II.15})$$

- 1<sup>ère</sup> éventualité :  $S_{13} = 0$

Et si de plus  $\{S_{14} \text{ et } S_{23} \neq 0\}$ ,  $S_{24}$  est également nul (relation II.13)

- 2<sup>ème</sup> éventualité :  $|S_{14}| = |S_{23}|$  aboutit également en faisant un bon choix des plans de référence, à:

$$S_{13} = S_{24} = 0 \quad (\text{II.16})$$

La matrice [S] devient :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & 0 \\ 0 & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & 0 & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$S_{13} = 0$ , exprime le découplage entre l'accès (1) et l'accès (3). La puissance incidente n'est transmise qu'aux accès (2) et (4) [32].

### II.3.1.3 METHODES DE CONCEPTION DES COUPLEURS DIRECTIFS

#### II.3.1.3.1 COUPLEURS PAR PROXIMITÉ

Lorsqu'un courant électrique circule sur une ligne, il crée des champs électromagnétiques autour de cette ligne. Quand la fréquence du signal est suffisamment basse, les énergies électriques et magnétiques sont concentrées sur les conducteurs. Sous excitation HF, si l'on place une seconde ligne de transmission au voisinage de la première, les champs qui se propagent sur l'une des lignes peuvent produire un signal sur la seconde. On dira que ces deux

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

---

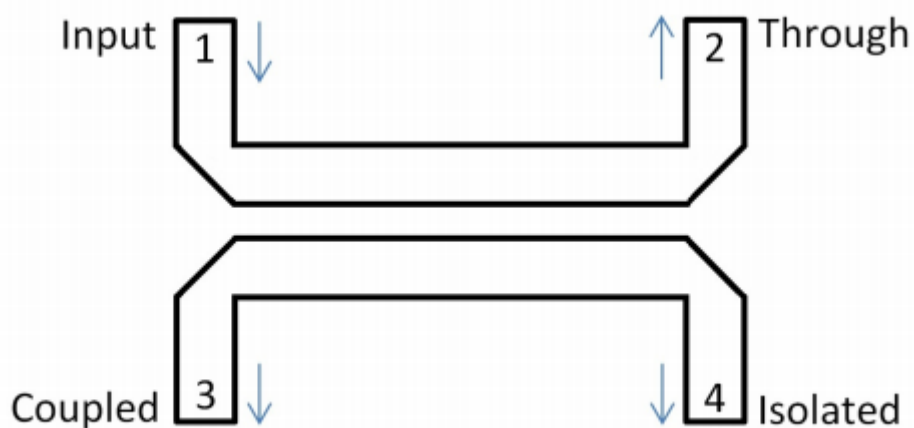
lignes sont couplées. Le champ électrique fait apparaître une tension (couplage capacitif), tandis que le champ magnétique induit un courant (couplage inductif). Les deux couplages augmentent avec la proximité des lignes. Ils sont caractérisés par un coefficient appelé coefficient de couplage. On peut tirer profit du couplage entre deux lignes de transmission pour construire des coupleurs directifs. Le couplage est obtenu par le rapprochement des conducteurs des deux lignes, il dépend de la distance entre les conducteurs et de la structure même du coupleur [11].

### II.3.1.3.2 COUPLEUR A LIGNES COUPLEES

Lorsque deux lignes de transmission non blindées sont proches l'une de l'autre, l'alimentation peut être couplée d'une ligne à l'autre en raison de l'interaction des champs électromagnétiques. Ces lignes sont appelées lignes couplées et se composent généralement de trois conducteurs proches. Pour créer un coupleur en quadrature à partir de cette configuration, il suffit de créer une section de couplage quart d'onde.

Il existe au moins trois façons de coupler les lignes: couplées côté large, couplées par bords et couplées par les extrémités.

La bande passante d'un coupleur de ligne couplé est généralement meilleure que celle d'un coupleur direct comme le coupleur de ligne de dérivation mais elle est également limitée par la longueur électrique du coupleur, qui est d'un quart de longueur d'onde à la fréquence centrale [32, 33].



**Figure II.3 :** Un coupleur à ligne couplée [31]

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

### II.3.1.3.3 COUPLEURS DE LANGE

Le coupleur de Lange est un coupleur 3dB en quadrature qui est très couramment utilisé en technologie **MMIC** (Microwave Monolithic Integrated Circuits), par exemple dans le cas d'un amplificateur équilibré. Ses dimensions diminuent avec l'augmentation de la fréquence, ce qui en fait un composant particulièrement intéressant aux fréquences relativement élevées. De plus, son fonctionnement est large bande et possède des qualités spécifiques d'adaptation. [30]

La fabrication des coupleurs haute fréquence Lange nécessite une très grande précision car ces lignes sont très fines et rapprochées. Le coupleur Lange est un coupleur en quadrature avec un déphasage de  $90^\circ$  entre ses sorties (ports 2 et 3) [34].

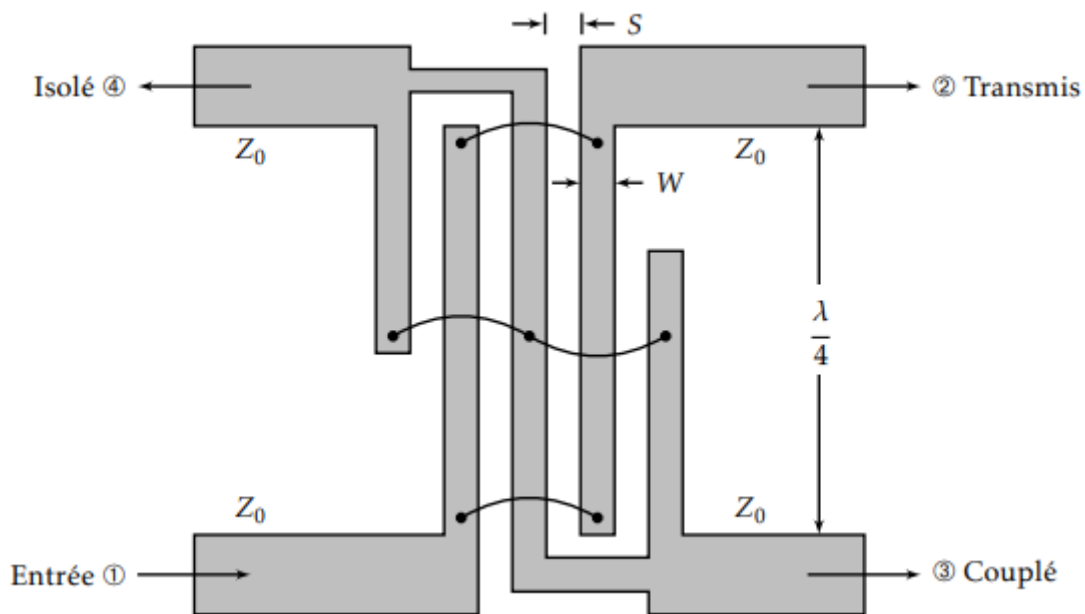


Figure II.4 : Géométrie d'un coupleur Lange [34]

### II.3.1.3.4 COUPLEURS EN ÉCHELLE OU BRANCH-LINE COUPLER (BLC)

Les coupleurs dits Branche line sont des coupleurs directionnels. La topologie de base de ce type de coupleur intègre deux lignes de transmission de longueur  $\lambda/4$  et d'impédance caractéristique de  $Z_0/\sqrt{2}$  reliées par deux lignes de longueur  $\lambda/4$  et d'impédance caractéristique de  $Z_0$ . Ce coupleur est directionnel, généralement utilisé pour une répartition à 3dB de l'énergie, avec une différence de phase de  $90^\circ$  entre le canal dit "direct" et le canal dit "couplé". Ce type

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

de coupleur est généralement fabriqué en technologie micro ruban ou tri-plaque et fait partie du coupleur dit en quadrature de phase [30].

### II.3.1.3.5 COUPLEUR HYBRIDE

Le coupleur hybride est un composant microonde passif largement utilisé dans la distribution ou de combinaison de puissance. Dans la division de puissance, le coupleur divise la puissance d'entrée en deux. Si la puissance est répartie de manière égale, le coupleur est donc de type 3 dB. D'autre part, au niveau des ports de sortie (port 3 et port 4), le coupleur peut avoir une différence de phase de  $90^\circ$  ou  $180^\circ$  à la fréquence de fonctionnement, comme le montre la Figure II.5 (a) et (b), respectivement [35].

L'hybride à  $180^\circ$  est un réseau à quatre ports similaires à celui des hybrides en quadrature, mais avec la capacité de produire deux signaux de sortie avec une différence de phase de  $180^\circ$  au lieu d'une différence de phase de  $90^\circ$  [34].

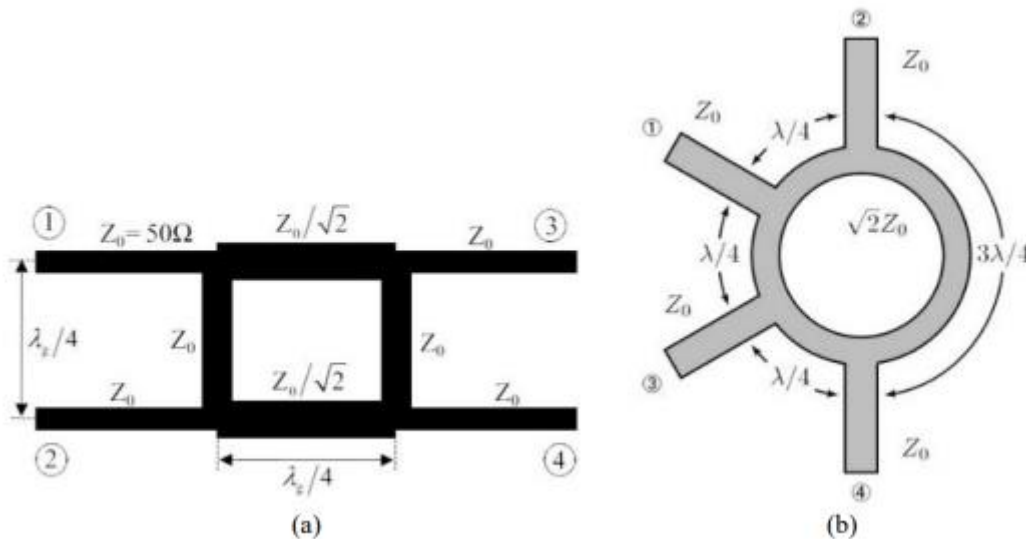


Figure II. 5 : Le coupleur hybride 3dB/90° (a) et 3dB/180° (b) [35]

## II.4. DIVISEUR DE PUISSANCE

Les diviseurs de puissance sont des composants essentiels dans de nombreux circuits et systèmes micro-ondes en télécommunication tels que les réseaux d'antennes, les amplificateurs de puissance, les mélangeurs, les déphaseurs, etc. Les nouveaux besoins couvrent les bandes millimétriques [36].

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

---

En général, ces diviseurs se différencient par le nombre des ports de sortie et par la relation d'amplitude et de phase qui existe entre les signaux de sortie.

Il existe trois types de diviseurs de puissance à trois ports qui répondent à nos besoins en termes d'asymétrie : la jonction en T, le diviseur résistif et le diviseur de Wilkinson.

Le diviseur de puissance en T est un réseau à trois ports sans pertes qui peut être utilisé pour combiner ou diviser la puissance d'entrée. D'une manière générale, les jonctions en T ne peuvent pas être adaptées à tous les ports à la fois et il n'y a pas d'isolation entre les ports de sortie. Afin de surmonter ces problèmes, le diviseur résistif est proposé. Ce dernier peut être adapté à tous les ports en plaçant trois résistances dans les trois ports. Cependant, le diviseur résistif souffre de pertes et l'isolation obtenue en sortie n'est pas assez bonne. Afin de pallier ces défauts, le diviseur de Wilkinson est proposé. Le diviseur de Wilkinson est une amélioration de la jonction T pour qu'elle soit adaptée à tous les ports et présente une bonne isolation entre les ports de sortie [35].

### **II.4.1 LES PARAMETRES D'UN DIVISEUR DE PUISSANCE [37]**

Il existe plusieurs paramètres qui permettent de caractériser les performances d'un diviseur de puissance, tel que :

#### **II.4.1.1 LES PERTES D'INSERTION**

Dans la ligne de transmission, du fait de l'insertion du dispositif, la perte d'insertion est connue et est généralement exprimée en décibels (dB). Comme tout composant hyperfréquence, l'insertion d'un diviseur de puissance dans la matrice d'alimentation atténuera le signal transmis à l'antenne. Il existe deux sources de cette atténuation:

- Pertes du même type que celles causées par les connecteurs, par exemple (rayonnement causé par une fuite, résistance de contact, défaut d'isolement, etc.). Si les deux extrémités de la ligne de transmission sont en l'air, ces pertes ont une certaine valeur de l'ordre de 0.1 dB.
- Puissance réfléchiée générée par le couplage. Pour un diviseur de puissance avec un facteur de couplage de 10 dB, ce prélèvement est de 10%, et la puissance de sortie sera égale à 90% de la puissance d'entrée, ce qui correspondra à une perte de 0,45 dB entre les deux ports P1 et P2.

Les pertes d'insertion sont définies comme un rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée :

$$IL = 10. \log_{10} (P_s/P_e) \quad (\text{II.18})$$

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

### II.4.1.2 L'ISOLATION

L'isolation est spécifiée pour le coupleur directionnel et peut être définie comme la différence de niveau de puissance en (dB) entre le port d'entrée et le port isolé lorsque les deux ports de sortie sont adaptés et on écrit :

$$I \text{ en dB} = -10 \log_{10} (p_4 / p_1) \quad (\text{II.19})$$

### II.4.1.3 LA DIRECTIVITE

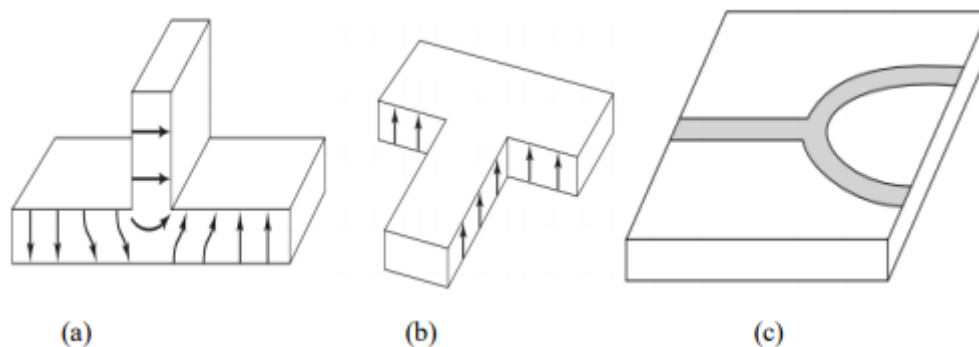
La directivité d'un coupleur est liée à l'isolement entre les deux ports P3 et P4. La directivité est une mesure de la capacité du coupleur à isoler les ondes transmises et réfléchi, tout comme l'isolation :

$$D \text{ en dB} = -10 \log_{10} (p_3 / p_4) \quad (\text{II.20})$$

### II.4.2. JONCTION T

La jonction T est un réseau à 3 ports et peut être implémenté dans presque tous les types de lignes de transmission. D'une manière générale, ce sont des réseaux sans pertes (autre que les faibles pertes de la ligne de transmission). Cela signifie que nous ne pouvons pas nous adapter à ces trois ports en même temps.

La jonction en T sans perte présente deux inconvénients : n'est pas adapté à tous les ports et il n'y a pas d'isolation entre les ports de sortie [34].



**Figure II.6:** Différents diviseurs de puissance en jonction T. (a) Guide d'onde T (plan E). (b) Guide d'onde T du (plan H). (c) Géométrie à ligne micro ruban [34]

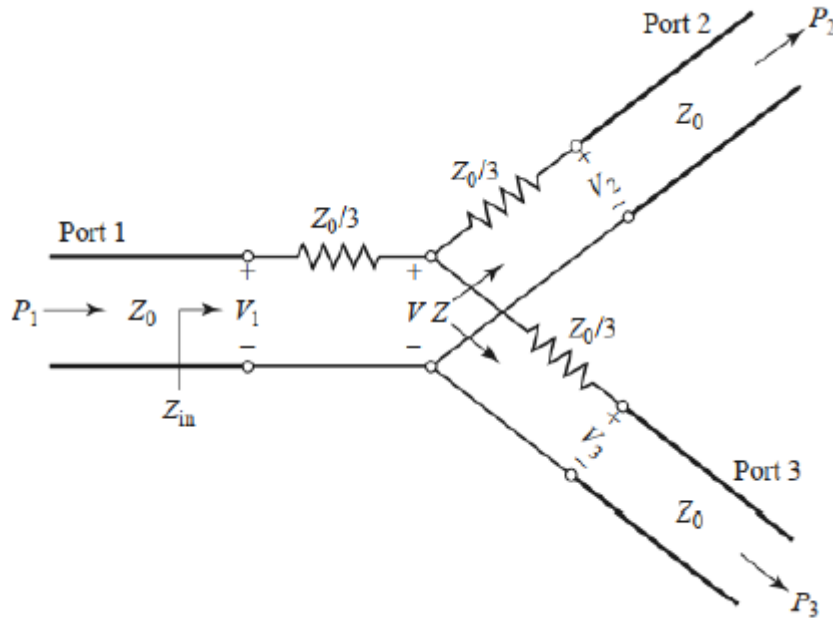
#### II.4.2.1. LE DIVISEUR RESISTIF

Un diviseur résistif est un diviseur qui contient des composants avec pertes (résistances) à ses trois ports [38].

Il est généralement utilisé avec un simple voltmètre basse tension pour la mesure de la tension continue [39].

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

Comme nous l'avons vu sur le diviseur de tension de jonction en T, les trois ports peuvent être adaptés. De même, les deux ports de sortie ont la possibilité d'être non isolés. Ce diviseur répartit la puissance d'une manière égale entre les deux ports (-3 dB), mais il peut y avoir des rapports inégaux de division de puissance.



**Figure II.7 :** Diviseur de puissance résistif à trois ports à répartition égal [34]

Le diviseur résistif peut facilement être analysé en utilisant la théorie des circuits. En supposant que tous les ports se terminent par l'impédance caractéristique  $Z_0$ . L'impédance  $Z$ , vue à la résistance  $Z_0/3$  suivie par l'impédance de terminaison, est

$$Z = \frac{Z_0}{3} + Z_0 = \frac{4Z_0}{3} \quad (\text{II.21})$$

Alors l'impédance d'entrée du diviseur est :

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{3} + \frac{2Z_0}{3} = Z_0 \quad (\text{II.22})$$

Ce qui montre que l'entrée est adaptée à la ligne d'alimentation. Le réseau étant symétrique des trois ports, les ports de sortie sont également adaptés. Ainsi,

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0 \quad (\text{II.23})$$

Ainsi,  $S_{21} = S_{31} = S_{23} = 1/2$ , de sorte que les puissances de sortie sont inférieures à 6 dB par rapport à la puissance d'entrée. Le réseau est réciproque, la matrice de répartition est donc symétrique et peut se réduire à :

$$[S] = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (\text{II.24})$$

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

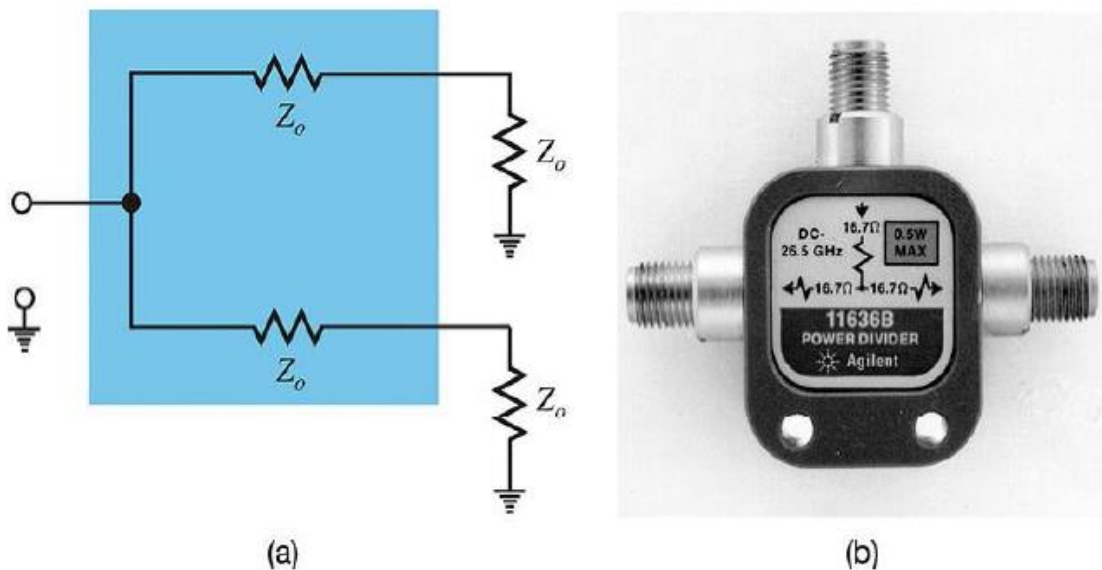
On peut vérifier qu'il ne s'agit pas d'une matrice unitaire. La puissance délivrée à l'entrée du diviseur est :

$$P_{in} = 1 / 2 \cdot V_1^2 / Z_0 \quad (II.25)$$

Tandis que les puissances de sortie sont :

$$P_2 = P_3 = \frac{1}{2} (1 / 2 \cdot V_1^2) / Z_0 = \frac{1}{8} V_1^2 / Z_0 = \frac{1}{4} P_{in} \quad (II.26)$$

Ce qui montre que la moitié de la puissance fournie est dissipée dans les résistances [37].



**Figure II.8** : Diviseur de puissance résistif à trois ports : schéma en (a) et la photographie en (b) [38]

### II.4.3. DIVISEUR DE WILKINSON

Le diviseur de Wilkinson est réalisé en connectant deux branches de ligne TEM en parallèle à l'entrée et en interconnectant à la sortie via une impédance équilibrée  $2 Z$ . Le diviseur de Wilkinson est un réseau à trois ports et est généralement conçu pour fonctionner avec la même impédance caractéristique chacun des ports [40].

Il peut être prouvé que le réseau à trois ports ne peut pas être sans perte, réciproque et ne peut pas correspondre à tous les ports. Lorsque les ports de sortie correspondent, il a la propriété d'apparaître sans perte. La partie avec perte est la résistance entre les ports 2 et 3. Cette solution a été proposée par Ernest Wilkinson en 1960. La résistance ajoutée entre les deux ports de sortie correspond non seulement aux trois ports, mais isole complètement les ports 2 et 3 à la fréquence centrale. Le diviseur peut être conçu pour une division de puissance arbitraire comme



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

ou pour une division égale à 3 dB .Il est souvent réalisé en utilisant la technologie micro ruban ou strip-line [41].

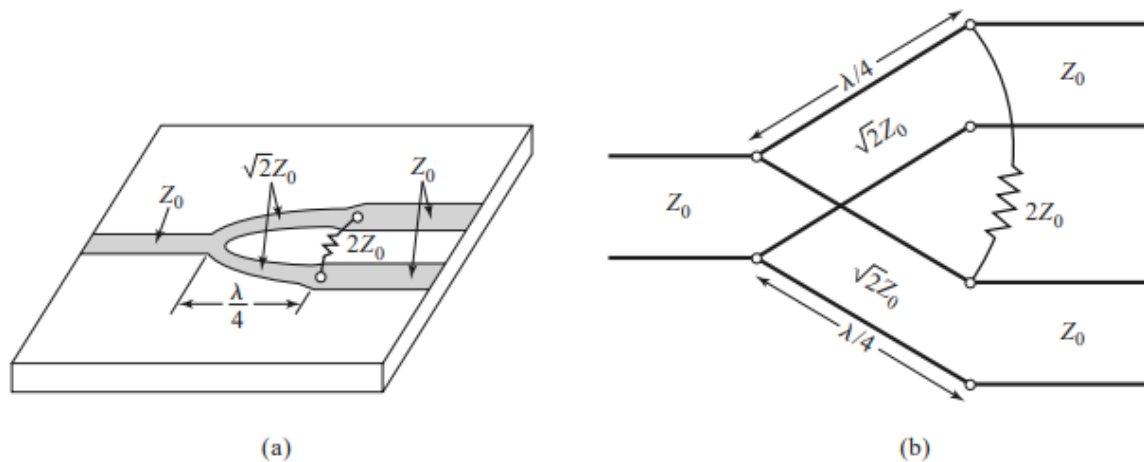


Figure II.9 : Modèle du diviseur de puissance Wilkinson [34]

### II.5. LES FILTRES HYPERFRÉQUENCES

Un filtre hyperfréquence joue un rôle essentiel dans les systèmes de télécommunication modernes. C'est un dispositif électronique passif qui a un rôle prépondérant dans le domaine des télécommunications. On le considère comme un quadripôle permet de transmettre un signal sans atténuation ou avec une atténuation de valeur donnée dans une bande de fréquence déterminée.

Caractérisé par une fonction de transfert, qui réalise une opération de traitement du signal. Il se base sur le couplage entre plusieurs cellules résonantes qui forment finalement un certain gabarit en termes de pertes, de transmission et de réflexion. Il atténue certaines composantes d'un signal sur une bande de fréquence et en laisse passer d'autres dans une autre bande de fréquence appelée bande passante [42].

Ils sont omniprésents et apparaissent dans presque tous les équipements (hormis les amplificateurs), dans toutes les opérations de multiplexage/démultiplexage et pour séparer les signaux émis et reçus lorsque l'antenne est commune aux voies émission et réception [28].

Un filtre est défini, sur une bande de fréquence donnée, par des spécifications caractérisées par :

- La réponse en amplitude (transmission, réflexion),

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

- Le temps de propagation de groupe (TPG) appelé également retard de groupe ou temps de transit [43].

Le filtrage est une forme de traitement de signal obtenue en envoyant le signal à travers un ensemble de circuits électroniques qui modifiant sans 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 [44].

### II.5.1 PRINCIPE GENERAL DU FILTRAGE HYPERFREQUENCES

Aux hautes fréquences, les éléments localisés classiques (R, L, C) ne sont plus utilisés à cause des effets de propagation et de pertes. Les composants et circuits réalisant les fonctions de traitement du signal sont alors souvent constitués d'éléments distribués. Des accès d'entrée/sortie des signaux ainsi qu'un ou plusieurs éléments résonnants en série ou en réflexion constituent un filtre passe-bande hyperfréquence tout en permettant la sélection fréquentielle du signal [45].

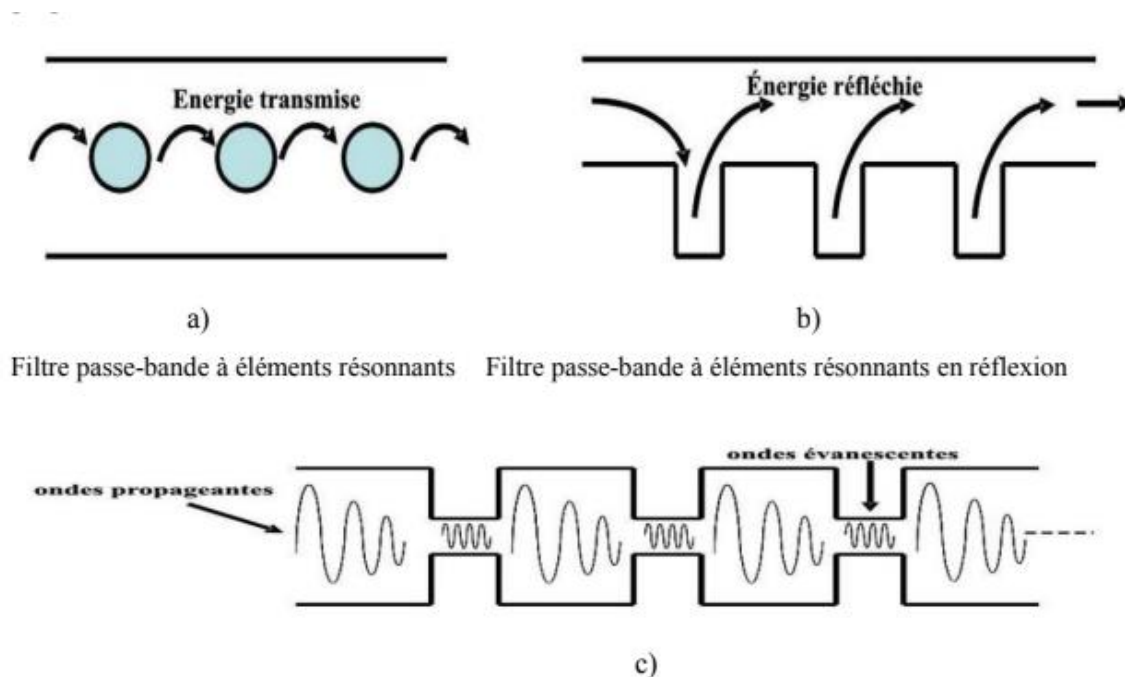


Figure II.10 : Principes de filtrage microonde passe bande [45]

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

---

### **II.5.2 APPLICATIONS**

Les filtres sont utilisés dans de nombreux domaines, tels que les systèmes de télécommunication (téléphone, télévision, radio, transmission de données, etc.) et les systèmes d'acquisition et de traitement de signaux physiques (surveillance médicale, systèmes de mesure, radars, etc.), les alimentations électriques ... [45]

### **II.5.3 DIFFERENTS TYPE DE FILTRE**

On classe les filtres en deux grandes familles :

#### **II.5.3.1. NUMERIQUE**

Le filtre numérique est constitué d'une structure micro-programmable intégrée (DSP). Ils sont entièrement intégrables, flexibles et efficaces. Utilisez-les autant que possible. Actuellement, ils sont limités à des fréquences pas trop élevées (<100 MHz). Si vous souhaitez limiter la consommation d'énergie, vous ne devez pas les utiliser, et ils doivent être préfiltrés pour éviter l'alias spectral, puis le signal est numérisé et lissé post-filtrer.

#### **II.5.3.2. ANALOGIQUE**

Le filtre analogique lui-même est divisé en plusieurs catégories et les filtres passifs utilisent principalement des inducteurs et des condensateurs de haute qualité. Ce n'est que dans les années 1970 que ce sont les seuls filtres conçus. Ils sont actuellement utilisés pour les hautes fréquences [47].

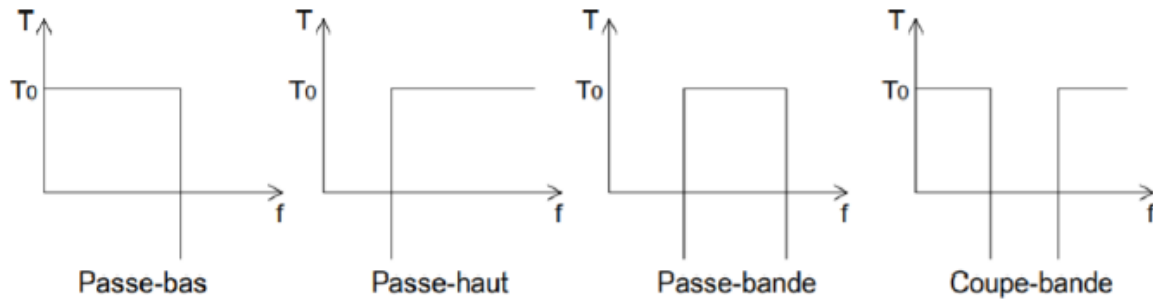
**II.5.3.2.1. FILTRE PASSIF :** Un filtre limite le spectre du signal qui le traverse ; on distingue quatre types de filtres :

- Les filtres passe-bas (figure II.14(a)) qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence  $f_c$  (appelée fréquence de coupure),
- Les filtres passe-haut (figure II.14(b)) qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure  $f_c$ .
- Les filtres passe bande (figure II.14(c)) qui transmettent des signaux de fréquence comprise entre deux fréquences limites  $f_1$  et  $f_2$ .

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

---

• Les filtres coupe bande (figure II.14 (d)) qui sont les circuits duaux des filtres passe bande [44].



**Figure II.11** : les différents types de filtre [48]

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 [48].

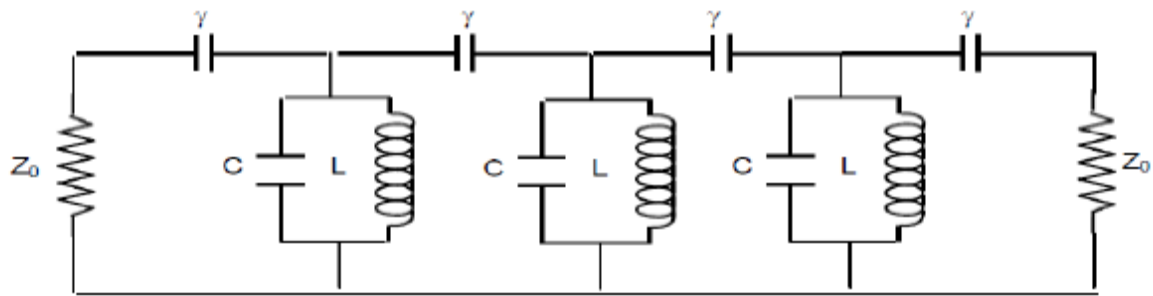
### II.5.3.2 FILTRES COUPLES

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 sur la figure II.12 [49].

Les types de filtres 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 analogiques à celles déjà vues.

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

---



**Figure II.12 :** Schéma équivalent de cavités couplées [49]

Il existe aussi des filtres passifs qui sont excités par des différentes techniques tels que les lignes micro rubans, sondes magnétiques ou électriques, guide d'ondes. Parmi ces filtres on peut citer :

### II.5.3.2.3 FILTRES PASSIFS VOLUMIQUES

La principale utilisation des filtres volumiques concerne le filtrage à bande étroite. A température ambiante, ce sont les seuls filtres capables de conduire à de très faibles bandes passantes. Ils présentent une bonne stabilité thermique et tolèrent les signaux de fortes puissances. Ils sont classés en trois catégories : les filtres à résonateurs diélectriques, à guide d'ondes ou à cavités métalliques [50].

### II.5.3.2.4 FILTRES A ONDES ACOUSTIQUES

Ils utilisent le principe de la piézoélectricité propre à certains matériaux comme le Niobate de Lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ), ces matériaux permettent de convertir une oscillation électrique en oscillation mécanique. Ces filtres sont très peu sensibles aux interférences électromagnétiques. Se divisent en deux catégories : les filtres à ondes acoustiques de surface ou SAW (pour Surface Acoustic Waves), et les filtres à ondes acoustiques de volume ou BAW (Bulk Acoustic Waves) [51].

### II.5.3.2.5 FILTRES MICRO-ONDES PLANAIRES

Dès que le transport de forte puissance n'est pas nécessaire et compte tenu des problèmes de taille et de poids de la technologie volumétrique, la fréquence de la technologie des ondes acoustiques de surface, les concepteurs de filtres se sont tournés vers les technologies planaires [52, 53].

## II.6. LES ANTENNES

Les antennes sont des dispositifs largement utilisés dans les systèmes de communication, vu leurs innombrables applications liées aux nouvelles technologies.

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

Les antennes permettant de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission ou en réception, afin d'assurer la transmission de l'information. On peut les considérer comme des adaptateurs d'impédance entre l'espace et l'émetteur ou le récepteur. Les antennes doivent posséder de larges bandes passantes, des gains très élevés et un très haut débit, plus le gain est grand, moins le générateur doit fournir de puissance à l'entrée du dispositif [54, 55].

### II.6.1 PARAMETRES CARACTERISTIQUES D'UNE ANTENNE

#### II.6.1.1 IMPEDNCE D'ENTREE

On appelle impédance d'entrée de l'antenne l'impédance vue à l'entrée de ce composant. Elle est représentée par :

$$Z_e(f) = R_e(f) + j X_e(f). \quad (\text{II.27})$$

La résistance d'entrée  $R_e(f)$  représente un terme de dissipation. Il est lié, d'une part à la puissance rayonnée et d'autre part, à la puissance perdue par effet Joule. Cette dernière est en général petite par rapport à la puissance rayonnée pour assurer le fonctionnement optimal de l'antenne.

L'impédance de l'antenne est influencée par les objets environnants, en particulier par des objets ou des plans métalliques proches ou par d'autres antennes [56].

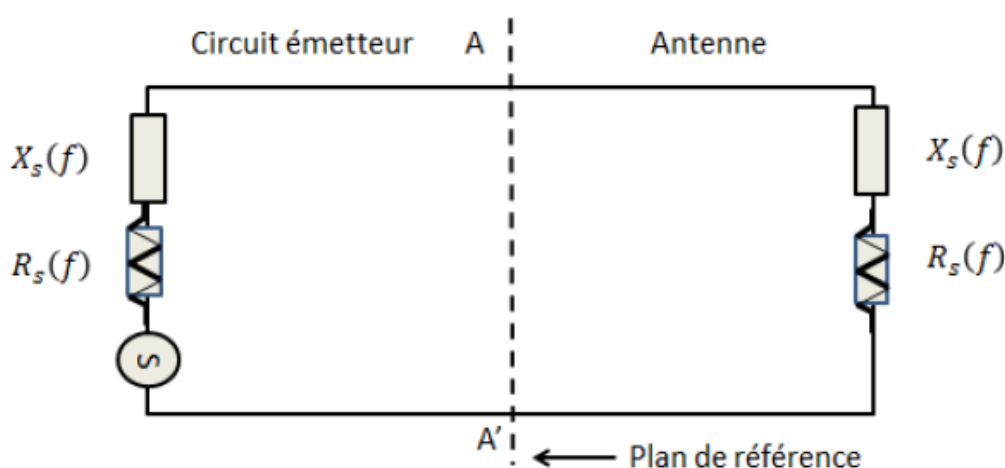


Figure II.13 : Circuit équivalent d'une antenne [56]

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

---

### II.6.1.2 COEFFICIENT DE REFLEXION ET ROS

Dans le plan de référence introduit précédemment (figure II.13), la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion  $\rho$  (en tension ou champ). Celui-ci est lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par une relation classique:

$$\rho = \frac{Z_e - R_0}{Z_e + R_0} \quad (\text{II.28})$$

Avec  $R_0$  l'impédance de normalisation (égale à  $50 \Omega$  en technologie microonde)

Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est réalisée idéalement pour  $\rho$  nul (absence d'onde réfléchie).

Dans la pratique, l'adaptation est caractérisée par le module du coefficient de réflexion ou, le plus souvent, par le "Rapport d'Onde Stationnaire" (R.O.S.) défini par :

$$\text{ROS} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} = s \quad (\text{II.29})$$

Le terme de TOS (Taux d'Ondes Stationnaires) peut être utilisé à la place de ROS [57. 58].

### II.6.1.3 DIAGRAMME DE RAYONNEMENT

La représentation graphique de la fonction caractéristique de l'antenne est appelée Diagramme de rayonnement. La direction du rayonnement maximal est appelée Rayonnement d'antenne. La représentation de la fonction donne Rayonnement spatial. Traditionnellement, nous avons l'habitude d'exprimer Rayonnement dans deux plans verticaux, plan E et plan H. Défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ électrique. Le plan H est défini Par exemple, un plan contenant l'axe de l'antenne et le champ magnétique. Chiffre Le rayonnement est généralement exprimé en coordonnées logarithmiques ou exprimé en coordonnées rectangulaires ou coordonnées polaires dans deux plans verticaux (E et H) [59]. Le diagramme de rayonnement d'une antenne est principalement relié à sa géométrie mais peut aussi varier avec la fréquence.

### II.6.1.4 DIRECTIVITE, GAIN ET RENDEMENT D'UNE ANTENNE

#### II.6.1.4.1. DIRECTIVITE

La directivité caractérise l'aptitude d'une antenne à concentrer l'énergie dans une ou plusieurs directions privilégiées. C'est un paramètre intrinsèque de l'antenne, sans dimension. La directivité ( $\theta$ ,) est une mesure relative de la puissance rayonnée dans une direction ( $\theta$ ,) par rapport à la puissance totale rayonnée notée PR [54]:

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

---

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \cdot \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (\text{II.30})$$

### II.6.1.4.2 GAIN D'UNE ANTENNE

En général, une antenne rayonne une puissance qui varie en fonction de la direction considérée. On appelle gain  $(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$ , le rapport de la puissance  $P(\theta, \varphi)$  dans cette direction à la puissance  $P_0(\theta_{0,0})$  d'une source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation.

Le gain est proportionnel à la directivité. Il porte la même information sur les directions de rayonnement.

Le gain s'exprime en décibel (dB). On utilise quelquefois la notation dBi pour préciser la référence au rayonnement isotrope. On trouve aussi parfois le gain exprimé en dBd, lorsqu'une antenne dipôle est utilisée comme référence. Si l'antenne est omnidirectionnelle et sans pertes, son gain vaut 1 ou 0 dB.

D'après les définitions précédentes le gain  $G$  peut s'écrire comme suit [56, 60] :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_A} \quad (\text{II.31})$$

### II.6.1.4.3 RENDEMENT

Soit  $P_A$  la puissance d'alimentation d'une antenne. Cette puissance est transformée en une puissance rayonnée  $P_R$ . Dans le sens de l'émission, la puissance rayonnée est inférieure à la puissance d'alimentation [57, 58]. L'antenne est un transformateur imparfait. Il y a des pertes lors de la transformation d'énergie, comme dans tout système. L'efficacité de l'antenne est définie par :

$$\eta = \frac{P_R}{P_A} \quad (\text{II.32})$$

Elle permet de mesurer le taux de transformation. C'est un rendement au sens thermodynamique du terme :  $\eta \leq 1$

Le rendement est lié aux pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants.

En comparant les équations précédentes, on voit que le rendement relie le gain et la directivité:

$$P_R = \eta \cdot P_A \Rightarrow G = \eta \cdot D \quad (\text{II.33})$$

### II.6.1.5 BANDE PASSANTE ET FACTEUR DE QUALITE

La largeur de bande, appelée aussi bande passante, d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. Il



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

---

s'agit aussi de la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximale. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande [61].

### **II.6.2. DOMAINES D'APPLICATION**

Les antennes ont des applications diverses, parmi lesquelles on cite :

- Réseaux de Télécommunication fixes (Radiodiffusion, Télédiffusion et Téléphonie fixe).
- Réseaux de Télécommunication mobiles (les antennes de Stations de bases et celles des terminaux mobiles).
- Liaisons par Satellite (Observation de la Terre, Communications mobiles, Télédiffusion, Téléphonie fixe, Localisation (GPS, GALLILEO), Expérimentations scientifiques etc.)
- Télédétection (radar et radiométrie)
- Radioastronomie
- Identification par radiofréquences (RFID)
- Télé-contrôle pour systèmes domotiques
- Systèmes d'alarme et de prévention
- Automobiles (immobilisation, démarrage de véhicules...) [61].

### **II.6.3 DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES**

Il existe plusieurs types d'antennes. On peut les classer comme suite :

#### **II.6.3.1 ANTENNE DIPOLAIRE**

Antenne dipôle se compose de deux fils alignés très courts, dont chacun est connecté à deux fils parallèles et très proches pour former deux fils [61].

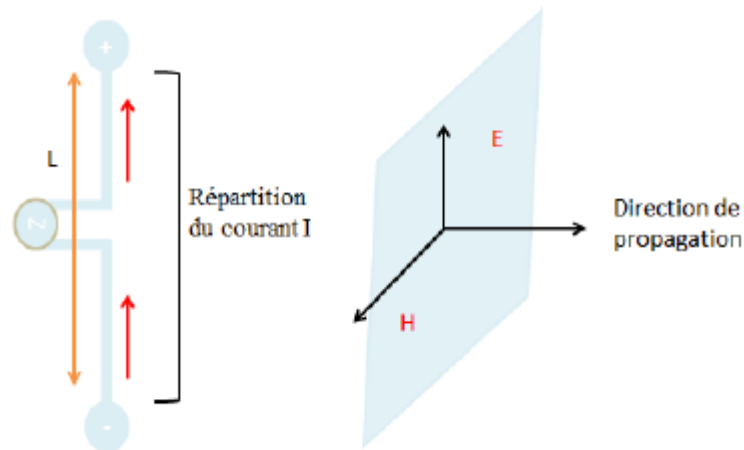


Figure II.14 : répartition du courant le long d'un dipôle et champ rayonné [62]

### II.6.3.2 BOUCLE MAGNETIQUE

La boucle magnétique est constituée d'un fil conducteur ayant une forme qui permet le retour du fil sur lui-même (figure II.15) [61].

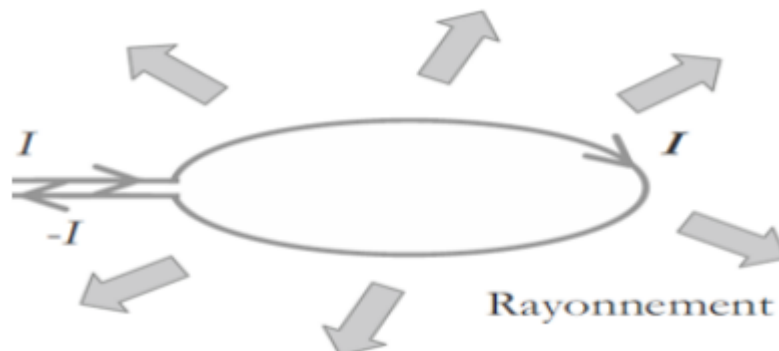
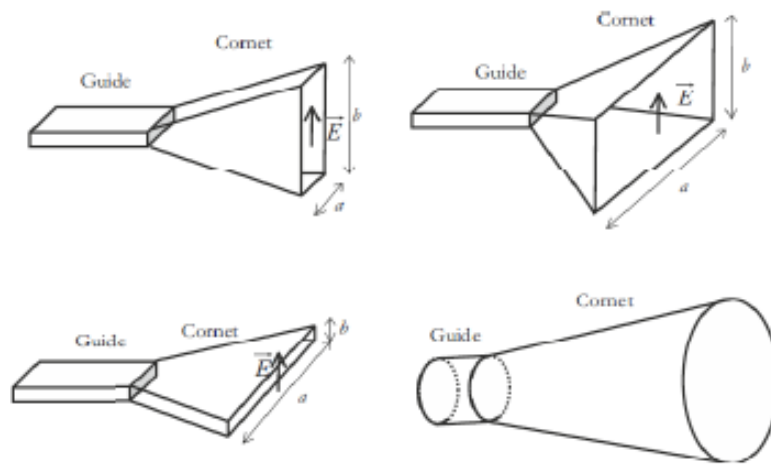


Figure II.15 : Boucle magnétique [61].

### II.6.3.3 ANTENNE CORNET

C'est un dispositif largement utilisé pour propager des ondes guidées. La qualité de transmission est très bonne. Par conséquent, il est utilisé à des hautes fréquences. Son utilisation est très courante dans les fréquences micro-ondes (hyperfréquences).

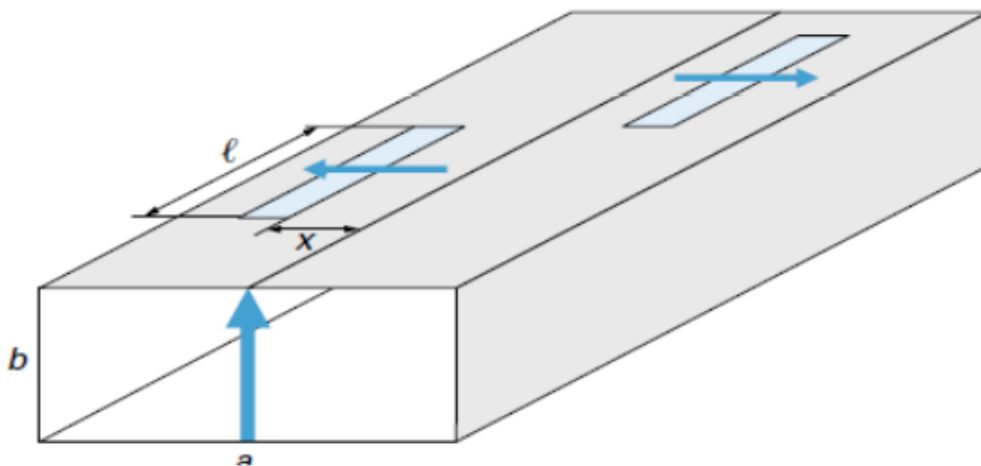
Cette antenne est plus directive que les antennes précédentes [63]



**Figure II.16 :** Différents types d'antenne cornets [62]

### II.6.3.4 ANTENNES A FENTES

Il est possible d'utiliser encore des guides d'ondes comme dispositif de transmission. Considérez que la direction du rayonnement est différente de l'axe de guidage. Le rayonnement s'effectue alors perpendiculairement au plan troué du guide. Ce type de dispositif est appelé réseau à fentes [61].



**Figure II.17 :** Fentes sur le grand côté d'un guide rectangulaire [62]

### II.6.3.5 ANTENNE A REFLECTEUR PARABOLIQUE

L'antenne à réflecteur est constituée de la source d'émission associée à une partie métallique réfléchissante, souvent de forme parabolique (figure II.18). La source, placée au foyer de la

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

---

parabole envoie l'onde vers le réflecteur parabolique. Selon la propriété bien connue de la parabole, tous les rayons sont réfléchis parallèlement. Ce type d'antenne est utilisé pour viser une direction bien précise, puisque tous les rayons émis sortent parallèles. Leur orientation est choisie de façon à viser un satellite particulier [61].

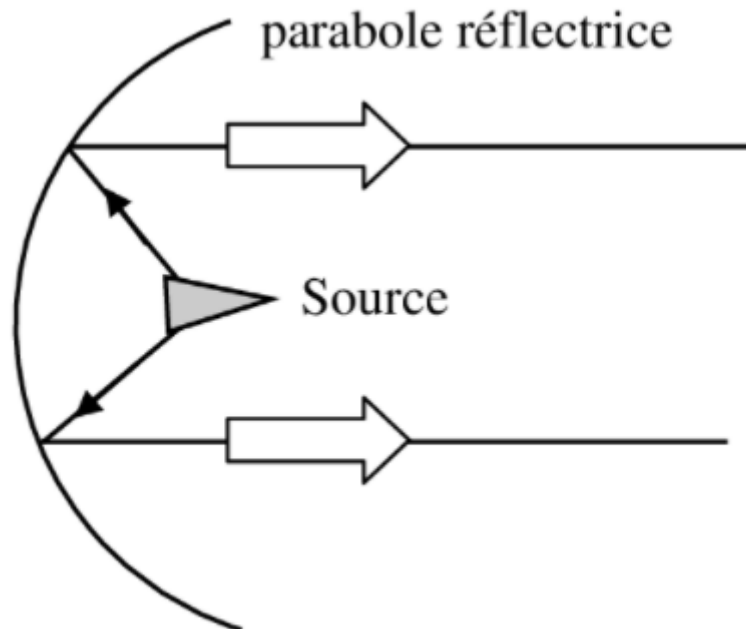


Figure II.18 : Antenne à réflecteur parabolique [28]

### II.6.3.6 ANTENNE MICRO RUBAN

L'antenne plaquée, appelée aussi antenne patch est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face, une gravure métallique permet de supporter des courants de surface qui créent le rayonnement électromagnétique. Les courants sont amenés du générateur à l'antenne par une ligne micro ruban [28].

Elle présente l'avantage du faible poids sur certaines antennes décrites précédemment et dans leur faible coût de fabrication. Les antennes patch sont utilisées dans de nombreuses applications à partir des bandes VHF [62].

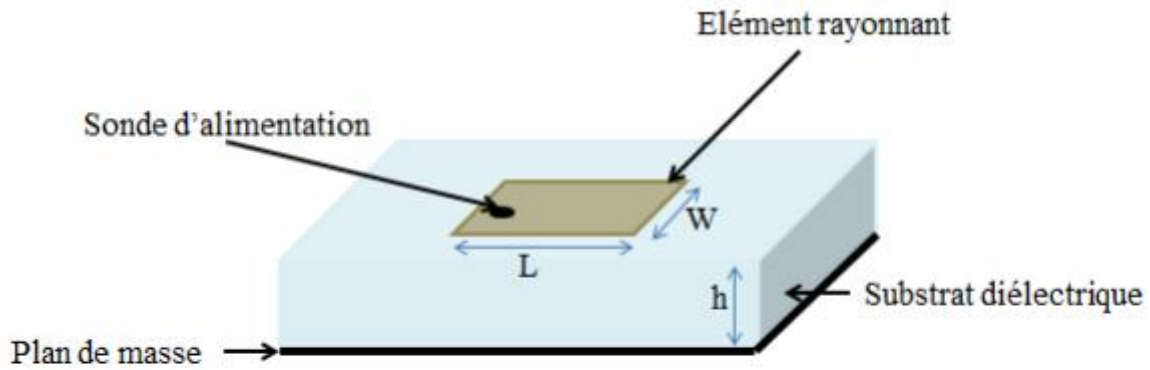


Figure I.10: structure d'une antenne patch

Figure II.19 : structure d'une antenne patch [62]

### II.7. LES ATTÉNUATEURS

Jouent le rôle des potentiomètres usuels .il peut être utile pour régler l'intensité de l'onde (comparaison des signaux, adaptation de l'étage...) [51].

Un atténuateur est un quadripôle Q inséré sur une ligne qui transmet une onde incidente avec une atténuation indépendante du sens de propagation.

Il est souhaitable que la différence entre la puissance incidente et la puissance transmise se retrouve sous forme de puissance perdue par effet Joule dans l'atténuateur lui-même.

Un atténuateur est caractérisé par le rapport, exprimé en décibels et appelé atténuation, de la puissance incidente  $P_e$  à la puissance transmise  $P_s$  :

$$10 \lg P_e/P_s \quad (\text{II.34})$$

La réalisation des atténuateurs est basée sur l'introduction sur une ligne ou dans un guide d'ondes d'un matériau à pertes [64].

#### II.7.1 LES ATTÉNUATEURS COPLANAIRES

L'atténuateur de longueur nulle idéal est un quadripôle à dissipation mutuelle parfaitement adapté.

Lorsqu'un tel quadripôle est inséré entre deux charges égales à la résistance de normalisation, l'atténuation introduite vaut :

$$A = 20 \log |N| \text{ dB.} \quad (\text{II.35})$$

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

---

Dans la pratique, on considère d'éventuels décalages, des déphasages parasites ou même des relations dépendant de la fréquence. Les atténuateurs hyperfréquences peuvent être fixes ou variables, les structures les plus courantes sont les structures  $\Pi$  et en T [65].

### II.7.2. TOPOLOGIE DE L'ATTENUATEUR COPLANAIRE

Tous les atténuateurs à produire seront supportés par des lignes coplanaires de même longueur, de sorte que le facteur d'atténuation de l'atténuateur standard puisse être déterminé par auto-étalonnage. De plus, vous pouvez également disposer d'un ensemble d'étalons de même longueur, ce qui facilite les mesures sous pointes. Avant de concevoir un atténuateur coplanaire, il faut d'abord choisir la topologie.

La réalisation de ces résistances dans couche mince nécessite que la longueur LR ou la largeur WR soit importante. Afin de réaliser cet atténuateur, un compromis a été trouvé entre LR et WR (voir cas particulier ci-dessous). La figure ci-dessous montre deux prototypes utilisés pour concevoir un atténuateur coplanaire en T



**Figure II.20** : Atténuateur coplanaire en T : prototype 1 (à gauche) et prototype 2 (à droite) [65]

La différence entre les deux prototypes concerne les résistances  $R_1$  et  $R_2$ . Pour le prototype N°1 les deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont séparées. La résistance  $R_3$  est remplacée par la mise en parallèle de deux résistances [65].

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

---

### **II.8. CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons présenté plusieurs circuits passifs à base de lignes de transmission hyperfréquences, tels que : les coupleurs, les diviseurs de puissances, les filtres, les antennes, les atténuateurs.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons à l'analyse électromagnétique de la ligne stripline cylindrique TEM par la méthode des éléments finis sous l'environnement FreeFEM, puis faire la conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directifs.

---

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

---



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

## **III.1 Introduction**

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

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

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

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

Plusieurs auteurs ont analysé les lignes de transmission sur les corps cylindriques ou elliptique en résolvant l'équation de Laplace [65].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la caractérisation électromagnétique (EM) de la ligne Stripline cylindrique TEM. On présente les paramètres électromagnétiques (EM) de la structure tels que l'impédance caractéristique ( $Z_c$ ), l'inductance linéique (L) et la capacité linéique (C), en fonction des paramètres géométriques et physiques, en se basant sur la méthode des éléments finis (MEF) sous l'environnement freeFEM. Puis, nous allons utiliser ces résultats pour concevoir de nouveaux types de coupleurs Branchline directifs micro-ondes.

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

### III.2 PRESENTATION DE LA LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE TEM [1]

La géométrie de la section transversale de la ligne à ruban cylindrique est illustrée à la Figure III.1.

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

Dans cette partie, pour la ligne Stripline cylindrique de conducteurs négligeables, le rapport ( $r_3/r_1$ ) est maintenu constant à 10 et l'angle de strip de conduction  $\theta$  varie de  $5-350^\circ$  pour chaque valeur du rapport ( $r_2/r_1$ ) variant de 2 à 9. Dans ces conditions, nos résultats de caractérisation par la MEF-2D sont montrés sur les graphes des figures III.7, III.8 et III.9 pour  $\epsilon_r = 1$ .

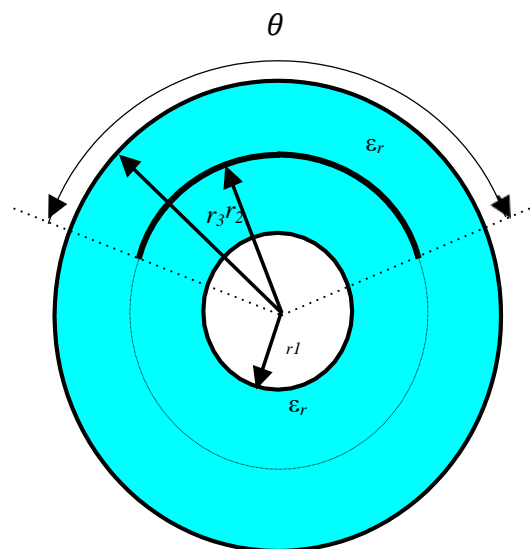


Figure III.1 : Section transversale de la ligne strip-line cylindrique couplée TEM

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

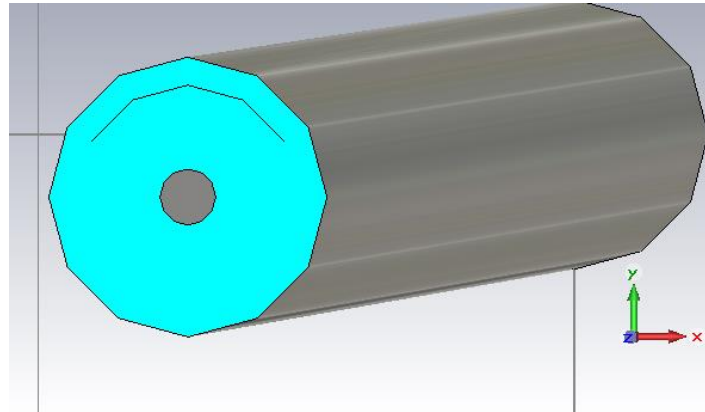


Figure III.2 : représentation (3D) de la ligne Stripline Cylindrique TEM

### III.3 ANALYSE NUMÉRIQUE PAR LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS

#### III.3.1 ÉTABLISSEMENT DE L'ÉQUATION DE LAPLACE [66]

Tous les phénomènes électromagnétiques que l'on veut généralement étudier au sein des dispositifs électrotechniques classiques, sont régis par les équations aux dérivées partielles de Maxwell auxquelles il faut associer les conditions aux limites et des conditions d'interfaces.

En partant des équations de Maxwell:

$$\overrightarrow{rot}\vec{E}(t,r) = -\frac{\partial\vec{B}(t,r)}{\partial t} \quad (III.1)$$

$$\overrightarrow{rot}\vec{H}(t,r) = \vec{J}(t,r) + \frac{\partial\vec{D}(t,r)}{\partial t} \quad (III.2)$$

$$div\vec{D} = \rho(t,r) \quad (III.3)$$

$$div\vec{B} = 0 \quad (III.4)$$

Où  $\vec{E}$  est le champ électrique [V/m].

$\vec{H}$  est le champ magnétique (A/m).

$\vec{D}$  est le déplacement électrique [A.S/m<sup>2</sup>].

$\vec{B}$  Vecteur induction magnétique [T].

$\vec{J}$  la densité de courant [A/m<sup>2</sup>].

$\mu$  est la perméabilité magnétique absolue [H/m]

$\varepsilon$  est la permittivité électrique absolue [F/m]

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

$\rho$  est le densité de charge électrique[C/m<sup>3</sup>].

$r(x,y,z)$  dans un système de coordonnées cartésiennes. Sachant que la divergence d'un rotationnel est toujours nulle:

$$\begin{cases} \text{div}(\overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}(t,r)) = 0 \\ \text{div}\vec{B} = 0 \end{cases}$$

Donc :

$$\vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}(t,r) \quad (\text{III.5})$$

$\vec{A}$  est appelé potentiel vecteur magnétique en (Vs/m)

En combinant l'équation (III.1) avec l'équation (III.5), on obtient :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}(t,r) + \frac{\partial\vec{A}(t,r)}{\partial t}) = \vec{0} \quad (\text{III.6})$$

Sachant que le rotationnel d'un gradient est toujours nul, on définit alors une fonction scalaire  $V(t,r)$  telle que :

$$\vec{E}(t,r) + \frac{\partial\vec{A}(t,r)}{\partial t} = -\overrightarrow{\text{grad}}V(t,r) \quad (\text{III.7})$$

Pour un milieu linéaire homogène et isotrope :

$$\text{div}(\vec{E}(t,r)) = \frac{\rho(t,r)}{\varepsilon} \quad (\text{III.8})$$

Introduisons l'expression du champ  $\vec{E}$  (III.7) dans (III.8), on trouve :

$$-\Delta V - \frac{\delta}{\delta t}(\text{div}\vec{A}(t,r)) = \frac{\rho(t,r)}{\varepsilon} \quad (\text{III.9})$$

Ajoutons membre à membre la quantité  $-\varepsilon\mu \frac{\partial^2 V(t,r)}{\partial^2 t}$ , on obtient :

$$-\Delta V - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 V(t,r)}{\partial^2 t} + \frac{\delta}{\delta t}(\text{div}\vec{A}(t,r) + \varepsilon\mu \frac{\partial\vec{V}(t,r)}{\partial t}) = -\frac{\rho(t,r)}{\varepsilon} \quad (\text{III.10})$$

Si l'on pose :

$$\text{div}\vec{A}(t,r) + \varepsilon\mu \frac{\partial\vec{V}(t,r)}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.11})$$

Qui est une condition connue sous le nom de jauge de Lorentz.

L'équation d'onde (III.10) se réduit à une équation de Helmholtz :

$$\Delta V(t,r) - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 V(t,r)}{\partial^2 t} = -\frac{\rho(t,r)}{\varepsilon} \quad (\text{III.12})$$

En absence de charge d'espace  $\rho(t,r)$ , l'équation (III.12) devient :

$$\Delta V(t,r) - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 V(t,r)}{\partial^2 t} = 0 \quad (\text{III.13})$$

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

Comme les dimensions transversales des lignes à étudier sont faibles devant les longueurs d'onde qui nous intéressent, alors nous pouvons effectuer les calculs dans le cas du régime quasi-stationnaire. L'expression (III.13) se réduit alors à :

$$\Delta V = 0$$

Cette équation est donc l'équation de Laplace régissant le potentiel scalaire V.

Sachant que la structure de propagation est uniforme selon la direction de propagation, on peut réduire l'étude à la section transversale et donc déterminer le potentiel V sur la section transversale. Pour un milieu linéaire inhomogène et sans charge, nous avons :

$$\text{div}(\varepsilon_r \vec{E}_t(t, r)) = 0 \quad (\text{III.14})$$

Le régime est quasi-stationnaire, l'équation III.7 devient :

$$\vec{E}(t, r) = - \overrightarrow{\text{grad}}V(t, r) \quad (\text{III.15})$$

En combinant l'équation (III.14) avec l'équation (III.15), nous obtenons :

$$\text{div}(\varepsilon_r \overrightarrow{\text{grad}}_t V(x, y)) = 0 \quad (\text{III.16})$$

### **III.3.2 CALCUL DES PARAMÈTRES ÉLECTROMAGNETIQUES**

La théorie des lignes de transmission sans pertes nous permet de déterminer le champ électrique et le champ magnétique à partir du potentiel V. L'énergie électrique moyenne  $W_{em}$  accumulée dans la structure est calculée à partir du champ électrique et toutes les grandeurs électromagnétiques sont déduites facilement de l'énergie électrique  $W_{em}$ . Par conséquent, il est impératif de calculer le potentiel V avec une grande précision [66, 67, 68, 69].

#### **Champ électrique [66]**

Le champ électrique est déduit par une simple dérivation du potentiel V, en utilisant la relation (III.15) en coordonnées (x,y) :

$$\vec{E}(x, y) = - \overrightarrow{\text{grad}}V(x, y)$$

#### **Énergie électrique**

La connaissance des composantes du champ électrique permet de déduire l'énergie électrique moyenne emmagasinée dans la structure :

$$\overline{W_{em}} = \frac{1}{4} \iint \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \vec{E}_t \cdot \vec{E}_t^* dx dy \quad (\text{III.17})$$

#### **Capacité linéique**

La capacité linéique est ensuite déduite de l'énergie électrique moyenne :

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

$$c = \frac{4\overline{W_{em}}}{(V_1 - V_2)^2} \text{ (F/m)} \quad (\text{III.18})$$

Où  $V_1$  et  $V_2$  sont les potentiels ou les conditions d'excitation de la ligne.

### Permittivité effective

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

$$\epsilon_{eff} = \frac{\iint \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E}_{t0} \vec{E}_{t0}^* dx dy}{\iint \epsilon_0 \vec{E}_{t1} \vec{E}_{t1}^* dx dy} \quad (\text{III.19})$$

### Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique est définie par :

$$Z_0 = \frac{1}{V_\phi c} \quad (\text{III.20})$$

$$\text{Où : } V_\phi = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left( \frac{m}{s} \right)$$

$C_0 = 3.10^8$  (m/s) est la célérité de la lumière.

### Self inductance linéique

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

$$z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \Rightarrow L = Z_c^2 C \text{ en (H/m)} \quad (\text{III.21})$$

## III.4 DESCRIPTION DE FREEFEM [70]

FreeFEM est un environnement très puissant et efficace pour modéliser tous les types de structures de formes très complexes propageant les modes TEM ou quasi-TEM, en résolvant 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.

- Les principaux avantages de la méthode FEM sont :
  - La simplification de la modélisation des phénomènes discontinus.
  - La manipulation facile de géométries très complexes.
  - La gestion d'une grande variété de problèmes d'ingénierie.
  - La gestion des contraintes complexes.
- Inconvénients :
  - Le temps de calcul est élevé (maillage volumique).
  - Besoin d'un grand espace mémoire.

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

Pour pouvoir utiliser ce logiciel, il faut :

### 1. Connaître le jeu d'instructions de FreeFEM : [11]

Parmi les instructions très répondues dans la programmation par FreeFEM, nous citons

**Border()** : respectivement utilisées pour le tracé et le maillage de la structure à étudier en 2D.

**Buildmesh()** : pour établir le maillage de la structure.

**Onbdy()** : utilisé pour définir une condition aux limites à l'équation aux dérivées partielles.

**Pde()** : pour définir l'équation aux dérivées partielles au moyen des opérateurs suivants : id(), dx(), dy(), laplace(), dxx(), dxy(), dyx(), dyy().

**Solve()** : pour résoudre l'équation aux dérivées partielles.

Save : utilisé pour enregistrer les résultats.

### 2. Suivre la méthodologie des éléments finis pour résoudre le problème en question. Pour cela il faut

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

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

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

La résolution de l'équation de Laplace nous fournit la distribution du potentiel V aux différents nœuds de maillage de la structure étudiée. Une fois que le potentiel V est connu, nous déterminons les différents paramètres électromagnétiques de la structure par le biais des relations déjà présentées.

## III.5 EXPRESSIONS ANALYTIQUES

Dans la littérature scientifique, nous avons trouvé quelques expressions analytiques de l'impédance caractéristique et de la permittivité effective de la ligne micro ruban cylindrique quasi-TEM en fonction de ses paramètres géométriques ( $r_1$ ,  $r_2$  et  $\theta$ ) qui se présentent comme suit :

$$[2\varphi/\ln(\frac{r_2}{r_1})] < 1$$

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

$$[2\varphi/\ln(\frac{r_2}{r_1})] > 1$$

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

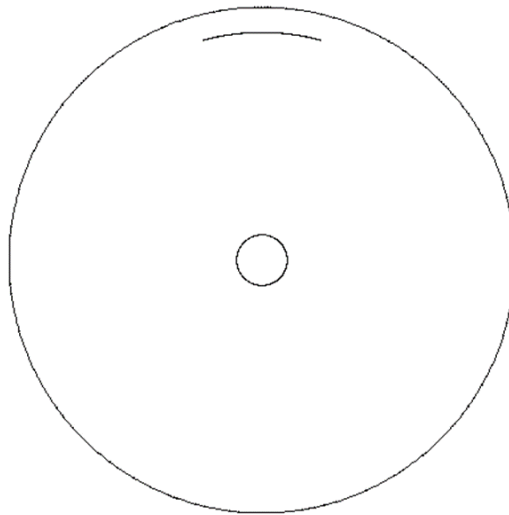
$$Z_0 = \frac{376.687}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \varphi / \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) + 0.441 + 0.082 \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r}\right) \cdot (1.451 + \ln[\varphi / \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) + 0.94]) \right\}^{-1}$$

Le constant diélectrique effectif de son substrat trouvé est :

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + \frac{5}{\varphi} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \right]^{-\frac{1}{2}}$$

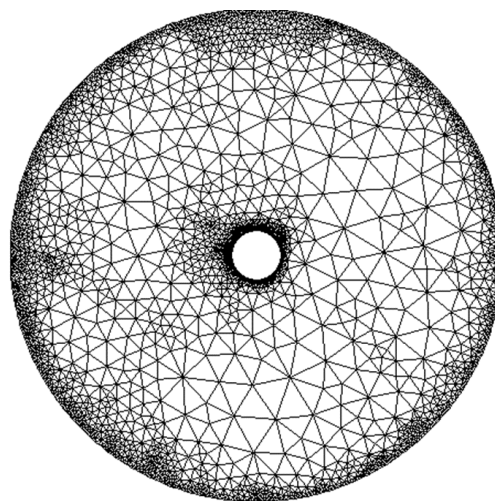
#### **III.6. RESULTATS EN UTILISANT LA METHODE DES ELEMENTS FINIS**

Après la réalisation du programme FEM sous FreeFEM, nous présentons notre structure sur la figure III.3 avec un strip d'angle  $\theta = 30^\circ$ ,  $r_1 = 1\text{mm}$ ,  $r_2 = 9r_1$  et  $r_3 = 10 r_1$ .



**Figure III.3 :** Tracé de la ligne stripline TEM cylindrique sous free FEM pour  $\theta = 30^\circ$

Nous présentons aussi le maillage de la structure avec 4000 nœuds sur la figure III.3.



**Figure III.4 :** Maillage de la ligne Stripline cylindrique TEM pour  $\theta = 30^\circ$  avec 4000 nœuds



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

### III.6.1. VALIDATION DES RESULTATS OBTENU PAR LA MEF

Nous montrons dans la table III.1 nos résultats obtenues en utilisant la MEF comparés avec d'autres méthodes numériques trouvées dans la littérature scientifique. On remarque qu'il y a un parfait accord entre les résultats.

$\theta$ (°)	$\sqrt{\epsilon_{eff}}Z_c, r_3/r_1=2, r_2/r_1=\sqrt{2}$				$\sqrt{\epsilon_{eff}}Z_c, r_3/r_1=6, r_2/r_1=\sqrt{6}$				
	<i>FE</i> <i>M</i>	[73]	[74]	[75]	<i>FE</i> <i>M</i>	[73]	[74]	[76]	[75]
10.2 0	155.5	153.4 2	154.0 6	150.1 1	98.0 4	98.9 7	99.5 3	100. 7	96.4 3
20.0 4	116.8	114.2 1	114.5 7	112.5 8	64.5 4	64.9 3	65.2 1	65.8 3	63.5 9
29.8 8	94.26	92.20	92.39	91.10	48.1 8	48.3 9	48.5 6	48.9 0	48.1 9
39.7 3	78.98	77.53	77.72	76.82	38.4 3	38.4 9	38.6 8	38.9 0	38.9 5

**Tableau III.1 :** Impédance caractéristique normalisée de la ligne triplaque cylindrique TEM comparée avec d'autres résultats de la littérature scientifique

### III.6.2. PRESENTATION DES RESULTATS OBTENUS PAR LA MEF SOUS FREEFEM

Pour un rapport de  $r_3/r_1=10$ , et pour différents rapports ( $r_2/r_1$ ) variant entre 1-10, l'influence de l'angle de strip ( $\theta$ ) variant entre (10-350°) sur les paramètres électromagnétiques EM de la ligne Stripline TEM cylindrique est montrée sur les figures III. 5 à III. 7 pour  $\epsilon_r = 1$ .

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

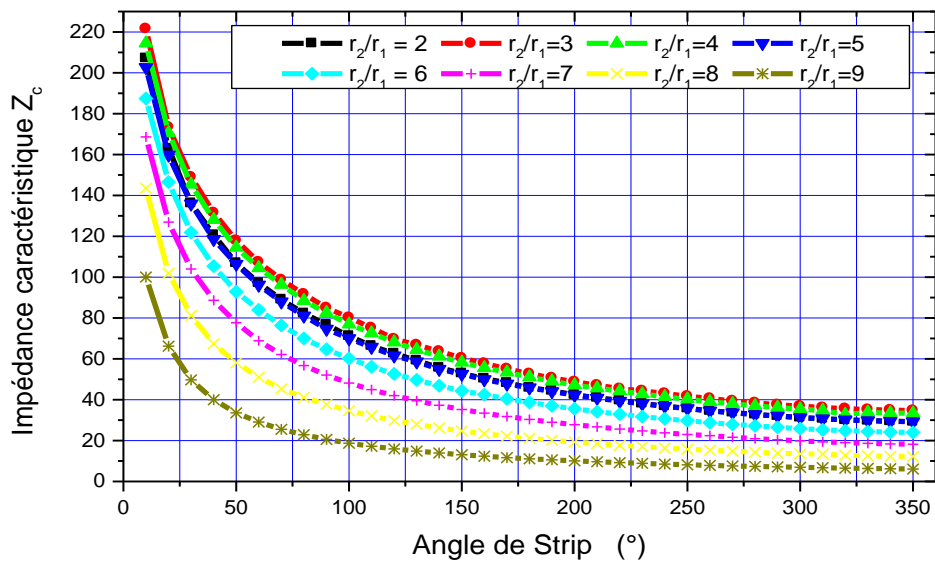


Figure III.5 : Influence de l'angle de conduction sur l'impédance caractéristique de la ligne Stripline homogène

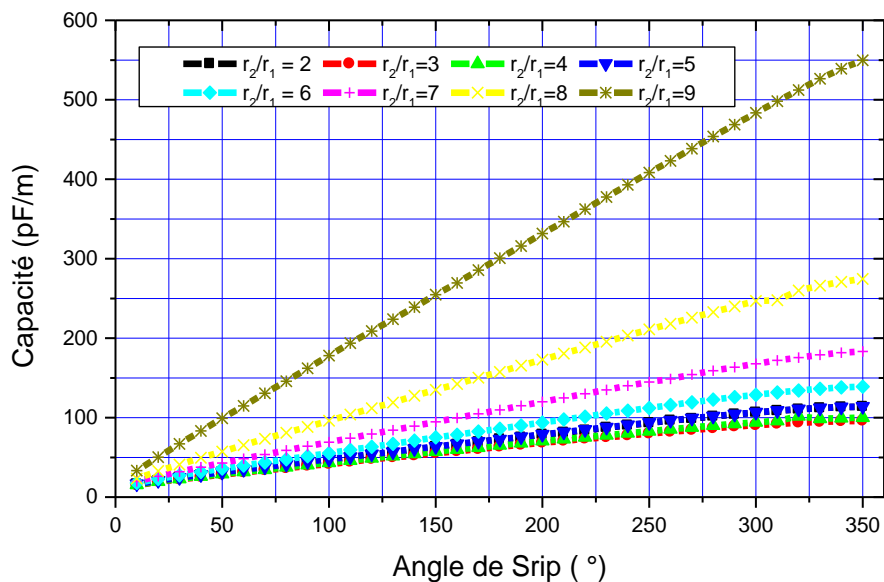
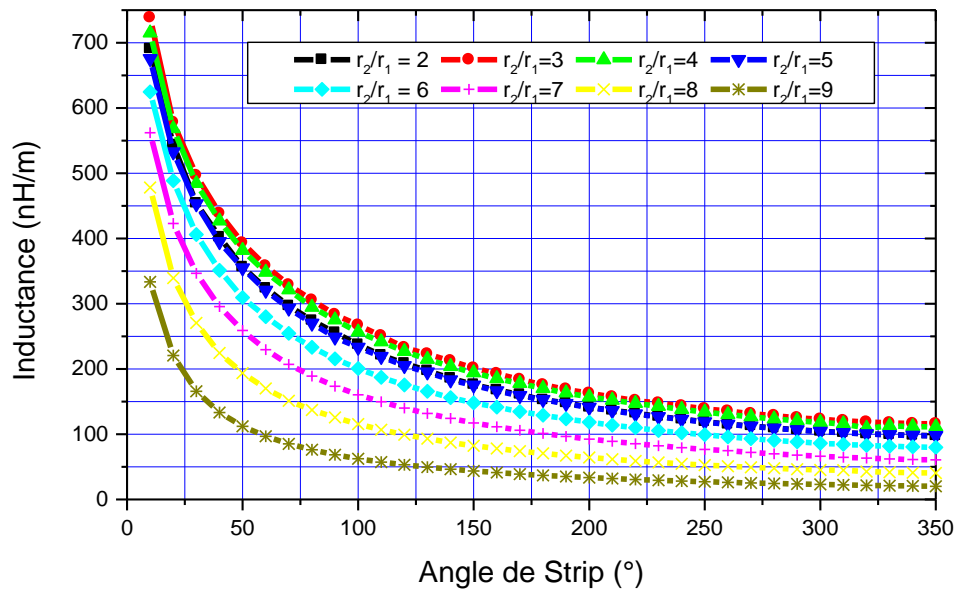


Figure III.6 : Influence de l'angle de conduction sur la capacité linéique de la ligne Stripline homogène

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



**Figure III.7 :** Influence de l'angle de conduction sur l'inductance linéique de la ligne Stripline homogène

Pour ces paramètres géométriques, ce type de ligne peut avoir une impédance caractéristique  $Z_c$  allant de  $5-750 \Omega$ . A partir de ces réseaux de courbes on peut faire la conception de plusieurs circuits hyperfréquences de hautes performances.

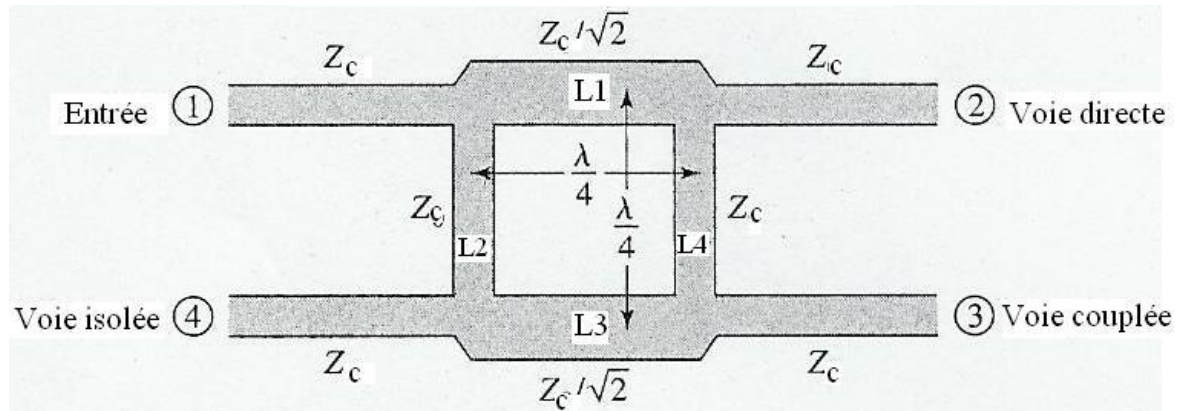
Dans la suite, on montre comment utiliser ce type de lignes à un seul conducteur pour concevoir des coupleurs Branchline hyperfréquences directifs.

### III.7. CONCEPTION DU COUPLEUR BRANCHLINE A BASE DE LA LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE FONCTIONNANT A 2 GHZ

Les coupleurs dits Branchline sont des coupleurs directionnels, généralement utilisés pour une répartition à 3 dB de l'énergie, avec une différence de phase de  $0^\circ$  entre la voie « directe » et la voie « couplée ».

Ce genre de coupleur est fréquemment réalisé en technologie micro-ruban ou tri-plaque, et fait partie des coupleurs dites à « quadrature de phase », comme il peut être réalisé en d'autres technologies, telle que par exemple la technologie MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) et la technologie coaxiale.

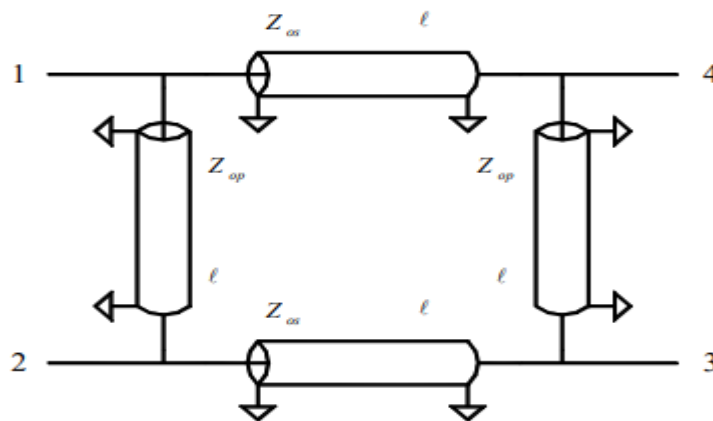
## Chapitre III : Présentation de la ligne Stripline TEM cylindrique et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directifs



**Figure III.8 :** Schéma d'un coupleur Branchline à lignes microrubans.

D'après le schéma de la figure, l'énergie entre par le port 1 et va se trouver divisée entre le port 2 (voie directe) et le port 3 (voie couplée), avec une différence de phase de  $90^\circ$  entre les sorties. Aucune énergie n'est transmise au port 4 (c'est le port isolé).

### III.7.1. METHODE DE CONCEPTION



**Figure III.9 :** Conception du coupleur Branch line

La conception des coupleurs Branchline se fait systématiquement pour une longueur d'onde  $l = \lambda/4$ , à l'aide de tronçons de ligne quart-d'onde comme suit :

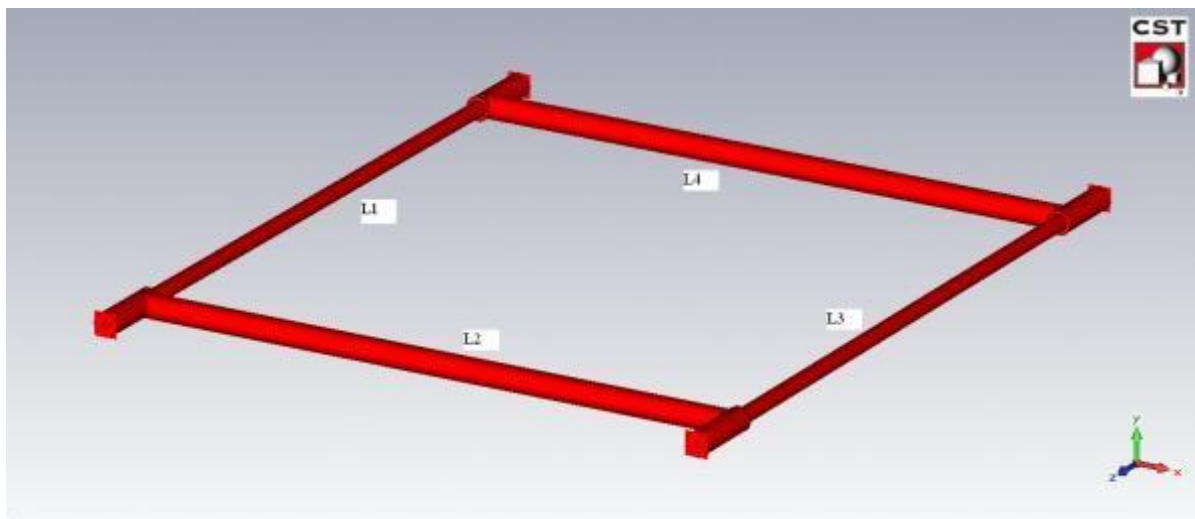
- ✓ Choix de technologie pour réaliser le coupleur (Stripline, microruban, coaxiale,...);
- ✓ Choix du substrat diélectrique ( $\epsilon_r$ ) ;

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

- ✓ Détermination des dimensions géométriques des tronçons de lignes utilisées au moyen d'expressions analytiques ou de graphes selon que l'impédance caractéristique est  $Z_c=50 \Omega$  ou  $Z_c=35 \Omega$  ;
- ✓ Calcul des dimensions longitudinales de chaque tronçon de ligne du coupleur Branchline (longueur  $l$ ), pour une fréquence de fonctionnement donnée.

### **III.7.2 CONCEPTION DE COUPLEUR BRANCHLINE TEM FONCTIONNANT A 2 GHZ**

Pour concevoir un coupleur Branchline TEM fonctionnant à 2 GHz et utilisant des tronçons de lignes Stripline ( $L_1, L_2, L_3, L_4$ ), nous devons trouver les dimensions des lignes Stripline cylindriques TEM de  $50 \Omega$  et  $35 \Omega$  fonctionnant à 2 GHz.

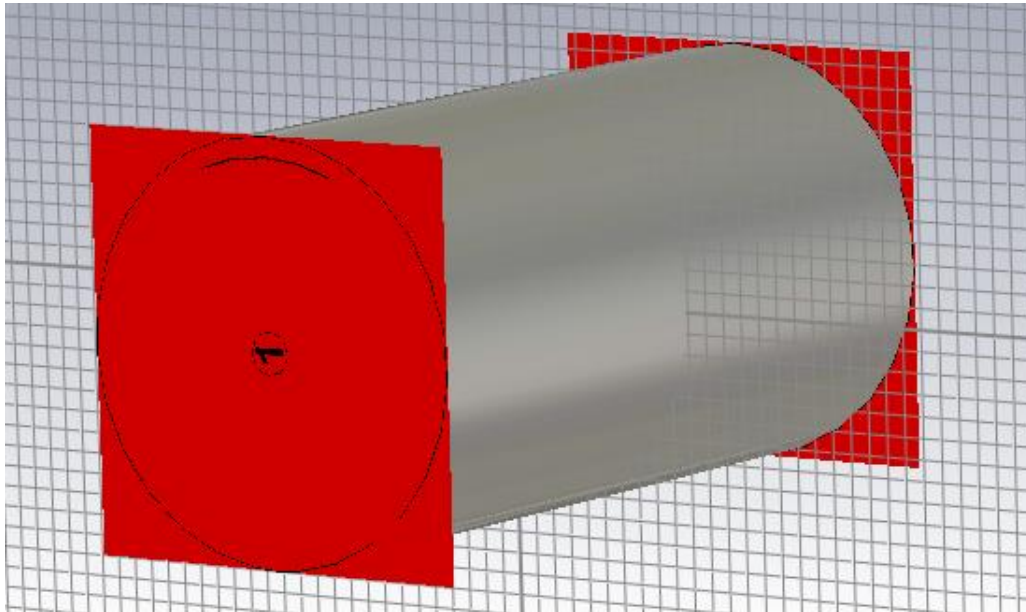


**Figure III. 10** : Schéma en 3D du coupleur Branchline TEM fonctionnant à 2GHz

### **III.7.3. CONCEPTION ET SIMULATION DE LA LIGNE STRIPLINE TEM CYLINDRIQUE D'IMPEDANCE 50 Ω SOUS L'ENVIRONNEMENT CST MICROWAVE STUDIO**

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés, sous l'environnement CST, à la réponse fréquentielle de la ligne Stripline TEM cylindrique d'impédance caractéristique  $Z_c=50 \Omega$ .

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



**Figure III.11** : Simulation de la ligne Stripline TEM de 50  $\Omega$ .

Notre outil de calcul des paramètres EM nous a permis de trouver la valeur du paramètre géométrique ( $r_2/r_1$ ) de la ligne Stripline cylindrique d'impédance caractéristique  $Z_c=50 \Omega$  lorsqu'elle est remplie de diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r=1$ .

Pour  $r_1=1\text{mm}$ , il nous a fallu prendre  $(r_2/r_1)=9$ . On montre dans le Tableau III.2, les résultats de conception de la ligne Stripline TEM de 50  $\Omega$ .

Paramètres géométriques : $\theta = 30^\circ$ , $r_1=1\text{mm}$ , $r_2/r_1=9$	
Paramètres physiques : $\epsilon_r=1$	
Paramètres électromagnétiques	
Impédance caractéristique en ( $\Omega$ )	49.7298
Capacité linéique (pF/m)	67.0289
Inductance linéique (nH/m)	165.766

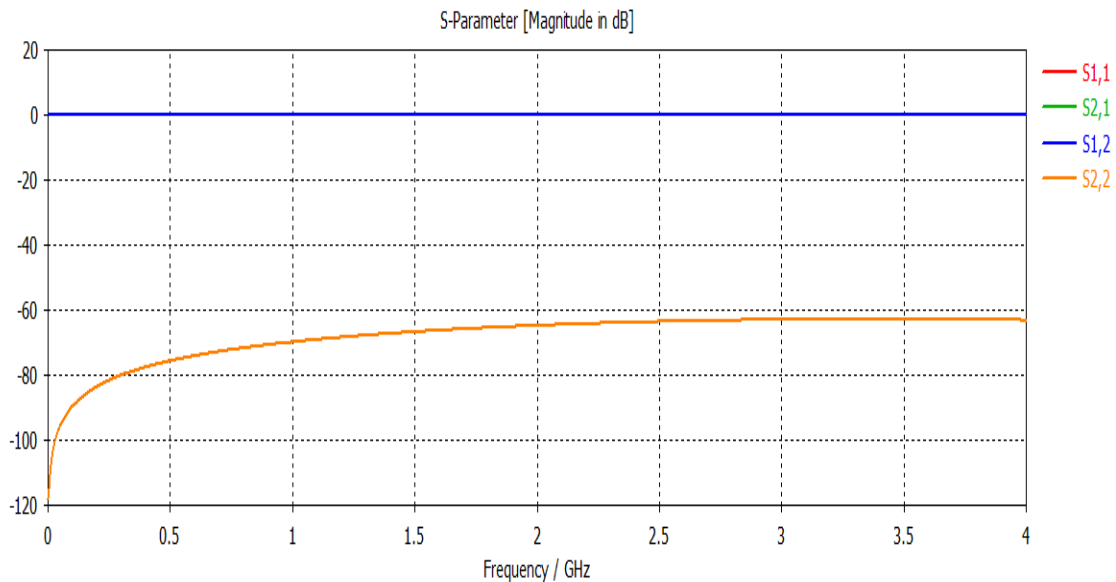
**Tableau III.2** : Résultats de conception d'une ligne d'amenée de puissance d'impédance caractéristique 50  $\Omega$ .

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

Le circuit fonctionnant à  $f_0=2\text{GHz}$ , a une longueur  $l=37.5\text{mm}$ , obtenue à partir de la relation suivante :

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{v}{4f_0} = \frac{\frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}}{4f_0} = \frac{c_0}{4f_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Après tracé de la structure sous l'environnement CST Microwave Studio, nous avons trouvé la réponse fréquentielle suivante, qui montre que la transmission est maximale à la fréquence désirée 2 GHz avec un minimum de réflexion ( $S_{11}=-62\text{ dB}$ ), ce qui est très intéressant, car il y'avait une très bonne adaptation.



**Figure III.12 :** Réponse fréquentielle de la ligne Stripline micro-onde TEM de  $50\ \Omega$  fonctionnant à 2 GHz, sous l'environnement CST Microwave Studio

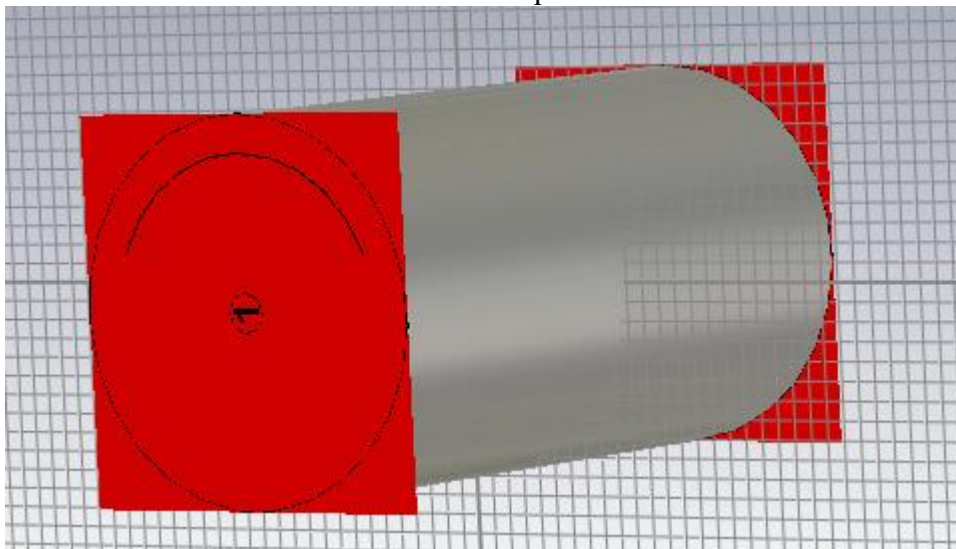
### III.8 CONCEPTION ET SIMULATION DE LIGNE STRIPLINE TEM CYLINDRIQUE D'IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE $35\ \Omega$

A partir des réseaux de courbes établies précédemment, nous montrons les paramètres géométriques, physiques et électromagnétiques de la ligne triplaque cylindrique TEM de  $35\ \Omega$ .

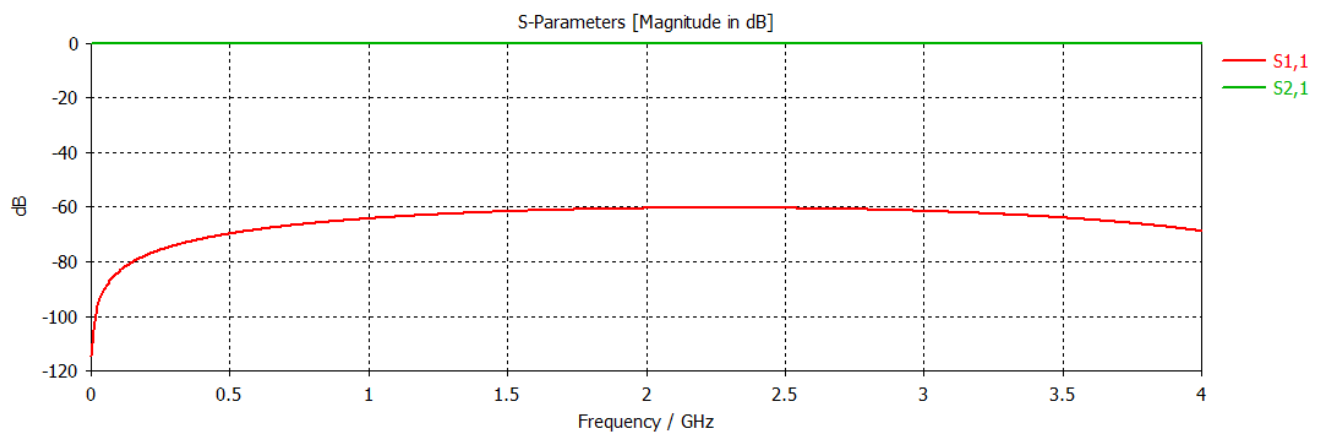
## Chapitre III : Présentation de la ligne Stripline TEM cylindrique et conception de nouveaux types de coupleurs Branchline micro-ondes directifs

Paramètres géométriques : $\theta = 120^\circ$ , $r_1 = 1\text{mm}$ , $r_2/r_1 = 8$	
Paramètres physiques : $\epsilon_r = 1$	
Paramètres électromagnétique	
Impédance caractéristique en ( $\Omega$ )	35
Capacité linéique (pF/m)	111.869
Inductance linéique (nH/m)	99.322

**Tableau III.3 :** Résultats de conception d'une ligne d'amenée de puissance d'impédance caractéristique 35  $\Omega$ .



**Figure III.13 :** Simulation de la ligne Stripline TEM de 35  $\Omega$ .



**Figure III.14 :** Réponse fréquentielle de la ligne Stripline de 35  $\Omega$  micro-onde TEM fonctionnant à 2 GHz, sous l'environnement CST Microwave Studio



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

Pour concevoir un coupleur Branchline TEM fonctionnant à 2 GHz et utilisant des lignes Striplines TEM cylindriques (L1, L2, L3, L4) ayant :  $r_1=1\text{mm}$  et  $\epsilon_r=1$ .

Pour les lignes, le rayon du conducteur interne ( $r_1$ ) a été maintenue constant. Le rayon ( $r_2$ ) du strip a été varié pour modifier l'impédance caractéristique de la ligne. Toutes les dimensions et les paramètres électromagnétiques, obtenus à partir d'une caractérisation numérique par la MEF pour les tronçons de lignes du coupleur sont illustrées dans le tableau.

Coupleur Branchline-TEM ( $r_1=1\text{mm}$ , $\epsilon_r=1$ , $f_0=2\text{ GHz}$ )	
Tronçons de lignes L2 et L4 $r_2/r_1=8$ , $\theta=30^\circ$	
Paramètres EM et physiques	
Impédance caractéristique en ( $\Omega$ )	49.7298
Inductance linéique (nH/m)	165.766
Capacité linéique (pF/m)	67.0289
Longueur (mm)	37.5mm
Tronçons de lignes homogènes L1 et L3 $r_2/r_1=9$ , $\theta=120^\circ$	
Impédance caractéristique en ( $\Omega$ )	35
Inductance linéique (nH/m)	111.869
Capacité linéique (pF/m)	99.322
Longueur (mm)	37.5 mm

**Tableau III.4 :** Résultats de caractérisation et de conception de coupleur Branchline-TEM utilisant des tronçons de ligne Stripline TEM cylindrique fonctionnant à 2 GHz

### III.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de la caractérisation EM de la ligne Stripline cylindrique TEM en se basant sur la MEF en deux dimensions (2D) sous

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

l'environnement freeFEM pour une large gamme de paramètres géométriques, pour  $\theta$  allant de  $10-350^\circ$ , et pour un rapport entre les rayons, de ruban et de conducteur interne, variant entre 2 et 9.

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

Les lignes Stripline de  $35 \Omega$  et de  $50 \Omega$  conçues ont été utilisées pour faire la conception d'un nouveau type de coupleur Branchline micro-onde directif fonctionnant à 2 GHz.

Le programme réalisé sous FreeFEM a été validé en comparant nos résultats avec d'autres méthodes numériques trouvés dans la littérature scientifique, et un parfait accord a été trouvé.

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

---

*Chapitre IV : Présentation de la ligne  
Stripline cylindrique couplée TEM et  
conception de nouveaux types de coupleurs  
Stripline par proximité cylindriques micro-  
ondes directifs*

---

# **Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs**

---

## **IV.1 INTRODUCTION**

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

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

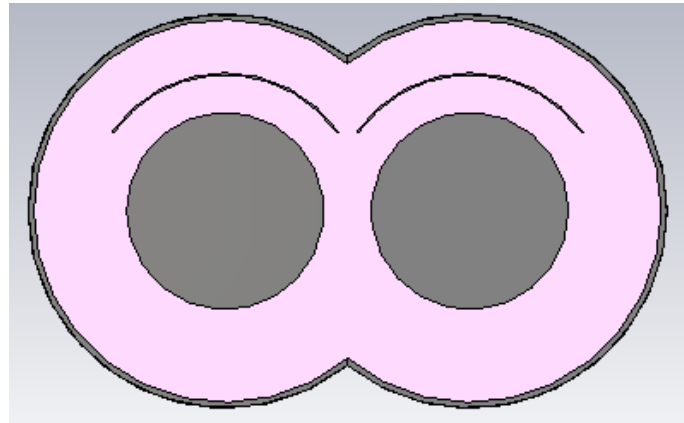
On peut tirer profit du couplage entre deux lignes de transmission pour construire des coupleurs directifs. Le couplage est obtenu par le rapprochement des conducteurs des deux lignes, il dépend de la distance entre les conducteurs et de la structure même du coupleur [2].

Dans ce chapitre, nous allons présenter une nouvelle structure de lignes couplées : c'est la ligne Stripline cylindrique couplée TEM. Nous allons montrer les résultats de la caractérisation électromagnétique EM de la structure sous l'environnement FreeFEM en se basant sur la résolution de l'équation de Laplace. Après, ces résultats vont être utilisés pour concevoir de nouveaux types de coupleurs Stripline TEM cylindriques par proximité micro-ondes directifs sous l'environnement CST Microwave Studio fonctionnant à 2 et 4 GHz.

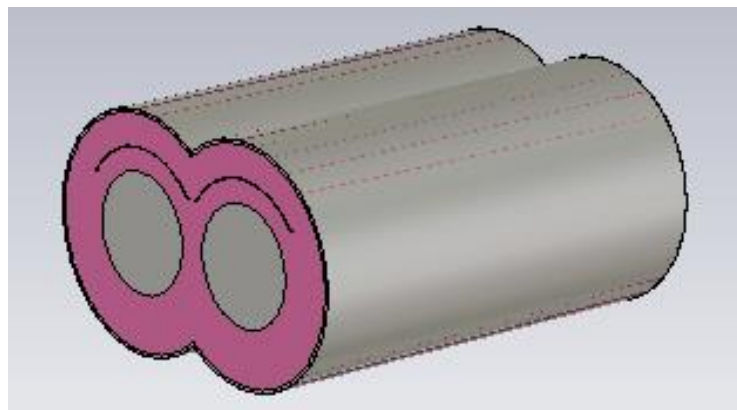
## Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs

### IV.2 PRESENTATION DE LA LIGNE STRIPLINE CYLINDRIQUE COUPLEE TEM

Les représentations schématiques de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM sont illustrées sur la figure IV.1 (a) et (b) :



(a)



(b)

**Figure IV.1** : section transversale de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM en (a) et sa représentation (3D) en (b)

### IV.3 CARACTERISATION ELECTROMAGNETIQUE (EM)

#### - Coefficient de couplage

Pour une ligne couplée (formée de deux conducteurs), nous calculons les paramètres EM suivants :

$$k = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \quad (\text{IV.1})$$

## Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs

---

$Z_{oe}$  et  $Z_{oo}$ , sont les impédances caractéristiques respectivement associées aux modes pair et impair.

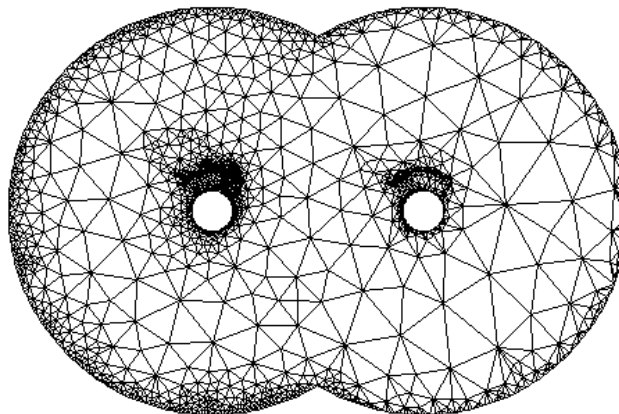
### - Matrices d'inductance et de capacité

Une fois le coefficient de couplage  $k$  déterminé, on peut déduire les valeurs de  $\gamma$  (capacité de couplage), et de  $M$  (inductance mutuelle), en écrivant :

$$k = \frac{\gamma}{C_0} = \frac{M}{L_0} \quad (\text{IV.2})$$

Où :  $C_0$  et  $L_0$  sont la capacité et l'inductance, respectivement, de la ligne isolée [9].

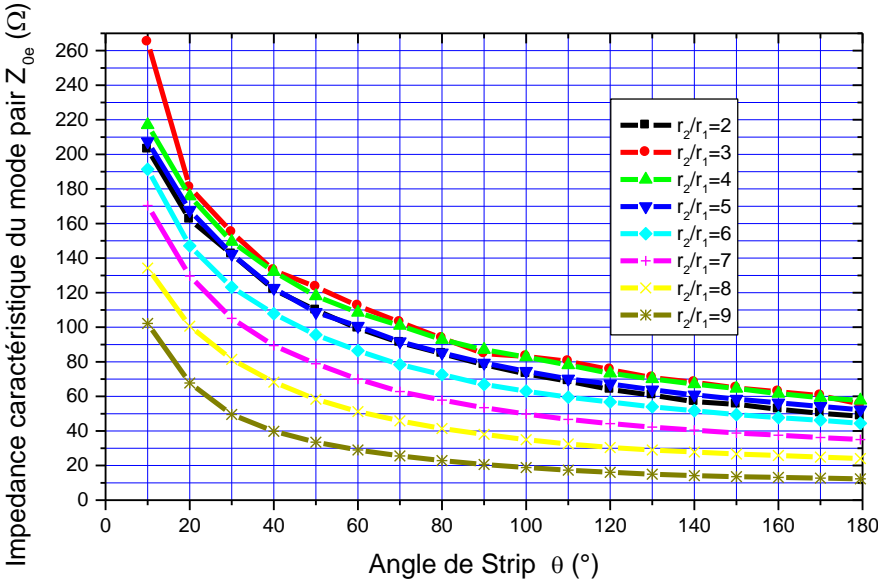
## IV.4 RESULTATS PAR LA MEF



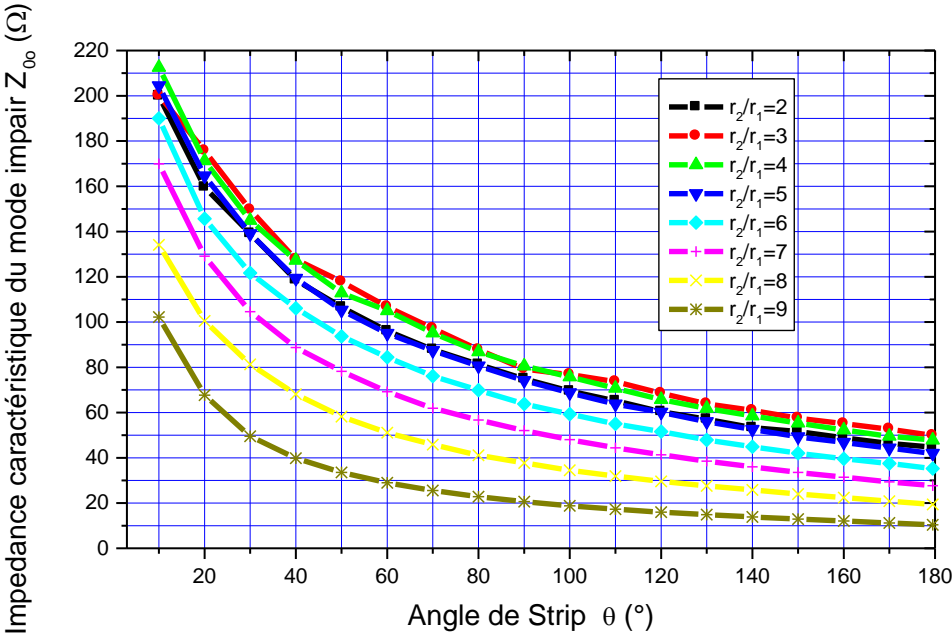
**Figure IV.2 :** Maillage de la configuration générale de coupleur Stripline cylindrique directif avec 4000 nœuds  $r_2/r_1=2$

Pour un rapport de  $r_3/r_1=10$ , et pour différents rapports ( $r_2/r_1$ ) variant entre 2-9, l'influence de l'angle de strip ( $\theta$ ) variant entre (10-180°) sur les paramètres électromagnétiques EM de la ligne Stripline cylindrique TEM est montrée sur les figures IV. 3 à IV.9 pour  $\epsilon_r = 1$ .

**Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs**



**Figure IV.3 :** Influence de l'angle de conduction ( $\theta$ ) sur l'impédance caractéristique du mode pair ( $Z_{0e}$ )



**Figure IV.4 :** Influence de l'angle de conduction sur l'impédance caractéristique du mode impair ( $Z_{0o}$ )

## Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs

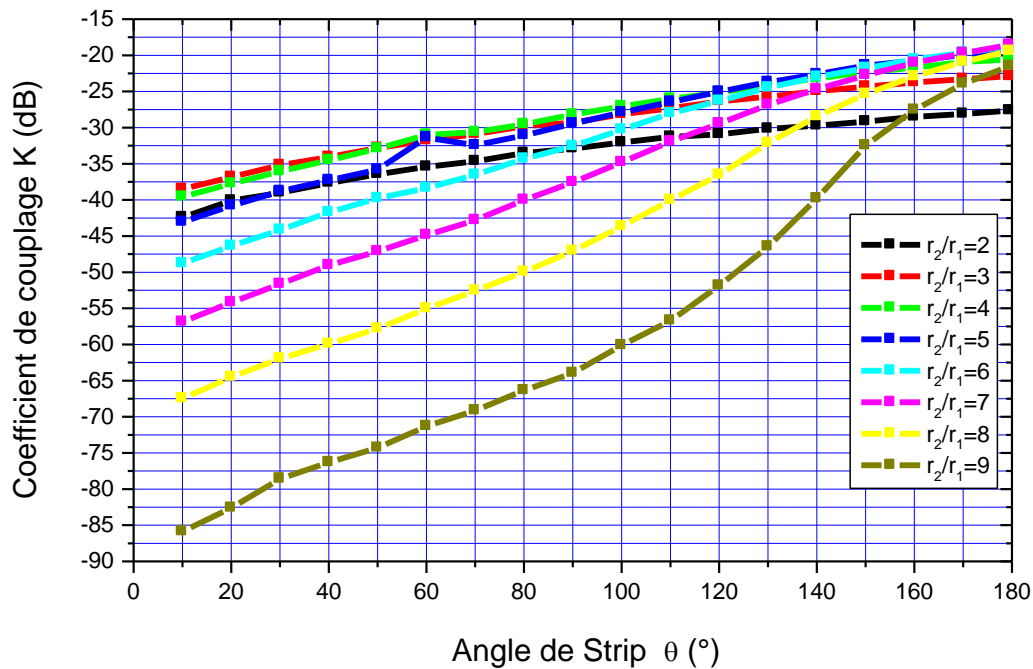


Figure IV.5 : Influence de l'angle de conduction sur le coefficient de couplage de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM

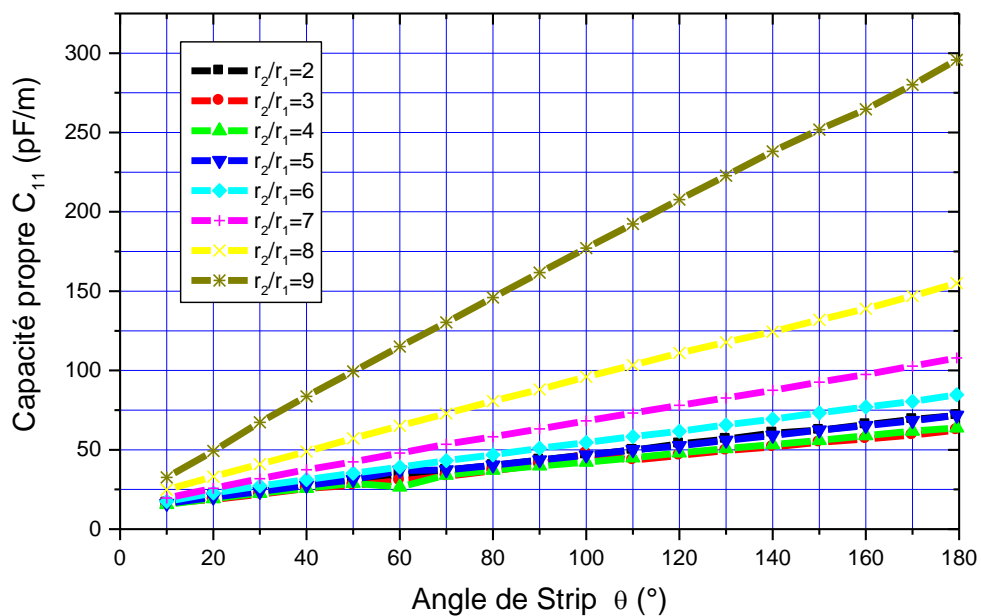


Figure IV.6 : Influence de l'angle de conduction sur la capacité C11



## Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directs

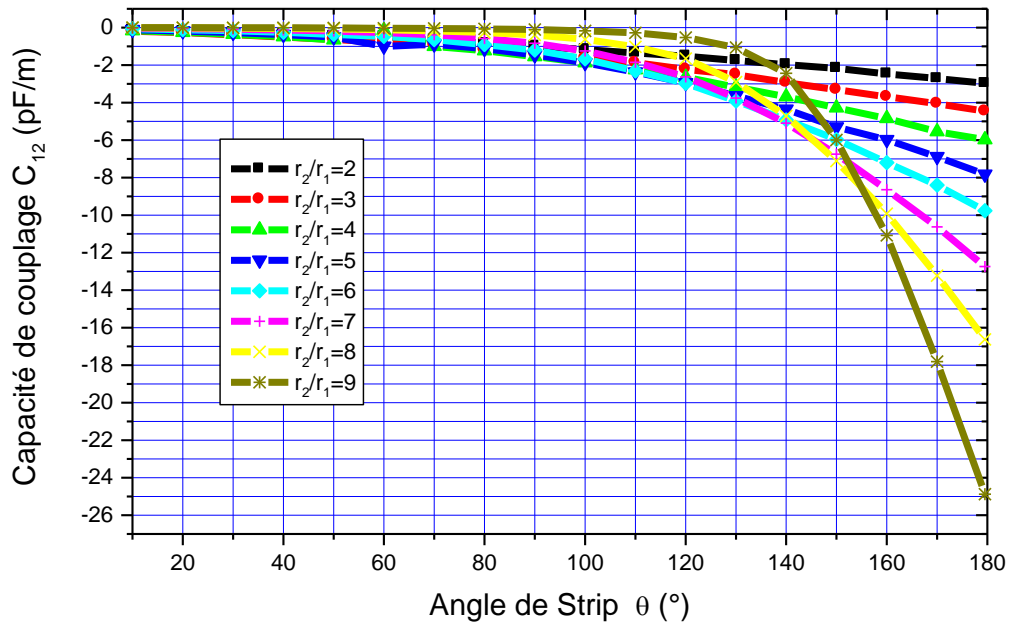


Figure IV.7 : Influence de l'angle de conduction sur la capacité  $C_{12}$

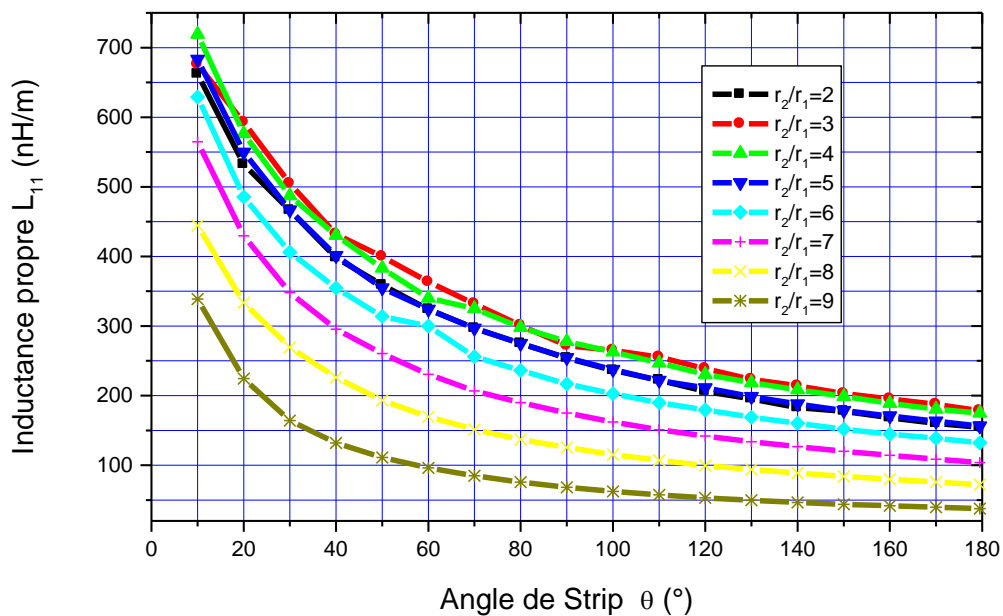


Figure IV.8 : Influence de l'angle de conduction sur l'inductance propre  $L_{11}$

## Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directs

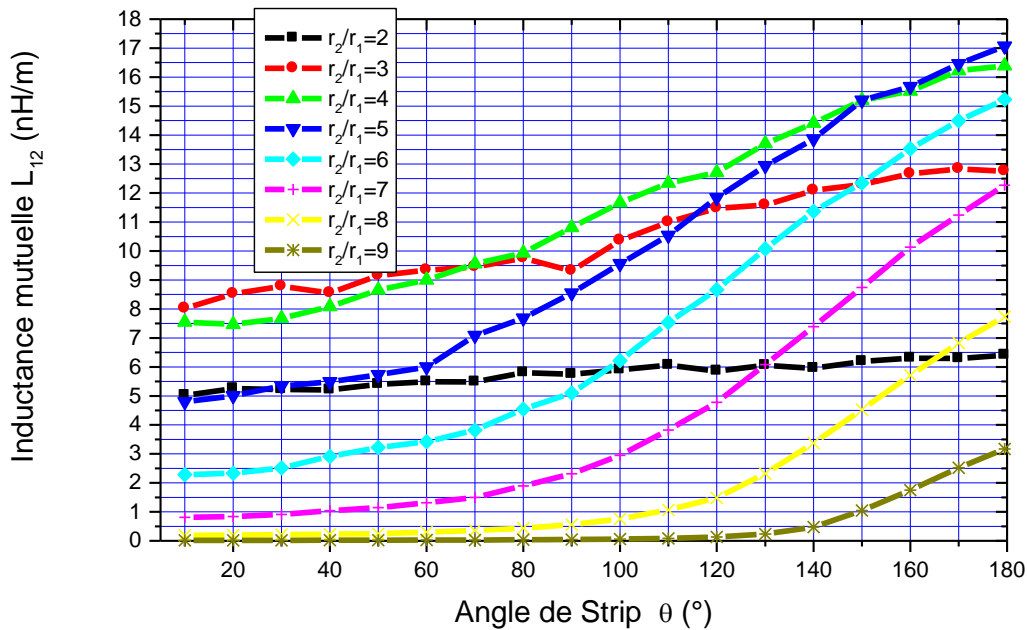


Figure IV.9 : Influence de l'angle de conduction sur l'inductance  $L_{12}$

D'après les figures IV.4 à IV.9, les paramètres électromagnétique sont fortement dépendantes des paramètres géométrique ( $r_2/r_1$ ,  $\theta$ ).

Pour ces paramètres, ce type de ligne peut être utilisé pour la conception de nouveaux types de coupleurs par proximité directs ayant un couplage allant jusqu'à -17 dB, et ayant une impédance caractéristique allant de  $Z_c = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = 10 \Omega$  jusqu'à  $Z_c = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = 240 \Omega$ .

A partir de ces réseaux de courbes on peut faire la conception de plusieurs circuits hyperfréquences de hautes performances tels que les coupleurs, les filtres, ..., etc.

Dans la suite, on montre comment utiliser ce type de ligne couplée cylindrique pour concevoir de nouveaux types de coupleurs hyperfréquences directs par proximité sous l'environnement CST Microwave Studio.

## Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs

### IV.5. COUPLEURS STRIPLINE CYLINDRIQUE TEM PAR PROXIMITE DIRECTIFS

#### IV.5.1 DESCRIPTION DU COUPLEUR

Le coupleur à proximité c'est lorsque le courant circule sur une ligne, il génère un champ électromagnétique sur cette ligne. Quand la fréquence du signal est faible, l'énergie électrique et magnétique est concentrée sur les conducteurs. Sous excitation HF et plus, si l'on place une seconde ligne de transmission à proximité de la première, les champs qui se propagent sur l'une des lignes peuvent produire un signal sur la seconde. On dira que ces deux lignes sont couplées. Le champ électrique fait apparaître une tension (couplage capacitif), est les champs magnétiques produisent des courants (couplage inductif). Evidemment, ces deux couplages augmentent avec la proximité des lignes [1].

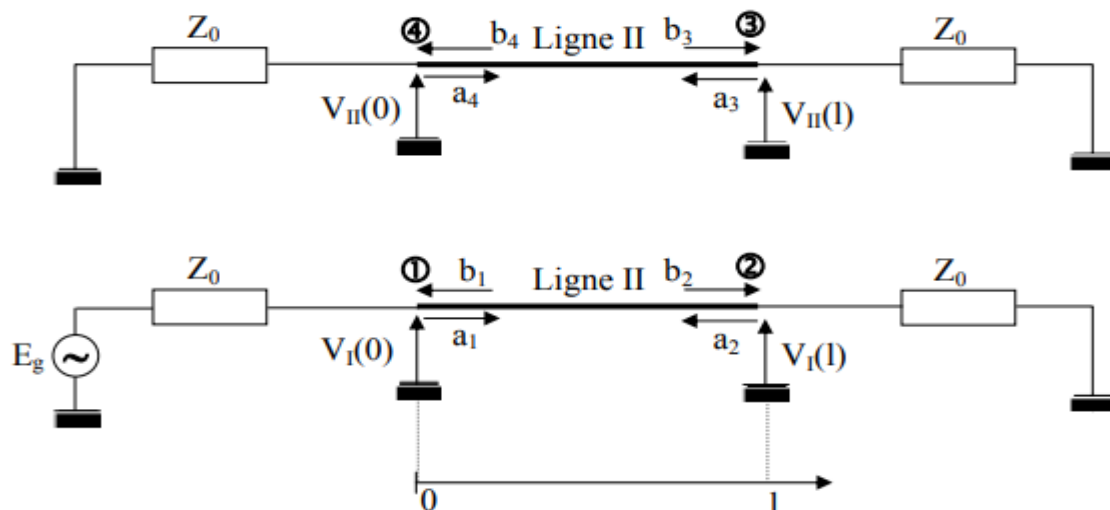


Figure IV.10 : Schéma du coupleur [1]

### IV.6 CONCEPTION DE COUPLEURS STRIPLINE PAR PROXIMITE CYLINDRIQUES DIRECTIFS SOUS L'ENVIRONNEMENT CST MICROWAVE STUDIO

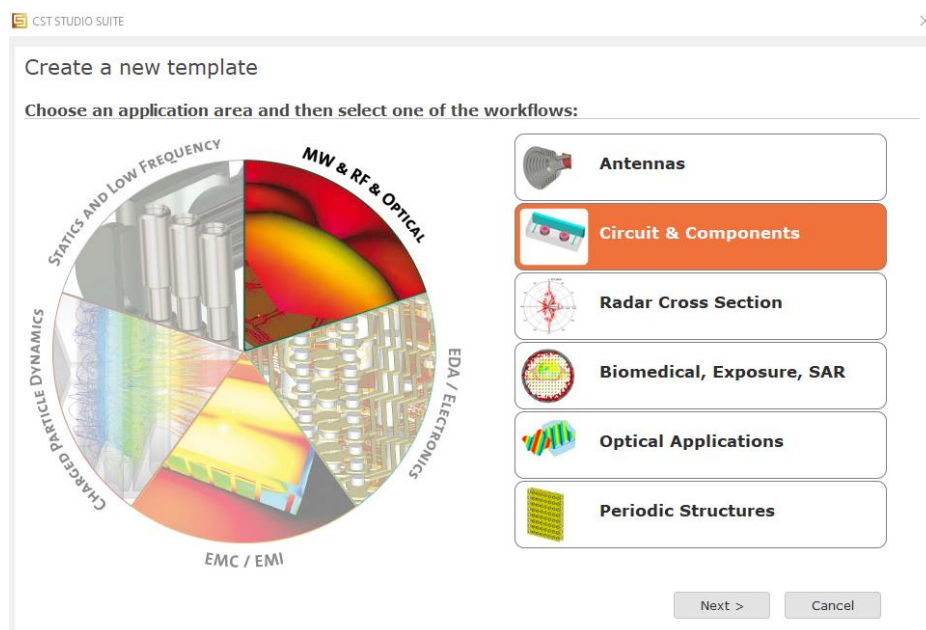
A partir des réseaux de courbes présentés précédemment, on montre sur le tableau suivant les paramètres géométriques et physiques d'un coupleur Stripline cylindrique TEM directif ayant un couplage de -34 dB et fonctionnant à 4 GHz.

## Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs

Coupleur Stripline cylindrique directif de couplage -34 dB et fonctionnant à 4 GHz ( $r_1=1\text{mm}$ , $r_2=2\text{ mm}$ , $r_3=10\text{ mm}$ et $\epsilon_r =1$ )	
$r_2/r_1 =2$	
Paramètres EM et physiques	
Impédance caractéristique en ( $\Omega$ )	50
Le coefficient de couplage (dB)	-34
La permittivité effective	1
$\theta$ ( $^\circ$ )	140
Longueur du coupleur (mm)	$c/4f =18.75$

**Tableau IV.1** : les paramètres géométriques et physiques de deux de coupleurs micro rubans cylindriques directifs de 50  $\Omega$  fonctionnant à 4 GHz

On démarre CST et on choisit « MW & RF & OPTICAL » ➔ « circuit & components » :



**Figure IV.11** : Démarrage de CST.

## Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directs

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

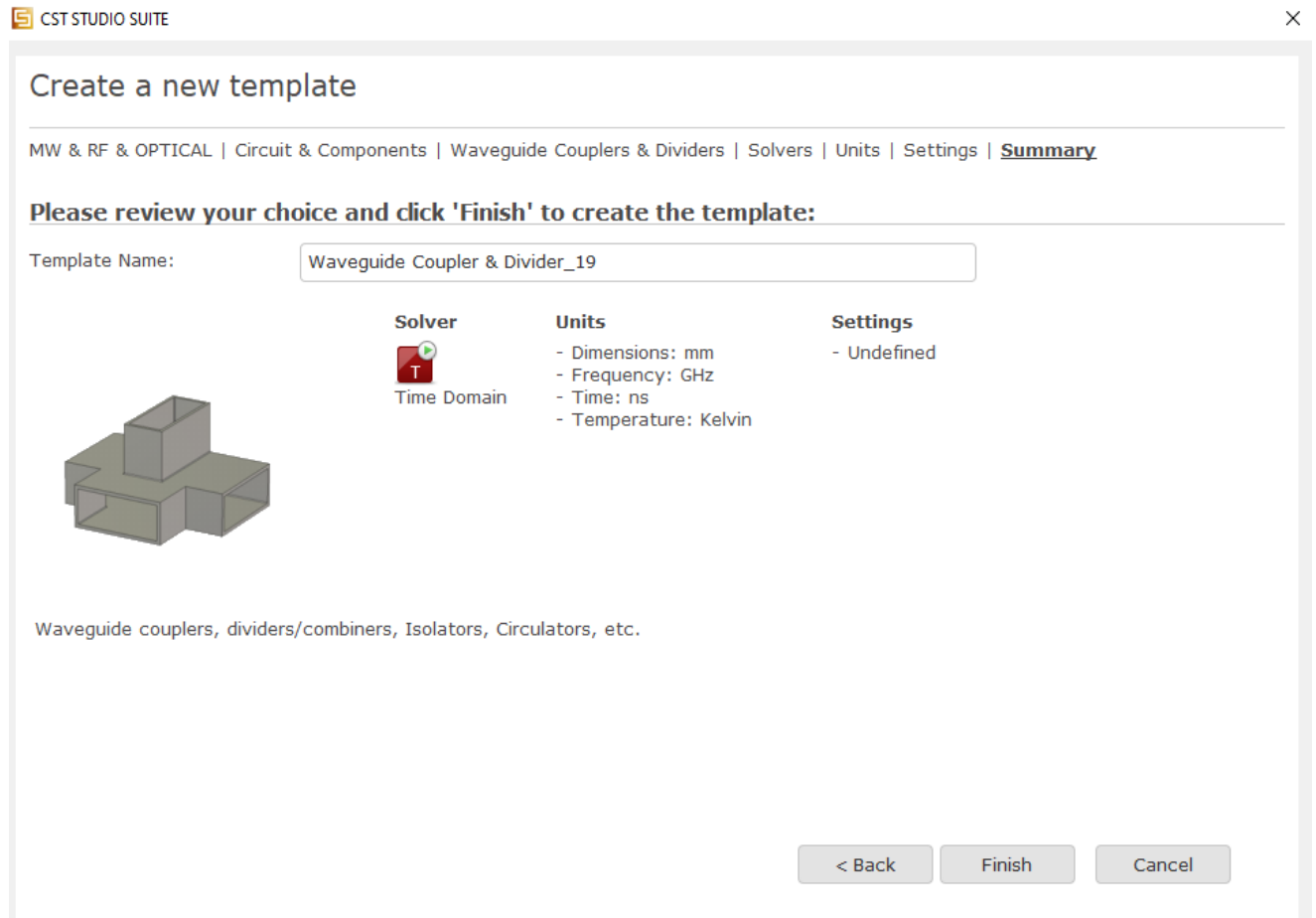
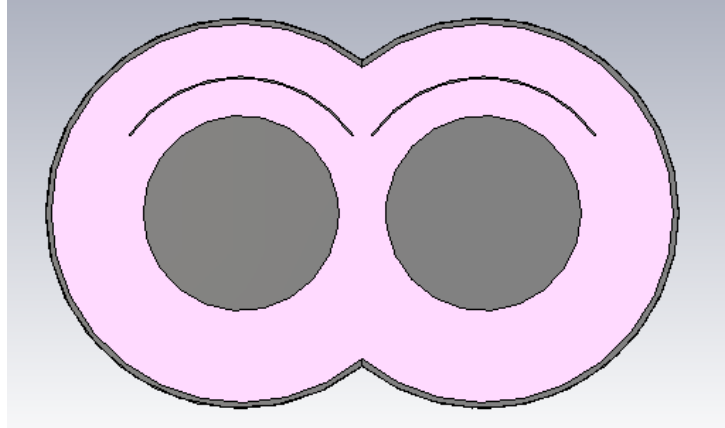


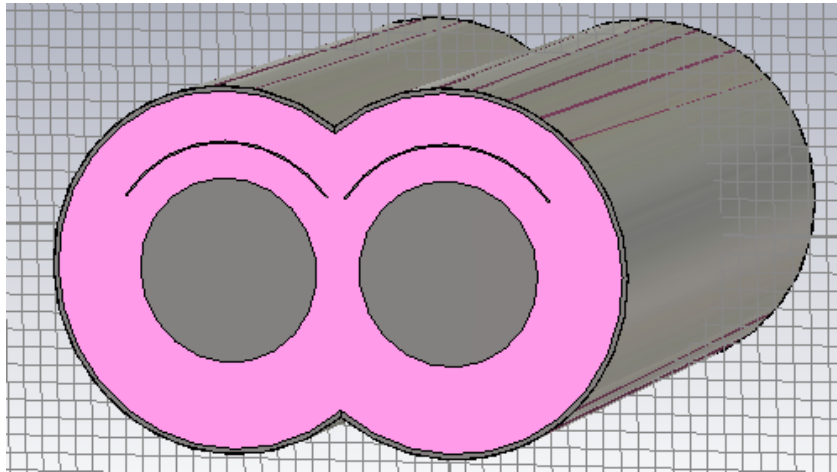
Figure IV.12 : Template CST.

**Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directs**

---



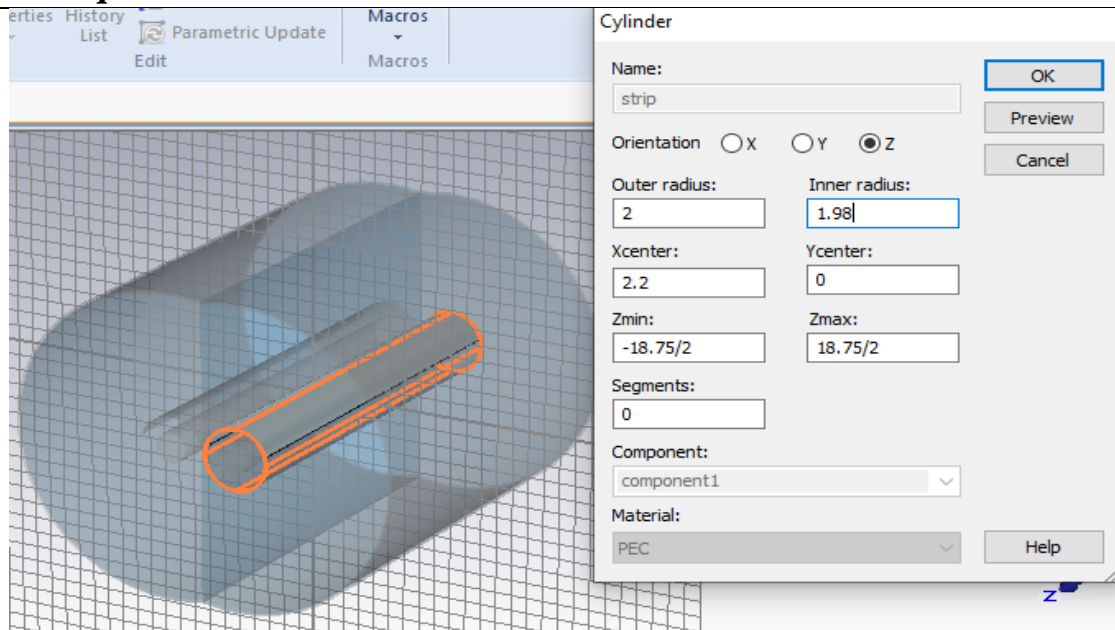
a)



b)

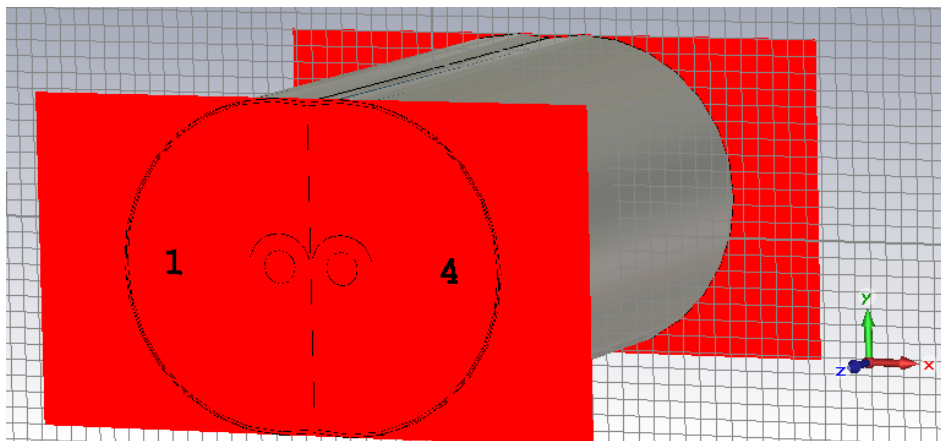
**Figure IV.13 :** Simulation de la structure du coupleur Stripline cylindrique par proximité directif sous l'environnement CST

## Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directs



**Figure IV.14 :** Figure montrant les dimensions de strip.

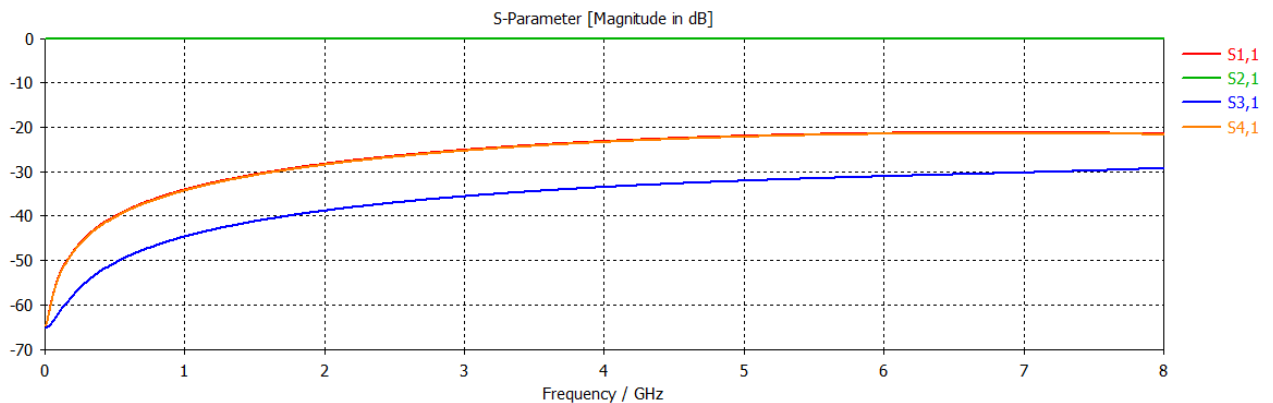
Après on alimente notre structure par les ports (waveguide ports)



**Figure IV.15 :** Figure montre les ports de coupleur Stripline cylindrique par proximité directif

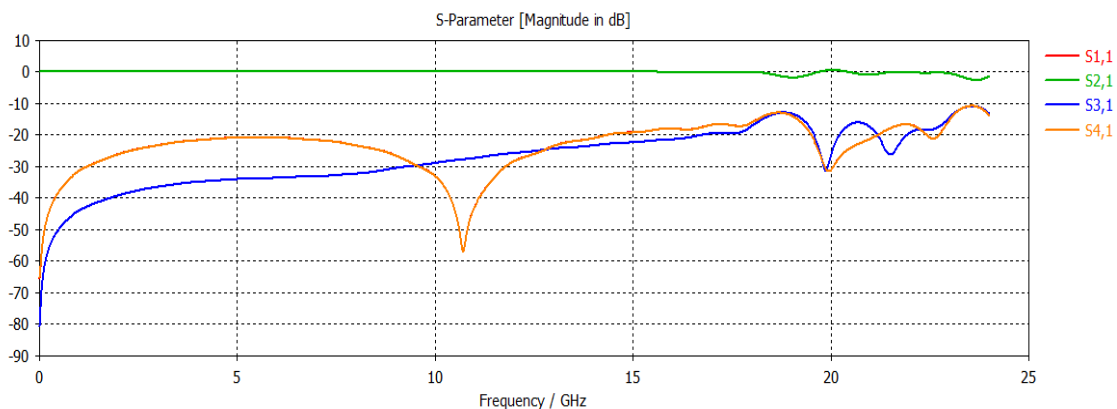
Après avoir alimenté notre structure sous l'environnement CST, et choisir la fréquence 4 GHz ainsi que fixer les boundaries (conditions aux limites) et lancer la simulation. CST nous délivre la réponse fréquentielle suivante :

## Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs



**Figure IV.16 :** Réponse fréquentielle de coupleur Stripline cylindrique TEM par proximité directif fonctionnant à 4 GHz.

- ✓ D'après la figure présentée ci-dessus, la réflexion (S11) est moins que -23 dB sur toute la bande de fréquences, ce qui est très intéressant, la puissance transmise (S12) est maximale entre le port (1) et le port (2). Une très bonne isolation (S14) a été obtenue, elle est moins que -23 dB sur toute la bande de fréquences. Le couplage obtenu (-34 dB) est obtenu à la fréquence désirée (4 GHz), **ce qui atteste l'exactitude des résultats obtenus par la MEF sous le logiciel FreeFEM.** La directivité de coupleur (S13-S14) est environ (10 dB), ce qui est bon et acceptable pratiquement.
- ✓ Si on trace la réponse fréquentielle sous CST sur une bande de fréquence de (0-24 GHz), on remarque que la transmission (S12) est maximale sur toute la bande de fréquence, la réflexion et l'isolation ont la même valeur, sont inférieures à (-20 dB), le couplage change en fonction de la fréquence, il est de (-34 dB) à la fréquence de fonctionnement de coupleur.



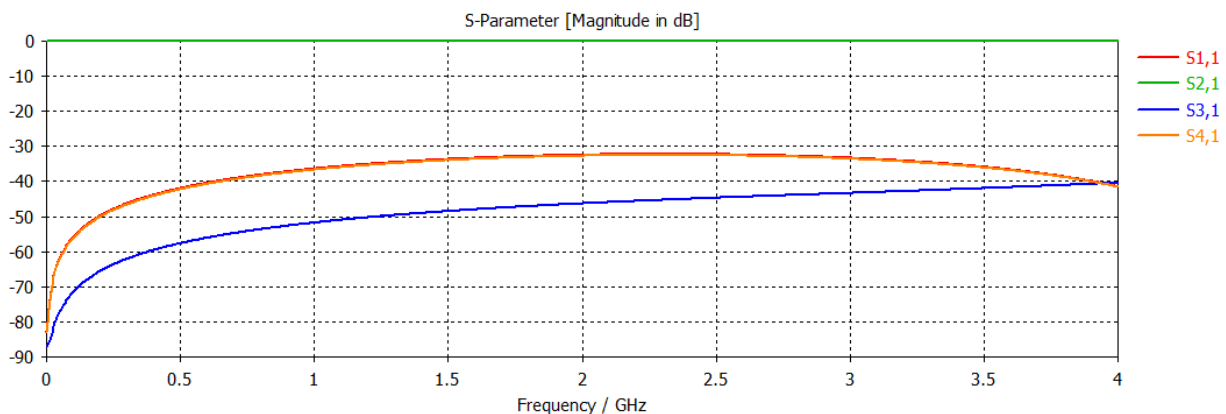
**Figure IV.17 :** Réponse fréquentielle du coupleur Stripline cylindrique TEM par proximité directif fonctionnant à 4 GHz.



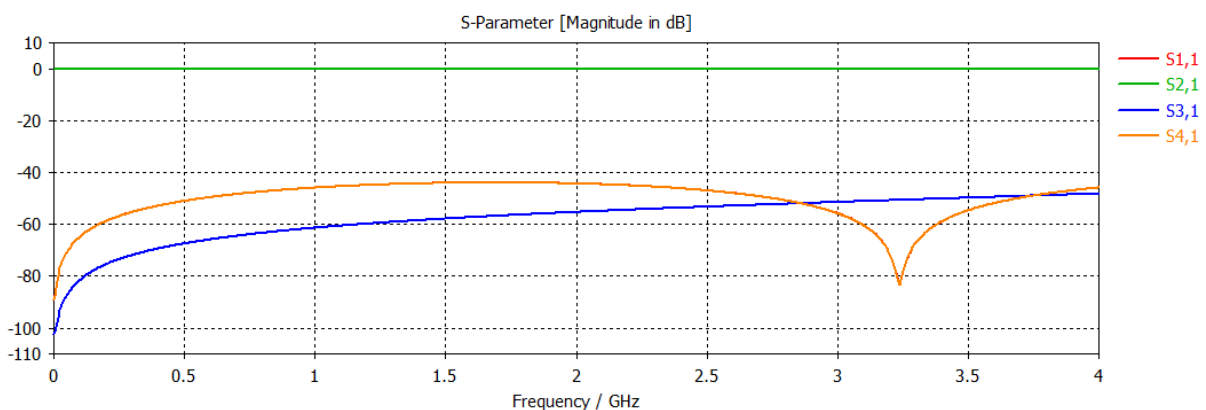
## Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs

Dans cette partie, on va étudier l'effet des paramètres physiques ( $\epsilon_r$ ) sur les paramètres EM du coupleur.

- ✓ Quand on change ( $\epsilon_r$ ) de 1 à 2.5, puis à 4.3, respectivement, on trouve les résultats présentés sur les figures IV.18 Et IV.19.
- ✓ Pour ( $\epsilon_r$ ) de 2.5, la réflexion (S11) est moins que (32 dB) sur toute la bande de fréquences, le couplage (S13) a diminué, il est de (47 dB) à la fréquence de fonctionnement de coupleur.
- ✓ Pour ( $\epsilon_r$ ) de 4.3 (FR4), la réflexion (S11) est moins que (44 dB) alors que le couplage (S13) est de (55 dB) à la fréquence de fonctionnement de coupleur (2 GHz).



**Figure IV.18 :** Réponse fréquentielle de coupleur Stripline cylindrique TEM par proximité directif fonctionnant à 2 GHz avec  $\epsilon_r = 2.5$ .



**Figure IV.19 :** Réponse fréquentielle de coupleur Stripline cylindrique TEM par proximité directif fonctionnant à 2 GHz avec  $\epsilon_r = 4.3$ .

## **Chapitre IV : Présentation de la ligne Stripline cylindrique couplée TEM et conception de nouveaux types de coupleurs Stripline par proximité cylindriques micro-ondes directifs**

---

Enfin, d'après tous ces résultats de conception et de simulation, on peut dire qu'il y a une grande influence des paramètres géométriques et physiques du coupleur sur les paramètres électromagnétiques.

### **IV.7 Conclusion**

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

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

Les résultats obtenus en utilisant FreeFEM ont été validés en utilisant le logiciel CST Microwave Studio. Le même coefficient de couplage a été trouvé pour les mêmes paramètres géométriques et physiques.

Les réseaux de courbes trouvés en utilisant la FEM, ont été utilisés pour faire la conception et la simulation de plusieurs coupleurs directifs de hautes performances, fonctionnant à 2 GHz et à 4 GHz, sous le logiciel CST Microwave Studio. Il a été bien montré que le changement des paramètres géométriques et physiques ont une grande influence sur les paramètres EM du coupleur.

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

---

## *Conclusion générale*

---

## **Conclusion générale**

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

Notre travail avait pour objectif la conception de nouveaux types de circuits micro-ondes à base de lignes stripline cylindriques TEM simple et couplée, pour des applications hyperfréquences en Télécommunications. Pour réaliser ce but, nous avons utilisé les deux logiciels FreeFEM et CST Microwave Studio.

Les travaux réalisés sont résumés dans les points suivants :

- ✓ Caractérisation EM de la ligne stripline cylindrique TEM en fonction de ses paramètres géométriques et physiques en utilisant la MEF sous FreeFEM.
- ✓ Validation du programme FEM-2D par d'autres méthodes numériques existant dans la littérature scientifique.
- ✓ La conception des lignes stripline cylindriques TEM établie sous FreeFEM a été validée sous le logiciel CST Microwave Studio.
- ✓ Les résultats des paramètres EM de la structure étudiée ont été utilisés pour faire la conception et trouver les dimensions de nouveaux coupleurs Branchline cylindriques directifs à base de la ligne stripline cylindrique TEM fonctionnant à 2 GHz.
- ✓ La caractérisation EM de la ligne stripline couplée TEM cylindrique en utilisant la MEF-2D sous FreeFEM pour une large gamme de paramètres géométriques.
- ✓ Les résultats obtenus par la FEM ont été utilisés pour faire la conception et la simulation, sous le logiciel CST Microwave Studio, de plusieurs types de coupleurs par proximité cylindriques directifs TEM adaptés à  $50 \Omega$ , fonctionnant à des fréquences de 4 GHz et 2 GHz.
- ✓ Le coefficient de couplage obtenu est le même en utilisant les deux logiciels FreeFEM et CST, pour les mêmes paramètres géométriques et physiques, ce qui atteste l'exactitude de nos résultats.
- ✓ Trouver la réponse fréquentielle de différents coupleurs cylindriques TEM directifs, sous le logiciel CST Microwave Studio, pour plusieurs diélectriques ( $\epsilon_r$ ) et pour différentes fréquences.

Les perspectives de ce travail sont nombreuses, nous citons en particulier :

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

---

*Références bibliographiques*

---

## Références bibliographiques

[1] **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

[2] **MEDJADJI Mohammed Djamel Eddine**, Contribution à la conception de nouveaux types de coupleurs directifs à base de lignes cylindriques pour des applications hautes fréquences en télécommunications, Mémoire de Magister en Télécommunications, UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID-TLEMCEN FACULTE DE TECHNOLOGIE, le 10 Septembre 2020,

[3] **Michel NEY, Camilla KÄRNFELT**, Structures de guidage hyperfréquences - Propagation et géométrie 10 août 2015.

[4] « <http://www.equilibrehabitatsante.com/pollutionshyperfrequences.html> »

[5] **Paul Cobes (Auteur)** le livre micro-ondes – tome 1-lignes, guides et cavité (français) broché-8 janvier 2007

[6] **F. GARDIOL** «Hyperfréquences», Vol. 13, Dunod, Paris, 1981.

[7] **Chapitre7.pdf** (archives-ouvertes.fr)

[8] **Gabriel Cormier (UdeM)** GELE5222 Chapitre 1 Hiver 2012 7 / 81

[9] **BOUKREDINE SALAH EDDINE**, Etude d'un guide d'ondes multicouches avec substrat chiral-chiro ferrite-ferrite, Mémoire de magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE, le 02 mars 2009

[10] **BENACHOUR Leila**, Modélisation des Structures Planaires de Formes Régulières Implantées sur Substrat d'une Anisotropie Tensorielle, Mémoire de Magistère, Université de Constantine Faculté des Sciences de l'Ingénieur Département de l'Electronique, en 2008

## Références bibliographiques

---

[11] **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.

[12] **Yannick ROELEN**S, Etude et caractérisations microondes en basses températures de résonateurs coplanaires supraconducteurs et de transistors en vue de réaliser des dispositifs micro-électroniques, Thèse de doctorat, UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE, le 26 Octobre 2000.

[13] **Tarik Bouzian BERBAR, Mehdi SI MOUSSA, Ahmed ZERGUERRAS**, Analyse et modélisation de la permittivité effective statique de la ligne micro ruban suspendue

[14] **T.C.Edwards**, “ Conception des Circuits Micro-ondes ”, Edition Masson, Paris, 1984.

[15] **TELLACHE Mohamed**, Analyse, modélisation et caractérisation des circuits micro-ondes : Application aux discontinuités et antennes planaires, Thèse de Doctorat, UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE HOUARI BOUMEDIENE Faculté d'Electronique et Informatique, le 17 décembre 2008.

[16] **J. Kuo , C. Tzuang**, Complex Modes in Shielded Suspended Coupled Microstrip Lines, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 38, NO. 9, SEPTEMBER 1990.

[17] **Mr. Bououden Ali**, Etude de structures planaires avec substrat composite diélectrique ferrite par la méthode des moindres carrés modifiée, Mémoire de Magistère, Université de UNIVERSITE MENTOURI CONSTANTINE FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE, le 26 janvier 2011.

[18] **Thierry Ditchi**- 7 PDF les lignes de transmission

[19] **La ligne bifilaire**

« <https://f5zv.assoc.pagesproorange.fr/RADIO/RM/RM07/RM07d/RM07d04.htm> »



**[20] Le câble coaxial**

« <https://f5zv.assoc.pagespro-orange.fr/RADIO/RM/RM07/RM07d/RM07d02.htm> »

**[21] 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.

**[22] 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.

**[23] pdf** <https://fr.scribd.com/document/368866289/chapitre-02-1>

**[24] B. Kuanr, L. Malkinski, R.E. Camley, Z. Celinski et P. Kabos, J. Appl. Phys. 93(10), 8591 (2003)**

**[25] C.P. Wen**, IEEE trans. microwave theory and techn., MTT-17, 1087 (1969)

**[26] Laurent Chusseau**, « Paramètres S – Antennes ». DEA à l'Université Montpellier 2, France. 2005, pp.107

**[27] TOGO Ali**, Conception et réalisation des dispositifs passifs microondes : Application aux filtres et antennes dans la bande, Mémoire de Master en Télécommunications, Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen – Faculté de TECHNOLOGIE, le 25 juin 2019.

**[28] BELKADI BACHIR**, ÉTUDE ET CONCEPTION DE FILTRES HYPERFREQUENCES À BASE DE NOUVEAUX MATÉRIAUX, Thèse de Doctorat en Électronique, Université Djillali Liabès Sidi Bel Abbes Faculté Génie Électrique, le 17 Avril 2019.

**[29] Sami HEBIB**, Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales, Thèse de Doctorat en Électronique, Université Toulouse III - Paul Sabatier, Le 24 Novembre 2008

## Références bibliographiques

---

- [30] **SAMIR BERKANI**, Optimisation de la distance d'accès dans un coupleur directif planaire, Mémoire de Magister, Université des sciences et de la technologie HOUARI BOUMEDIENE Faculté d'Electronique et de l'Informatique le 30 Novembre 2013
- [31] **E. TUTKUR**, «Wideband Directional Couplers and Power Splitters,» Gothenburg, Sweden, 2014.
- [32] **W. Marynowski**, «Investigations of broadband multilayered coupled line couplers, in: 14th Microwave Techniques Conference,» IEEE, 2008.
- [33] **R. Mongia**, RF and Microwave Coupled-Line Circuits, 2nd éd., Artech House, 2007.
- [34] **David M. Pozar**, Microwave Engineering, 4th éd, John Wiley and Sons Inc, University of Massachusetts at Amherst, 2012
- [35] **Hamza NACHOUANE**, Contribution à la conception et à la réalisation d'antennes reconfigurables large bande à diversité pour les systèmes de communication radio cognitive de la quatrième génération, Thèse de Doctorat, Institut National des Postes et Télécommunications 2, av Allal El Fassi - Madinat Al Irfane - Rabat – MAROC, 20 Mai 2017
- [36] **Hadi Hijazi, Marc Le Roy, Raafat Lababidi, Denis Le Jeune, André Pérennec**. Diviseur de Puissance Compact Ultra-Large-Bande 3-40 GHz. 21èmes Journées Nationales Microondes, May 2019, Caen, France. pp.1-2. fhal-02135669f, « <https://hal.univ-brest.fr/hal-02135669> », le 21 Mai 2019
- [37] **A.TITTAFI - S. MOULAY**, Etude et conception d'un diviseur de puissance bi-bande à quatre ports, Mémoire de Master en Télécommunications, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2018/2019
- [38] **Kyung-Whan Yeom** "Microwave circuit design A practical approach using ADS", Prentice Hall; Edition 2015.
- [39] <http://www.surprises.ch/HT/annexes/36.pdf>

[40] **M.MENDACI F.MADJID**, ETUDE D'UN DISPOSITIF DE MESURE DES PARAMETRES  $S_{ij}$ , Mémoire de fin d'études du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique, UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI TIZI-OUZOU FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

[41] **B. Cohn**, «A class of broadband three-port tem-mode hybrids,» IEEE MTT-16, 1968

[42] **R. HAJJ** " Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines millimétriques et sub-millimétriques », Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes de l'Université de Limoges, Juillet 2010

[43] **Y. CLAVET** " Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications", Thèse de Doctorat en Electronique de l'Université de Bretagne Occidentale, Novembre 2006

[44] **S. SEGHIER**, Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications, Thèse de Doctorat en Télécommunications, UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID-TLEMCEN FACULTE DE TECHNOLOGIE DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE (GEE), 2013

[45] **A. Nasser**, « Contribution au développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences à bandes passantes multiples », Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2008

[46] **A. SEHNOUN**, 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, Mémoire Master en Télécommunications, UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID-TLEMCEN FACULTE DE TECHNOLOGIE, le 22 Juin 2020.

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

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

## Références bibliographiques

---

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

[50] **M. CHATRAS** "Filtre micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales", Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique de l'Université de Limoges, n° d'ordre 72-2003, Décembre 2003.

[51] **C. THIBON** "Intégrations et applications de résonateurs fort Q cryogéniques", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2009.

[52] **D. BOURSE**, "Modélisation électromagnétique de structures planaires pour filtrage microonde", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mars 1997.

[53] **E.RAMPNOUX** "Analyse, conception et réalisation des filtres planaires millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale ", Thèse de Doctorat, en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, de l'Université de Limoges, n° d'ordre 7-2003, Mars 2003.

[54] **ABDERRAHMANE AGOUZOUL**, CONCEPTION ET RÉALISATION D'UNE ANTENNE À RÉSONATEUR DIÉLECTRIQUE À 60 GHZ POUR LES APPLICATIONS SOUTERRAINES, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA MAÎTRISE EN INGÉNIERIE, Aout 2013.

[55] **CHOUTI LEILA**, Caractérisation d'une antenne microbande couplée par une ouverture de forme rectangulaire. Application à la réalisation d'une antenne multibande, Thèse de Doctorat, UNIVERSITE DES FRERES MENTOURI CONSTANTINE FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE, Le 01 Juillet 2018.

[56] **E. Roubine, J.Ch. Bolomey**, "Introduction générale", Antennes, tome 1, Masson, Paris, France, 1978.

[57] **J.D. Kraus**, "Antennas, " Mc Graw-Hill book company, New York, USA, 1950.

[58] **J.R. James, P.S. Hall, C. Wood**, "Microstrip antenna theory and design", Peter Peregrinus Ltd, pp. 103-109, New York, USA, 1981

[59] **E.A. Wolff**, "Antenna analysis", John Wiley & Sons, New York, U.S.A, 1966.

[60] **P. F. Combes**, «Circuits Passifs, Propagation, Antennes," Micro-ondes Tome 2, Dunod, 1997.

[61] **Odile Picon et Coll**, « Les ANTENNES Théorie, Conception et Application », DUNOD, 2011.

[62] **Ahmed BENOMAR**, Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques. Application aux Réseaux de Télécommunications, Thèse en Cotutelle, Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen - Faculté De Technologie, le 06 Juin 2015.

[63] **R. Garg, P. Bhartia, 1. Bahl, A. Ittipiboon**, "Microstrip Antenna Design Handbook," Artech House, London, 2001.

[64] **ARTICLE DE RÉFÉRENCE | Réf : E1403 v1**, Quadripôles de base Circuits passifs hyperfréquences - Éléments passifs réciproques, Auteur(s) : Paul-François COMBES, Raymond CRAMPAGNE, le 10 août 2003.

[65] **M. BAHOUCHE**, Etude et traçabilité du calibrage « Line-Attenuator-Reflect » pour des mesures sous pointes à l'aide d'un Analyseur de Réseau Vectoriel, Thèse de Doctorat de Telecom ParisTech, ÉCOLE NATIONALE SUPERIEURE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS PARIS, le 2 décembre 2010

[66] **N. BENAHMED**, Accurate closed-form expressions for the electromagnetic parameters of the shielded split ring line, International Journal of Electronics and Communications (AEUE : Archiv fuer Elektronik und Uebertragungstechnik), (AEÜ), 61 (2007), pp.205 – 208

[67] **N. G. Alexopoulos, Akifumi Nakatani**, **ON THE MODELING OF PRINTED CIRCUITS AND ANTENNAS ON CURVED SUBSTRATES**, University of California, Los Angeles Los Angeles, California 90024, USA

## Références bibliographiques

---

[68] **E. ROUBINE**, Lignes et Antennes, 1954

[69] **BENAHMED Nasreddine**, Analyse électromagnétique des lignes de transmission et caractérisation numérique des discontinuités micro-ondes. Application à la conception des circuits micro-ondes, Thèse de Doctorat, Département de Génie électrique et Electronique, Faculté de Technologie, Université de Tlemcen, 2002

[70] **FREEFEM 4** : manuel d'utilisation. <http://www.freefem.org>