

---

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**UNIVERSITE LARBI BEN M'HIDI D'OUM EL BOUAGHI**  
FACULTÉ DES SCIENCES EXACTES ET DES SCIENCES DE LA NATURE ET DE  
LA VIE

Département des sciences de la matière  
Laboratoire des composants actifs et matériaux LCAM

# Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de

## Doctorat en sciences physiques

Spécialité : **Physique du solide**  
Option : **Matériaux semi conducteurs**

Par :

### Toufik ZIAR

THÈME

## Modélisation et caractérisation des circuits passifs intégrés

Soutenue le 05/03/2013 devant le jury composé de :

Mme AZIZI CHERIFA Professeur, Univ Oum-el-bouaghi	<b>Président</b>
Mr ZAABAT MOURAD. Professeur, Univ Oum-el-bouaghi	<b>Rapporteur</b>
Mr NOUIRI A/KADER. Professeur, Univ Oum-el-bouaghi	<b>Examineur</b>
Mr BOUDINE A/BOUBAKEUR Professeur, Univ Constantine1	<b>Examineur</b>
Mme SAIDI YASMINA Professeur, Univ Constantine 1	<b>Examineur</b>
Mr BENBOUZA MOHAMED SALAH. MCA , Univ BATNA	<b>Examineur</b>



---

# Dédicaces

A mes parents,

A ma femme et ma fille Youmna,

A mes frères et mes sœurs,

A mes nièces et mon neveu,

A tous mes amis,

A tous ceux qui travaillent pour que cette Nation soit meilleure.

---

## Remerciements

Avant tout, mes remerciements vont à **Allah** le tout puissant qui m'a aidé à faire ce travail et qui m'a donné le courage, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'étude afin que je puisse arriver à ce niveau.

Ce travail de recherche a été effectué au Laboratoire composant actifs et matériaux **LCAM**, de l'Université Larbi Ben M'hidi d' Oum El Bouaghi, sous la direction scientifique de Monsieur le professeur **Mourad Zaabat**, que je tiens à remercier très vivement de son enthousiasme envers mon travail, de sa disponibilité et de son soutien scientifique et humain. Je le remercie, également, pour la confiance qu'il m'a accordée, pour ses encouragements et ses précieux conseils.

Je suis très honoré que Madame **Azizi Cherifa**, Professeur à l'Université Larbi Ben M'hidi d' Oum El Bouaghi, ait accepté de présider le jury de cette thèse.

Le fait que Madame et Messieurs : **Yasmina Saidi** professeur à l'Université de Constantine 1, **Nouiri Abdelkader**, professeur à l'Universitaire d'Oum El Bouaghi, **Boudine Boubakeur** Professeur à l'Université de Constantine 1, **Benbouza Mohamed Salah** Maître de Conférence A, à l'Université Hadj Lakhdar de Batna font partie du jury de soutenance, est un honneur pour moi et je les remercie vivement.

J'exprime ma gratitude envers Monsieur **Henri Baudrand**, Professeur émérite au Laboratoire d'Electronique **ENSEEIH**T de Toulouse France, pour le support moral, l'aide et le suivi dans la réalisation de ce travail. Je le remercie vivement .

Je remercie aussi toute l'équipe du laboratoire composant actifs et matériaux, **LCAM** pour leurs aides, serviabilités et leurs encouragements.

Mes remerciements s'adressent également à tous mes amis, et à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce modeste travail. Enfin, un grand merci à mes parents et à toute ma famille pour leur amour et leur soutien.

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Liste des abréviations</b>	<b>ix</b>
<b>2</b>	<b>Introduction générale.</b>	<b>1</b>
2.1	Introduction générale . . . . .	2
<b>3</b>	<b>Chapitre I : État de l'art des circuits passifs intégrés</b>	<b>5</b>
3.1	Introduction . . . . .	6
3.2	Les circuits intégrés. . . . .	8
3.3	Quel matériau pour le substrat ? . . . . .	9
3.4	Les éléments passifs. . . . .	10
3.4.1	Les lignes de transmission planaires . . . . .	10
3.5	La conception des lignes ruban (stripline). . . . .	10
3.5.1	Méthodes de conception et compromis. . . . .	10
3.5.2	Les pertes dans la ligne ruban . . . . .	12
3.6	La conception de la ligne micro ruban. . . . .	12
3.6.1	Méthodes de conception et compromis. . . . .	12
3.6.2	Pertes dans la ligne micro ruban . . . . .	14
3.7	La conception des guides d'ondes Coplanaires (CPW). . . . .	16
3.7.1	Méthodes de conception et compromis. . . . .	16
3.7.2	Les pertes dans les CPW. . . . .	17
3.8	Les discontinuités micro rubans . . . . .	18
3.8.1	La discontinuité des coudes . . . . .	19
3.8.2	Les discontinuités extrémités ouvertes (Open-End) . . . . .	21
3.8.3	La discontinuité du couplage Gap . . . . .	22
3.8.4	La discontinuité de la jonction saut en Largeur . . . . .	22
3.8.5	La discontinuité Jonction T . . . . .	24
3.8.6	La discontinuité de la Jonction Croix . . . . .	25
3.9	Les éléments (Composants) localisés micro ruban. . . . .	25
3.10	Les inducteurs Micro ruban. . . . .	25
3.10.1	L'inducteur ligne haute impédance . . . . .	26
3.10.2	L'inducteur ligne Méandre. . . . .	26
3.10.3	L'inducteur spiral . . . . .	27
3.11	Les condensateurs Micro ruban. . . . .	28
3.11.1	Le condensateur Gap . . . . .	28
3.11.2	Le condensateur interdigital. . . . .	29
3.11.3	Les condensateurs plaques parallèles Fondamentaux . . . . .	29
3.12	La conception des résistors. . . . .	30
3.13	Les résonateurs micro ruban . . . . .	32
3.13.1	Résonateurs à éléments localisés ou quasi- localisés . . . . .	32
3.13.2	Les Résonateurs à ligne Distribuée . . . . .	33
3.13.3	Les résonateurs anneau. . . . .	34
3.13.4	Les résonateurs Patch. . . . .	35
3.14	Conclusion . . . . .	36
<b>4</b>	<b>Chapitre II Modélisation EM des circuits passifs intégrés .</b>	<b>37</b>
4.1	Introduction . . . . .	38
4.2	Étapes générales pour la construction de modèle de circuit pour des structures passives. . . . .	39
4.2.1	L'objet et son modèle . . . . .	39

4.2.2	Recours aux simulateurs EM tridimensionnels . . . . .	39
4.2.3	L'échantillonnage et la convergence . . . . .	39
4.2.4	La précision des résultats d'une simulation . . . . .	40
4.3	Les paramètres S. . . . .	40
4.4	Développement des Modèles. . . . .	42
4.4.1	Les Modèles électriques . . . . .	42
4.4.2	Les modèles évolutifs . . . . .	43
4.4.3	Les simulations électromagnétiques 2D, 2.5D et 3D. . . . .	43
4.5	Les modèles de circuit équivalent des éléments localisés. . . . .	44
4.5.1	Les Modèles de composants passifs . . . . .	45
4.5.2	Les condensateurs . . . . .	45
4.5.3	Les condensateurs MIM. . . . .	46
4.5.4	Le condensateur interdigital Série . . . . .	47
4.5.5	Le condensateur interdigital Shunt . . . . .	47
4.5.6	Les inducteurs. . . . .	48
4.5.7	Les Résistors. . . . .	49
4.5.8	Les trous (vias). . . . .	49
4.6	les discontinuités des lignes de Transmission. . . . .	50
4.6.1	Les coudes ( Bends). . . . .	50
4.6.2	Les extrémités ouvertes (Open-Ends) . . . . .	51
4.6.3	La discontinuité du couplage Gap . . . . .	51
4.6.4	La discontinuité de la jonction sauts en Largeur (steps in width). . . . .	52
4.6.5	Les jonctions en T. . . . .	52
4.7	Conclusion. . . . .	53
<b>5</b>	<b>Chapitre III : Les méthodes de modélisation électromagnétique des circuits intégrés.</b>	<b>54</b>
5.1	Introduction . . . . .	55
5.2	Les méthodes de Modélisation électromagnétiques . . . . .	56
5.2.1	Les méthodes asymptotiques. . . . .	56
5.2.2	Les méthodes numériques. . . . .	56
5.2.3	Les méthodes Quasi-statiques . . . . .	57
5.3	Étude plus détaillée des méthodes numériques . . . . .	57
5.3.1	La Méthode des Moments (MoM) . . . . .	57
5.3.2	La Méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel. . . . .	58
5.3.3	La Méthode des Éléments Finis (MEF) . . . . .	58
5.3.4	La méthode des Matrices des Lignes de Transmission (TLM) . . . . .	58
5.4	La méthode itérative (WCIP) . . . . .	59
5.4.1	Théorie de la méthode itérative . . . . .	59
5.4.2	Présentation de la structure à analyser . . . . .	59
5.4.3	Définition des ondes incidentes et réfléchies . . . . .	59
5.4.4	Processus itératif . . . . .	60
5.4.5	Opérateur de diffraction . . . . .	61
5.4.6	Expressions de $\widehat{\Gamma}_{\Omega}$ sur la région métallique . . . . .	62
5.4.7	Expressions de $\widehat{\Gamma}_{\Omega}$ sur la région diélectrique . . . . .	62
5.4.8	Expressions de $\widehat{\Gamma}_{\Omega}$ sur la région de la source d'excitation ou de la source auxiliaire. . . . .	63
5.4.9	Cas ou la source d'excitation est bilatérale. . . . .	64
5.4.10	Cas ou la source d'excitation est unilatérale. . . . .	65

5.4.11	Source d'excitation unilatérale émettant vers le milieu supérieur (milieu 1).	65
5.4.12	Source d'excitation unilatérale émettant vers le milieu inférieur (milieu 2).	66
5.4.13	Expression de $\widehat{\Gamma}_\Omega$ sur la région d'une impédance de surface.	67
5.4.14	Expression de $\widehat{\Gamma}_\Omega$ sur tout le plan de discontinuité.	68
5.4.15	Cas où le plan de discontinuité contient une impédance de surface.	68
5.4.16	Cas où le plan de discontinuité contient des sources auxiliaires.	68
5.5	Opérateur de réflexion $\widehat{\Gamma}_k$	69
5.5.1	Transformé de Fourier rapide en mode (FMT) :	69
5.5.2	Transformé de Fourier rapide (FFT) :	70
5.5.3	Transformée de Fourier rapide en mode dans le cas où les murs latéraux sont électriques	70
5.5.4	Principe de la transformée de Fourier rapide en mode (FMT) :	71
5.6	Conclusion	73
<b>6</b>	<b>Chapitre IV Analyse EM et caractérisation de quelques structures passives de CI par la méthode itérative.</b>	<b>74</b>
6.1	Introduction	75
6.2	Conception d'une ligne micro ruban.	75
6.2.1	Cahier de charge	75
6.2.2	Étapes de la conception	76
6.3	Exemples de simulations et commentaires	77
6.3.1	Les structures d'étude.	77
6.3.2	Les paramètres de simulation	77
6.3.3	Convergence de la méthode	78
6.3.4	Influence du pas de fréquence $\Delta f$ sur les résultats de la simulation	79
6.4	Exemple 1 : Influence des paramètres d'une ligne micro ruban sur les caractéristiques d'un circuit passif.	80
6.4.1	Structure de l'interface d'étude	80
6.4.2	Influence de la largeur du ruban $W$ sur les caractéristiques de la structure passive	80
6.4.3	Influence de l'épaisseur du substrat $h_2$ sur les caractéristiques de la structure passive.	81
6.4.4	Influence de la permittivité du substrat $\epsilon_{r2}$ sur les caractéristiques de la structure passive.	81
6.5	Exemple 2 : Influence de l'espace $S$ entre les lignes dans une ligne couplée sur les caractéristiques d'un circuit passif.	83
6.5.1	Structure de l'interface d'étude	83
6.5.2	Influence de l'espace $S$ entre les lignes dans une ligne couplée sur les caractéristiques d'un circuit passif.	83
6.6	Exemple 3 : Analyse d'un résonateur gap	84
6.6.1	Le circuit modélisé	84
6.6.2	Structure de l'interface simulée du résonateur gap.	84
6.7	Exemple 4 : Étude de l'effet de la miniaturisation des éléments passifs sur les caractéristiques d'un circuit intégrant un élément actif.	86
6.7.1	Le circuit a modélisé	86
6.7.2	La structure d'étude.	86
6.7.3	Les conditions aux limites	87
6.7.4	L'opérateur de diffraction $\widehat{\Gamma}_\Omega$	88

6.7.5	Analyse du circuit étudié . . . . .	89
6.7.6	Calcul des paramètres Y de la matrice d'accouplement . . . . .	89
6.7.7	Le calcul de l'impédance caractéristique vue par la source $Z_{in}$ . . . . .	89
6.7.8	Simulation du circuit. . . . .	90
6.8	Conclusion . . . . .	94
<b>7</b>	<b>Conclusion générale.</b>	<b>95</b>
7.1	Conclusion . . . . .	96
7.2	Perspectives et suggestions . . . . .	96
7.3	Liste des publications et communications auxquelles a données lieu ce travail	97
<b>8</b>	<b>Références</b>	<b>97</b>
<b>9</b>	<b>ANNEXES</b>	<b>104</b>
<b>10</b>	<b>Résumé</b>	<b>130</b>
<b>11</b>	<b>Abstract :</b>	<b>132</b>

## Table des figures

1	Exemple de circuit intégrés micro-onde . . . . .	8
2	Ligne ruban (a) Section d'une ligne ruban (b) Les champs électrique E et magnétique H . . . . .	11
3	Trous ( vias) formant une gage entourant le ruban . . . . .	11
4	Section d'une ligne micro ruban . . . . .	13
5	Les lignes des champs électrique E et magnétique H pour le mode fondamental Quasi-TEM dans une ligne micro ruban . . . . .	14
6	Impédance caractéristique en fonction de la largeur du plan de masse normalisée à la largeur du ruban . . . . .	15
7	Ligne micro ruban avec substrat suspendu. . . . .	15
8	La distribution des champs électriques E et du champ magnétique H dans un guide d'onde CPW. . . . .	17
9	Les discontinuités micro ruban typiques . . . . .	19
10	Le coude $90^0$ . . . . .	19
11	Les techniques de compensation du coudes (a) l'inductance augmentée (b) capacité diminuée. . . . .	20
12	Les six configurations différentes pour compenser les coudes à angle droit (W est la largeur de la ligne). . . . .	20
13	Ligne micro ruban courbée . . . . .	21
14	Les extrémités ouvertes (a) filtre passe-bas Micro ruban (b) extrémité ouverte d'une ligne micro ruban . . . . .	21
15	Les gaps : (a) filtre Micro ruban (b) gap dans une ligne micro ruban . . . . .	22
16	Les sauts en largeur (a) champ électrique de fuite (b) La discontinuité saut en largeur . . . . .	23
17	Exemple de compensation d'une discontinuité saut en largeur . . . . .	23
18	La discontinuité jonction T . . . . .	24
19	Différents types de compensation des discontinuités jonction T . . . . .	24
20	(a) filtre Notch Micro ruban utilisant des jonctions en croix (b) Discontinuité jonction croix. . . . .	25

21	l'inducteur : ligne haute impédance . . . . .	26
22	L'inducteur : ligne Meander . . . . .	27
23	Types d'inducteur spiral : (a) la spirale circulaire (b) la spirale carrée (c) la spirale octogonale (d) tour unique. . . . .	27
24	Le condensateur gap . . . . .	28
25	Condensateur interdigital MIM . . . . .	29
26	Condensateurs plaques parallèles micro ruban . . . . .	30
27	Les résistances planaires (a) couche mince (b) mesa (c) implantée. . . . .	31
28	La résistance thermique et le VSWR d'un résistor planaire en fonction de la résistivité et de la fréquence. . . . .	32
29	(a) résonateurs à éléments localisés T (b) résonateurs à éléments quasi-localisés. . . . .	32
30	(a) le résonateur ligne $\lambda g_0/4$ (résonance shunt- série) (b) le résonateur ligne $\lambda g_0/4$ (résonance shunt- parallèle). . . . .	33
31	(a) le résonateur ligne demi longueur d'onde $\lambda_{g_0}/2$ . . . . .	33
32	Résonateurs (a) Résonateur en anneau (b) Extrémités couplées (c) Bord couplé . . . . .	34
33	Les meilleures techniques de couplage des résonateurs en anneau . . . . .	34
34	(a) Résonateur Patch circulaire (b) Résonateur Patch triangulaire. . . . .	35
35	Un signal appliqué à un composant deux ports intégrés dans une ligne de transmission d'impédance caractéristique $Z_0$ . . . . .	40
36	Généralisation des propriétés de réflexion d'un composant deux ports intégrés dans une ligne de transmission d'impédance caractéristique $Z_0$ . . . . .	41
37	Les paramètres S pour un composant deux ports . . . . .	42
38	Le modèle de circuit équivalent d'élément localisé du condensateur MIM connectée série.. . . .	45
39	Circuit équivalent en éléments localisés d'une capacité MIM. . . . .	46
40	Circuit équivalent en éléments localisés d'une capacité interdigitale série. . . . .	47
41	Circuit équivalent en éléments localisés d'une capacité interdigital shunt. . . . .	47
42	Circuit équivalent en éléments localisés d'un inducteur spiral. . . . .	48
43	Circuit équivalent en éléments localisés d'un résistor. . . . .	49
44	Circuit équivalent en éléments localisés d'un trou (via) à travers le substrat. . . . .	49
45	Circuit équivalent en éléments localisés d'un coude micro ruban. . . . .	50
46	(a) Extrémité ouverte d'une ligne micro ruban (b) son circuits équivalents. . . . .	51
47	(a) Gap dans une ligne micro ruban (b) son circuit électrique équivalent . . . . .	51
48	(a) Discontinuité saut en largeur (b) son circuit équivalent . . . . .	52
49	Circuit équivalent en éléments localisés pour une jonction micro ruban en T. . . . .	52
50	Organigramme des différentes méthodes de modélisation. . . . .	56
51	Structure planaire passive quelconque intégrant un élément localisé. . . . .	59
52	Définition des ondes incidentes et réfléchies. . . . .	60
53	Schéma de principe du processus itératif. . . . .	61
54	Exemple d'une source d'excitation pour un circuit planaire. . . . .	63
55	Circuit électrique équivalent à une source d'excitation bilatérale. . . . .	64
56	Circuit électrique équivalent à une source d'excitation unilatérale émettant vers le milieu 1. . . . .	65
57	Circuit électrique équivalent à une source d'excitation unilatérale émettant vers le milieu 2. . . . .	66
58	Section droite d'une ligne micro ruban avec les différents paramètres. . . . .	76
59	Impédance caractéristique en fonction du rapport $w/h$ . . . . .	76
60	boîtier contenant une structure planaire. . . . .	77

61	Convergence de l'impédance vue par la source en fonction du nombre d'itérations. . . . .	78
62	L'effet du pas de la fréquence $\Delta f$ sur les paramètres S11 et S21 d'une structure micro ruban passive. . . . .	79
63	Structure de l'interface exemple 1. . . . .	80
64	L'effet de la largeur du ruban $W$ sur les paramètres S11 et S21 d'une structure micro ruban passive. . . . .	80
65	L'effet de l'épaisseur du substrat $h_2$ sur les paramètres S11 et S21 d'une structure micro ruban passive. . . . .	81
66	L'effet de la permittivité du substrat $\epsilon_{r2}$ sur paramètres S11 et S21 d'une structure micro ruban passive. . . . .	82
67	Structure de l'interface lignes couplées exemple 2. . . . .	83
68	L'effet de l'espace $S$ dans une ligne couplée sur les paramètres S11 et S21 d'une structure micro ruban passive. . . . .	83
69	La structure d'un résonateur gap. . . . .	84
70	Structure de l'interface simulée du résonateur exemple 3. . . . .	84
71	Variation des paramètres de réflexion et de transmission en fonction de l'espacement du gap . . . . .	85
72	Variation de l'impédance vue par la source en fonction de l'espacement du gap. . . . .	85
73	Schéma électrique du circuit à modéliser exemple 4. . . . .	86
74	La structure de l'interface du circuit intégrant un élément actif (diode Gunn). . . . .	86
75	Schéma électromagnétique équivalent de la structure à modéliser. . . . .	87
76	Circuit équivalent de la diode Gunn avec son symbole. . . . .	90
77	La structure de l'interface exemple 4. . . . .	90
78	Miniaturisation de la partie passive (ligne micro ruban et substrat). . . . .	91
79	Variation des coefficients de transmission et de réflexion dans la bande de fréquence [10-70] GHz pour différentes dimensions de la base du boîtier. . . . .	92
80	Variation de l'impédance $Z$ vue par la source dans la bande de fréquence [10-70] GHz pour différentes dimensions de la base du boîtier. . . . .	92
81	Distribution de la densité du courant $ J_y $ en Ampères/m sur la structure de l'interface pour $f= 10$ GHz pour différentes dimensions de la base du boîtier. . . . .	93

# 1 Liste des abréviations

Abréviations et symboles

- A.R.Q.S : méthodes basées sur l'approximation quasi-statique
- b : distance entre les deux plans de masse de la ligne ruban
- CPW : guides d'ondes Coplanaires
- c : la vitesse de la lumière ( $3 \times 10^8 m/s$ )
- DC : direct current (courant continu)
- E : le champ électrique.
- EM : électromagnétique.
- fmax : la fréquence maximale de fonctionnement
- f : la fréquence ( en Hz )
- FFT : Fast fourrier transform.
- FMT : fourrier modal transformation
- f0 : fréquence de résonance fondamentale
- FDTD : finit difference time domain( la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel )
- GHz : gigahertz
- GaAs : Arséniure de gallium
- GTD :Théorie Géométrique de la Diffraction.
- H : Le champ magnétique
- h : l'épaisseur du substrat
- ICs : circuits intégrés
- l : la longueur de la ligne.
- L : inductance
- Leff : L'inductance efficace d'un inducteur ruban
- MICs :Monolithic Microwave Integrated Circuits
- MIC :Microwave Integrated Circuits.
- MPC microwave printed circuits
- MESFET : Transistor à effet de champ metal semi conducteur
- MIM : Métal Isolant Métal (condensateur)
- MoM : Méthode des Moments (moment method)
- MEF :(Méthode des Eléments Finis)
- NiCr : Nichrome
- OG : optic geometric
- PO : Théories de l'Optique Physique
- Q : Le facteur de qualité.
- RF : radio fréquence
- ROS (VSWR ) : rapport d'onde stationnaire
- RFOW : radio frequency on wafer.
- Rs : la résistance de surface ( $\Omega/carr$ )
- SIP : System In Package
- SRF : fréquence d'auto résonance ( (self resonance frequency)
- tan $\delta$  : la tangente des pertes
- TEM : Transverse Electrique Magnétique (mode)
- TE : transverse électrique
- TM : transverse magnétique
- TLM : Transmission Line Method (la méthode des Matrices des Lignes de Transmission).
- $t_{Pd}$  : temps de propagation

- $t$  : L'épaisseur du ruban
- VLSI : very low scale integration (intégration à très petite échelle)
- WCIP : wave concept iterative procedure ( méthode itérative basée sur le concept de l'onde
- $W$  : La largeur du ruban
- $W_e$  : la largeur effective du conducteur central de la ligne ruban
- $Z_0$  :L'impédance caractéristique de la ligne
- 2D-FMT : la transformé de Fourier directe en mode à deux dimensions.
- $2D - FMT^{-1}$  : la transformé de Fourier inverse en mode à deux dimensions
- 2D, 2.5D et 3D : bidimensionnel, bidimensionnel et demi , tridimensionnel
- $\alpha$  :constante d'atténuation en ( Np/m)
- $\rho_s$  : la résistivité spécifique ( $\Omega$ -m)
- $\omega_0$  : pulsation de résonance (en rd/s)
- $\sigma$  : conductivité
- $\lambda_0$  : la longueur d'onde en espace libre.
- $\lambda_{g0}$  : la longueur d'onde guidée
- $\mu_0$  : perméabilité magnétique du vide (H/m)
- $\gamma$  : la constante de propagation en (m-1).
- $\varepsilon_r$  : constante diélectrique relative du substrat
- $\varepsilon_{eff}$  : Permittivité effective
- $\varepsilon_0$  : Permittivité du vide (F/m)

## 2 Introduction générale.

# Introduction générale

## 2.1 Introduction générale

Les structures planaires constituent actuellement la technologie utilisée dans la plus part des dispositifs micro ondes dans la gamme des faibles et moyennes puissances. Ceci est dû à l'amélioration récente des caractéristiques électriques des substrats et la parfaite maîtrise de la technologie des circuits imprimés ainsi que la miniaturisation des circuits modulaires hautes fréquences. Les structures planaires, selon la nature de guidage de l'onde électromagnétique, peuvent être divisée en deux grandes classes : dans la première classe on transmet au sein de la même structure un signal d'un point à un autre (guide d'ondes, lignes de transmission) ou encore effectué des opération sur un ou plusieurs signaux , tel que l'amplification, le filtrage , le multiplexage , le déphasage ,etc. La deuxième classe présente les structures rayonnantes en technologie micro ruban Où les applications sont intégrées dans les structures imprimées des antennes composées par une cellule unique, ou par un réseau passif ou actif.

Avec l'avènement, sans cesse croissant, de nouveaux composants et de nouvelles technologies de fabrication, ainsi que l'extension d'utilisation des dispositifs aux domaines des micro ondes, les fabricants et les chercheurs ne cessent d'améliorer et d'adapter leurs outils de simulation, ce qui nécessite la mise au point de nouvelles méthodes et de nouvelles techniques de prédiction des paramètres de ces dispositifs.

Parmi les méthodes développées, les méthodes numériques appliquées à l'électromagnétisme .Ces méthodes sont classées en deux catégories : Les méthodes rigoureuses ou exactes et les méthodes approchées.

– **Les méthodes approchées** : Ces méthodes prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations donnant naissance à des modélisations .Elles présentent l'avantage d'adaptabilité à des structures très variées .Cependant, la précision des modèles formulés requiert, en général ,des maillages plus fins d'autant que la structure est complexe, Chacune de ces méthodes n'est justifiée qu'à posteriori par ses conséquences pratiques, Mais bien que ces méthodes permettent un calcul numérique rapide et une interprétation physique possible, elles ont l'inconvénient d'être approximatives .Parmi ces méthodes d'analyse on peut citer : la méthode de la ligne de transmission( TLM) qui consiste en la modélisation de la structure à étudier par une ligne de transmission à paramètres variables,cette ligne est décomposée en des tronçons de lignes élémentaires , chaque tronçon est considéré comme un quadripôle représenté par sa matrice de chaîne. Le quadripôle équivalent résulte de la mise en cascade de ces cellules élémentaires.

– **Les méthodes rigoureuses** : Ces méthodes présentent l'inconvénient de faire appel à un formalisme très compliqué conduisant à des développement numériques souvent lourds .On peut appliquer ces méthodes après la décomposition dans la mesure du possible de la structure en un ou plusieurs milieux homogènes, et ce, pour pouvoir exprimer le champ électromagnétique sous forme d'une intégrale surfacique ou linéaire Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes familles :

1. **Les méthodes différentielles** : Ces méthodes reposent sur le calcul et la discrétisation dans l'espace de l'équation d'ondes .C'est le cas de la méthode des différences finies (MDF) , et la méthode des éléments finis (MEF) .Ces méthode présentent l'inconvénient d'exiger des mémoires importantes à cause du nombre considérable d'équations mis en jeu et en conséquence un temps de calcul très long.
2. **Les méthodes intégrales** : Ces méthodes se ramènent à la détermination des grandeurs physiques, distributions des courants ou des champs, sur une surface particulière qui est en général une surface de discontinuité. Le principe de ces méthodes est de développer, avant la résolution numérique, le maximum possible de calculs analytiques

en prenant en considération la nature des milieux, les conditions aux limites et les conditions aux bords. C'est le cas de la méthode spectrale généralisée, la méthode de résonance transverse, la méthode des moments (MOM) et la méthode itérative (WCIP).

## Objectifs de la thèse

L'objectif principal du travail développé dans cette thèse est relatif à l'analyse des structures passives constituant les circuits intégrés principalement les structures à bases de micro ruban ( les lignes de transmission, les éléments localisés et les résonateurs ) par la méthode itérative qui est basée sur le concept de l'onde utilisant une transformée de Fourier rapide, est développée pour l'étude de circuits planaires de géométries arbitraires, la surface du circuit est divisée en pixels pour permettre l'application de la FFT en modes TE et TM. Ce travail a été effectué en adoptant une démarche permettant une présentation de l'état de l'art des composants passifs intégrés ( les lignes de transmission , les guides d'ondes et les éléments localisés : résistor , condensateur et inducteur), une introduction aux concepts de caractérisation et de modélisation des composants et structures passives des circuits , une étude détaillée de la méthode itérative avec sources auxiliaires localisées, et enfin l'application de la méthode itérative avec sources auxiliaires localisées pour analyser des structures micro ruban planaires passives. L'originalité de notre approche réside dans le fait que la méthode développée détermine tous les éléments par une approche de programmation symbolique de la structure à analyser et par le biais d'un changement de paramètres on a effectué plusieurs simulations qui nous ont permis l'analyse de l'influence des différents paramètres sur les caractéristiques du circuit comme les paramètres S ,les densités des courants électriques,ainsi que les impédances vues par la source d'excitation en fonction de la fréquence .

## Présentation de la thèse

Cette thèse comporte les chapitres suivants :

### **Chapitre I : État de l'art des circuits intégrés passifs.**

Ce chapitre se veut une étude récapitulative des études largement diffusées et commentées dans la littérature concernant les méthodes de conception et de caractérisation des différents éléments constituant les circuits intégrés passifs. nous avons présenté sous une forme détaillée par des structures et configurations est aussi des équations modélisant les caractéristiques des différentes lignes de transmission , des guides d'ondes et des éléments localisés ( résistor , inducteur et condensateur).

### **Chapitre II :La modélisation électromagnétique des circuits intégrés concepts et outils**

Ce chapitre introduit les notions de base de la modélisation des circuits intégrés passifs par la définition des concepts de développement de modèles et leur utilisation dans les simulateurs électromagnétiques pour la conception assisté par ordinateur C.A.O. notre recherche concerne, essentiellement, des structures passives micro ruban. Le chapitre peut être divisé en deux parties : Dans la première partie, nous définissons en détails les étapes générales pour la construction des modèles de circuit pour des structures passives, ainsi que le concept des paramètres de dispersion S. La seconde partie est consacrée au développement des modèles de composants et présente aussi les divers simulateurs électromagnétiques utilisés par les concepteurs MMIC et enfin une présentation des différents modèles de circuits équivalents en éléments localisés pour quelques structures passives

### **Chapitre III :Les différentes méthodes de Modélisation électromagnétique des circuits intégrés.**

Dans ce chapitre, nous avons exploré les différentes méthodes d'analyse et de modélisation EM qui existent dans la littérature et pour focaliser notre étude nous avons choisi de présenter l'étude détaillée d'une méthode de résolution numérique intégrale récente appelée méthode itérative basée sur le concept de l'onde transverse connue sous l'abréviation anglaise WCIP (wave concept iterative procedure)

### **Chapitre IV :Analyse et caractérisation EM de quelques structures passives de CI par la méthode itératives.**

Ce chapitre contient les contributions principales de cette thèse. En premier lieu et on se basant sur les équations empiriques des lignes micro ruban et en respectant un cahier de charge prédéfini, on a conçu par simulation une ligne micro ruban par la recherche de sa constante diélectrique effective  $\varepsilon_{eff}$  et sa largeur  $W$ . Par la suite, On a effectuer, sous MATLAB, l'implémentation , sous forme de logiciel de simulation, de la méthode itérative (WCIP) basée sur le concept de l'onde transversale ce qui nous a permis d'effectuer des simulations sur ordinateur et la prédiction de l'évolution des caractéristiques pour les quelques structures micro ruban passives choisies. Les simulations réalisées sont effectuées pour des structures passives micro ruban à savoir : une ligne micro ruban, une ligne micro ruban couplée ,un résonateur micro ruban puis on a étudié l'influence de la miniaturisation de la partie passive sur les caractéristiques d'un circuit intégrant un élément actif. Par le biais d'un jeu de paramètres on a montré l'influence de quelques paramètres technologiques et géométriques des éléments passifs sur les caractéristiques globales des circuits analysés.

### 3 Chapitre I : État de l'art des circuits passifs intégrés

# Chapitre I : État de l'art des circuits passifs intégrés

### 3.1 Introduction

La première révolution des circuits planaires micro ondes était l'évolution des guides d'onde et des lignes coaxiales vers la fameuse ligne de transmission coaxiale, a ruban plat, utilisée durant la deuxième guerre mondiale pour construire un système d'antenne et un réseau diviseur de puissance. Cette dernière était intégrée graduellement avec la technologie des circuits imprimés MPC pour donner naissance à la ligne micro ruban. Utilisant le concept MPC, plusieurs composants étaient fabriqués comme les coupleurs, les filtres, les atténuateurs et les antennes. De ce jour le micro ruban devient fondamental pour la conception des circuits intégrés ICs et à ce jour continu d'être un élément largement utilisé sous toutes ses formes et dans une large variété de circuits. [1], [2], [35]

La période 1960-1980 a connu une rapide maturation du domaine MIC, l'idée des circuits intégrés micro ondes monolithique MMICs a évolué avec la possibilité d'incorporer dans un seul Chip toutes les fonctions micro ondes aussi bien des circuits analogiques que des récents circuits numériques. Dans les premiers MICs et MMICs, le silicium type-P de haute résistivité est utilisé comme substrat micro onde accueillant les composants. L'émergence du GaAs dans le développement des MMICs est due à deux facteurs essentiels ; le premier était son substrat semi isolant qui était aussi un milieu diélectrique idéal pour les lignes de transmission micro ruban ; le second est le transistor FET au GaAs qui a joué le rôle de cheval de bataille pour tous les circuits intégrés analogiques. [1], [6], [7]

Dans les premières années du développement des circuits micro-ondes le guide d'onde rectangulaire est devenu la structure la plus dominante en grande partie parce qu'il entre dans la conception des composants de haute qualité. Son principal inconvénient est sa bande passante étroite en raison de la caractéristique de fréquence de coupure. Plus tard, les chercheurs tentent de trouver des composants qui pourraient fournir une plus grande bande passante et permettent une possible miniaturisation, ils ont examiné d'autres types de guides d'ondes. Le guide d'onde Ridge offre un pas dans cette direction, ayant un ou plusieurs nervures internes longitudinales qui servent principalement à augmenter la bande passante de transmission en réduisant la fréquence de coupure. De l'autre côté la ligne coaxiale était très approprié, car elle possède un mode dominant avec une fréquence de coupure nulle, offrant ainsi deux caractéristiques importantes : une bande passante très large, et une grande possibilité de miniaturisation. mais L'absence d'une composante longitudinale du champ, rend plus difficile la conception des composants avec cette ligne, bien que de divers nouvelles suggestions étaient mis en application, ces composants sont restés coûteux à fabriquer. [1], [5], [8], [9]

Pour tenter de surmonter les difficultés de fabrication, le conducteur central de la ligne coaxiale a été aplati en un ruban et le conducteur extérieur a été transformé en un boîtier rectangulaire, puis équipés de connecteurs utilisés avec une ligne coaxiale régulière. Dans la même période, Robert M. Barrett, travaillant pour l'armée de l'air au Centre de recherche Cambridge en en 1950, a franchi une étape beaucoup plus audacieuse. Il a totalement enlevé les parois latérales, et étendu les parois supérieure et inférieure sur les côtés. Le résultat était la ligne de transmission ruban, ou stripline. Comme la ligne coaxiale, la nouvelle ligne est à ruban non dispersif, et n'a pas de fréquence de coupure. Différentes méthodes ont été utilisées pour soutenir le ruban central, mais dans tous les cas la région entre les deux plaques externes est remplie avec un seul support unique, soit un matériau diélectrique ou de l'air. Une autre modification qui a émergé presque en même temps consistait à enlever la plaque supérieure ne laissant que le ruban et la plaque de fond avec une couche diélectrique entre eux pour supporter le ruban. Cette structure a été nommée micro ruban ou micro stripe. [10], [11], [12]

Les premiers développements de la ligne micro ruban ont été faits peu de temps après l'apparition de l'article de Barrett, en 1952 par D.D. Grieg et H.F. Engelmann de la Federal Telecommunications Laboratories d'ITT, présenté comme une ligne de circuit imprimé compétitive. En raison du déséquilibre dans la symétrie du Micro ruban, tous les éléments de discontinuité possèdent une partie résistive ce qui permis à la ligne, dans une certaine mesure, de rayonner. Avec ce phénomène on a tenté de sous-estimer la valeur de la ligne micro ruban comme élément de base pour les composants micro-ondes. Ainsi, la ligne micro ruban a été comparée à une antenne, et il a fallu attendre près de 15 ans plus tard, quand l'antenne patch micro ruban a été proposée, et qui a été fondée précisément sur le même concept, pour que la ligne micro ruban revienne en charge et continue son essor.

Ce chapitre présente l'état de l'art des circuits passifs intégrés par le biais d'expressions précises et simples, on a présenter les différents types de lignes planaires principalement micro ruban et coplanaires. Une présentation détaillée des différentes discontinuités micro ruban rencontrées dans les circuits intégrés pour enfin introduire la conception des éléments localisés micro ruban et des structures micro ruban oscillantes (résonateurs micro ruban).

### 3.2 Les circuits intégrés.

Les premiers circuits intégrés étaient désignés par **MIC** : *Microwave Integrated Circuits*. Il s'agissait de transistors construits sur un substrat, auxquels on y déposait des résistances, condensateurs et inductances les connexions sont assurées par des lignes de transmission. Le dépôt de ces composantes se faisait avec des aiguilles à l'aide d'un microscope. Lorsque la technologie de fabrication fut assez développée, il était devenu possible d'intégrer les composants passifs directement sur le substrat. On nomme alors ces circuits les **MMIC** : *Monolithic Microwave Integrated Circuits*.

Les circuits intégrés utilisent pour base un substrat d'épaisseur variable. De plus, deux technologies principales sont utilisées pour fabriquer des circuits : la technologie micro ruban, la plus ancienne et la plus populaire, et la technologie coplanaire, plus récente et moins utilisée. Ces deux technologies ont des différences fondamentales quand au design de circuits.

**La technologie micro ruban** nécessite une épaisseur de métal dessous le substrat pour servir de mise à la terre. Il faut donc faire des trous dans le substrat si on veut faire une connexion à la masse. De plus, seulement deux paramètres affectent l'impédance d'une ligne : l'épaisseur du substrat, qui est fixe, et la largeur de ligne. Le seul paramètre qu'un concepteur peut varier est la largeur de ligne.

Dans **la technologie coplanaire**, le plan de masse est dans le même plan que le conducteur ; il n'est donc pas nécessaire de faire de trou dans le substrat pour faire une connexion à la masse. Quand aux impédances de ligne, trois paramètres ici affectent l'impédance : la hauteur du substrat, qui est fixe, la largeur de la ligne, et la distance entre la ligne et le plan de masse. Il y a donc plus de flexibilité.

La figure 1.1 montre un exemple de circuit intégré micro-ondes en technologie micro ruban. On y trouve une ligne de transmission, un condensateur MIM, une inductance boucle, un MESFET, deux types de résistances et un via (trou dans le substrat pour connecter la mise à terre).

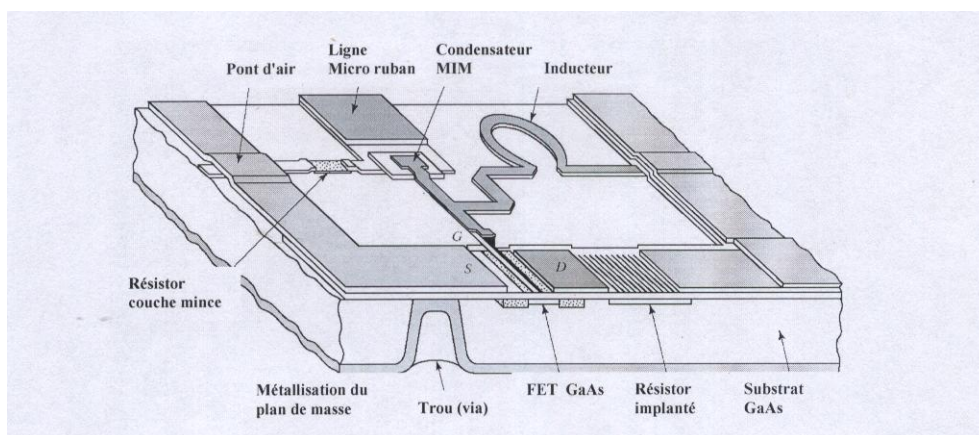


FIGURE 1 – Exemple de circuit intégrés micro-onde

### 3.3 Quel matériau pour le substrat ?

Le principal matériau utilisé dans la construction des circuits intégrés micro-ondes est le GaAs : l'arsenic de gallium. Le principal avantage du GaAs par rapport au silicium (utilisé dans les circuits intégrés à plus basse fréquence) est le comportement dynamique des électrons. Pour un même dopage, les électrons se propagent plus rapidement dans le GaAs que dans le silicium. C'est la raison principale pour laquelle le GaAs est utilisé à haute fréquence : les transistors peuvent travailler en commutation plus rapidement. Bien que le GaAs permette des circuits plus rapides, ses propriétés physiques et chimiques rendent la fabrication plus délicate qu'avec du silicium.

Le coût de manufacture de circuits en GaAs est plus élevé que celui de fabrication en silicium ; la technologie VLSI ( very low scale integration ) est plus mature que celle du GaAs. Cependant, l'amélioration des performances associées à l'utilisation de GaAs a permis de récupérer la perte de valeur due au processus de fabrication le plus coûteux. Le GaAs a aussi une résistivité élevée, qui permet de réduire l'interférence entre les dispositifs. On peut donc créer plus de dispositifs dans une même superficie sans avoir besoin de s'inquiéter de l'interférence.[1],[14], [18], [19]

Le tableau 1.1 présente une Comparaison de quelques substrats MIC

Propriétés	Silicium	Sic	AsGa	InP	GaN
Semi-isolant	No	Yes	Yes	Yes	Yes
résistivité ( $\Omega\text{-cm}$ )	$10^3 - 10^5$	$> 10^{10}$	$10^7 - 10^9$	$\sim 10^7$	$> 10^{10}$
constante diélectrique	11.7	40	12.9	14	8.9
mobilité des électrons( $cm^2/V.s$ )	1450	500	8500	6000	800
densité ( $g/cm^3$ )	2.3	3.1	5.3	4.8	-
conductivité thermique ( $W/cm.^0C$ )	1.45	4.3	0.46	0.68	1.3
température de travail( $^0C$ )	250	$> 500$	350	300	$> 500$
énergie de gap ( $e.v$ )	1.12	2.86	1.42	1.34	3.39
champ de claquage ( $k.v/cm$ )	$\sim 300$	$> 2000$	400	500	$> 5000$
résistance aux radiations	faible	excellente	T. bonne	bonne	excellente

### 3.4 Les éléments passifs.

Les éléments passifs sont ceux ne nécessitant aucune tension de polarisation. Il y a quatre éléments passifs principaux :

1. Les lignes de transmission : la ligne micro ruban et la ligne coplanaire sont les principales.
2. Les condensateurs : on peut utiliser soit des condensateur MIM ou des condensateurs inter-digitaux.
3. Les inducteurs : principalement des boucles ou des spirales.
4. Les résistors : résistance par le substrat GaAs ou par film mince, comme le NiCr.

Tous les éléments passifs ont des impédances parasites. Ce sont des résistances, des capacités ou des inductances non désirées, qui affectent la performance des éléments. On verra plu haut les circuits équivalents de ces éléments, et aussi comment calculer les parasites, et comment ces parasites affectent la performance.

#### 3.4.1 Les lignes de transmission planaires

Les lignes de transport les plus couramment utilisés sont de type planaire qui peuvent être construites en utilisant des matériaux de cartes de circuits imprimés et des processus à des coûts faibles. Un certain nombre de ces lignes de transmission muticonductrices ouvertes, comprennent un substrat diélectrique solide ayant une ou deux couches de métallisation, avec les courants de signaux et de masse circulant sur deux conducteurs séparés.

Les Lignes de transmission planaires utilisés dans les fréquences micro-ondes peuvent être divisées en deux catégories : ceux qui peuvent soutenir le mode de propagation TEM (ou quasi-TEM) ,et ceux qui ne peuvent pas. Pour les modes TEM (ou quasi-TEM), la détermination de l'impédance caractéristique et la vitesse de phase des lignes uniques et couplées se réduit à trouver les capacités associées à la structure, et également les pertes dues au conducteur qui peuvent être déterminé en fonction de la variation de l'impédance caractéristique.[1],[2],[24]

### 3.5 La conception des lignes ruban (stripline).

#### 3.5.1 Méthodes de conception et compromis.

La ligne ruban nécessite trois couches de conducteurs où le conducteur interne est communément appelé conducteur "chaud", tandis que les deux autres, toujours connectés à la masse, sont appelés conducteurs "froids " ou les conducteurs «de masse».Le conducteur chaud est noyée dans un diélectrique homogène et isotrope, de constante diélectrique  $\epsilon_r$  . Ainsi, contrairement au cas du micro ruban, le mot substrat n'est pas approprié puisque le diélectrique entoure complètement le conducteur chaud

Parce que la zone comprise entre les deux plaques extérieures de la ligne ruban ne contient qu'un seul milieu, la vitesse de phase et l'impédance caractéristique du mode TEM dominant ne varient pas avec la fréquence.

Dans le mode fondamental le conducteur chaud est équipotentiel (chaque point est au même potentiel). La ligne ruban est souvent nécessaire pour les cartes de circuits imprimés multicouches, car elle peut être acheminée entre les couches, mais la mise à la terre de la ligne ruban nécessite une certaine prudence. Si le haut et le bas des plans de masse ne sont pas au même potentiel, un mode parallèle peut se propager entre eux. Si ce mode est excité, il ne restera pas confinée à la région près du ruban, mais il pourra se propager partout où les deux plans de masse existent.La ligne ruban est moins sensible que la ligne micro ruban

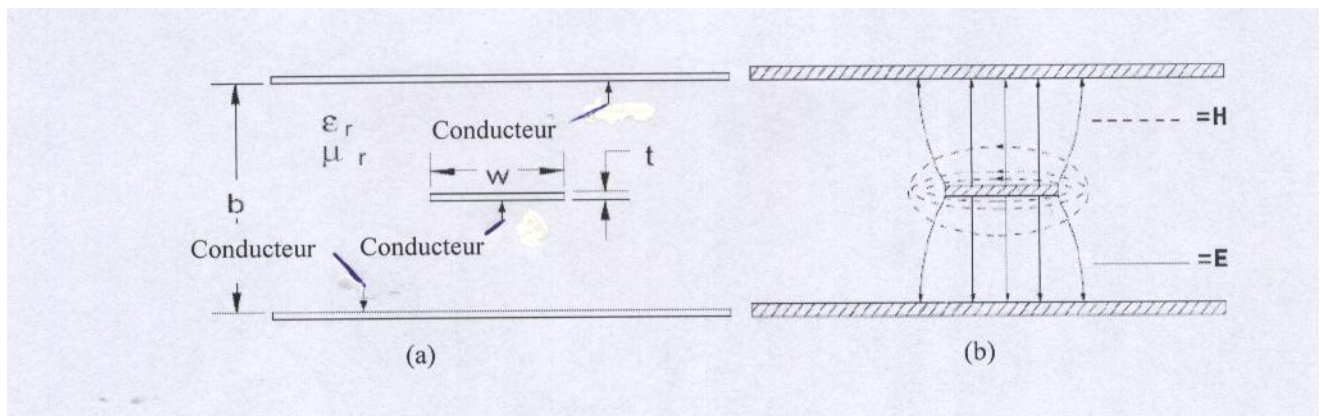


FIGURE 2 – Ligne ruban (a) Section d'une ligne ruban (b) Les champs électrique E et magnétique H

aux plans de masse latéraux de l'enceinte métallique, car le champ électromagnétique est fortement contenu à proximité du conducteur central et les plans de masse de haut et de bas.

Comme on peut le voir sur la figure 4, dans une ligne ruban le chemin de retour du courant pour un signal de haute fréquence est située directement au-dessus et au-dessous de la piste du signal sur les plans de masse. Le signal haute fréquence est ainsi entièrement contenu à l'intérieur du circuit imprimé, afin de réduire les émissions, et en fournissant un blindage naturel contre les parasites des signaux entrants.

Dans la figure 3 ci-dessous, le mode des plaques parallèles est supprimé avec des trous métallisés reliant les deux plans de masse. Les vias doivent être placés étroitement; la distance "S" est de un huitième de la longueur d'onde dans le diélectrique et est recommandée pour éviter une différence de potentiel entre les plans de masse. En outre, ces trous d'interconnexion forment une cage autour du ruban, rendant le tout similaire à une ligne coaxiale de base.

Lorsque les vias sont placés trop près du bord du ruban, ils peuvent perturber son impédance

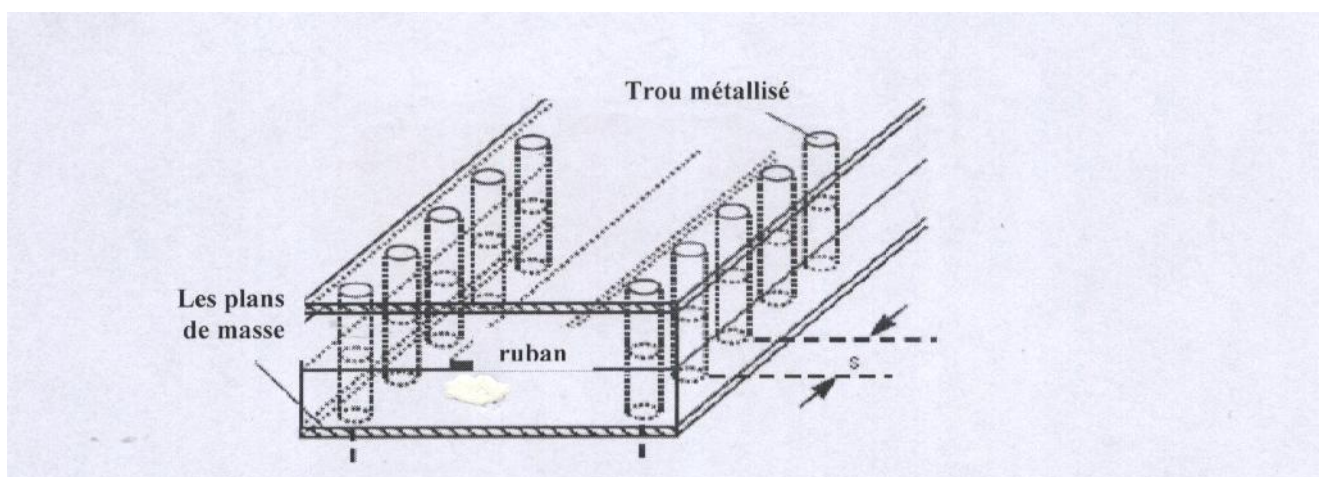


FIGURE 3 – Trous ( vias) formant une cage entourant le ruban

caractéristique. La séparation "S" des vias doit être au minimum égale à 3 fois la largeur du ruban, et 5 fois de préférence. Si la séparation des vias est trop grande, un pseudo mode de guide d'onde rectangulaire peut être excité. Ce mode a une fréquence de coupure donnée par

$c/(2.w)$ , où  $c$  est la vitesse de la lumière dans le diélectrique. Ainsi, à la fréquence maximale de fonctionnement,  $f_{max}$ , la séparation des vias  $S$  doit être inférieure à  $c/(2.f_{max})$ .

### 3.5.2 Les pertes dans la ligne ruban

En pratique toute ligne ruban possède trois sources d'atténuation qui sont :

- La conductivité finie des conducteurs.
- La résistivité finie et du phénomène de dumping du diélectrique.
- Les Résonances magnétiques.

Les pertes de puissance totale par unité de longueur axiale correspondent à la somme des pertes diélectriques et des pertes de l'effet de peau du conducteur ohmique. Les pertes diélectriques sont proportionnelles à la fréquence, et elles sont le facteur de perte dominant aux fréquences plus élevées. Les pertes ohmiques dans la peau du ruban conducteur et le plan de masse, dépendent de la conductivité des conducteurs métalliques et la rugosité de surface de la ligne de transmission. Les pertes dans les conducteurs dominent les pertes diélectriques pour les tangentes de perte ( $\tan\delta$ ) inférieure à 0,001 (pour  $f = 10$  GHz) et inférieure à 0,003 (pour  $f = 1$  GHz).

L'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne rubans dépend de la constante diélectrique et de la géométrie de la coupe transversale du ruban (conducteur central) et des plans de masse. L'impédance caractéristique est très sensible au rapport de la largeur du conducteur central sur l'épaisseur du diélectrique et relativement insensibles au rapport de l'épaisseur du conducteur central sur l'épaisseur du diélectrique. Les tolérances mécaniques seront plus critiques pour les diélectriques relativement minces et pour les conducteurs centraux relativement étroits. Toute asymétrie verticale dans la structure de la ligne ruban pourrait coupler des modes de type guide d'onde délimités par les plans de masse et les parois latérales. L'équation simple suivante approche l'impédance de la ligne ruban avec une précision de  $1^0/0$  :

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{b}{W_e + 0.441b} \quad (1)$$

Où  $W_e$  est la largeur effective du conducteur central de la ligne ruban donnée par :

$$\frac{W_e}{b} = \frac{W}{b} - \begin{cases} 0 & \text{pour } W/b > 0.35 \\ (0.35 - \frac{W}{b})^2 & \text{pour } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (2)$$

On remarque que l'impédance caractéristique de la ligne ruban diminue avec l'augmentation de la largeur du ruban. Le temps de propagation pour une longueur donnée d'une ligne ruban est fonction seulement de la constante diélectrique  $\epsilon_r$  est donné par :

$$t_{Pd}(ns/ft) = 1.017\sqrt{\epsilon_r} \quad (3)$$

## 3.6 La conception de la ligne micro ruban.

### 3.6.1 Méthodes de conception et compromis.

La ligne micro ruban est devenue la ligne de transmission planaire la plus connue et largement utilisée dans les circuits RF et micro-ondes, sa popularité et son utilisation massive sont dues à sa nature plane, la facilité de sa fabrication en utilisant divers procédés, son intégration facile avec des dispositifs à semi conducteurs, sa bonne dissipation de chaleur, et enfin elle est considérée comme un bon support mécanique.

En termes simples, la ligne micro ruban est la version imprimée du fil conducteur sur plan de masse, et donc a tendance à rayonner en fonction de l'augmentation de la distance

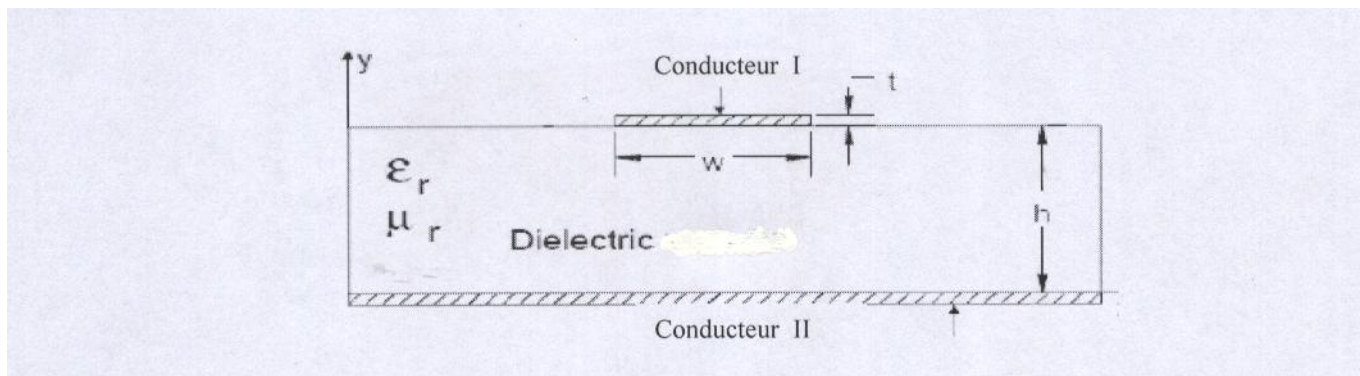


FIGURE 4 – Section d'une ligne micro ruban

entre le plan de masse et le ruban. Une épaisseur de substrat ( $t$ ) de quelques centièmes de la longueur d'onde (ou moins) minimise le rayonnement et cela sans forcer la largeur du ruban à être trop étroite.

Contrairement à la ligne ruban, la nature des deux milieux (discontinuité substrat) du micro ruban force son mode dominant à être hybride (quasi-TEM) et non pure TEM, de sorte que la vitesse de phase, impédance caractéristique, et la variation du champ dans la section droite du guide toutes deviennent légèrement dépendant de la fréquence. La ligne micro ruban est dispersive. Avec une fréquence croissante, la constante diélectrique effective augmente progressivement vers celle du substrat, de sorte que la vitesse de phase diminue progressivement. Cela est vrai même avec un matériau de substrat non dispersif (la constante diélectrique du substrat chute habituellement avec l'augmentation de la fréquence).

Pendant le développement de la ligne micro ruban un nouveau concept de la constante diélectrique effective  $\epsilon_{eff}$  a été introduit, qui prend en compte le fait que la plupart des champs électriques sont confinés à l'intérieur du substrat, mais une fraction de l'énergie totale existe dans l'air au-dessus du bord.

La constante diélectrique effective  $\epsilon_{eff}$  varie en fonction de la longueur d'onde en espace libre  $\lambda_0$ . La dispersion s'accroît avec la diminution du rapport de la largeur du ruban à l'épaisseur du substrat  $W/h$ . elle est moins prononcée quand la largeur du ruban devient relativement plus large, et la ligne micro ruban approche physiquement un idéal condensateur à plaques parallèles. Dans ce cas, on obtient :  $\epsilon_r \sim \epsilon_{eff}$  La constante diélectrique effective  $\epsilon_{eff}$  est prévue pour être supérieure à la constante diélectrique de l'air ( $\epsilon_0=1$ ) et inférieure à celle du substrat diélectrique  $\epsilon_r$ .

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (4)$$

Dans cette expression le blindage est supposé très loin de la ligne micro ruban La constante diélectrique effective  $\epsilon_{eff}$  peut être obtenue par des mesures de capacité statique. Si on considère  $C$  la capacité statique par unité de longueur en la présence d'un dépôt partiel de diélectrique, et  $C_0$  avec le diélectrique enlevé, on obtient :

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad (5)$$

La longueur d'onde Guidée dans les micro ruban est donnée par :  $\lambda_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}$  où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans l'espace libre. La même chose que dans la ligne ruban, dans le mode

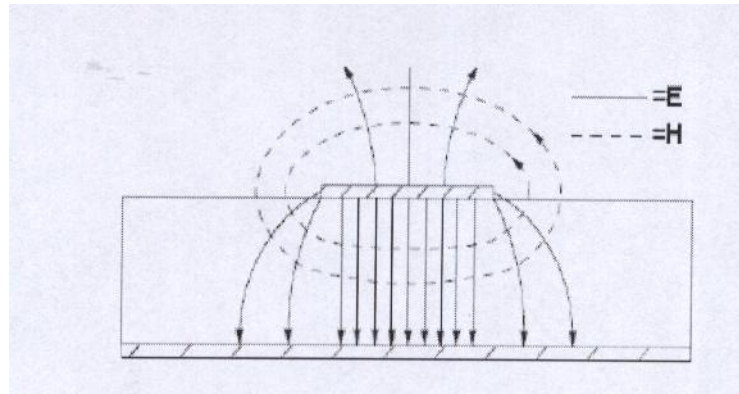


FIGURE 5 – Les lignes des champs électrique E et magnétique H pour le mode fondamental Quasi-TEM dans une ligne micro ruban

fondamental du micro ruban le conducteur chaud est équipotentiel (chaque point est au même potentiel). Une équation simple mais précise pour l'impédance caractéristique de la ligne micro ruban est donnée par la relation suivante :

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) (\Omega) & \text{pour } W/h < 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \left[ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.664 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right) \right]} (\Omega) & \text{pour } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (6)$$

L'impédance caractéristique de la ligne micro ruban varie légèrement avec la fréquence (même avec un matériau de substrat non dispersif). L'impédance caractéristique des modes non-TEM n'est pas définie de façon unique, et en fonction de la définition précise utilisée, l'impédance de la ligne micro ruban peut augmenter puis chuter, ou chuter ensuite augmenter avec l'augmentation de la fréquence. La limite basse fréquence de l'impédance caractéristique est appelée Impédance caractéristique quasi statique, elle est la même pour toutes les définitions de l'impédance caractéristique. La limitation de fréquence micro ruban est obtenue principalement par la résonance transversale de l'ordre le plus bas, ce qui se produit lorsque la largeur de la ligne se rapproche d'une demi-longueur d'onde dans le diélectrique. Il est recommandé d'éviter d'utiliser des lignes larges. Pour les lignes très larges, les champs sont presque tous dans le substrat, tandis que les lignes plus étroites auront de plus en plus de l'énergie des champs dans l'air. Le temps de propagation pour une longueur donnée d'une ligne micro ruban est uniquement fonction de  $\epsilon_r$  :

$$t_{Pd}(ns/ft) = 1.017\sqrt{0.475\epsilon_r + 0.67} \quad (7)$$

### 3.6.2 Pertes dans la ligne micro ruban

En pratique toute ligne micro ruban possède des Sources d'atténuation, en raison de :

- La conductibilité finie des conducteurs de ligne.
- La résistivité finie du substrat
- Les effets du rayonnement.
- Les Pertes magnétiques joue un rôle seulement pour les substrats magnétiques, tels que les ferrites.

Les guides d'ondes et les lignes ruban n'ont pas de pertes par rayonnement, tandis que pour la ligne micro ruban qui est une ligne de transmission ouverte, les effets de rayonnement sont présents à toutes les sections des discontinuités.

Pour les lignes micro ruban, et en utilisant des matériaux avec une grande constante diélectrique  $\epsilon_r$  et avec des formes précises et une bonne adaptation, les pertes dues aux conducteurs

et aux diélectriques sont prédominantes par rapport aux pertes par rayonnement.

Dans la pratique, il a été constaté que l'impédance micro ruban avec plan de masse de largeur fini ( $Z_o$ ) est pratiquement égale à la valeur de l'impédance avec une largeur du plan de masse infinie ( $Z_i$ ), si la largeur ( $W_g$ ) du plan de masse est au moins supérieur à  $3W$ .

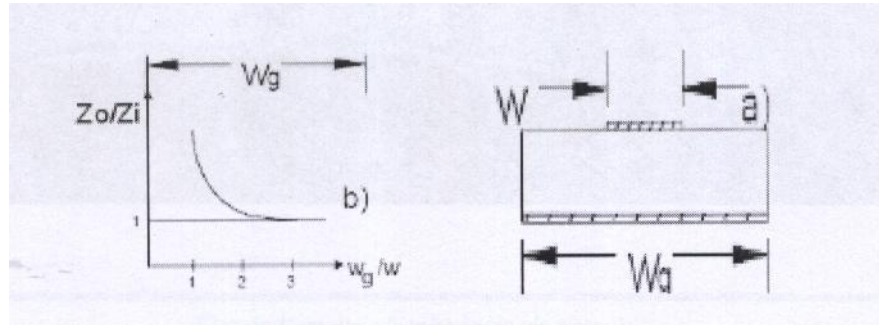


FIGURE 6 – Impédance caractéristique en fonction de la largeur du plan de masse normalisée à la largeur du ruban

Les principaux avantages de la ligne micro ruban, qui sont : son faible coût et sa taille compacte, sont compensés par sa tendance à présenter plus de pertes que les lignes coaxiales, les guides d'ondes et les lignes ruban.

Les pertes par rayonnement dépendent de la constante diélectrique, de l'épaisseur du substrat, et la géométrie du circuit.

Une constante diélectrique minimale implique moins de concentration de l'énergie dans la région du substrat, et par conséquent, plus de pertes par rayonnement.

Le véritable avantage en ayant une constante diélectrique plus élevée est non seulement la réduction des pertes par rayonnement, mais aussi la diminution de la taille du boîtier (d'un facteur d'environ la racine carrée de la constante diélectrique).

Une façon de réduire les pertes de la ligne micro ruban est de suspendre le substrat dans l'air comme il est illustré dans la figure 7.

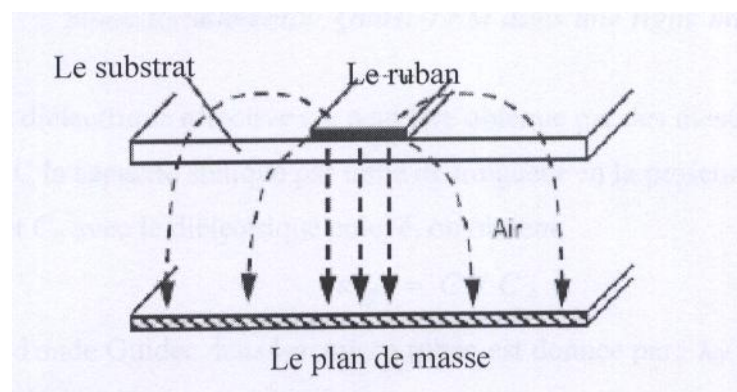


FIGURE 7 – Ligne micro ruban avec substrat suspendu.

L'air entre la partie inférieure du substrat et le plan de masse comprend la majeure partie des champs électromagnétiques. Les pertes d'insertion du micro ruban sont réduites, car l'air n'a pratiquement aucune perte diélectrique par rapport aux substrats des circuits

standards, et en plus, la largeur de la ligne micro ruban augmente à cause de la faible constante diélectrique effective. Les lignes plus larges ont une densité de courant plus faible, et par conséquent, une perte ohmique plus faible. La Suspension des micro ruban entraîne l'augmentation des chemins de la séparation entre le signal et la masse, et la tendance du micro ruban à rayonner s'accroît, en particulier aux discontinuités comme les coins. De ce fait, le micro ruban suspendue est souvent utilisé seulement jusqu'à quelques GHz. Dans une ligne micro ruban, les pertes conductrices augmentent avec l'augmentation de l'impédance caractéristique causée par la plus grande résistance des rubans étroits. En fonction du rapport  $W/h$ , les pertes dans les conducteurs suivent une tendance qui est opposée aux pertes par rayonnement. Il importe de rappeler, qu'une petite largeur du ruban conduit à des pertes plus élevées. Un procédé très simple pour la mesure de la constante diélectrique d'atténuation est basé sur la technique de Comparaison comme suit :

- Deux lignes micro ruban présentant les mêmes caractéristiques électriques mais de longueurs différentes sont utilisés.
- Leurs pertes d'insertion sont mesurées.
- La différence entre deux valeurs des pertes d'insertion est utilisée pour évaluer la constante d'atténuation diélectrique.

Cette procédure permet d'éviter les erreurs systématiques causées par les radiations et les transitions câble coaxial ligne micro ruban. La capacité de transmettre de la puissance pour une ligne micro ruban est limitée par l'échauffement dû aux pertes ohmiques et diélectriques et par le claquage du diélectrique. . Une augmentation de la température due aux pertes dans les conducteurs et aux pertes diélectriques limite la Puissance moyenne de la ligne micro ruban, tandis que le claquage entre le ruban conducteur et le plan de masse limite la puissance maximale. . Un boîtier métallique est normalement requis pour la plupart des applications de circuits micro ruban, comme les filtres micro ruban. La présence des murs conducteurs supérieurs et latéraux aura une incidence à la fois sur l'impédance caractéristique  $Z_0$  et la constante diélectrique effective  $\varepsilon_{eff}$ . Dans la pratique, une règle de base peut être appliquée à la conception des filtres Micro ruban pour réduire l'effet de l'enceinte métallique : la hauteur jusqu'au mur supérieur du boîtier devrait être plus que huit fois l'épaisseur du substrat, et la distance des murs latéraux est plus de cinq fois l'épaisseur du substrat.

### 3.7 La conception des guides d'ondes Coplanaires (CPW).

#### 3.7.1 Méthodes de conception et compromis.

Le Guide d'onde coplanaire (CPW) est une alternative aux lignes micro ruban et ruban, il place à la fois, les courants du signal et de masse sur la même couche. Cheng Wen .P est l'inventeur du guide d'onde coplanaire en 1969, lorsqu'il travaillait à RCA Laboratories Sarnoff. Le document initial qu'il a publié était : " Coplanar Waveguide : a surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications". Le conducteur présenté était formé d'un ruban central séparé par un vide étroit des deux plans de masse de chaque côté. Les dimensions du ruban central, l'écart du vide, l'épaisseur et la permittivité du substrat diélectrique déterminent la constante diélectrique effective, l'impédance caractéristique et l'atténuation de la ligne. Le vide dans le guide d'onde coplanaire est généralement très faible et force les champs électriques à se concentrer principalement dans le diélectrique. Avec peu de lignes de champ dans l'espace aérien, le guide d'onde coplanaire présente une faible dispersion.

Afin de concentrer les champs de la zone du substrat et de réduire au minimum le rayonnement, l'épaisseur du substrat diélectrique est généralement égale à environ deux fois la largeur de la fente. Le CPW a une fréquence de coupure nulle (recommandé pour les larges bandes), mais son mode de propagation d'ordre inférieur indiquée est quasi-TEM et non un

mode pure TEM. Aux fréquences plus élevées, le champ devient moins TEM, et plus TE. Le CPW est une version développée des circuits imprimés pour les lignes de transmission à trois fils.

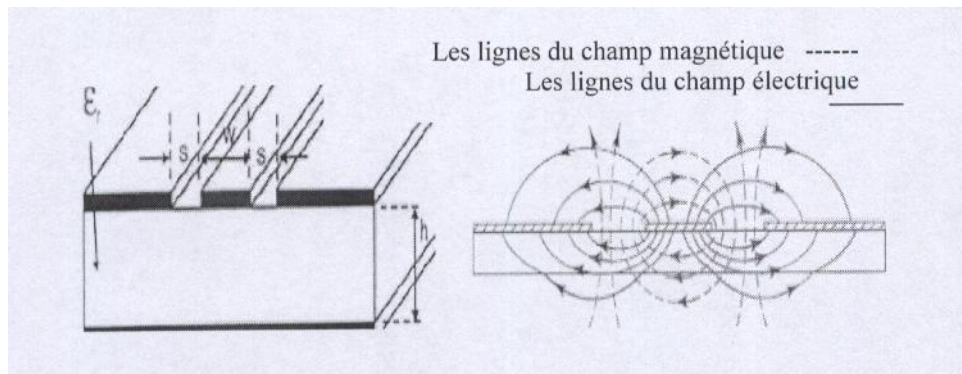


FIGURE 8 – La distribution des champs électriques E et du champ magnétique H dans un guide d'onde CPW.

Comme la ligne ruban, le CPW a deux plans de masse, qui doivent être maintenus au même potentiel pour empêcher la propagation des modes indésirables. Si les plans de masse sont à des potentiels différents, le mode CPW va devenir inégale, un champ supérieur dans une fente que dans l'autre. Dans le CPW deux modes fondamentaux sont pris en charge : le mode coplanaire, et le Mode ligne à fente parasite. Des ponts aériens entre les plans de masse doivent être appliquées pour supprimer le mode de la ligne à fente indésirable. Si des fils de liaison sont utilisés pour connecter les plans de masse ces fils doivent être espacés d'un quart de la longueur d'onde ou moins. Dans les CPW, la constante diélectrique effective est approximativement indépendante de la géométrie, et simplement égale à la moyenne des constantes diélectriques de l'air et du substrat diélectrique. La dispersion en fréquence pour les CPW est généralement faible, mais il existe une dépendance légère avec les dimensions de la ligne, et généralement les lignes étroites sont moins dispersives en fréquence que les lignes larges.

### 3.7.2 Les pertes dans les CPW.

Comme dans les autres lignes de transmission planaires, les pertes dans les CPW sont dues à de multiples causes :

- La non parfaite conductivité des conducteurs, ou " pertes conducteur".
- Une conductivité diélectrique différente de zéro.
- Les pertes dans le substrat magnétique, si le substrat est un matériau ferromagnétique.
- Le rayonnement.

Le CPW n'est pas très sensible à l'épaisseur du substrat et permet un large éventail de valeurs d'impédance ( $20\Omega$  -  $250\Omega$ ) sur des substrats relativement épais. Le couvercle métallique supérieur n'a aucun effet sur l'impédance caractéristique si l'espace H est supérieur à  $2h$ . Lorsque cette limite est dépassée, l'effet du couvercle sera de réduire l'impédance caractéristique. Les modes parasites (notamment le mode micro ruban) peut facilement être générée si la séparation entre la structure du CPW et la métallisation du support est trop proche (se traduisant par des lignes de champ entre le CPW et la métallisation du support). Dans les CPW l'impédance caractéristique est déterminée par le rapport entre la largeur W du ruban central et la largeur de la fente S, ce qui rend la réduction de taille possible et sans limite, la seule pénalité étant des pertes plus élevées. Ceci rend la conception d'une

ligne CPW avec une impédance particulière unique car une infinité de valeurs de  $W$  et  $S$  se traduira par l'exigence d'une impédance spécifique. Pour une impédance caractéristique  $Z_0$  et une épaisseur du substrat données, la largeur du ruban  $W$  sera toujours nettement inférieure à la largeur du ruban de la ligne micro ruban correspondante, afin de maintenir la même capacité à la masse. Par conséquent, les pertes ohmiques (résistives) de la ligne CPW peuvent dépasser celles de la ligne micro ruban correspondante.

### 3.8 Les discontinuités micro rubans

Les ondes de surface sont des ondes électromagnétiques qui se propagent sur la couche de l'interface du diélectrique de la ligne micro ruban. Les modes de propagation d'ondes de surface sont pratiquement TE et TM. En raison de l'homogénéité pratique du diélectrique dans la ligne ruban, le phénomène des ondes de surface peut être négligé dans les dispositifs ligne ruban et ainsi, et ne va concerner que les lignes micro ruban. Les ondes de surface sont générées dans toutes les discontinuité de la ligne micro ruban. Une fois générées, elles se propagent et rayonnent, et se couplent avec d'autres Micro rubans du circuit, elles affaiblissent les isollements entre les différents réseaux et causent l'atténuation du signal et elles sont la cause principale de la diaphonie, du couplage, et de l'atténuation dans les circuits multi micro ruban. Pour ces raisons, les ondes de surface sont toujours un phénomène indésirable. La propagation d'ondes de surface peut être réduite par des fentes découpées dans la surface du substrat en face des circuits ouverts. Comme dans le cas des radiations, les ondes de surface ne sont pas guidés par le micro ruban. Il existe Différentes techniques qui peuvent être adoptées pour réduire le rayonnement :

- Un écran métallique ou screening.
- L'introduction d'un matériau à pertes (c.-à-d absorbant) à proximité des discontinuités radiatives.
- L'utilisation de circuits planaires compacts, intrinsèquement fermés (filtre spurline).
- Minimiser les densités de courant circulant dans les bords extérieurs de toutes les sections métalliques et concentrer les courants au centre et dans le milieu du micro ruban.
- S'il est possible, reformer la géométrie de la discontinuité de façon à réduire son efficacité à radier.

Une discontinuité dans un micro ruban est causée par un changement brusque de la géométrie du ruban conducteur et les distributions des champ électriques et magnétiques sont modifiées près de la discontinuité. Si la distribution du champ électrique est modifiée elle donne lieu à un changement de capacité, quand à la modification de la distribution de champ magnétique, elle entraîne un changement de l'inductance. Les discontinuités couramment rencontrés dans la mise en page ( layouts) des circuits micro ruban pratiques sont les suivantes : Les sauts (steps), les extrémités -ouvertes ( open ends), les coudes (bends), les lacunes ou vides ( gaps) et les jonctions, elles sont présentées dans la figure 9.

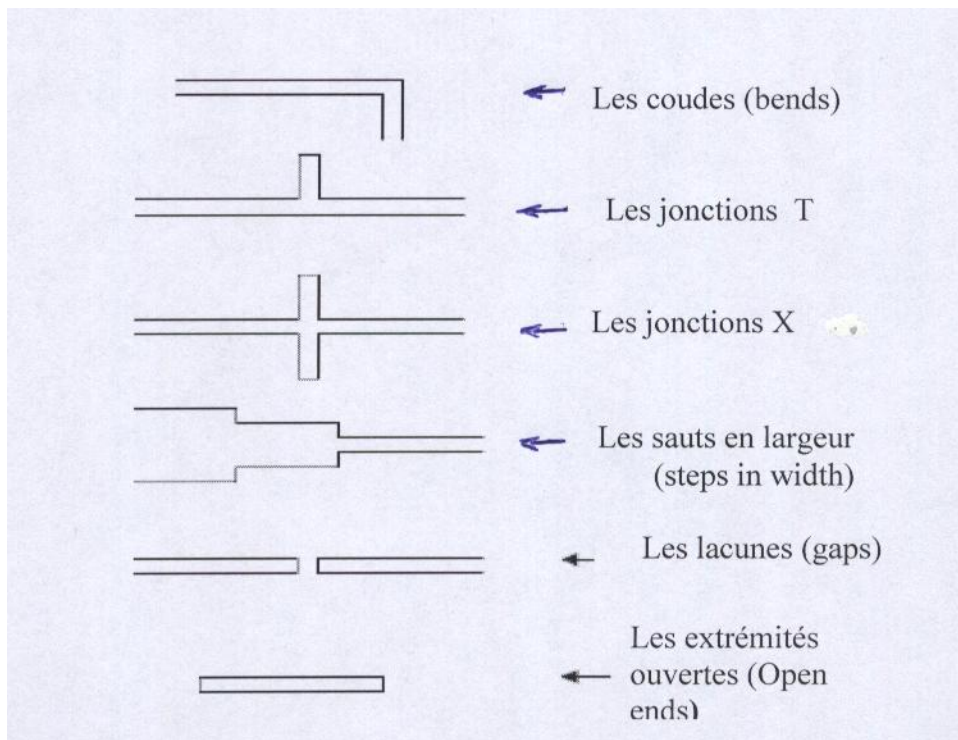
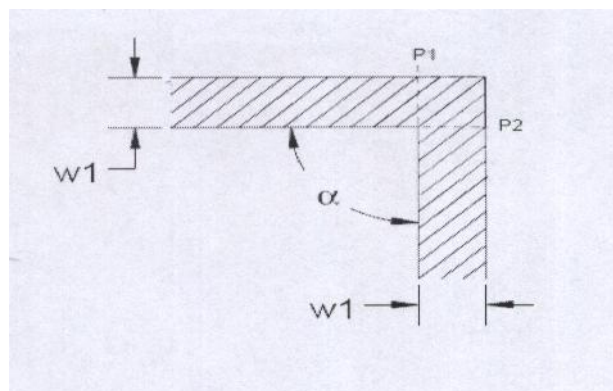


FIGURE 9 – Les discontinuités micro ruban typiques .

### 3.8.1 La discontinuité des coudes

Les coudes sont les discontinuités les plus fréquemment rencontrées. Le plus simple est la courbure coude à  $90^{\circ}$ . Ce virage ne fonctionne pas bien au-dessus de quelques GHz, en raison d'un ROS (VSWR) élevé. La même chose pour les coudes d'un angle  $\alpha$  supérieur à  $90^{\circ}$ .

FIGURE 10 – Le coude  $90^{\circ}$  .

L'effet de discontinuité du coude va augmenter avec : la fréquence, le nombre de coudes utilisés en cascade, et la largeur de la ligne. Pour compenser le coude du coin micro ruban on peut utiliser les techniques de l'inductance augmentée ou de la capacité diminuée comme il est montré dans la figure 11.

Les expériences sur les différents coudes ont montré qu'une diminution du coefficients de réflexion à l'entrée peut être atteinte si on a un angle chanfreiné. Les configurations ci-dessous sont applicables pour :  $2.5 \leq \epsilon_r \leq 25$  et  $\frac{W}{h} \geq 0.25$ .

Courber une ligne est souvent une meilleure option que le chanfreinage.

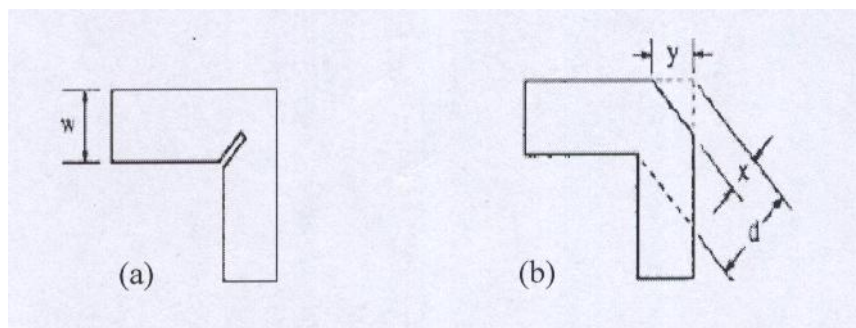


FIGURE 11 – Les techniques de compensation du coudes (a) l'inductance augmentée (b) capacité diminuée.

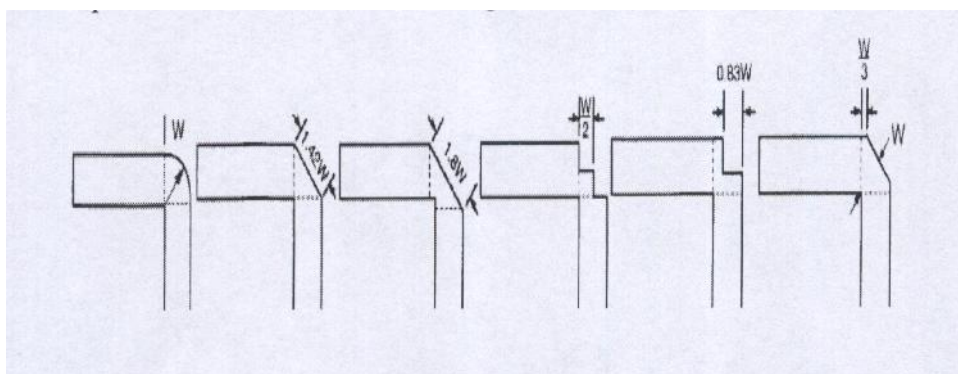


FIGURE 12 – Les six configurations différentes pour compenser les coudes à angle droit ( $W$  est la largeur de la ligne).

Lorsque le rayon de courbure est plus grand que le double de la largeur de la ligne, le principal effet parasite est le changement dans la longueur effective de la ligne. La longueur effective de la courbe ( $3 < R/W < 7$ ) peut être estimée en supposant que le rayon efficace a pour valeur :

$$R_{eff} \simeq R_{in} + 0.3W \quad (8)$$

Courber une ligne présente également l'avantage de modifier la direction de la ligne avec un angle arbitraire. Dans les deux cas, les coudes courbés et chanfreinés, la longueur électrique est un peu plus courte que la longueur du chemin physique de la ligne micro ruban.

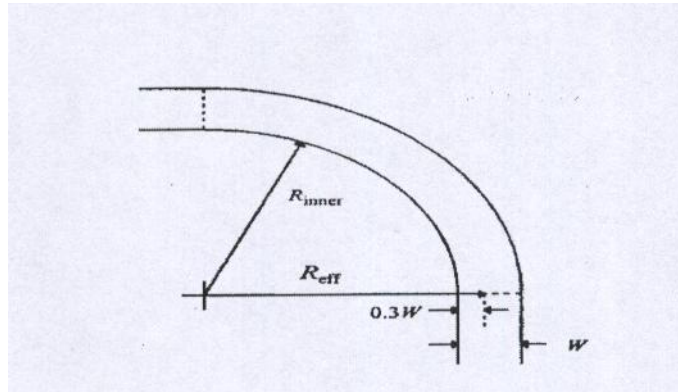


FIGURE 13 – Ligne micro ruban courbée .

### 3.8.2 Les discontinuités extrémités ouvertes (Open-End)

Ces discontinuités sont rencontrées à chaque fois qu'un micro ruban aura une extrémité ouverte. Les dispositifs typiques où les extrémités ouvertes sont rencontrées sont les filtres micro ruban et les Stubs d'adaptation. A l'extrémité ouverte (Open-End) d'une ligne micro ruban avec une largeur  $W$ , les champs ne s'arrêtent pas brusquement, mais s'étendent légèrement plus loin en raison de l'effet des champs de fuite (fringing).

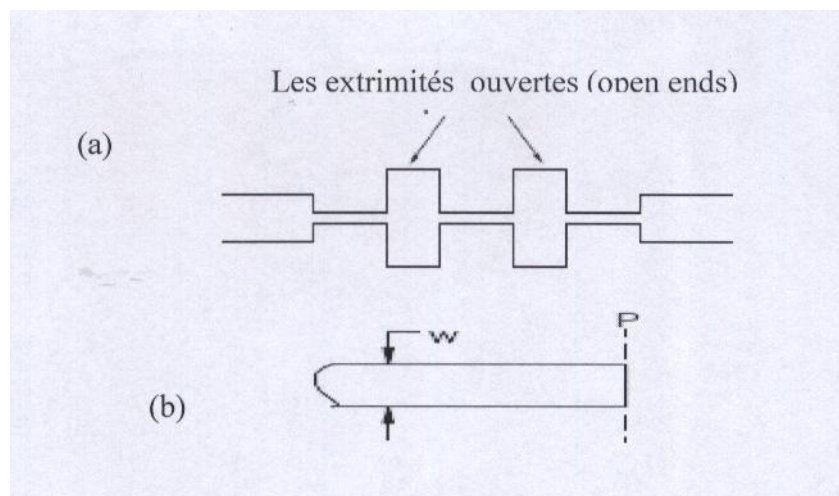


FIGURE 14 – Les extrémités ouvertes (a) filtre passe-bas Micro ruban (b) extrémité ouverte d'une ligne micro ruban .

La façon la plus simple pour compenser l'augmentation de la longueur de la ligne est de réduire la longueur de la ligne conçue d'une dimension correct. Pour des substrats plus épais et des lignes micro ruban larges, les rayonnements provenant d'une discontinuité Open-End deviennent significatifs.

### 3.8.3 La discontinuité du couplage Gap

C'est un type de discontinuité qui peut être trouvé dans les filtres micro ruban et dans les blocs DC.

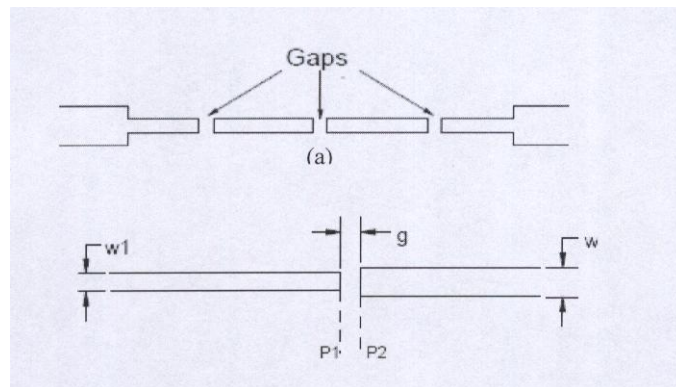


FIGURE 15 – Les gaps : (a) filtre Micro ruban (b) gap dans une ligne micro ruban .

Un gap dans une ligne micro ruban peut être représenté de façon équivalente comme un réseau de condensateurs  $\pi$ . Pour un gap très important, la discontinuité devient équivalente à un circuit open-end.

### 3.8.4 La discontinuité de la jonction saut en Largeur

Les discontinuités saut en largeur peuvent être trouvés dans de nombreux dispositifs : Réseaux d'adaptation, Transformateur  $\lambda/4$ , coupleurs directionnels en multi pas  $\lambda/4$ , et filtres micro ruban. L'effet parasite de la jonction saut en largeur est analogue à celui d'une extrémité ouverte (open-end).

L'effet de la capacité de fuite associé à l'ensemble de la ligne de la discontinuité saut en largeur est similaire à une augmentation de la longueur de cette ligne. Le déphasage associé à une discontinuité saut en largeur sera toujours inférieur à celui causé par une extrémité ouverte pour une ligne avec une impédance caractéristique faible.

Il y a aussi une technique de diminution (figure 17 ci-dessous) utilisée pour réduire les effets associés à la discontinuité de la jonction saut en largeur.

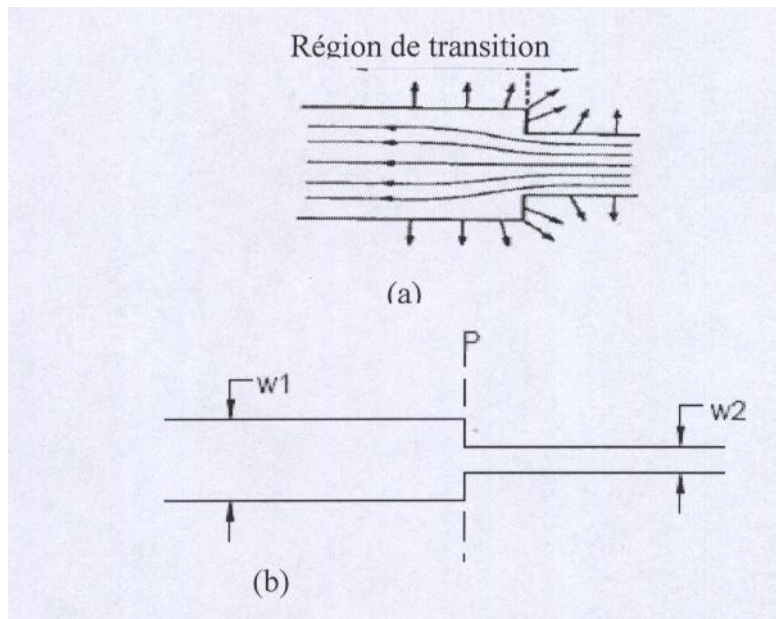


FIGURE 16 – Les sauts en largeur (a) champ électrique de fuite (b) La discontinuité saut en largeur .

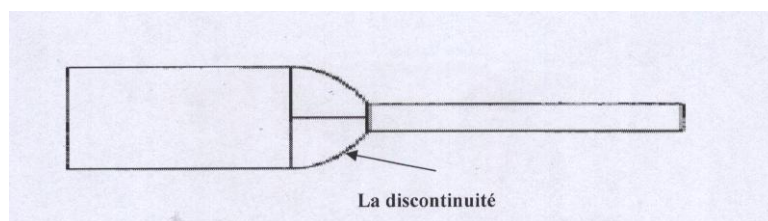


FIGURE 17 – Exemple de compensation d'une discontinuité saut en largeur .

### 3.8.5 La discontinuité Jonction T

La jonction T est peut-être la discontinuité la plus importante car elle se trouve dans les circuits comme les réseaux d'adaptation d'impédance, les filtres stub et les coupleurs directionnels comme "Branch-Line" et "Rat-Race".

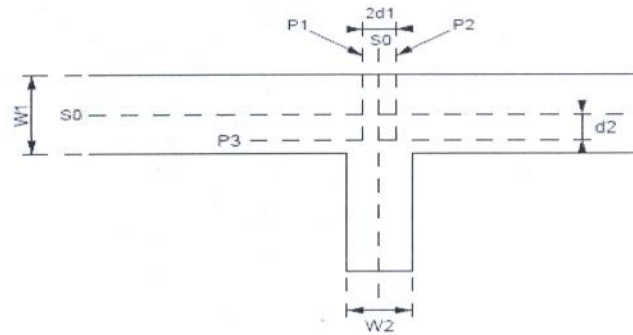


FIGURE 18 – La discontinuité jonction T .

La jonctions T peut être compensée facilement par de simples décalages des plans de référence et un ajustement des longueurs des différentes lignes. Le décalage dans la ligne principale est généralement très faible, et l'effet principal est sur la longueur du stub.

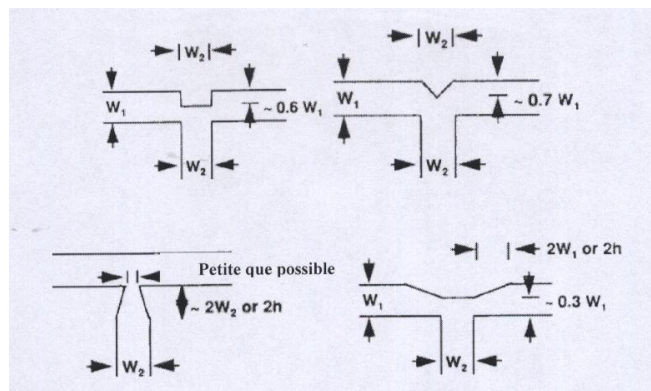


FIGURE 19 – Différents types de compensation des discontinuités jonction T .

### 3.8.6 La discontinuité de la Jonction Croix

La jonction croix est un type de discontinuité qui se trouve principalement dans les réseaux d'adaptation et les Filtres Notch Micro ruban. En première approximation une croix peut être considérée comme deux jonctions en T parallèles.

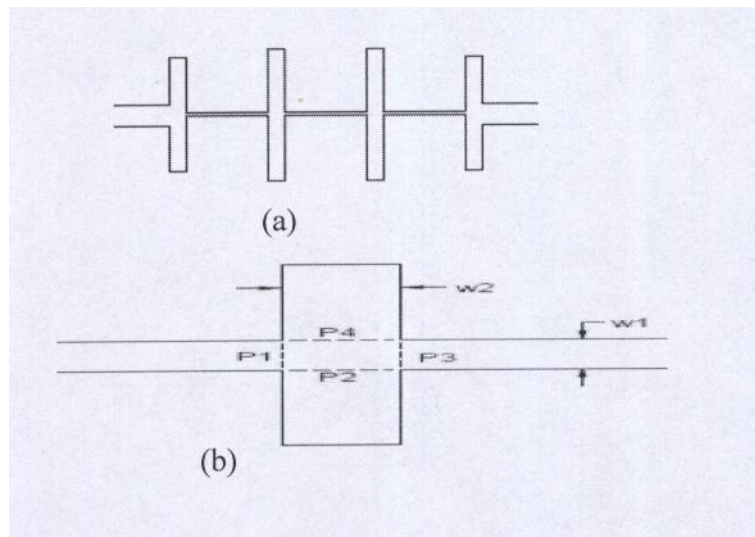


FIGURE 20 – (a) filtre Notch Micro ruban utilisant des jonctions en croix (b) Discontinuité jonction croix.

La Jonction Croix est souvent utilisée pour la réalisation des stubs de faibles impédances. Lorsque le stub d'impédance présente une largeur de ruban suffisante pour maintenir les modes de résonance transversale, l'une des solutions possibles est d'utiliser deux stubs en parallèle reliés de part et d'autre de la ligne principale. L'impédance de chaque stub équivalent est égale au double de l'impédance du stub simulé.

## 3.9 Les éléments (Composants) localisés micro ruban.

Les composants localisés ont l'avantage d'avoir de petites tailles, un faible coût et des caractéristiques large bande, mais ont un facteur de qualité  $Q$  et une puissance transmise inférieurs à ceux des éléments distribués. Pour bien fonctionner comme un élément localisés à des fréquences micro-ondes, la longueur des éléments équivalents des inducteurs et des condensateurs ne doit pas dépasser les  $12\%$  de la longueur d'onde  $\lambda$ , ou ils commenceront à perdre leur effet d'équivalence localisée. Certains auteurs recommandent la longueur doit être inférieure à  $\lambda/20$ . Les circuits Inducteurs et condensateurs localisés ne fonctionneront que pour une constante diélectrique particulière, une épaisseur du substrat, et une fréquence utilisés dans les calculs d'équivalence originaux. En raison des fuites des champ électromagnétique Micro ruban, le blindage RF doit être appliqué au moins cinq épaisseurs au-dessus du substrat de cuivre, ou une perturbation dans le domaine, avec des variations d'impédance peuvent se produire.

## 3.10 Les inducteurs Micro ruban.

La valeur de l'inductance d'un inducteur micro ruban est déterminée à partir de la longueur totale, du nombre de tours, de l'espacement et de la largeur de la ligne. Les pistes étroites sont plus inductive, mais ont moins de courant, il y a donc un compromis entre eux.

Les inducteurs des pistes spirales possèdent une grande inductance parce que les champs magnétiques de chaque tour de la spirale s'additionnent, et créent ainsi un champ plus large au milieu de la spirale et une inductance mutuelle entre tous les tours.

### 3.10.1 L'inducteur ligne haute impédance

C'est une section de ligne droite est la forme la plus simple d'induction, utilisé pour des valeurs d'inductances faibles (typiquement jusqu'à 3 nH), tandis que l'inducteur spirale (circulaire ou rectangulaire) peut fournir des valeurs d'inductance plus élevés, généralement jusqu'à 10 nH.

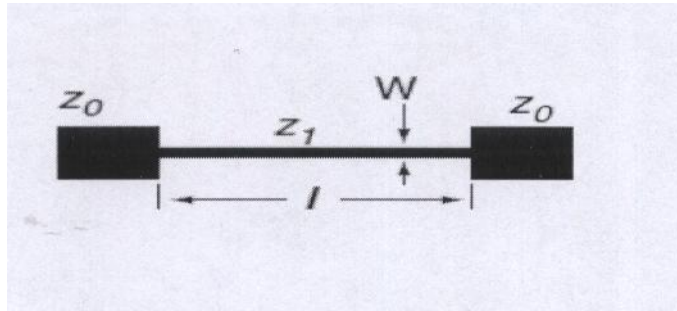


FIGURE 21 – l'inducteur : ligne haute impédance .

L'inductance d'un conducteur isolé (sans plan de masse), plat, ruban inductif est donné approximativement par :

$$L(nH/mm) = 0.2\{\ln[l/(W + t)] + 1.193 + 0.2235(W + t)/l\} \quad (9)$$

Où  $w$  est la largeur du ruban,  $t$  est l'épaisseur du métal, et  $l$  est la longueur de la ligne. L'inductance d'un inducteur ruban est réduite par la présence d'un plan de masse. L'inductance efficace d'un inducteur ruban utilisant un plan de masse est la suivante :

$$L_{eff} = \{0.570 - 0.145 \ln(W/h)\}.L \quad (10)$$

Où  $h$  est la hauteur du substrat.

### 3.10.2 L'inducteur ligne Méandre.

Ce type d'inducteur est utilisé pour réduire la surface occupée par l'élément. Dans l'inducteur Méandre, les conducteurs adjacents ont des flux de courants égaux et opposés, ce qui réduit l'inductance totale.

Les effets de couplage mutuel sont généralement faibles si l'espacement est supérieur à trois fois la largeur du ruban. La largeur du ruban est beaucoup plus petite que l'épaisseur du substrat. Les inducteurs ligne Meander ont l'avantage de la plus faible résistance des courants de Foucault, mais ils ont une inductance inférieure et une SRF (fréquence de résonance propre) inférieure par rapport à l'inducteur spiral.

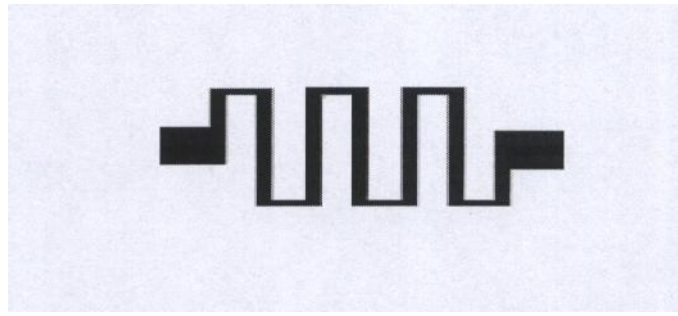


FIGURE 22 – L'inducteur : ligne Meander .

### 3.10.3 L'inducteur spiral

Cette catégorie d'inducteur possède plusieurs formes ( montrées dans la figure 23) qui sont utilisés dans le développement des micro rubans, comme l'inducteur du pont à air croisé circulaire (ou carré), spirale octogonale, spirale tour unique, etc ...

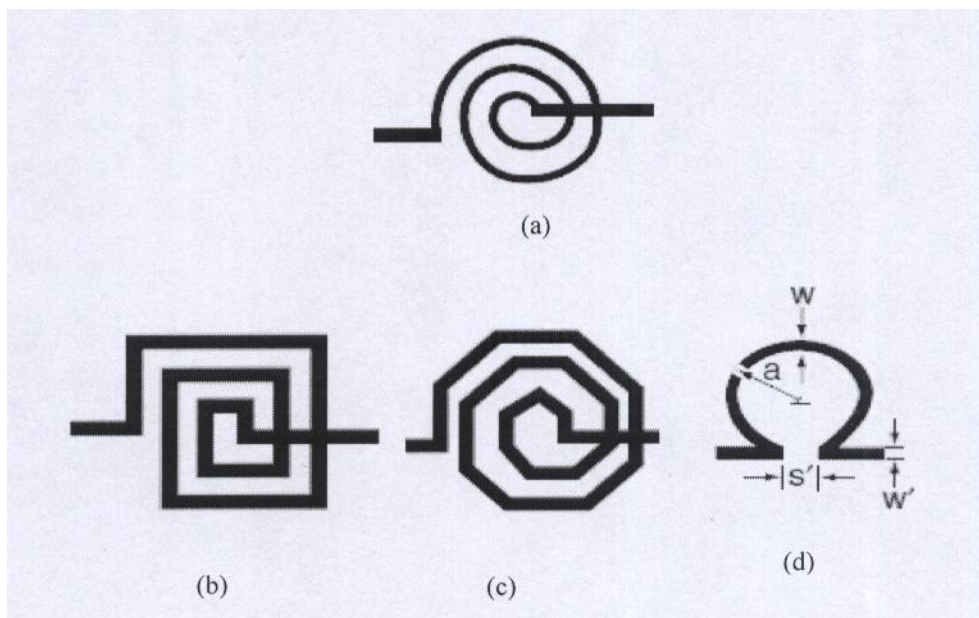


FIGURE 23 – Types d'inducteur spiral : (a) la spirale circulaire (b) la spirale carrée (c) la spirale octogonale (d) tour unique.

- Quelques caractéristiques et exigences pour les Inductances spirale micro ruban :
  - La résistance des inducteurs spirales dépend de la fréquence à cause de l'effet de peau
  - Le facteur  $Q$  d'un inducteur dépend directement de l'inductance.
  - Les deux principaux paramètres géométriques affectant  $Q$  sont le rapport de la largeur du conducteur à l'espacement et le diamètre extérieur de l'inducteur.
  - Le facteur  $Q$  augmente avec l'augmentation du diamètre extérieur.
  - Pour un minimum de pertes, le diamètre extérieur d'un d'inducteur spiral doit être environ cinq fois le diamètre intérieur. Ce rapport des diamètres optimise la valeur  $Q$ , mais pas la valeur de l'inductance maximale.
  - Le facteur  $Q$  augmente comme la racine carrée de la fréquence en raison de l'effet de peau
  - L'effet des courants de Foucault peut être minimisé en rendant la largeur des lignes

des spires intérieures de l'inducteur plus étroite que les spires extérieures. Dans cette structure, l'amélioration de la valeur de  $Q$  est plus prononcée dans les hautes que les basses fréquences, à cause de l'effet des courants de Foucault qui est plus grave dans les hautes fréquences.

- Le  $Q$  d'un inducteur peut être encore améliorée en réduisant la résistance du conducteur en utilisant un métal de cuivre épais.
- Les inducteurs en spirales circulaires ont un  $Q$  supérieur par rapport à celui des inducteurs rectangulaires, mais ils ont aussi une faible inductance pour une superficie équivalente.
- les capacités parasites peuvent forcer l'inductance spirale à obtenir une fréquence d'auto-résonance SRF. La capacité parasite de base est celle qui est créée par l'accouplement entre les spires de l'inducteur. Quand un plan de masse est sous l'inductance spirale, nous avons une capacité parasite supplémentaire entre la spirale et la masse.
- L'introduction d'un vide (air) important entre les inducteurs spirale et le substrat peut réduire l'effet du substrat sur la SRF et le facteur  $Q$ .
- La fréquence de résonance propre SRF doit être au moins deux fois la fréquence maximale de fonctionnement pour que l'inductance ait une valeur constante.
- Pour réaliser des inductances hautes qualité, un métal épais avec une conductivité plus élevée (Par exemple, le cuivre ou l'or) peuvent être utilisé pour surmonter les pertes de la résistance série.
- Le cas idéal de l'inducteur est en espace libre, sans plan de masse. Il faut prendre en compte l'effet du plan de masse, qui tend à diminuer la valeur de l'inductance temps qu'il est de plus en plus proche de la spirale.
- L'inductance spirale doit avoir la ligne la plus large possible, tout en conservant un petit diamètre. Cela implique que l'espacement entre les spires doit être aussi faible que possible.
- L'inductance d'un l'inducteur spirale tour unique est plus faible (en raison de l'effet de proximité) que l'inductance d'une ligne de section droite avec la même longueur et la même largeur

### 3.11 Les condensateurs Micro ruban.

Les condensateurs sont des éléments localisés de circuit qui stockent de l'énergie grâce aux champs électriques.

#### 3.11.1 Le condensateur Gap

Le condensateur gap peut être décrit comme étant deux lignes micro ruban à extrémités ouvertes couplées. Jusqu'à environ 20 GHz, la dépendance en fréquence des capacités équivalentes est négligeable.

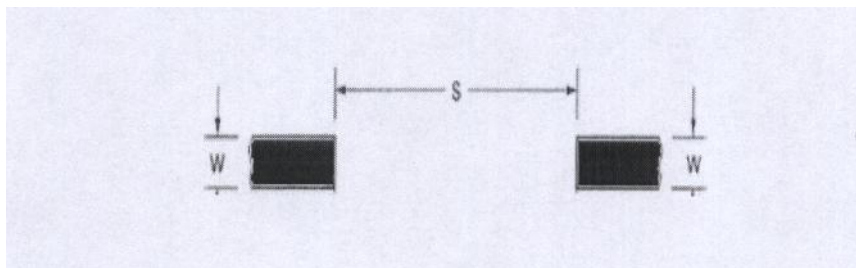


FIGURE 24 – Le condensateur gap .

. Le gap série interrompt le ruban conducteur de la ligne micro ruban, et la puissance DC ne peut pas être transmise. Le transfert de puissance RF est réalisé par couplage du champ électrique. Un condensateur à Gap peut fournir une série de capacité de 0,05 pF à 0,5 pF.

### 3.11.2 Le condensateur interdigital.

Ce type de condensateur repose sur la capacité de fuite entre les bordures communes des doigts métalliques qui sont séparés par de très petits espacements en fonction du gap minimum autorisé par la fonderie.

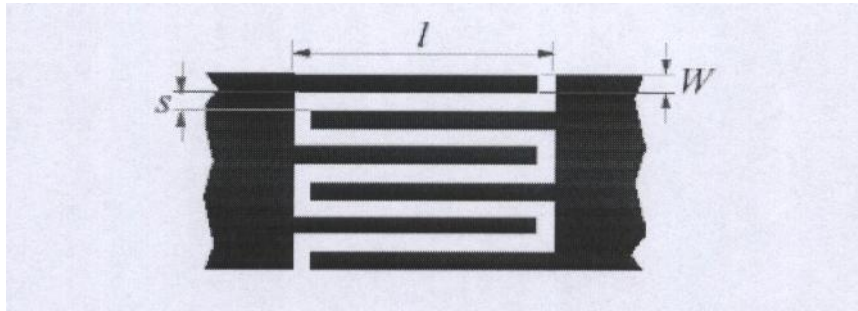


FIGURE 25 – Condensateur interdigital MIM .

Le condensateur interdigital repose sur la capacité de ruban à ruban des doigts conducteurs parallèles sur un substrat et il est adapté pour des applications où des petites valeurs de capacité (moins de 1 pF) sont exigées. La largeur d'un doigt  $W$  doit être égale à l'espace  $S$  pour atteindre la densité maximale de la capacité, l'épaisseur  $h$  du substrat doit être beaucoup plus grande que la largeur d'un doigt. La capacité des champs de fuite est assez faible, et les condensateurs sont en mesure d'atteindre des valeurs de capacités petites, jusqu'à 1pF.

La taille du condensateur interdigital peut être réduite en réduisant les dimensions de la structure ou à l'aide d'un substrat d'une grande valeur de la constante diélectrique. L'augmentation de la constante diélectrique du milieu 100 fois réduira les dimensions du composant par un facteur de 10.

Le facteur  $Q$  du Condensateur interdigital peut être amélioré en utilisant des conducteurs de haute conductivité et des matériaux diélectriques aux tangentes des pertes faibles. Autre techniques pour l'amélioration du facteur  $Q$  comprennent le substrat suspendu, la structure multicouche, et le micro-usinage.

En choisissant les bonnes valeurs pour l'épaisseur du substrat et l'espacement d'air entre le substrat et le plan de masse, on peut réduire les pertes de capacité par un facteur de  $25^0/0$  à  $50^0/0$ .

L'approche micro-usinage permet de réduire la capacité parasite d'un facteur  $\epsilon_r$  et se traduit par de meilleurs circuits aux ondes millimétriques. Les parasites associés aux condensateurs interdigitaux peuvent être ignorées dans la mesure où le produit capacité par fréquence soit inférieure à  $2.10^{-3}$ .

### 3.11.3 Les condensateurs plaques parallèles Fondamentaux

Ces condensateurs sont constitués d'une paire de surfaces métalliques planaires parallèles séparées par un diélectrique et sont disponibles sous formes de puces comme des composants discrets.

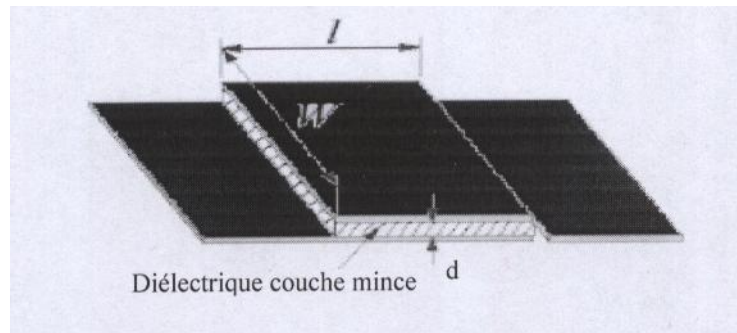


FIGURE 26 – Condensateurs plaques parallèles micro ruban .

Le condensateur Métal Isolant Métal (MIM) , construit à l'aide d'une couche mince d'un diélectrique à faible perte (typiquement  $0,5\text{-}\mu\text{m}$  d'épaisseur) entre deux plaques de métal, est utilisé pour obtenir des valeurs plus élevées, par exemple, des dizaines de pF dans de petites zones. Les plaques métalliques doivent être plus épaisses que trois fois la profondeur de peau afin de minimiser les pertes conductrices. La plaque supérieure est généralement reliée à un autre circuit en utilisant un pont aérien qui prévoit des tensions de claquage élevées.

La capacité MIM est donnée par l'expression classique de l'électrostatique :

$$C = \frac{0.0885\varepsilon_r Wl}{h} (\text{pF}) \quad (11)$$

Où  $\varepsilon_r$  est la constante diélectrique, W, l, h et sont des dimensions en centimètres. Lorsque la valeur du condensateur MIM est faible, de l'ordre de 0,2 pF, la valeur de mesure de la capacité est toujours plus grande que la valeur calculée par le concepteur sur la base de la capacité par unité de surface. Ceci est dû au fait que l'épaisseur du diélectrique le long de la périphérie est plus mince que dans d'autres endroits et cet effet est plus prononcé pour des petites zones du condensateur.

### 3.12 La conception des résistors.

Les résistors plans peuvent être réalisés soit par la déposition de couches minces sur un métal avec pertes sur une base diélectrique, soit par l'utilisation des couches semi conductrices sur substrat semi isolant. Le nichrome et le nidride de tantalium sont les plus populaires matériaux utilisés pour les résistors en couches minces (épaisseur  $0.05\text{-}2\mu\text{m}$  ) . Les résistors à base de couches semi conductrices (AsGa ou Si) peuvent être fabriqués par la formation d'une zone isolée de couche conductrice (d'épaisseur  $0.05\text{-}0.5\mu\text{m}$ ). Cette technique est illustrée dans les figures 27 par analogie à une ligne de transmission courte (avec l'inductance L et la conductance G négligées).on peut facilement montrer que :

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + j\omega.C.R/3} \quad (12)$$

avec

$$R = R_s \frac{l}{W} \quad (13)$$

d'autre part :

$$R = \rho_s \frac{l}{dW} \quad (14)$$

Dans les relations 13 et 14,  $R_s$  représente la résistance de surface en  $\Omega/\text{carr}$  et  $\rho_s$  est la résistivité spécifique (en  $\Omega\text{-m}$ ) du film du résistor. L'épaisseur d, la largeur W et la longueur

l de la couche sont mesurées en mètres. La capacité peut être déterminée des considérations de la ligne micro ruban. Quand l'épaisseur des couches  $d \geq 1 \mu\text{m}$  on utilise la formule contenant  $R_s$ . Alors que pour les couches très minces on utilise la formule contenant  $\rho_s$ .

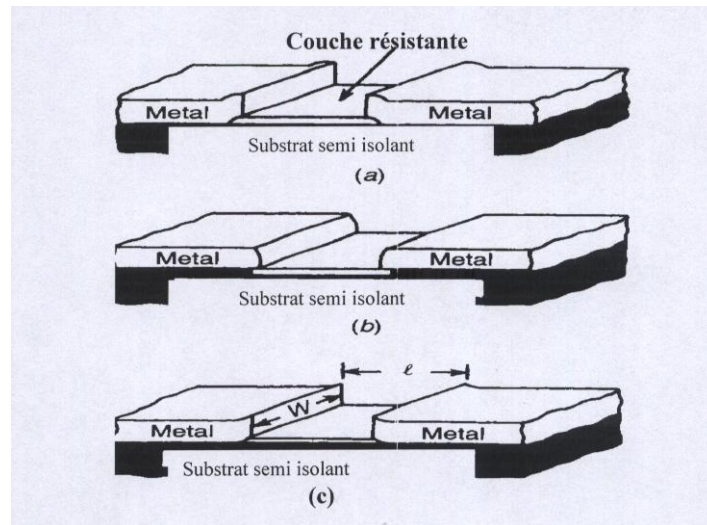


FIGURE 27 – Les résistances planaires (a) couche mince (b) mesa (c) implantée.

Les caractéristiques de la couche du résistor sont :

- Une valeur stable de la résistance, qui ne doit pas changer avec le temps.
- Un faible coefficient de résistance.
- Une capacité de dissipation.
- Résistivités de surface dans l'intervalle  $10\text{-}1000 \Omega/\text{carr}$  pour minimiser les parasites.
- Une longueur de résistance inférieure à  $0.1\lambda$  pour ignorer les effets des lignes de transmission.

Un problème commun à tous les résistors plans est la capacité parasite attribuée à la région diélectrique sous-adjacente et l'inductance distribuée, ce qui rend la résistance exposer une dépendance à la fréquence pour les hautes fréquence. Si le substrat possède un plan de masse, on peut déterminer la dépendance à la fréquence en traitant la résistance comme une ligne micro ruban avec de grandes pertes. La figure 28 montre comment le rapport d'onde stationnaire VSWR (voltage standing wave ratio) augmente aux faibles valeurs de  $\rho_s$  causée par la longueur de la résistance qui devient plus grande, ce qui est montré aussi pour la résistance thermique. Il devient clair qu'un compromis entre le VSWR et la résistance thermique est nécessaire.

Les matériaux des résistors couche mince sont constitués de métaux comme GeAu, Ta, Ti, Cr, et NiCr ou d'une composition de métaux comme TiWN, TaN et  $Ta_2N$ . Les résistors couche mince sont typiquement d'épaisseur  $0.1\text{-}0.4 \mu\text{m}$  et leur capacité de transport du courant est limitée. La densité du courant maximale permise pour des exigences de la migration électronique dans les couches minces est de l'ordre de  $30 \cdot 10^5 \text{ A/cm}^2$ . Donc la densité de courant par unité de largeur pour de tels résistors est de l'ordre de  $0.3\text{-}1.2 \text{ mA} / \mu\text{m}$ .

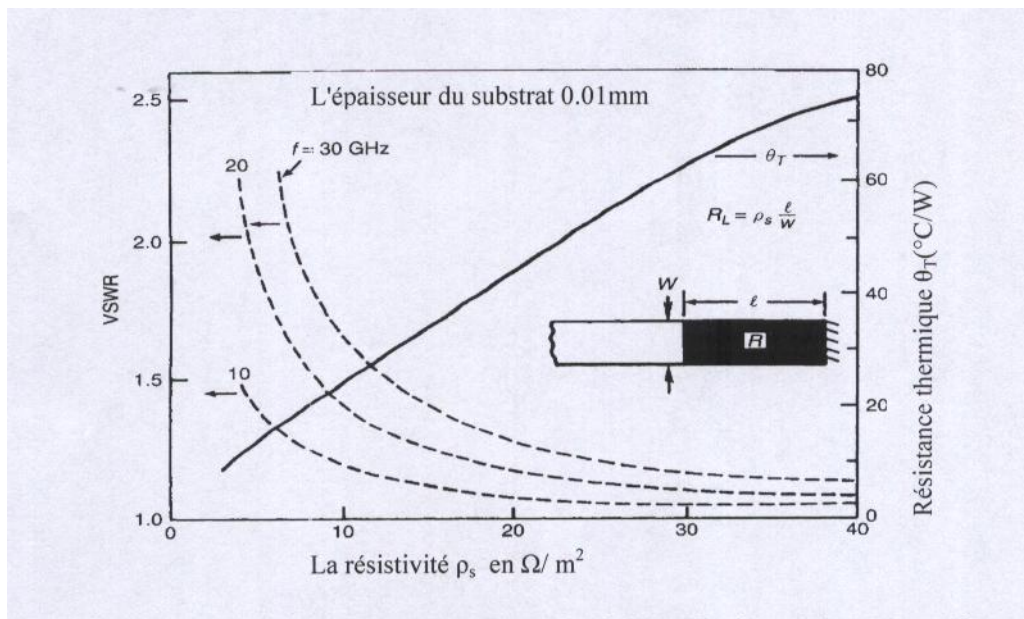


FIGURE 28 – La résistance thermique et le VSWR d'un résistor planaire en fonction de la résistivité et de la fréquence.

### 3.13 Les résonateurs micro ruban

Un résonateur micro ruban est une structure qui est capable de contenir au moins un champ électromagnétique oscillant. Ils peuvent être classés comme des résonateurs à éléments localisés ou quasi- localisés, et des résonateurs en ligne distribué ou résonateurs patch.

#### 3.13.1 Résonateurs à éléments localisés ou quasi- localisés

Ce type de résonateur, qui est formé par des inducteurs et des condensateurs localisés ou quasi-localisés, résonnera à :

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (15)$$

Ils peuvent résonner à des fréquences plus élevées, autours desquelles leurs tailles ne resteront pas assez petites que la longueur d'onde, et par définition, ne seront plus des éléments localisés ou quasi- localisés .

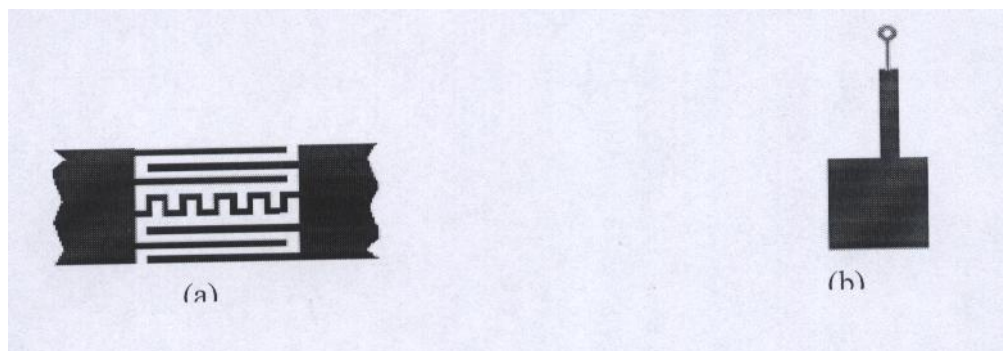


FIGURE 29 – (a) résonateurs à éléments localisés T (b) résonateurs à éléments quasi- localisés.

### 3.13.2 Les Résonateurs à ligne Distribuée

La ligne distribuée peut être qualifiée comme un résonateur quart de la longueur d'onde, car ils ont  $\lambda_{g0}/4$  de long, où  $\lambda_{g0}$  est la longueur d'onde guidée à la fréquence de résonance fondamentale  $f_0$ . Ils peuvent également résonner à des fréquences hautes.

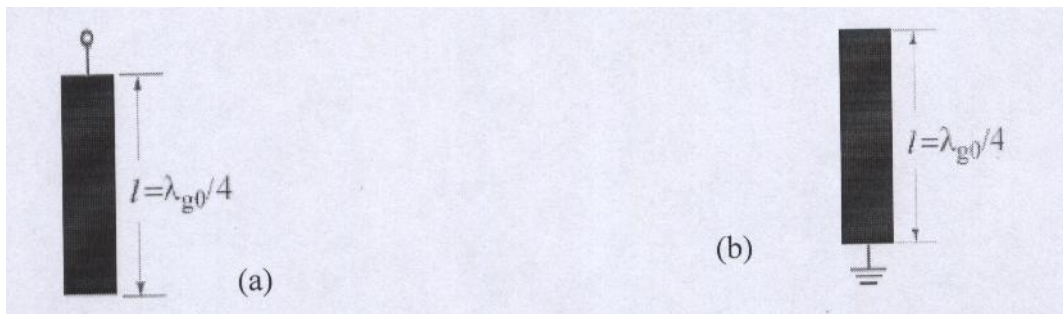


FIGURE 30 – (a) le résonateur ligne  $\lambda_{g0}/4$  (résonance shunt- série) (b) le résonateur ligne  $\lambda_{g0}/4$  (résonance shunt- parallèle).

#### - Le résonateur stub $\lambda_{g0}/4$

Le stub  $\lambda_{g0}/4$  court-circuité fonctionne comme un circuit LC parallèle, et le stub en circuit ouvert comme un résonateur série LC.

#### - Le résonateur stub $\lambda_{g0}/2$

Un autre type de résonateur ligne Distribuée est le résonateur demi-longueur d'onde, utilisé dans la mise en œuvre des filtres micro ruban. Ce résonateur est long de  $\lambda_{g0}/2$  à sa fréquence de résonance fondamentale, et peut également résonner à :  $f \simeq n.f_0$  pour  $n = 2, 3, \dots$

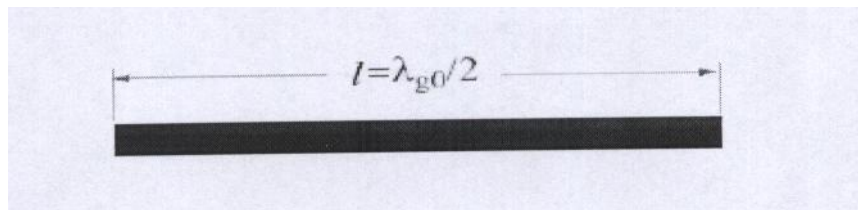


FIGURE 31 – (a) le résonateur ligne demi longueur d'onde  $\lambda_{g0}/2$ .

La principale difficulté avec l'utilisation de résonateurs en ligne Distribuée est causée par les effets des extrémités ( ends ). Alors que les dissipations dues au diélectrique et au conducteur micro ruban peuvent être exprimées comme des pertes par unité de longueur, les pertes par rayonnement ne peuvent être exprimées qu'avec une longueur déterminée de la ligne. Les facteurs de qualité  $Q$  des résonateurs  $\lambda_{g0}/2$ , qui comprennent les pertes par rayonnement, fournit un guide pour les pertes qui se produisent dans les Micro ruban Une certaine légère augmentation du facteur de qualité est obtenue en utilisant des substrats avec des petites constantes diélectrique  $\epsilon_r$ .

### 3.13.3 Les résonateurs anneau.

Le résonateur en anneau est un autre type de résonateur de ligne distribuée, où  $r$  est le rayon médian de l'anneau. L'anneau résonne à sa fréquence fondamentale  $f_0$  lorsque sa circonférence médiane est :  $2\pi r\lambda_{g0}$ . Les modes de résonance plus élevés se produisent à :  $f \simeq n.f_0$  pour  $n = 2, 3, \dots$ . Le résonateur Anneau Micro ruban est une ligne de transmission simple dans laquelle le résonateur est excité à certaines fréquences. En fonction de la longueur électrique de la résonance un motif d'onde stationnaire se forme autour de la trajectoire circulaire du résonateur. La tension maximale de l'onde stationnaire se produit au point d'excitation. Les fréquences de résonance correspondent à un état où le périmètre de l'anneau est un multiple entier de la longueur d'onde guidée.

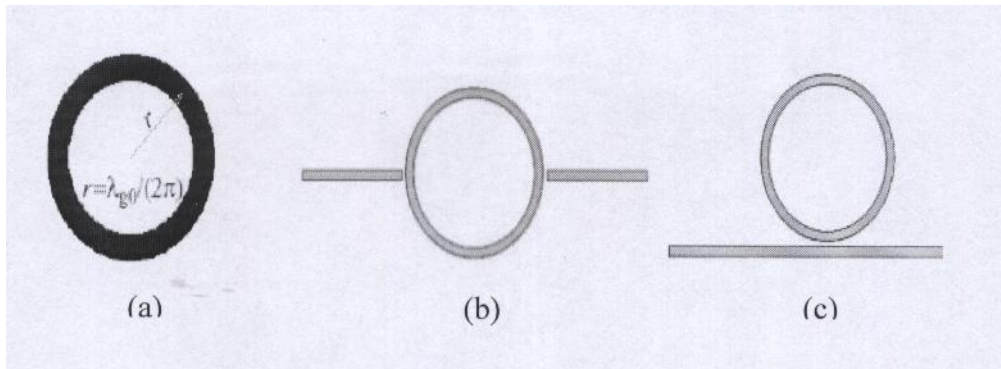


FIGURE 32 – Résonateurs (a) Résonateur en anneau (b) Extrémités couplées (c) Bord couplé

L'écart de couplage est une partie importante du résonateur en anneau. Il s'agit de la séparation des lignes d'alimentation de l'anneau qui permet à la structure de supporter seulement des fréquences sélectives. La taille du gap de couplage affecte également les performances du résonateur. Si un très petit espace est utilisé, les pertes seront plus basses, mais les champs de la structure résonante seront également les plus affectés. Un gap plus large implique moins de perturbation des champs, mais des pertes plus importantes. Plus le pourcentage qu'occupe la région de couplage par rapport à la circonférence de l'anneau est large, plus l'effet sur les performances de l'anneau est grand.

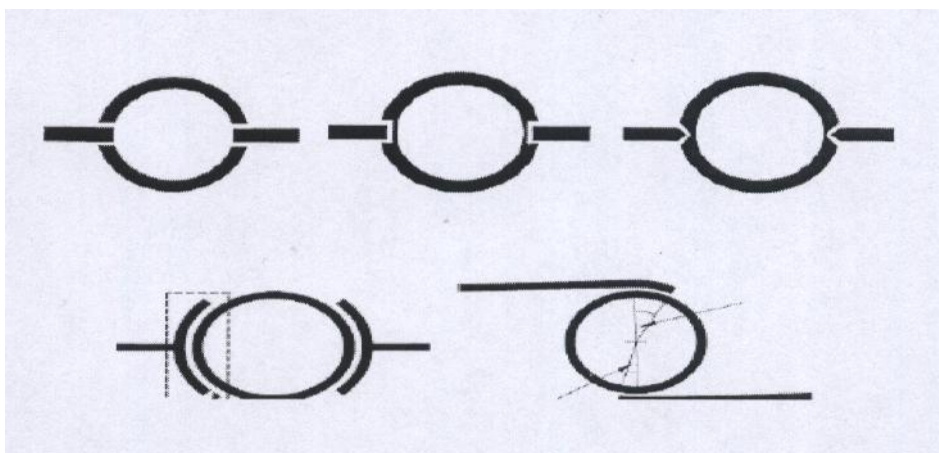


FIGURE 33 – Les meilleures techniques de couplage des résonateurs en anneau .

Aux fréquences de résonance, il existe une tension maximale à  $\pi d/2$  loin du point d'ex-

citation. En plaçant une ligne de transmission à ce point de tension maximale, le champ dans le résonateur peut être sondé pour détecter les fréquences de résonance. La puissance dissipée dans le résonateur en anneau comprend les pertes diélectriques, les pertes dans le conducteur, et les pertes par rayonnement. La structure de l'extrémité couplée fournit une bande passante lorsque l'anneau est un multiple de la longueurs d'onde, quand à la technique du bord couplé on peut voir sur le coefficient de réflexion (S11) de la ligne de transmission couplée une bande passante chaque fois que l'anneau est un nombre entier de la longueurs d'onde. Le circuit dans ce cas, se comporte comme un filtre coupe bande, parfois appelé un filtre spur. L'influence de la courbure de résonateurs en anneau devient importante si on utilise des substrats dont les matériaux ont des permittivités relatives faibles et des lignes avec des impédances faibles. Dans ces conditions, les largeurs des lignes deviennent grandes et le rayon moyen ne sera pas bien défini. Si on utilise de petits anneaux, les effets deviennent encore plus dramatiques à cause de la courbure accrue.

#### 3.13.4 Les résonateurs Patch.

Ces résonateurs présentent un intérêt pour la conception de filtres micro ruban, afin d'augmenter la capacité de transmettre de la puissance, et aussi en raison de leurs faibles pertes conductrices par rapport aux résonateurs ligne micro ruban étroite. Les résonateurs patch ont tendance à avoir une forte radiation, alors ils sont normalement enfermés dans des boîtiers métalliques pour les applications de filtrage de sorte que les pertes de rayonnement peuvent être minimisées. Selon les applications, les patches peuvent prendre différentes formes, Circulaire ou triangulaire.

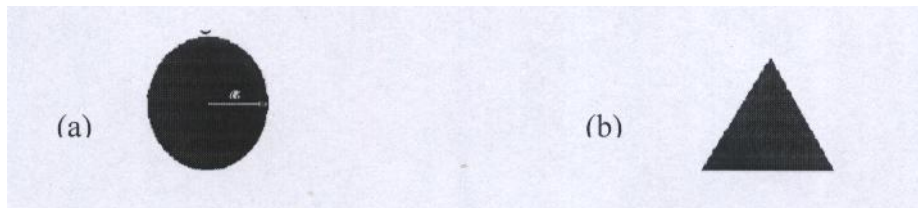


FIGURE 34 – (a) Résonateur Patch circulaire (b) Résonateur Patch triangulaire.

### 3.14 Conclusion

Ce chapitre présente l'état de l'art des circuits passifs intégrés par des définitions simples des éléments et composants passifs, parties intégrantes des circuits intégrés, nous avons passé en revue les meilleures références disponibles dans la littérature qui ont traité les CI passifs. On a commencé par étudier les différentes lignes de transmission planaires (principalement les lignes : ruban, micro ruban, coplanaires, guides d'ondes) et ensuite présenter les éléments localisés (inductance, capacité et résistance...), par le biais de définitions simples et des formules et équations (empiriques dans la majorité), nous avons présenté les différentes caractéristiques et les différentes méthodes de conceptions ainsi que les principaux paramètres influant dans la conception pour chaque élément.

4 Chapitre II Modélisation EM des circuits passifs intégrés .

Chapitre II :  
Modélisation EM des circuits passifs  
intégrés .

## 4.1 Introduction

Durant la conception d'un circuit MMIC réalisant une fonction donnée, le concepteur doit prendre une idée générale sur la topologie du circuit demandé et prédire avec précision ses performances quand celui ci est implémenté sous forme MMIC. Cela peut être achevé en utilisant les outils de la conception assistée par ordinateur CAO comme Agilent ADS, Ansoft Designer, AWR Microwave Office et Cadence Virtuosos pour simuler les caractéristiques RF et micro ondes. Ces outils permettent au concepteur de connecter ensemble les modèles élémentaires des composants individuels dans la conception du circuit globale et simuler les performance du circuit MMIC dans le domaine fréquentiel ou temporel.

La conception du produit MMIC de grande rentabilité exige une bonne caractérisation et une précise modélisation des composants MMIC implémentés dans ces simulateurs commerciaux. Il s'agit d'une activité de longue haleine et coûteuse, et qui représente un investissement important dans la fonderie ; Bien que ces modèles de composants sont généralement cachés derrière leurs symboles schématiques, comprendre comment la fonderie a pu produire ces modèles aide les concepteurs à comprendre leurs limites et les utiliser avec précaution. L'évolution sans cesse croissante de l'industrie électronique laisse les bibliothèques des modèles toujours incomplètes et imparfaites.

La Simulation micro-ondes des performances d'un circuit MMIC prend les modèles électriques ou les fichiers de données des paramètres S des éléments individuels et calcule l'ensemble des caractéristiques. Cela peut être effectuée sur des dispositifs linéaires ou non linéaires et dérive des paramètres tels que l'adaptation d'impédance en entrée et en sortie, les pertes du signal ou le gain dans les domaines fréquentiel et temporel L'interaction des composants très proches sur la puce peut également être simulée à l'aide des Outils de simulation 3D de la CAO.

Le but de ce chapitre est d'examiner quelques concepts et outils de caractérisation et de modélisation des éléments des circuits intégrés .

## 4.2 Étapes générales pour la construction de modèle de circuit pour des structures passives.

Tout modèle comporte une description du composant planaire suivi de la structure passive de son environnement. Chaque modèle est construit par étape, en comparant le plus grand nombre possible des résultats de simulation avec les observations faites pendant les mesures.

### 4.2.1 L'objet et son modèle

Le modèle n'est qu'une représentation qui décrit le fonctionnement de l'objet sans pouvoir l'expliquer. La confusion entre l'objet et son modèle se produit lorsque les lois utilisées pour établir le modèle sont oubliées. L'illustration en est donnée par l'exemple concret suivant de la notion d'impédance appliquée à un guide d'onde :

Prenons le cas de deux guides d'ondes coaxiaux cylindriques, utilisés dans leur bande mono-mode TEM, et reliés entre eux. Définir et calculer l'impédance de chaque section ne pose aucun problème. Elle est déterminée directement par le logarithme des rapports des diamètres des conducteurs extérieurs et intérieurs. Les deux guides peuvent être ainsi de diamètres différents et avoir la même impédance. Dans ce cas de figure il se produira comme même une réflexion à l'interface, car les deux guides sont physiquement différents. Cependant, représenter les différentes sections des deux guides par des lignes de propagation d'impédance caractéristiques données par le rapport des diamètres, rend impossible le calcul du coefficient de réflexion au niveau de la jonction : la réunion des deux tronçons de guide apparaît comme une ligne de propagation parfaitement homogène. Il faut étudier les cartes des champs pour calculer les coefficients de réflexion, puis inclure dans le modèle de type "circuit" un élément réactif équivalent à la discontinuité. Dans sa plage de validité ce modèle, amélioré, se comportera comme l'objet lui-même, et la réflexion à l'interface des deux guides sera bien visible. Cependant derrière l'élément réactif ajouté se cachent des phénomènes de stockage d'énergie produits par la présence des modes évanescents au niveau de la jonction des deux sections de guides. Ces modes sont réduits, dans le modèle de circuit, aux effets produits sur la propagation des ondes. Le modèle ne contient plus l'information sur l'origine physique de ces effets .il est donc incapable de les expliquer

### 4.2.2 Recours aux simulateurs EM tridimensionnels

L'utilisation des simulateurs électromagnétiques tridimensionnels permet dans de nombreux cas d'obtenir une bonne description des discontinuités. Toutefois le problème de fond demeure : un simulateur fait référence directement aux équations de base de l'électromagnétisme, écrites sous leur forme intégrales ou différentielle, mais il les résout d'une façon approchée sur un objet constitué seulement d'un ensemble d'échantillons de la structure étudiée . Malgré ses limitations, la simulation a son utilité, car la résolution directe et rigoureuse des équations de Maxwell n'est possible que dans certains cas très restreints.

### 4.2.3 L'échantillonnage et la convergence

Avant de commencer une simulation, il faut d'abord représenter la structure, tâche qui se réduit dans nombreux cas à un échantillonnage, appelé aussi maillage. C'est une étape très délicate. En effet le maillage doit être en relation avec la longueur d'onde et la taille de l'objet simulé. Il doit être en rapport avec la nature du problème traité .en pratique il est nécessaire d'avoir une idée sur les courants et les champs présents dans la structure pour échantillonner efficacement. Une certaine connaissance a priori est nécessaire. Les simulations s'effectuent par itérations successives jusqu'à ce que les résultats renvoyés par le programme

soient considérés par l'utilisateur comme satisfaisants. Le critère est alors choisi en fonction de la précision désirée. C'est à ce point précis qu'on peut oublier que le simulateur ne travaille pas sur l'objet réel, mais sur un ensemble d'échantillons provenant de cet objet, et qu'il utilise une méthode spécifique de résolution des équations de Maxwell; la convergence des calculs ne permet absolument pas d'affirmer que les résultats obtenus sont justes avec une certaines précisions.

#### 4.2.4 La précision des résultats d'une simulation

Tout comme on étalonne un instrument de mesure, il est nécessaire d'étalonner le simulateur électromagnétique, on prenant soin d'utiliser des exemples s'approchant le plus possible des structure que l'on désire étudiées. On peut donc considérer que le simulateur est un banc de mesure virtuel qui nécessite un apprentissage, plus au moins long selon la nature des mesures à effectuer et selon la précision et l'exactitude souhaitées. On doit effectuer un long travail d'étalonnage des simulateurs en utilisant des résultats théoriques et ou expérimentaux connus. Beaucoup de travail reste à faire dans ce domaine en effet les simulateurs doivent comporter un guide précis pour chaque cas de figure type, avec l'établissement de procédures étalonnées, vérifiées et surtout normalisées. Sans quoi, il est très difficile de parler de précision et encore moins d'exactitude.

### 4.3 Les paramètres S . .

Le concept de paramètres de diffusion, ou de paramètres S, a été d'abord discuté par K.Kurokawa [59] pour donner une compréhension plus claire et plus simple des relations de puissance entre les éléments d'un circuit reliés par un réseau multi ports. En d'autres termes, les paramètres S donnent un sens plus physique à la manière dont un signal incident est dispersé sur un circuit, plus précisément ils donnent la quantité de la puissance du signal qui est réfléchi et la quantité qui est transmise à partir des autres ports du circuit.[7],[19],[25], [31], [32],[54]

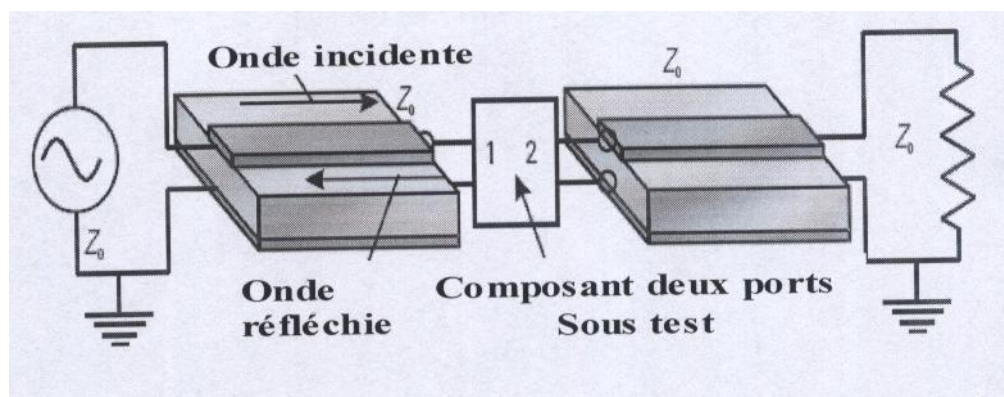


FIGURE 35 – Un signal appliqué à un composant deux ports intégrés dans une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$ .

La représentation des paramètres S d'un circuit arbitraire est appelée matrice de diffusion, et les paramètres de diffusion peuvent être compris en considérant les signaux incidents, réfléchis et transmis comme des ondes en propagation. La figure 38 présente un signal appliqué à un dispositif à deux ports incorporé dans des lignes de transmission ayant une impédance caractéristique  $Z_0$ , deux ondes l'une incidente et l'autre réfléchi sont présentées à l'entrée de la ligne de transmission. Les propriétés de réflexion généralisées de ce dispositif à deux

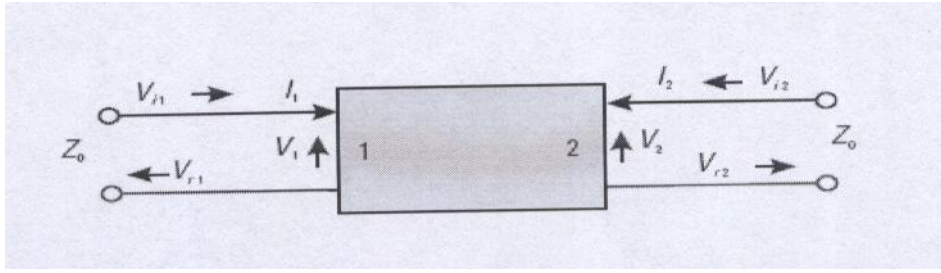


FIGURE 36 – Généralisation des propriétés de réflexion d'un composant deux ports intégrés dans une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$ .

ports sont donnés dans la figure 36, où  $V_{i1}$  est l'onde de tension incidente au  $port_1$ ,  $V_{r1}$  est l'onde de tension réfléchi sur  $port_1$ ,  $V_{i2}$  est l'onde de tension incidente au  $port_2$ , et  $V_{r2}$  est l'onde de tension réfléchi sur le  $port_2$ . La puissance incidente sur le  $port_1$ , donnée dans la relation (16), peut être utilisée pour définir une nouvelle variable  $a_1$ ; de même, la puissance réfléchi à partir du  $port_1$ , donnée dans la relation (17), peut définir une variable  $b_1$ . De la même manière, les variables  $a_2$  et  $b_2$  peuvent être définies pour le  $port_2$ . Si on réorganise ceux-ci pour le  $port_1$  on peut trouver la tension totale et le courant total au  $port_1$ , comme indiqué dans la relation (18) et la relation (19).

$$P_{incidente}(1) = \frac{|V_{i1}|^2}{Z_0} = |a_1|^2 \quad (16)$$

$$P_{reflchie}(1) = \frac{|V_{r1}|^2}{Z_0} = |b_1|^2 \quad (17)$$

$$V_1 = \sqrt{Z_0}(a_1 + b_1) \quad (18)$$

$$I_1 = \frac{a_1 - b_1}{\sqrt{Z_0}} \quad (19)$$

Après réorganisation des équations au  $port_2$  et la résolution pour  $a_1$  et  $a_2$  comme variables indépendantes et  $b_1$  et  $b_2$  comme variables dépendantes, on peut trouver la solution de la matrice de dispersion pour un circuit à deux ports, comme indiqué dans la relation (20). Chaque élément de dispersion  $S_{ij}$  est une quantité complexe relative à la fois à l'amplitude et à la phase des tensions des signaux d'entrée et de sortie.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{21} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Cette solution, basée sur les ondes diffusées à partir d'un circuit quelconque, est une solution générale qui s'applique à un réseau avec n'importe quel nombre de ports, et la matrice [S] est dénommé matrice de diffusion (S) pour le réseau.

$$[b] = [S][a] \quad (21)$$

Chaque élément de la matrice de diffusion a un sens physique clair. L'élément  $S_{ij}$  donne l'amplitude et la phase de la tension du signal de sortie du port  $i$  par rapport à la tension du signal d'entrée au port  $j$ . De même,  $S_{ii}$  est la tension du signal de sortie à partir du port  $i$  par rapport à l'entrée de signal au port  $i$ , en d'autres termes, la quantité du signal réfléchi par le port  $i$ , montre comment le port est bien adapté à  $Z_0$ . Par conséquent, pour un réseau qui est parfaitement adapté à  $Z_0$ , au port  $j$ , le paramètre  $S_{ij}$  est égal à 0. De même si on généralise

$S_{ii}$  représente l'adaptation au port  $i$ ,  $S_{ij}$  représente les gains ou les pertes en tension à partir du port  $j$  au port  $i$ , et  $S_{ji}$  représente les gains ou les pertes en tension entre le port  $i$  et le port  $j$ . Notez que pour un réseau passif (pas d'éléments donnant un gain de tension), tous les  $S_{ij}$  auront une magnitude inférieure à l'unité. Pour en revenir à l'exemple d'un dispositif à deux ports comme un amplificateur dans un système de 50 ohms,  $S_{21}$  est le signal émis / incident connu sous le nom du gain en tension,  $S_{11}$  est le signal réfléchi / incident à l'entrée (c.-à-d adaptation à l'entrée),  $S_{22}$  est le signal réfléchi / l'incident à la sortie (c.-à-d adaptation à la sortie), et  $S_{12}$  est le signal transmis à partir du signal d'entrée / incidente à la sortie, appelée l'isolement inverse, comme le montre la figure 37. Notez que  $S_{21}$  est le gain en tension et que le gain en puissance est  $|S_{21}|^2$ . Les paramètres S sont relativement faciles à mesurer, la seule simple exigence est de mettre toutes les ondes nulles, sauf pour le port d'intérêt et que tous les ports sont terminés par une impédance caractéristique  $Z_0$ .

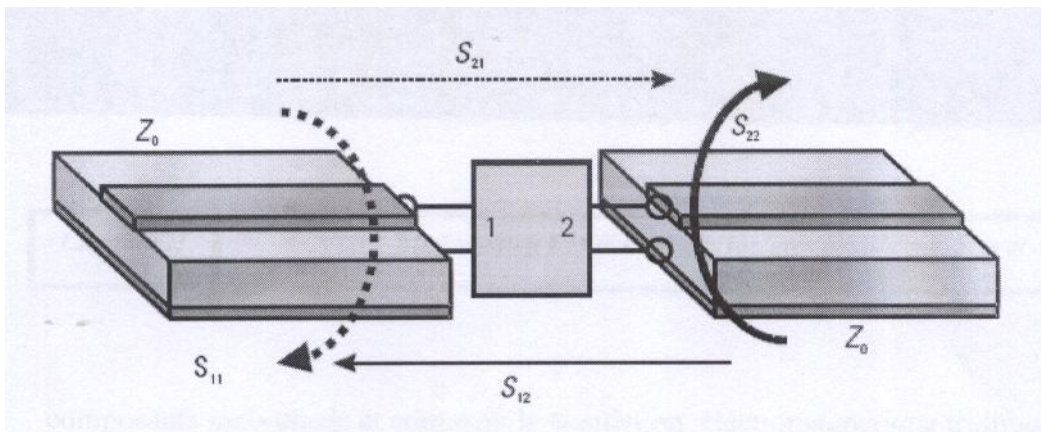


FIGURE 37 – Les paramètres S pour un composant deux ports

Les données des paramètre S sont groupées dans des fichiers sous des formats appropriés où il est courant de représenter les composants MMIC individuels par leurs paramètres S parce que les paramètres S de multiples composants peuvent être mis en cascade pour prédire le rendement de la puce dans son ensemble. La principale limitation de la représentation des paramètre S est qu'ils ignorent les interactions avec les autres composants qui ne sont pas dans les ports définis ; par exemple, deux inductances étroitement espacées seront couplées par leurs champs magnétiques, mais la représentation des paramètres S des deux ports des inductances individuelles ne tiendra pas compte de cela. En d'autres termes, la représentation des paramètres S d'un élément de composant assume un espacement infini par rapport aux autres composants, sauf au niveau des ports où est défini l'élément du composant. Une autre limitation du fichier de données des paramètres S, c'est qu'ils sont valides seulement sur toute la plage de fréquence où sont définies les données réelles, et pour les points de fréquence définies en dehors de cette plage, le simulateur a tendance à extrapoler les points des deux dernières données, ce qui n'est pas souvent valable, car c'est là où les données sont les plus bruyantes.

## 4.4 Développement des Modèles.

### 4.4.1 Les Modèles électriques .

Les Modèles électriques des composants individuels sont développés pour prendre la vaste gamme de données mesurées et les rendre disponibles dans un format convivial aux concepteurs MMIC avec les outils de simulation CAO micro-ondes, ces modèles sont généralement

mis au point pour travailler dans le domaine fréquentiel, mais devraient également être capables de travailler dans le domaine temporel. Ces modèles ont souvent des layouts de composants liée aux modèles électriques pour réduire les risques d'erreurs lors du processus de la mise en page (layout). En raison de la complexité et spécialement pour les outils courants de la simulation CAO micro ondes, le modèle est produit spécifiquement pour chaque simulation, alors que les bibliothèques de modèles sont produites pour un ou deux seulement des plus populaires outils de simulation CAO. Avec ces outils de simulation CAO les modèles sont choisis à partir des bibliothèques des composants et sont représentés par des symboles sur la page du diagramme du circuit schématisé derrière laquelle se trouve le code du programme compilé du modèle du circuit électrique équivalent en éléments localisés.[34], [36], [38]

#### 4.4.2 Les modèles évolutifs .

Les conceptions MMIC sont très complexes et exigent souvent que la conception soit optimisée au sein de l'outil de simulation CAO. Pour honorer aussi proche que possible les spécifications des cahiers des charges, des méthodes d'optimisation sont introduites dans des logiciels de simulation permettant de modifier les valeurs premières des composants jusqu'à ce que l'erreur en fonction des objectifs de performance soit minimisée. Pour ce faire, les modèles doivent être évolutifs en fonction de la géométrie de la pièce, pas seulement dans les tailles distinctes qui ont été mesurées par des caractérisations wafers mais aussi d'une manière continue. L'approche classique de la fonderie est d'adapter le modèle de circuit équivalent localisé à l'ensemble des géométries mesurées et de produire des expressions mathématiques et cela pour savoir comment, par exemple, la première capacité d'un condensateur MIM carrée varie avec la longueur des côtés. L'expression mathématique est normalement une expansion polynomiale tronquée avec des termes appropriés à la physique du composant (dans le cas de la capacité première d'un condensateur MIM carré, ceci est dominé par la "longueur du côté" terme quadratique car la capacité est proportionnelle à l'aire de la plaquette.[41], [42], [43]

#### 4.4.3 Les simulations électromagnétiques 2D, 2.5D et 3D.

Les simulateurs électromagnétiques plans 2D analysent la section transversale des lignes de transmission de type ruban et assument que les modes de propagation soient transverses électromagnétique (TEM) ou quasi-TEM. Cela signifie que tous les vecteurs des champs électriques et magnétiques sont dans le plan de la section transversale, et la variation le long la longueur de la ligne de transmission est une fonction du temps. Ce type de simulateur calcule la perméabilité effective, la capacité et les inductances par unité de longueur, et ainsi de suite, et peut générer les paramètres S pour des sections de longueur finie. Les courants électriques circulent à travers la largeur (direction x) et le long de la longueur (direction y) des rubans métalliques, mais non pas verticalement (direction z). Des exemples de ce type de simulateur comprennent Ansoft Designer SV integrated 2D field solver et LINMIC quasi-TEM and full-wave simulators.

Les simulateurs électromagnétiques plans 2.5D tel que Momentum sont principalement les mêmes que des simulateurs 2D à l'exception de la demi dimension supplémentaire qui signifie que le solveur peut calculer les courants dans le sens vertical la direction (z) (généralement pour les trous d'interconnexions traversant le substrat vias) ainsi que les directions x et y.

Les simulateurs électromagnétiques plans 3D sont similaires, mais ils sont aussi en mesure de calculer les effets de l'épaisseur du conducteur et la résistivité. En voici quelques exemples : Sonnet Lite et EM3DS. Les simulateurs électromagnétiques de géométries arbitraires 3D peuvent définir l'espace à être analysé en volume et n'ont pas de restrictions sur les directions des champs ou des courants, et sont capables de gérer les effets de l'épaisseur du métal et de la résistivité. Cette flexibilité supplémentaire tend à signifier que le temps de simulation est plus long par rapport aux simulateurs plans. Des exemples de ces simulateurs électromagnétiques (EM) 3D complet comprennent Sonnet CST Microwave Studio et HFSS.

L'utilisation correcte de ces divers simulateurs électromagnétiques permet aux concepteurs MMIC de prédire : les effets de couplage entre les composants qui ne sont pas connectés, les effets liés à la longueur d'onde quand on est proche de l'approximation élément localisé, et le mode de propagation autre que le mode micro ruban quasi-TEM assumé ( tels que les modes du guide d'ondes à cavité et des plaquettes parallèles) .Tous ces avantages peuvent remédier aux limites de la représentation des composants par les paramètres S et restent inestimable pour simuler les packs MMIC denses, spécialement pour les fréquences des ondes métriques.

#### 4.5 Les modèles de circuit équivalent des éléments localisés.

Les Modèles électriques des éléments localisés peuvent être utilisé à la fois pour les composants actifs et les composants passifs, car ils sont généralement de taille réduite par rapport à la longueur d'onde des signaux appliqués. L'approximation élément localisé est valide pour les composants ayant des dimensions inférieure à un dixième de la longueur d'onde du signal, de sorte que si on considère une longueur d'onde d'environ 5 mm sur un micro ruban au GaAs à 20 GHz, les dimensions des composants sont généralement plus petites que 0,2mm, ce qui est acceptable. Les grilles du FET peuvent agir en tant que composants à ondes lentes (slow-wave), ce qui réduit considérablement la longueur d'onde effective du signal le long des grilles, de sorte que les modèles des éléments localisés des transistors FET peuvent avoir les erreurs augmentées dans les hautes fréquences.[7-10],[38],[47],[48]

Les composants, tels que les coupleurs Lange, qui sont conçus pour utiliser l'effet de couplage des lignes micro rubans adjacentes et qui ont les dimensions d'un quart de la longueur d'onde, ne peuvent pas être modélisés avec des modèles d'éléments localisés. La topologie de chaque modèle du circuit équivalent d'élément localisé est généralement tiré de la littérature et est parfois modifiée pour contenir des éléments parasites associé avec le composant MMIC. La capacité parasite du au métal constituant le composant à travers un substrat typique d'épaisseur  $100 \mu\text{ m}$  jusqu'à la face arrière du plan de masse est présente presque dans tous les composants MMIC et est incluse dans le modèle du circuit équivalent par un petit condensateur à la masse. De même, les pertes parasites au sein de chaque composante sont prises en compte dans le modèle par une petite résistance en série.

Un exemple du modèle du circuit équivalent par des éléments localisés est le modèle du condensateur MIM connecté en série, comme le montre la figure 38. La capacité prime est la capacité à plaques parallèles entre les plaques supérieure et inférieure du Condensateur ; tous les autres éléments sont des parasites, tels que l'inductance représentant le déphasage des signaux à leur entrée d'un côté du condensateur et leur sortie du côté opposé. Le modèle de circuit équivalent complet peut maintenant être ajusté aux données mesurées de l'élément équivalent, qui est obtenu par la variation des éléments de circuit jusqu'à ce que les paramètres S mesurés et modélisés soient les mêmes. Ce qui donne un modèle pour une géométrie

particulière de l'élément, mais les concepteurs MMIC préfèrent utiliser des modèles évolutifs qui couvrira la gamme complète des géométries. [41], [42], [43]

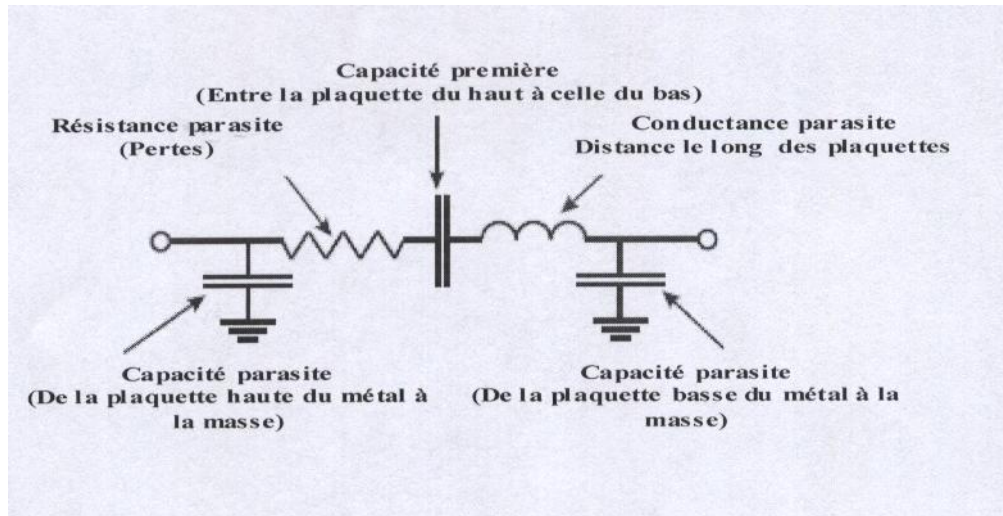


FIGURE 38 – Le modèle de circuit équivalent d'élément localisé du condensateur MIM connecté série..

#### 4.5.1 Les Modèles de composants passifs

Les composants passifs, dont les modèles de circuit équivalent sont décrits ici, comprennent les condensateurs, les inducteur, les résistors, les trous d'interconnexions traversant le substrat (vias) , et les discontinuités des lignes de transmission

#### 4.5.2 Les condensateurs .

Les Condensateurs MIM ont généralement le même modèle, peu importe la configuration où ils sont utilisés, mais les condensateurs interdigitaux exigent différentes topologies pour modéliser des configurations série ou shunt

### 4.5.3 Les condensateurs MIM.

Le modèle du circuit équivalent de l'élément localisé pour un condensateur MIM est montré à la figure 39, avec un dessin schématisé de la composante montrant où les plans de référence de l'élément sont normalement situés. Le modèle est asymétrique en raison de la capacité parasite à la masse de la plaque supérieure qui est plus faible que celle de la plaque de fond. Le condensateur n'est pas nécessairement carré, mais la plupart des fonderies assument une géométrie carrée. Ce simple modèle suppose que les connexions d'entrée et de sortie sont sur les côtés opposés du condensateur, avec le déphasage modelé par une inductance en série. Un modèle plus compliqué est nécessaire si le condensateur exige différentes ou multiples connexions [1], [33], [49]

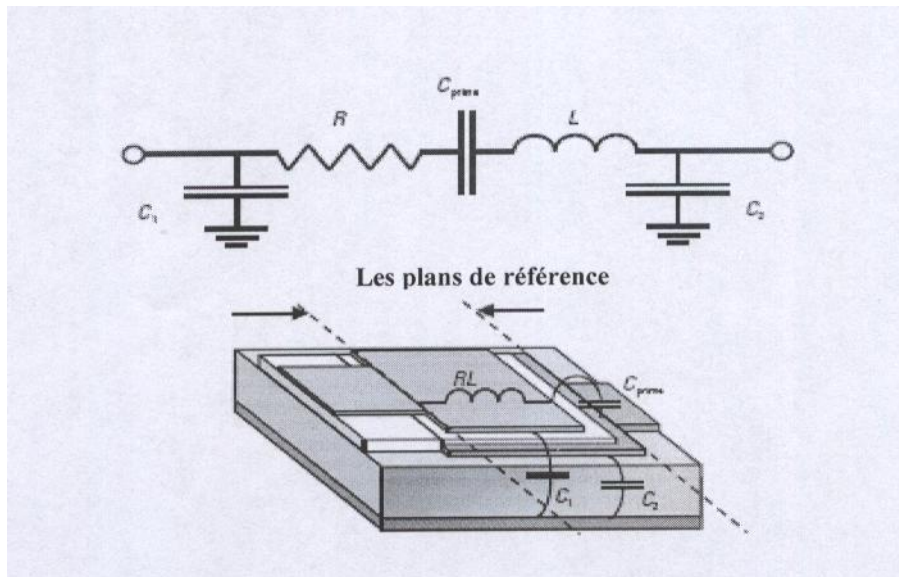


FIGURE 39 – Circuit équivalent en éléments localisés d'une capacité MIM.

#### 4.5.4 Le condensateur interdigital Série .

Le modèle du condensateur interdigital connecté série, montré dans la Figure 40 , est un modèle symétrique car le métal est le même de chaque côté.

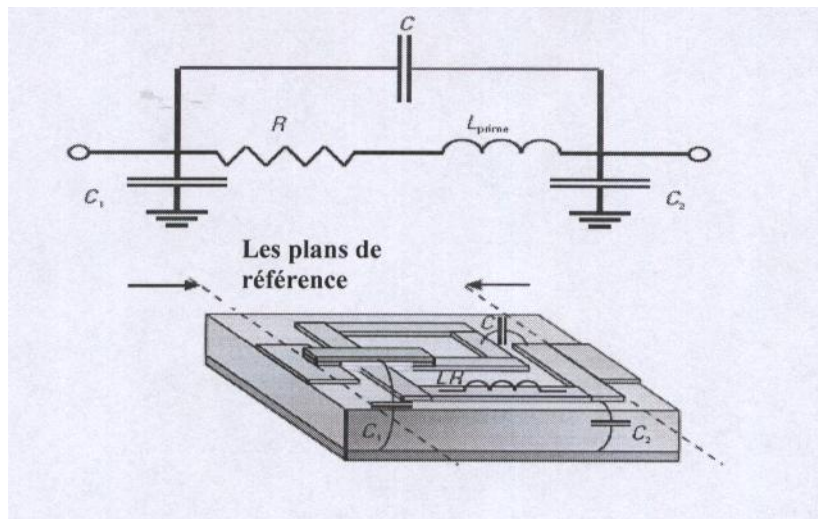


FIGURE 40 – Circuit équivalent en éléments localisés d'une capacité interdigitale série.

#### 4.5.5 Le condensateur interdigital Shunt

Le modèle du condensateur interdigital connecté shunt est montré dans la Figure 41

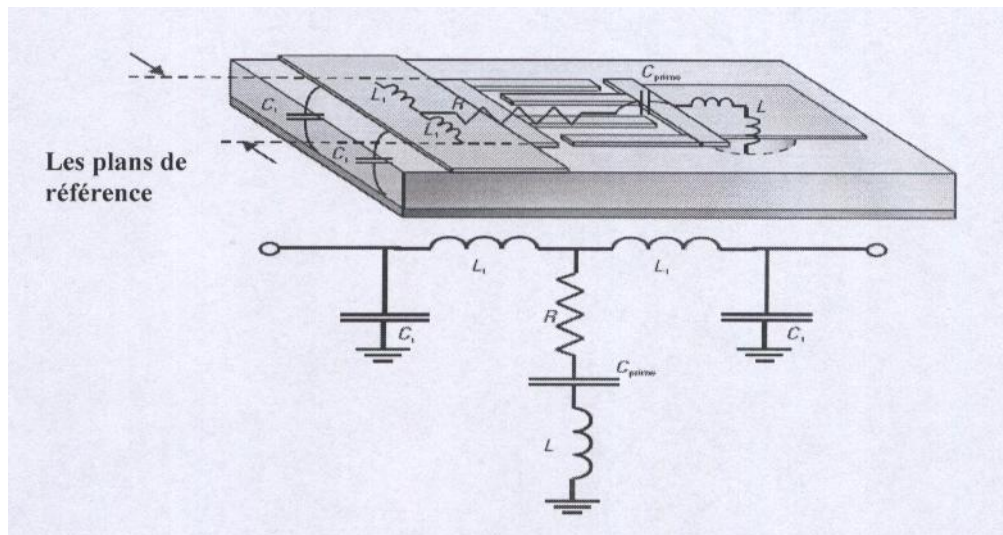


FIGURE 41 – Circuit équivalent en éléments localisés d'une capacité interdigitale shunt.

#### 4.5.6 Les inducteurs.

Le modèle de circuit équivalent de l'élément localisé inducteur spiral est montré à la figure 42 , avec un dessin schématique montrant les plans de référence. Le modèle est constitué de l'inductance primaire de la piste métallique avec une résistance série représentant les pertes, les capacités à partir des pistes métalliques au plan de masse ( $C_1$  et  $C_2$ ), et une capacité ( $C$ ) shunt modélisant la capacité entre les pistes. Réellement, L'inducteur spiral est considéré comme un composant distribué, et l'utilisation d'une seule capacité de rétroaction n'est qu'un modèle représentatif s'il y a seulement un déphasage relativement petit entre l'entrée et la sortie de l'inducteur. Dans la pratique, cela limite le domaine d'application du modèle à des fréquences allant à environ 80 % de la première fréquence de résonance. Lorsque la taille d'un inducteur spiral devient importante par rapport à l'épaisseur du substrat, le plan de masse agit comme un miroir de courant, produisant un courant image à deux fois l'épaisseur du substrat, ce qui a pour effet de réduire l'inductance primaire .[49], [50], [52]

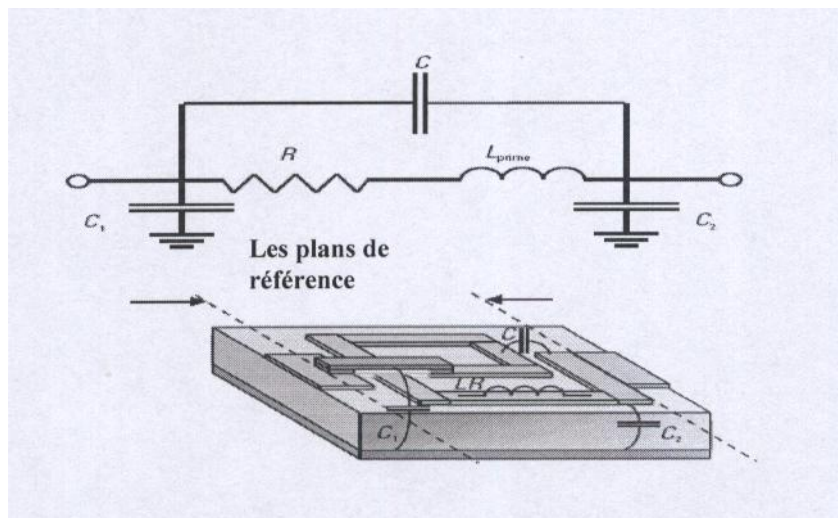


FIGURE 42 – Circuit équivalent en éléments localisés d'un inducteur spiral.

La topologie du modèle pour un inducteur spiral empilé est le même que pour un inducteur spiral monocouche, mais le couplage plus étroit des pistes augmente de façon significative la capacité de rétroaction parasite. Ainsi, la fréquence de résonance est réduite par rapport au spiral monocouche équivalent , et à cause de cette capacité de rétroaction qui est beaucoup plus grande, le modèle de circuit équivalent s'adapte bien aux fréquences au dessus de la résonance.

#### 4.5.7 Les Résistors.

Aux hautes fréquences, même un simple résistor présente un comportement complexe. D'une part, une inductance sera associée aux conducteurs du résistor. Puis, une capacité parasite, le long du résistor, existe entre les deux contacts du résistor. Un Circuit équivalent simple pour les résistors est présenté dans la figure 43.[1], [51], [54]

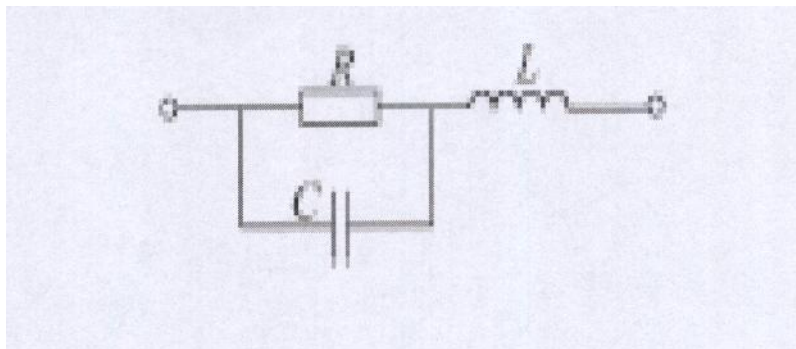


FIGURE 43 – Circuit équivalent en éléments localisés d'un résistor.

Il a été démontré qu'aux faibles fréquences, l'inductance série parasite,  $L$ , joue un rôle plus important que celui de la capacité  $C$ , alors que pour des fréquences élevées la capacité shunt  $C$ , diminue l'impédance globale. Les résistors ne peuvent pas être modélisés simplement comme éléments localisés en raison des capacités des contacts de résistances et du matériau résistif de la couche mince au plan de masse qui génèrent un déphasage significatif à travers le résistor. La meilleure méthode consiste à modéliser le résistor comme une ligne de transmission avec pertes où la résistance série n'est plus négligeable.[24]

#### 4.5.8 Les trous (vias).

Le modèle de circuit équivalent pour un via (trou) le long du substrat est montré dans la figure 44. L'inductance est une combinaison de l'inductance du trou et celle de la distance le long du contact au trou, la résistance prend en compte les pertes dues à la rugosité de la surface.[1], [31], [33]

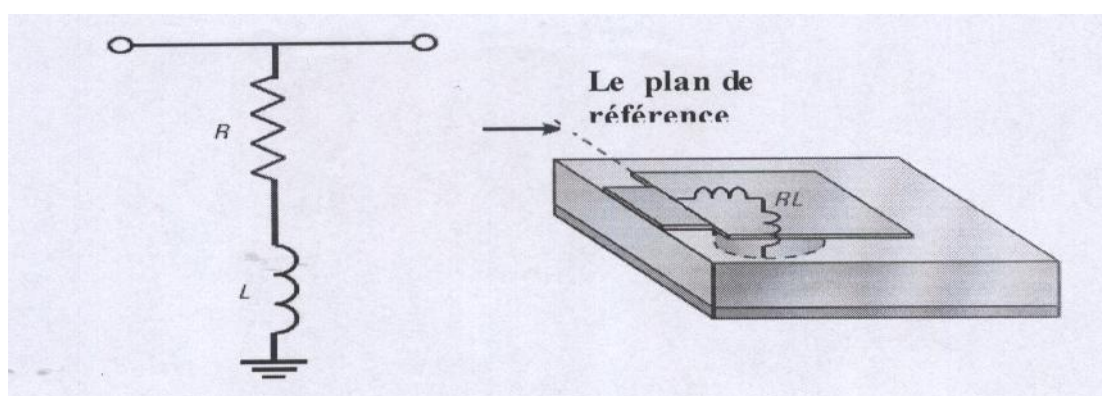


FIGURE 44 – Circuit équivalent en éléments localisés d'un trou (via) à travers le substrat.

## 4.6 les discontinuités des lignes de Transmission.

Les discontinuités dans les lignes de transmission génèrent des modes évanescents d'ordre supérieur autour de l'endroit de la discontinuité pour satisfaire aux équations de Maxwell, ces modes se désintègrent rapidement avec la distance à partir de la discontinuité. L'effet des autres modes peut souvent être modélisé avec succès par de petites capacités et inductances localisées, en fonction du type de discontinuité. L'effet des discontinuités individuelles est relativement petit et difficile à évaluer dans le bruit de mesure RFOV, alors la valeur des éléments localisés est normalement obtenue par l'adaptation des modèles aux simulations EM 3D des discontinuités.[1], [19], [33]

### 4.6.1 Les coudes ( Bends).

Le modèle en éléments localisés pour un coude micro ruban est montré dans la figure 45, avec les plans de référence pour chaque piste réunie au coude. Noter que le coude est une zone de métal représentant une discontinuité, et le micro ruban standard le rejoint aux plans de référence. La longueur électrique effective du coude dépend du rapport de la largeur de la piste sur la hauteur du substrat et de la fréquence. Les Pistes étroites ont tendance à avoir des longueurs électriques effectives négatives parce que les champs s'associent à l'intérieur du virage et agissent comme s'ils coupent le coin. Les Pistes larges ont tendance à présenter des longueurs électriques effectives positives parce que les champs sont plus confinés sous la piste et doivent suivre la ligne centrale du coude. Ce modèle est applicable avec les coudes chanfreinés ou en onglet, ainsi que pour les coudes carrés. Un réseau T est le circuit équivalent pour une longueur de ligne courte. Toutefois, en raison de la capacité excédentaire au coin droit la valeur d'impédance caractéristique sera plus faible que celle des lignes de liaison de géométries uniformes.

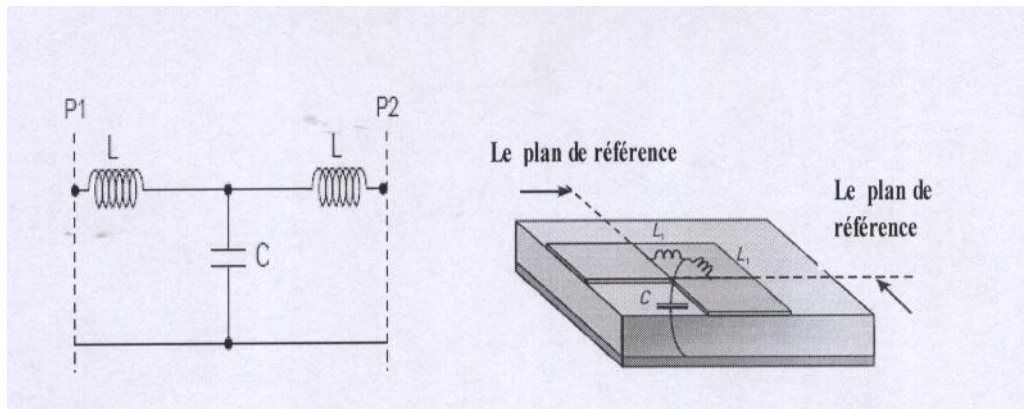


FIGURE 45 – Circuit équivalent en éléments localisés d'un coude micro ruban.

### 4.6.2 Les extrémités ouvertes (Open-Ends) .

Le modèle de circuit équivalent pour une extrémité ouverte est illustré à la figure 46. La capacité  $C$  shunt équivalente modélise l'effet des champs de fuite (fringing),

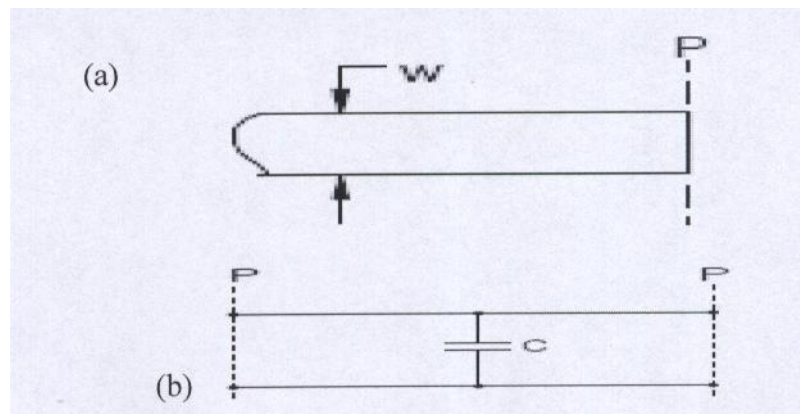


FIGURE 46 – (a) Extrémité ouverte d'une ligne micro ruban (b) son circuits équivalents.

### 4.6.3 La discontinuité du couplage Gap .

Le modèle de circuit équivalent pour une discontinuité de couplage gap est illustré à la figure 47.

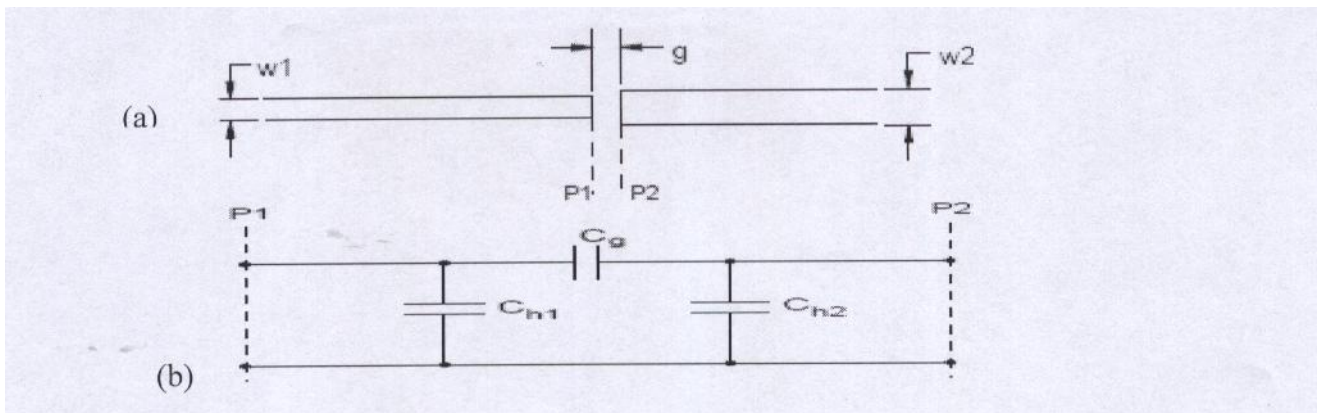


FIGURE 47 – (a) Gap dans une ligne micro ruban (b) son circuit électrique équivalent .

Le réseau de modélisation de La discontinuité gap consiste en une capacité  $C_g$  montée en série entre les deux plans de référence  $P_1$  et  $P_2$  à chaque extrémité du gap, et deux capacités parallèles  $C_{h1}$  et  $C_{h2}$  entre les extrémités ouvertes des conducteurs et la masse. Pour les gaps étroits les capacités  $C_{h1}$  et  $C_{h2}$  tendent vers zéro et  $C_g$  augmente. Les valeurs pratiques des capacités séries sont approximativement 0.01pF à 0,5 pF.

#### 4.6.4 La discontinuité de la jonction sauts en Largeur (steps in width).

Le modèle de circuit équivalent pour une jonction saut en largeur est illustré à la figure 48. L'élément essentiel de modélisation est la capacité de discontinuité  $C$  qui a pour effet

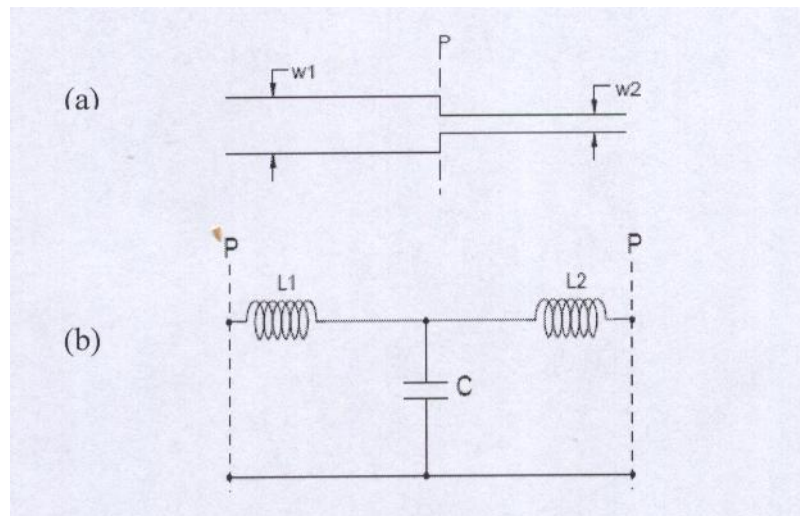


FIGURE 48 – (a) Discontinuité saut en largeur (b) son circuit équivalent .

d'augmenter la longueur de la ligne de largeur  $w_1$  et diminuer d'une valeur égale la longueur de la ligne étroite  $w_2$ . Pour compenser cette capacité excédentaire, on peut imposer à la ligne la plus large  $w_1$  qu'elle soit électriquement plus longue d'une valeur  $\Delta l$ .

#### 4.6.5 Les jonctions en T.

Le modèle de circuit équivalent pour une jonction en T micro ruban est illustré à la figure 49 La topologie est la même pour les jonctions des pistes micro ruban de différente largeur, mais les valeurs d'inductance localisée seront différentes pour les largeurs de pistes différentes. Une jonction avec plus de trois pistes réunies, telles la jonction en croix, est modélisé de la même manière.

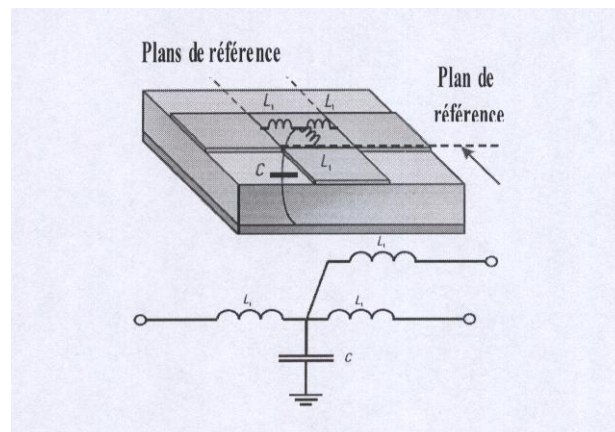


FIGURE 49 – Circuit équivalent en éléments localisés pour une jonction micro ruban en T.

## 4.7 Conclusion.

Ce chapitre introduit les notions de base sur la modélisation des composants passifs, par la présentation de quelques outils et concepts. Après une brève description des étapes de construction des modèles, des paramètres S et des méthodes de développement des modèles et leur utilisation dans la conception assistée par ordinateur C.A.O, on a introduit le concept de caractérisation des éléments des composants individuels, fondée sur les mesures des paramètres S des éléments réels fabriqués sur des wafers (plaquettes de caractérisation). On a abordé également les limites de la représentation des paramètres S pour les composants individuels et comment la simulation électromagnétique tridimensionnelle (3D) aide à y remédier. La description des modèles de circuit équivalents en élément localisés des composants passif, condensateurs, inducteurs, résistors, trous d'interconnexions traversant le substrat (vias) et les discontinuités des lignes de transmission, est présenté ici comme des résultats finaux des différentes modélisations.

5 Chapitre III : Les méthodes de modélisation électromagnétique des circuits intégrés.

Chapitre III :  
Les méthodes de modélisation  
électromagnétique des circuits intégrés.

## 5.1 Introduction

La caractérisation des composants électroniques, leurs modélisations et leurs optimisations avant leur fabrication, présente un grand défi pour les fabricants. Pour les concepteurs des circuits micro ondes, l'utilisation des simulateurs est devenue courante durant toutes les étapes de fabrication afin d'éviter toute anomalie sur le produit final et d'apporter les rectificatifs nécessaires –en temps réel- en cherchant les caractéristiques optimales attendues du composant quand il est intégré dans son milieu final.

Dans le domaine de la modélisation et de la simulation électromagnétique, Les chercheurs en circuits hyperfréquences mènent, actuellement, des recherches actives pour l'élaboration de simulateurs électromagnétiques globaux et pour la mise au point de la modélisation électromagnétiques multi échelles. Notre travail porte, essentiellement, sur la caractérisation des circuits passifs intégrés en utilisant des modèles qui doivent permettre d'étudier en simulation le comportement du circuit une fois implémenté dans son environnement final. Les circuits et systèmes intégrés micro ondes sont habituellement basés sur des représentations schématiques de design et des méthodologies de simulations. Le point critique des représentations électriques est leur incapacité à rendre compte des données de layout et d'architecture relatifs à une topologie spécifique dans les circuits équivalents. Ce fait est partiellement dû aux limites de l'approche nodale des lois de Kirchhoff, qui s'appuient sur des concepts de courant et de tension plutôt que sur des notions de puissance, et qui supposent une référence de masse globale et non une masse localisée et/ou distribuée dans le circuit. La modélisation d'un circuit complexe s'appuie généralement sur une discrétisation du layout, par contre La modélisation de circuit plus simple peut se faire par association d'éléments de bibliothèques - ou kit de design. Ces derniers considèrent certains composants constitutifs du circuit - blocs élémentaires : segments de lignes couplées, capacité MIM, self-inductance, transformateur, connexion via-hole, pont à air, etc...- Comme des entités indépendantes. Les techniques de cascade ou de chaînage de ces éléments ne peuvent répondre aux fluctuations de leur comportement lorsqu'ils sont implémentés ou intégrés dans un environnement [38].

Ces éléments de bibliothèque ne tiennent aucun compte des couplages existant entre les différents composants intégrés, qu'ils soient de type passif ou actif. Pour pouvoir exploiter l'intégralité des potentialités des technologies d'intégration, 'on peut envisager la mise en oeuvre de modélisations électromagnétiques. Cette méthodologie de conception associe les représentations électriques et la simulation électromagnétique (EM), non seulement pour rendre compte du comportement EM des structures, mais aussi pour générer des représentations électriques paramétrées prenant en compte l'environnement. L'avantage de la modélisation EM sur la simulation est son aptitude à compresser les informations et générer des blocs distincts qui peuvent être associés entre eux de façon à donner la réponse la plus proche de la réponse exacte de la structure globale.

Pour obtenir une modélisation EM aussi proche que possible de la réponse mesurée, on peut faire usage du partitionnement des structures. Le partitionnement est une méthodologie de découpage des composants qui s'appuie sur les répartitions de courants et de champs électromagnétiques générés sur la structure. En d'autres termes, dans la modélisation, on ne tient compte que des parties physiques des structures possédant une réelle influence sur leur comportement. A titre d'exemple, la modélisation d'une ligne coudée doit tenir compte du déficit de courant présenté par l'angle extérieur du coude. La répartition du courant sur la structure change les longueurs électriques qui doivent être prises en considération dans la modélisation. Dans ce chapitre, nous allons explorer les différentes méthodes d'analyse et de modélisation EM qui existe dans la littérature et pour focaliser notre étude nous avons choisi de présenter l'étude détaillée d'une méthode de résolution numérique intégrale récente

appelée méthode itérative basée sur le concept de l'onde transverse connue sous l'abréviation anglaise WCIP (wave concept iterative procedure)

## 5.2 Les méthodes de Modélisation électromagnétiques

Généralement les différentes méthodes de calculs sont basées sur la résolution des équations de Maxwell ou bien des différentes formes dérivées de ces équations. Différentes techniques ont été développées pour modéliser les structures de circuits intégrés.[60-65],[78] Les différentes techniques peuvent être classées en trois grandes catégories selon le rapport entre la longueur d'onde ( $\lambda$ ) et la plus grande dimension (L) de la structure étudiée :

- $L \gg \lambda$  : les méthodes asymptotiques
- $L \simeq \lambda$  : les méthodes numériques
- $L \ll \lambda$  : les méthodes quasi-statiques

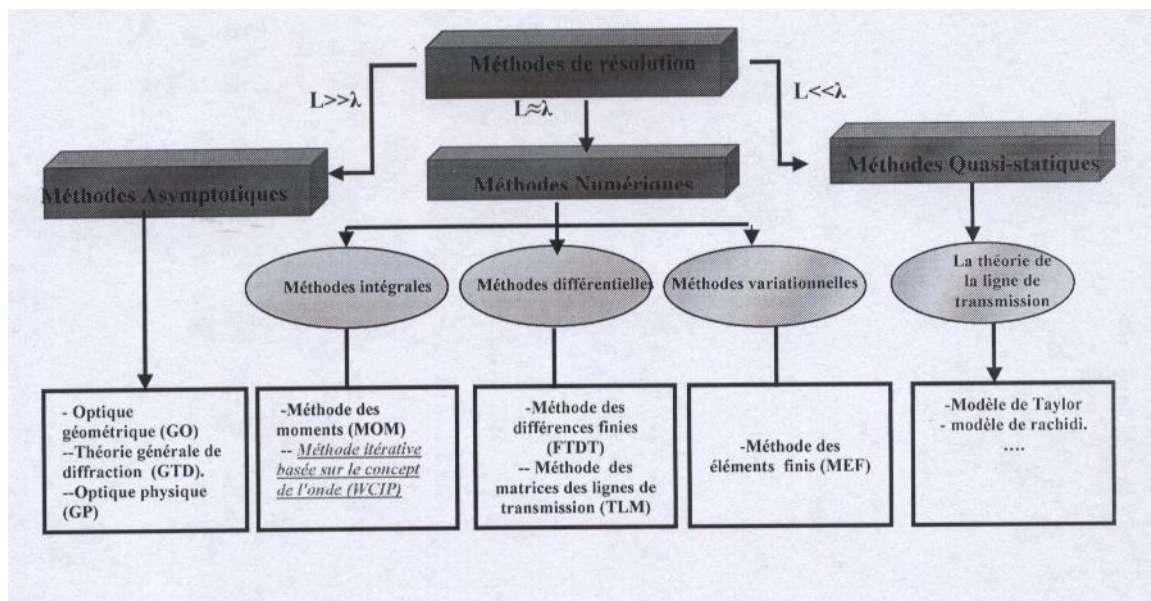


FIGURE 50 – Organigramme des différentes méthodes de modélisation.

### 5.2.1 Les méthodes asymptotiques.

Les méthodes asymptotiques sont des méthodes utilisables en haute fréquence qui ont donné naissance au concept du rayon qui permet de modéliser la propagation des champs par des trajectoires rectilignes. Ces méthodes couvrent deux grands domaines : - Les théories asymptotiques de rayons donnant directement le champ diffracté le long d'un rayon. Parmi ces théories nous pouvons citer l'Optique Géométrique « OG » et la Théorie Géométrique de la Diffraction « GTD ». - Les théories asymptotiques de courants donnant le champ et les courants sur la surface de la structure étudiée. Parmi ces théories on cite l'Optique Physique « PO ».

### 5.2.2 Les méthodes numériques.

Les méthodes numériques sont actuellement les méthodes les plus utilisées. Elles sont réparties en trois groupes selon la forme des équations électromagnétiques utilisées :

- Les méthodes intégrales sont basées sur la résolution numérique dans le domaine fréquentiel des équations intégrales de l'électromagnétisme. Parmi ces méthodes nous

pouvons citer la Méthode des Moments (MoM) et la méthode itérative qui est basée sur le concept de l'onde transverse (WCIP) .

- Les méthodes différentielles reposent sur une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell. Parmi ces méthodes nous trouvons la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD) et la méthode des Matrices des Lignes de Transmission (TLM).
- Les méthodes variationnelles reposent sur la division en éléments finis (tétraèdre élémentaire) de la structure étudiée et de l'environnement de propagation. Le champ électromagnétique (électrique ou magnétique) est déterminé à chaque noeud des tétraèdres élémentaires. Parmi ces méthodes nous pouvons citer la Méthode des Eléments Finis (MEF).

### 5.2.3 Les méthodes Quasi-statiques

Les méthodes Quasi-statiques sont des méthodes basées sur l'approximation quasi-statique « A.R.Q.S » qui permet de simplifier les équations de Maxwell. Parmi ces méthodes nous trouvons la théorie des lignes de transmission qui permet de résoudre les équations de Maxwell classiques en les écrivant sous forme d'équations différentielles. Ces équations décrivent la propagation d'une onde de tension et de courant dans une ligne de transmission en fonction du champ électromagnétique exciteur.

## 5.3 Étude plus détaillée des méthodes numériques

### 5.3.1 La Méthode des Moments (MoM)

La méthode des moments (MoM) est une technique de résolution des équations fonctionnelles ou intégrales de l'électromagnétisme qui a été développée dans les années 1960-1966 par «Harrington ». C'est une procédure numérique de transformation des équations intégrales de l'électromagnétisme, dont l'inconnue est la densité de courant surfacique, en système d'équations linéaires algébriques résolues ensuite par des systèmes d'équations matricielles. Elle a d'abord été appliquée à des structures filiformes puis généralisée à des structures tridimensionnelles.[26] [27] L'avantage d'utiliser la méthode des moments est que cette méthode modélise seulement la géométrie de la structure à étudier sans modéliser son environnement. Elle permet ainsi d'insérer facilement les différents composants discrets que nous pouvons trouver sur une carte électronique. Cependant l'inconvénient principal de cette méthode est que la résolution des structures où la géométrie contient différents milieux diélectriques ou magnétiques se révèle délicate. De plus, la résolution est effectuée dans le domaine fréquentiel, ce qui complique le traitement des non linéarités. Enfin cette méthode nécessite un calcul pour chaque point de fréquence ce qui entraîne des temps de calcul élevés pour obtenir une réponse sur un large spectre fréquentiel. De plus, si le pas de fréquence n'est pas assez fin le risque est de perdre des informations et, plus particulièrement, de ne pas voir certaines fréquences de résonances. Pour résumer, la méthode des moments est utilisée essentiellement dans le domaine fréquentiel bien que des versions temporelles existent. Elle est appropriée pour les structures dont la plus grande dimension ne dépasse pas, en général, quelques longueurs d'ondes. Au delà de cette limite qui dépend en partie du choix des fonctions de base, le coût en temps de calcul et la taille de la mémoire nécessaire deviennent excessifs.

### 5.3.2 La Méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel.

La méthode des différences finies dans le domaine temporel « FDTD » est une des méthodes les plus utilisées en modélisation électromagnétique. Elle permet de modéliser la structure à étudier d'une manière très proche de la réalité. Le principe de la méthode consiste à transformer les équations de Maxwell en des équations discrétisées. Ensuite les différentes composantes du champ électromagnétique sont calculées à partir d'un algorithme de calcul itératif temporel. En partant des équations de Maxwell, et en définissant un pas temporel  $\Delta t$  et des pas spatiaux ( $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ ) dans le but de réaliser un maillage de la structure dans un espace tridimensionnelle, nous obtenons par la suite des équations discrétisées à partir des équation de Maxwell. [60], [61], [64] La résolution temporelle par la méthode des différences finies permet d'obtenir une réponse sur une large bande de fréquences. Elle permet également le traitement de la propagation dans les structures où la géométrie est complexe ainsi que dans les structures avec plusieurs milieux diélectriques. Elle prend aussi en considération les différentes pertes dans les matériaux, permettant ainsi de traiter les cas non linéaires et non isotropes. Cependant l'inconvénient de cette méthode est l'espace mémoire nécessaire et le temps de calcul demandé. En effet, toute la structure modélisée doit être subdivisée en cube et ces cubes sont d'autant plus petits que la géométrie est complexe.

### 5.3.3 La Méthode des Éléments Finis (MEF)

La méthode des éléments finis (MEF) est une méthode qui comme son nom l'indique, divise la structure à étudier en petites surfaces élémentaires. Ce maillage consiste à diviser la géométrie de la structure en triangles si elle est bidimensionnelle et en tétraèdres si elle est tridimensionnelle Le principe de la MEF consiste à résoudre les équations de Maxwell en recherchant les minima d'une expression intégrale.[32], [75] L'avantage de la MEF est que la résolution est fondée sur des surfaces élémentaires. Ainsi, si la structure présente différents milieux diélectriques ou magnétiques, la méthode garde toute son efficacité. Cependant, si la structure étudiée est de grandes dimensions et/ou complexe, le nombre de maille augmente ce qui donne un nombre considérable d'équations à résoudre et cela influe sur le temps de calcul et l'espace mémoire nécessaire.

### 5.3.4 La méthode des Matrices des Lignes de Transmission (TLM)

[34] La méthode des lignes de transmission (TLM) est une méthode temporelle basée sur le principe de l'équivalence entre les équations de Maxwell et celles des lignes de transmission Le principe de la méthode consiste à établir, à partir des équations de Maxwell simplifiées en utilisant l'approximation des régimes quasi-stationnaires « A.R.Q.S », des équations différentielles couplées décrivant la propagation d'une onde parasite de tension ou de courant sur la ligne. L'approximation quasi-stationnaire « A.R.Q.S » considère que si dans une ligne de transmission la variation de l'onde électromagnétique est lente par rapport au temps, nous pouvons considérer que l'onde a les mêmes valeurs en tout point de la ligne. Cette hypothèse n'est valable que si la longueur d'onde est très supérieure par rapport à la plus grande dimension de la ligne. En général, le critère considéré est  $L \ll \lambda/10$ . Les principaux modèles basés sur la théorie des lignes de transmission utilisent un système d'équations différentielles représentant le champ électromagnétique par différentes sources de courant et de tension distribuées le long de la ligne.

## 5.4 La méthode itérative (WCIP)

### 5.4.1 Théorie de la méthode itérative

#### 5.4.2 Présentation de la structure à analyser

A fin de présenter la formulation de la méthode itérative avec sources auxiliaires localisées, nous considérons la structure d'étude simple couche de la figure 51, représentant un circuit planaire passif quelconque intégrant un élément localisé  $S_1$ . Ce circuit est situé à l'interface ( $\Omega$ ) entre deux milieux diélectriques de permittivités relatives  $\varepsilon_{r1}$  et  $\varepsilon_{r2}$  supposés sans pertes. Toute la structure est excitée par une source  $S_2$  et placée dans une cavité à parois électriques ou magnétiques.[65-70].

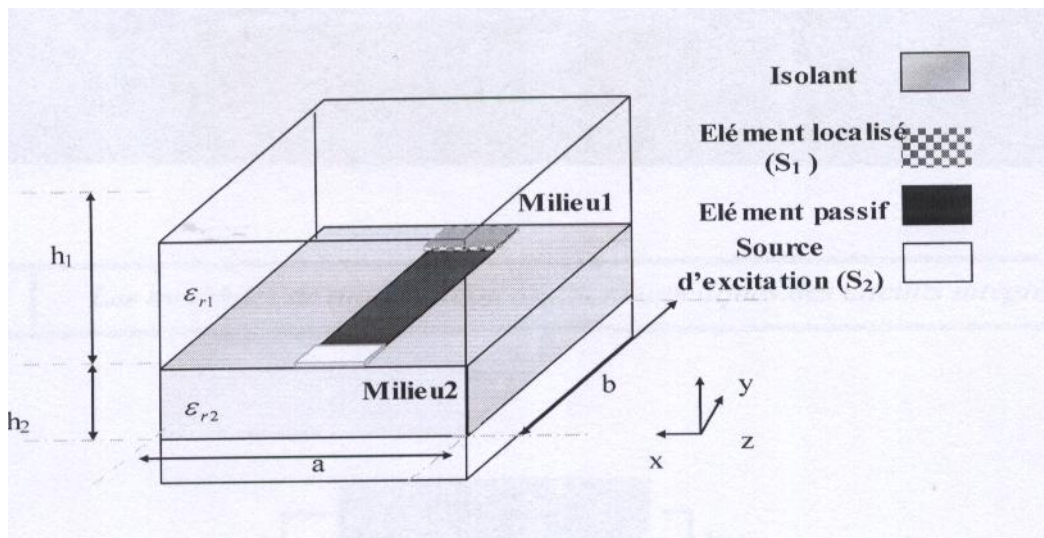


FIGURE 51 – Structure planaire passive quelconque intégrant un élément localisé.

#### 5.4.3 Définition des ondes incidentes et réfléchies

Soient deux milieux diélectriques distincts caractérisés par  $\varepsilon_{r1}$  et  $\varepsilon_{r2}$ , séparés par le plan de discontinuité ( $\Omega$ ) d'épaisseur négligeable sur lequel est déposé le circuit à traiter (Figure 51 et Figure 52). Les champs électromagnétiques tangentiels définis dans les plans de référence  $\Omega_1$  et  $\Omega_2$ , pris suffisamment proches de  $\Omega$ , génèrent des ondes dans chacun des milieux situés à la périphérie de l'interface ( $\Omega$ ). Le concept d'onde est introduit pour exprimer les grandeurs électromagnétiques, champ électrique et densité du courant, au moyen des ondes incidentes et réfléchies à l'interface ( $\Omega$ ), dans laquelle la densité de courant  $J_k$  est définie par le produit vectoriel suivant :

$$\vec{J}_k = \vec{H} \wedge \vec{n}_k \quad (22)$$

$\vec{n}_k$  : est le vecteur unitaire normal à ( $\Omega_k$ ) et orienté de la surface  $\Omega$  vers la région  $k$ .

$\vec{H}$  : désigne le champ magnétique tangential défini en un point de la surface ( $\Omega_k$ ) correspondant au champ électrique tangential  $E_k$ . Les amplitudes des ondes incidentes  $A_k$  et réfléchies  $B_k$  dans l'interface ( $\Omega_k$ ) sont exprimées en fonction des champs électriques et de la densité de courant par les relations suivantes :

$$A_k = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0k}}}(E_k + Z_{0k}J_k)$$

$$B_k = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0k}}}(E_k - Z_{0k}J_k) \quad (23)$$

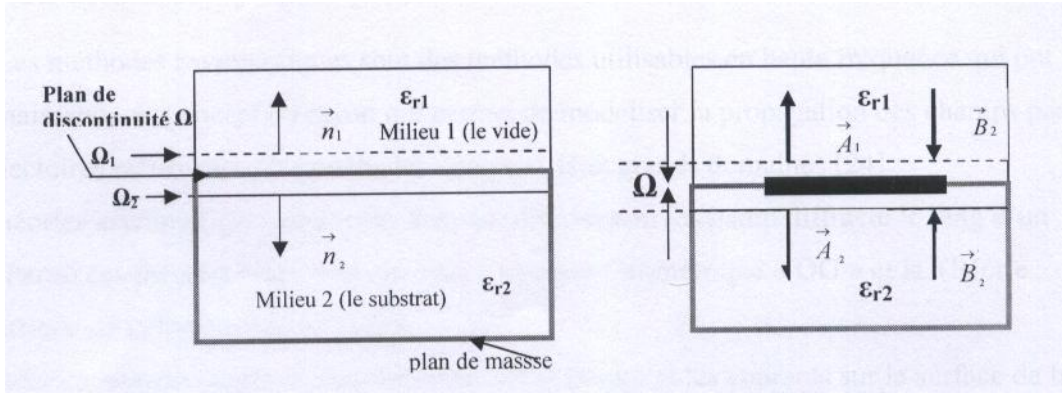


FIGURE 52 – Définition des ondes incidentes et réfléchies.

Les expressions analytiques des champs électriques  $E_k$  et de la densité du courant  $J_k$  sont définies à partir des équations de la relation (23) par :

$$\begin{aligned}\vec{E}_k &= \sqrt{Z_{0k}}(\vec{A}_k + \vec{B}_k) \\ \vec{J}_k &= -\frac{1}{\sqrt{Z_{0k}}}(\vec{A}_k - \vec{B}_k)\end{aligned}\quad (24)$$

$Z_{0k}$  : désigne l'impédance intrinsèque caractéristique du milieu k dont l'expression est donné par :

$$Z_{0k} = -\frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{rk}}}$$

Cette expression résulte du rapport  $\frac{|\vec{E}_k|}{|\vec{H}_k|}$ . elle est réelle dans le cas particulier d'un milieu sans pertes et complexe dans le cas général d'un milieu avec pertes.

Avec :  $\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_{rk}}} = 120\pi$  est l'impédance du vide et  $\varepsilon_{rk}$  est la constante diélectrique relative du milieu  $k \in (1, 2)$ .

#### 5.4.4 Processus itératif .

Au début du processus itératif, seul les ondes incidentes émises par la source d'excitation existent dans la structure, comme le montre la Figure 53 .Ces ondes sont exprimées par :

$$\begin{aligned}\vec{B}_k^0 &= 0 \\ \vec{J}_k^0 &= \frac{\vec{E}_0}{2\sqrt{Z_{0k}}}\end{aligned}\quad (25)$$

Où  $\vec{E}_0$  est le champ électrique produit par la source d'excitation.

Pour l'analyse fonctionnelle de ce processus, on considérera qu'à l'initialisation, la structure est excitée par une source (échelon) qui émet une onde incidente  $A_1^0$  et  $A_2^0$  de part et d'autre du plan de discontinuité  $\Omega$ . Cette onde est aussi bien réfléchiée par la moitié supérieure que par la moitié inférieure du boîtier pour donner naissance aux  $B_1^1$  et  $B_2^0$  qui vont constituer les ondes réfléchies de la première itération .ces ondes se diffractent sur le plan de discontinuité, en donnant naissance à des ondes incidentes notées  $A_1^1$  et  $A_2^1$  , qui à leur tour seront réfléchies par les moitiés inférieure et supérieure du boîtier pour donner ensuite des ondes réfléchies de la deuxième itération notées  $B_1^2$  et  $B_2^2$  et et ainsi de suite jusqu'à la nième

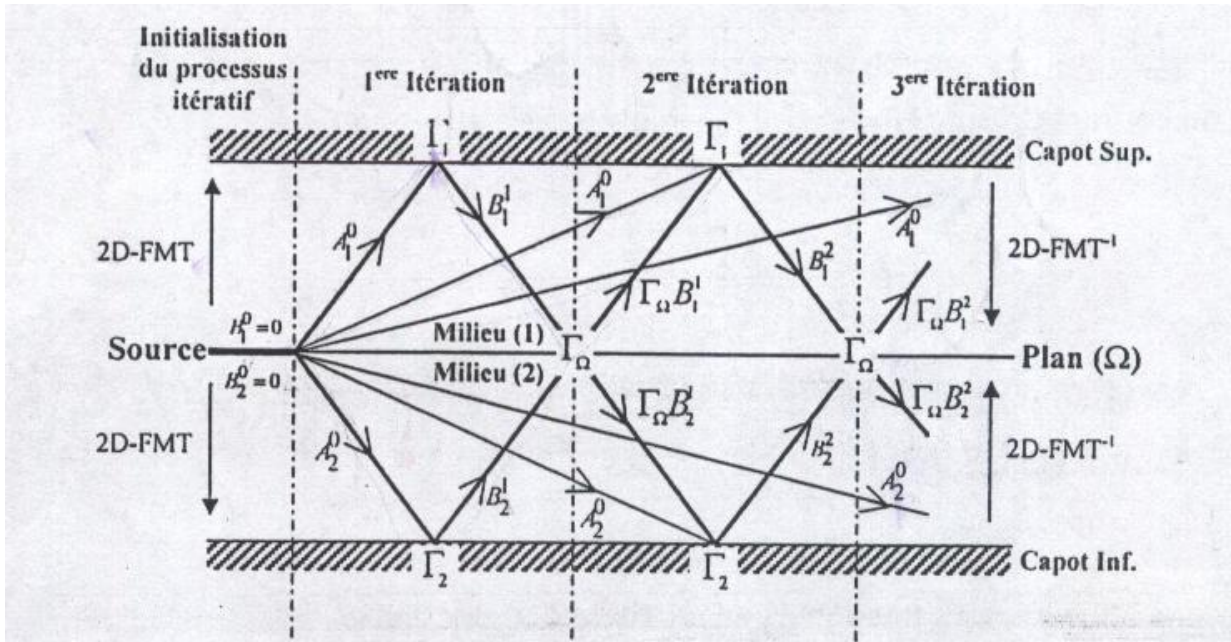


FIGURE 53 – Schéma de principe du processus itératif.

itération. Nous pouvons ainsi définir un opérateur de diffraction  $\widehat{\Gamma}_\Omega$  agissant sur les ondes qui se diffractent au niveau de  $\Omega$  et un opérateur de réflexion donnant les ondes réfléchies à partir des ondes incidentes dans le domaine modal. Les ondes incidentes et réfléchies sont donc liées par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \vec{A}_k^n &= \widehat{\Gamma}_\Omega \vec{B}_k^n + \vec{A}_k^0 \\ \vec{B}_k^n &= \widehat{\Gamma}_k \vec{A}_k^{n-1} \end{aligned} \quad (26)$$

L'opérateur de diffraction  $\widehat{\Gamma}_\Omega$  est défini dans le domaine spatial. Il décrit les conditions aux limites et de continuité sur les différentes régions constituant le plan de discontinuité  $\Omega$  la structure. On trouve dans ce paramètre l'image du circuit à analyser. L'opérateur de réflexion  $\widehat{\Gamma}_k$  est défini dans le domaine modal. Il décrit la nature des parois du boîtier et le diélectrique des différents milieux de la structure. Le processus itératif est utilisé pour passer d'un domaine à l'autre au moyen de la FMT, permettant ainsi de réduire considérablement le temps de calcul et par la suite la convergence de la méthode. L'utilisation de la FMT nécessite la description en pixels des différentes régions du plan de discontinuité ( $\Omega$ ) de telle sorte que le comportement électromagnétique d'une structure simple ou multicouche sera résumé par l'écriture des conditions aux limites et de continuité des champs tangentiels sur chaque pixel.

#### 5.4.5 Opérateur de diffraction

Cet opérateur est obtenu en exprimant les conditions aux limites et de continuité des champs électromagnétiques tangentiels sur chacun des domaines constituant l'interface  $\Omega$ . Cette dernière est composée de trois régions : métallique ( $\widehat{H}_m$ ) qui constitue les éléments passifs du circuit, source ( $\widehat{H}_{si}$ ) qui remplace soit la source d'excitation soit le composant localisé, et diélectrique ( $\widehat{H}_i$ ).

#### 5.4.6 Expressions de $\widehat{\Gamma}_\Omega$ sur la région métallique

Sur la région occupée par le métal les conditions aux limites et de continuité des champs tangentiels permettent d'écrire :

$$\begin{aligned} \vec{E}_1 = \vec{E}_2 = 0 \\ \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \vec{A}_1 = -\vec{B}_1 \\ \vec{A}_2 = -\vec{B}_2 \end{array} \right. \end{aligned} \quad (27)$$

Ce qui donne en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\widehat{H}_m & 0 \\ 0 & -\widehat{H}_m \end{bmatrix} \quad (28)$$

$\widehat{H}_m$  est l'échelon d' Heaviside défini de telle sorte que :

$$\widehat{H}_m \Rightarrow \begin{cases} 1 \text{ sur la région métallique du plan } \Omega \\ 0 \text{ ailleurs} \end{cases}$$

On peut tirer de l'équation (28) l'expression de l'opérateur de diffraction qui relie les ondes réfléchies aux ondes incidentes sur la région métallique du plan  $\Omega$ .

$$\widehat{\Gamma}_\Omega = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (29)$$

#### 5.4.7 Expressions de $\widehat{\Gamma}_\Omega$ sur la région diélectrique

Sur cette région les conditions aux limites et de continuité des champs électromagnétiques transverses imposent l'annulation de la densité de courant et l'égalité des champs électriques de chaque côté du plan( $\Omega$ ) :

$$\begin{aligned} \vec{J}_1 = \vec{J}_2 = 0 \\ \vec{E}_1 = \vec{E}_2 \neq 0 \end{aligned} \quad (30)$$

En remplaçant  $\vec{J}_1, \vec{J}_2, \vec{E}_1$  et  $\vec{E}_2$  par les équation de la relation (3.3) on peut écrire :

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{Z_{01}}}(\vec{A}_1 - \vec{B}_1) &= \frac{1}{\sqrt{Z_{02}}}(\vec{A}_2 - \vec{B}_2) \\ \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) &= \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) \end{aligned} \quad (31)$$

Ce qui donne en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{02}-Z_{01}}{Z_{01}+Z_{02}} \widehat{H}_m & \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_0-Z_{01}} \widehat{H}_i \\ \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_0-Z_{01}} \widehat{H}_i & \frac{Z_{01}-Z_{02}}{Z_{01}+Z_{02}} \widehat{H}_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (32)$$

$\widehat{H}_i$  est l'échelon d' Heaviside défini de telle sorte que :

$$\widehat{H}_i \Rightarrow \begin{cases} 1 \text{ sur la région isolante du plan } \Omega \\ 0 \text{ ailleurs} \end{cases}$$

L'expression de l'opérateur de diffraction qui relie les ondes réfléchies aux ondes incidentes sur la région isolante du plan  $\Omega$ , est tiré directement de l'équation(32) :

$$\widehat{\Gamma}_\Omega = \begin{bmatrix} \frac{Z_{02}-Z_{01}}{Z_{01}+Z_{02}} & \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_0-Z_{01}} \\ \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_0-Z_{01}} & \frac{Z_{01}-Z_{02}}{Z_{01}+Z_{02}} \end{bmatrix} \quad (33)$$

### 5.4.8 Expressions de $\hat{\Gamma}_\Omega$ sur la région de la source d'excitation ou de la source auxiliaire.

Dans un circuit planaire passif, les sources d'excitation et les sources auxiliaires qui modélisent les éléments localisés du circuits (résistances, inductances, capacités, diodes) sont des sources de champ électriques ou magnétiques définies dans des petits domaines de dimensions très faibles devant la longueur d'onde guidée ( $\lambda_g$ ). on parle alors de source localisées qui doivent lors de la simulation reproduire fidèlement les conditions expérimentales. Des corrections peuvent être introduites pour modéliser la discontinuité source métal au moyen d'un quadripôle de couplage ou par l'introduction d'une simple impédance. On va considérer

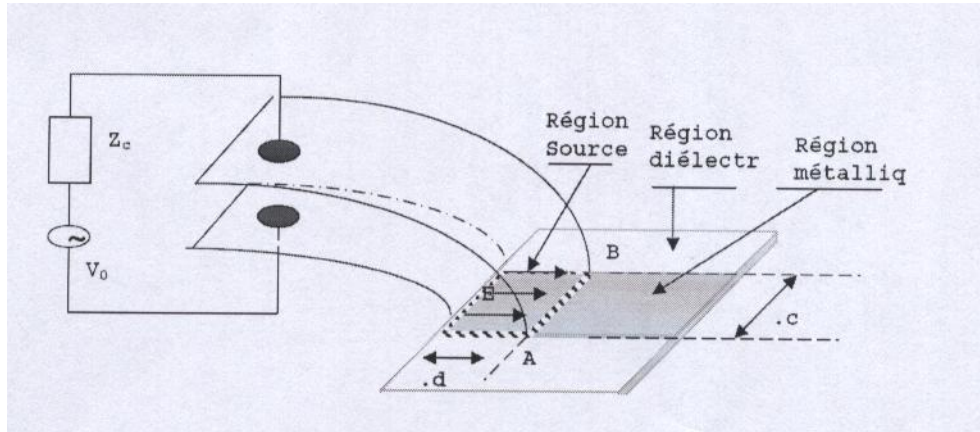


FIGURE 54 – Exemple d'une source d'excitation pour un circuit planaire.

une source de champ électrique  $E_0 = \frac{V_0}{d}$ , d'amplitude constante dans une petite région du plan  $\Omega$ , de forme rectangulaire et de dimensions  $c \times d$  l'impédance d'entrée du circuit vue par la source est une impédance de surface qui est définie par la relation suivante :

$$Z_c = \frac{V}{I} = \frac{\langle E_0 | E_0 \rangle}{\langle E_0 | J \rangle} \quad (34)$$

Le rapport ( $d / c$ ) représente le facteur de forme de la source d'excitation du circuit, permettant à cette impédance d'être indépendante de l'encombrement surfacique par cette dernière. En appliquant l'hypothèse quasi-statique et les lois de la tension et du courant à la structure de la figure 54 nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} V_A &= V_B \\ I &= J \cdot c \\ V_A - V_0 &= E \cdot d \\ E &= E_0 - Z_0 \cdot J \end{aligned} \quad (35)$$

Avec  $E_0 = \frac{V_0}{d}$ ,  $Z_0 = \frac{c}{d} \cdot Z_c$

$E_0$  et  $J$  étant le champs excité et la densité du courant au niveau de la source. L'impédance vue par la source est déterminée par la relation :

$$Z_e = \frac{E}{J} = \frac{E_0}{J} - Z_0 \quad (36)$$

Il existe deux types de source d'excitation pour les circuits planaires :

- source d'excitation bilatérale.
- source d'excitation unilatérale.

5.4.9 Cas ou la source d'excitation est bilatérale.

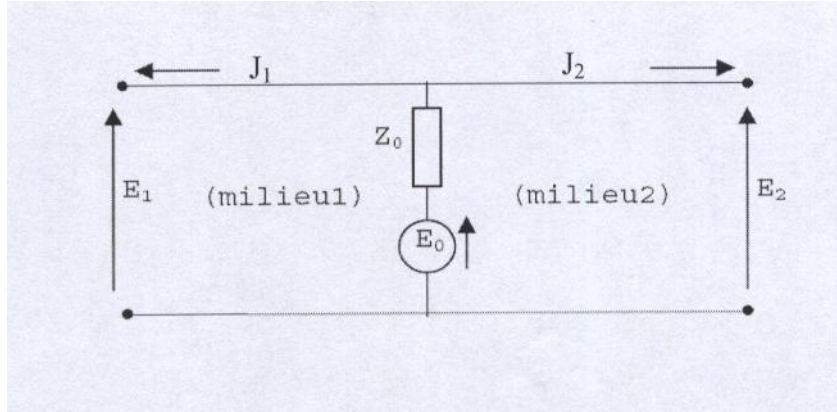


FIGURE 55 – Circuit électrique équivalent à une source d'excitation bilatérale.

D'après le circuit de la figure 55 et d'après les lois de la tension et du courant on peut écrire :

$$\vec{E}_1 = \vec{E}_2 = \vec{E}_0 - Z_0(\vec{J}_1 + \vec{J}_2) \quad (37)$$

L'impédance d'entrée vue par la source d'excitation exprimant les conditions aux limites et de continuité du champ électrique au niveau de cette dernière est donnée par la relation :

$$Z_e = \frac{E}{J_1 + J_2} = \frac{E_1}{J_1 + J_2} = \frac{E_0}{J_1 + J_2} - Z_0 \quad (38)$$

Avec le concept d'ondes on peut écrire :

$$\begin{aligned} \vec{E}_1 &= \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) \cdot \vec{J}_1 = -\frac{1}{\sqrt{Z_{01}}}(\vec{A}_1 - \vec{B}_1) \text{ dans le milieu 1} \\ \vec{E}_2 &= \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) \cdot \vec{J}_2 = -\frac{1}{\sqrt{Z_{02}}}(\vec{A}_2 - \vec{B}_2) \text{ dans le milieu 2} \end{aligned} \quad (39)$$

En terme d'ondes on a le système suivant :

$$\begin{cases} \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = \vec{E}_0 - Z_0 \left( \frac{\vec{A}_1 - \vec{B}_1}{\sqrt{Z_{01}}} + \frac{\vec{A}_2 - \vec{B}_2}{\sqrt{Z_{02}}} \right) \\ \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) = \vec{E}_0 - Z_0 \left( \frac{\vec{A}_1 - \vec{B}_1}{\sqrt{Z_{01}}} + \frac{\vec{A}_2 - \vec{B}_2}{\sqrt{Z_{02}}} \right) \end{cases} \quad (40)$$

Ce qui donne en notation matricielle :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{Z_{02}Z_{01} + Z_0(Z_{01} - Z_{02})}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \widehat{H}_s & \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \widehat{H}_s \\ \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \widehat{H}_s & \frac{Z_{02}Z_{01} + Z_0(Z_{01} - Z_{02})}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \widehat{H}_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \\ &+ \frac{Z_{01}Z_{02}}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \cdot \begin{bmatrix} \frac{E_0}{\sqrt{Z_0}} \widehat{H}_s \\ \frac{E_0}{\sqrt{Z_2}} \widehat{H}_s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (41)$$

$Z_0$  représente l'impédance interne de la source d'excitation bilatérale définie de telle sorte qu'elle soit commune aux deux milieux situés de part et d'autre du plan de discontinuité  $\Omega$ . Son expression analytique est la suivante :

$$Z_0 = Z_{01} // Z_{02} = \frac{Z_{01}Z_{02}}{Z_{01} + Z_{02}} \quad (42)$$

$\widehat{H}_s$  est l'échelon d' Heaviside défini de telle sorte que :

$$\widehat{H}_s \Rightarrow \begin{cases} 1 \text{ sur la région de la source} \\ 0 \text{ ailleurs} \end{cases}$$

De la relation (41), on peut tirer directement l'expression de l'opérateur de diffraction qui relie les ondes réfléchies aux ondes incidentes sur la région de la source d'excitation bilatérale du plan  $\Omega$  tel que :

$$\widehat{\Gamma}_\Omega = \begin{bmatrix} \frac{Z_{02}Z_{01}+Z_0(Z_{01}-Z_{02})}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+Z_{02})} & \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+Z_{02})} \\ \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+Z_{02})} & \frac{Z_{02}Z_{01}+Z_0(Z_{01}-Z_{02})}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+Z_{02})} \end{bmatrix}. \quad (43)$$

#### 5.4.10 Cas ou la source d'excitation est unilatérale.

Une source d'excitation unilatérale localisée au plan de la structure, émet des ondes dans l'un des deux milieux diélectriques supérieur ou inférieur. Ce type de source est court-circuitée soit sur sa face supérieure, soit sur sa face inférieure par une lame métallique parfaitement conductrice, ce qui interrompt la continuité des champs électromagnétiques dans le milieu non excité. Les schémas électriques équivalents sont donnés aux figures (56) et (57).

#### 5.4.11 Source d'excitation unilatérale émettant vers le milieu supérieur (milieu 1).

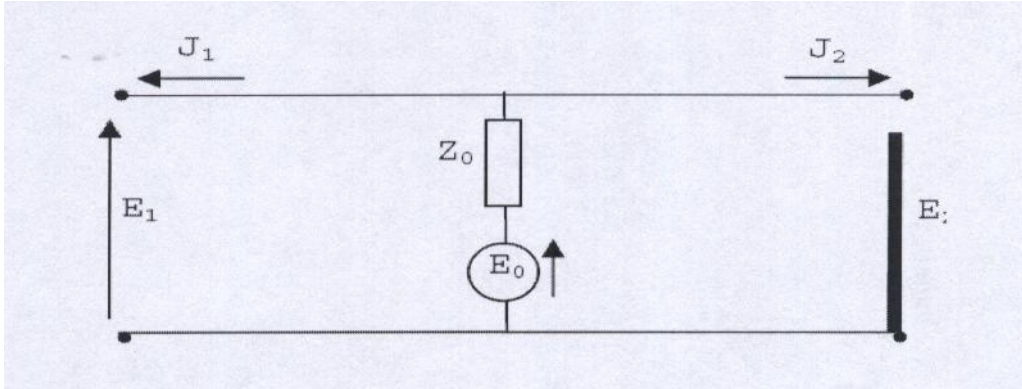


FIGURE 56 – Circuit électrique équivalent à une source d'excitation unilatérale émettant vers le milieu 1.

D'après le circuit de la figure 56 et d'après les lois de la tension et du courant exprimant les conditions aux limites et la continuité du champ électrique au niveau de la source on peut écrire :

$$\vec{E}_1 = \vec{E}_0 - Z_0(\vec{J}_1 + \vec{J}_2) \quad (44)$$

$$\text{Avec. } \vec{J}_1 = -\frac{1}{\sqrt{Z_{01}}}(\vec{A}_1 - \vec{B}_1) \text{ et } \vec{E}_1 = \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1)$$

Qui permet d'écrire en termes d'ondes :

$$\vec{A}_1 = \frac{Z_0 - Z_{01}}{Z_0 + Z_{01}} \vec{B}_1 + \frac{2Z_0Z_{01}}{\sqrt{Z_{01}Z_{02}}(Z_{01} + Z_0)} \vec{B}_2 + \frac{Z_{01}}{Z_0 + Z_{01}} \cdot \frac{\vec{E}_0}{\sqrt{Z_{01}}} \quad (45)$$

La condition aux limites imposée au champ électrique dans le milieu 2, s'écrit :

$$\vec{E}_2 = \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) = 0 \quad (46)$$

$$\vec{A}_2 = -\vec{B}_2$$

Enfin la représentation matricielle des ondes incidentes  $A_k$  en fonction des ondes réfléchies  $B_k$  se résume par la relation :

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_0 - Z_{01}}{Z_{01} + Z_0} \widehat{H}_s & \frac{2Z_0 Z_{01}}{\sqrt{Z_{01} Z_{02}} (Z_0 + Z_{01})} \widehat{H}_s \\ 0 & -\widehat{H}_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} + \left( \frac{Z_{01}}{Z_{01} + Z_0} \right) \cdot \begin{bmatrix} \frac{E_0}{\sqrt{Z_{01}}} \widehat{H}_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (47)$$

L'expression de l'opérateur de diffraction, qui relie les ondes réfléchies aux ondes incidentes sur la région de la source d'excitation unilatérale émettant vers le milieu 1 est tirée de la relation (47) tel que :

$$\widehat{\Gamma}_\Omega = \begin{bmatrix} \frac{Z_0 - Z_{01}}{Z_{01} + Z_0} & \frac{2Z_0 Z_{01}}{\sqrt{Z_{01} Z_{02}} (Z_0 + Z_{01})} \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (48)$$

#### 5.4.12 Source d'excitation unilatérale émettant vers le milieu inférieur (milieu 2).

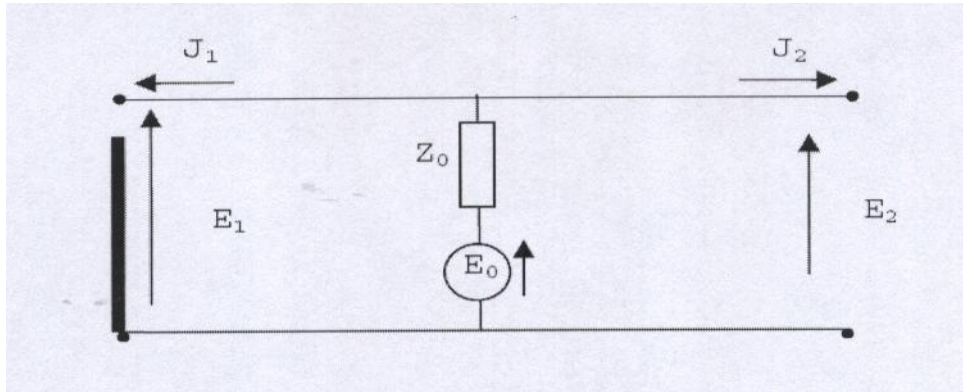


FIGURE 57 – Circuit électrique équivalent à une source d'excitation unilatérale émettant vers le milieu 2.

De la même manière, le circuit de la figure 57 satisfait aux relations :

$$\vec{E}_2 = \vec{E}_0 - Z_0(\vec{J}_1 + \vec{J}_2) \quad (49)$$

$$\text{Avec } \vec{J}_2 = -\frac{1}{\sqrt{Z_{02}}}(\vec{A}_2 - \vec{B}_2) \text{ et } \vec{E}_2 = \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2)$$

Qui permet d'écrire en termes d'ondes :

$$\vec{A}_2 = \frac{Z_0 - Z_{02}}{Z_0 + Z_{02}} \vec{B}_2 + \frac{2Z_0 Z_{02}}{\sqrt{Z_{01} Z_{02}} (Z_{02} + Z_0)} \vec{B}_1 + \frac{Z_{02}}{Z_0 + Z_{02}} \cdot \frac{\vec{E}_0}{\sqrt{Z_{02}}} \quad (50)$$

Et dans le milieu 2, La condition aux limites imposée au champ électrique, s'écrit :

$$\vec{E}_1 = \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = 0 \quad (51)$$

$$\vec{A}_1 = -\vec{B}_1$$

Ce qui donne une représentation matricielle :

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\widehat{H}_s & 0 \\ \frac{2Z_0Z_{02}}{\sqrt{Z_{01}Z_{02}(Z_0+(Z_{02}))}}\widehat{H}_s & \frac{Z_0-Z_{02}}{Z_{02}+Z_0}\widehat{H}_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} + \left(\frac{Z_{02}}{Z_{02}+Z_0}\right) \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E_0}{\sqrt{Z_{02}}}\widehat{H}_s \end{bmatrix}. \quad (52)$$

L'expression de l'opérateur de diffraction, qui relie les ondes réfléchies aux ondes incidentes sur cette région est tirée de la relation (52) tel que :

$$\widehat{\Gamma}_\Omega = \begin{bmatrix} -1. & 0 \\ \frac{2Z_0Z_{02}}{\sqrt{Z_{01}Z_{02}(Z_0+(Z_{02}))}} & \frac{Z_0-Z_{02}}{Z_{02}+Z_0} \end{bmatrix} \quad (53)$$

#### 5.4.13 Expression de $\widehat{\Gamma}_\Omega$ sur la région d'une impédance de surface.

Par définition l'impédance de surface  $Z_s$  permet de mettre en relation le champ électrique  $E$  avec la densité du courant  $J$ . ce qui se traduit en équation par :

$$\vec{E} = Z_s \cdot \vec{J} \quad (54)$$

pour le cas particulier on aura :

$$\begin{aligned} Z_s &= 0 \text{ sur la région métallique} \\ Z_s &= \infty \text{ ailleurs} \end{aligned}$$

Sur la région occupée par une impédance de surface les conditions aux limites et de continuité des champs tangentiels permettent d'écrire :

$$\begin{aligned} \vec{E}_1 &= \vec{E}_2 = \vec{E} = Z_s \cdot \vec{J} \\ \vec{J}_1 + \vec{J}_2 &= \vec{J} \end{aligned} \quad (55)$$

En remplaçant  $E_1, E_2, J_1$  et  $J_2$  par les équations de la relation (24) on peut écrire :

$$\begin{cases} \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) \\ \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = Z_s \left( \frac{\vec{A}_1 - \vec{B}_1}{\sqrt{Z_{01}}} + \frac{\vec{A}_2 - \vec{B}_2}{\sqrt{Z_{02}}} \right) \end{cases} \quad (56)$$

Ce qui donne en expression matricielle

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{02}-Z_{01})}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_0+(Z_{02}))}\widehat{H}_z & \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{01}+(Z_{02}))}\widehat{H}_z \\ \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{01}+(Z_{02}))}\widehat{H}_z & \frac{Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{01}-Z_{02})}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_0+(Z_{02}))}\widehat{H}_z \end{bmatrix}. \quad (57)$$

$\widehat{H}_z$  est l'échelon d' Heaviside défini de telle sorte que :

$$\widehat{H}_z \Rightarrow \begin{cases} 1 \text{ sur la région de l'impédance de surface.} \\ 0 \text{ ailleurs} \end{cases}$$

L'expression de l'opérateur de diffraction, qui relie les ondes réfléchies aux ondes incidentes sur cette région est tirée de la relation (57) tel que :

$$\widehat{\Gamma}_\Omega = \begin{bmatrix} \frac{Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{02}-Z_{01})}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_0+(Z_{02}))} & \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{01}+(Z_{02}))} \\ \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{01}+(Z_{02}))} & \frac{Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{01}-Z_{02})}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_0+(Z_{02}))} \end{bmatrix}. \quad (58)$$

#### 5.4.14 Expression de $\widehat{\Gamma}_\Omega$ sur tout le plan de discontinuité.

Sachant que les différents vecteurs A sont des vecteurs formés de deux composantes l'une suivant l'axe des x et l'autre suivant l'axe des y, ainsi ces vecteurs dépendent des milieux dans lesquels ils sont calculés, ce qui nous ramène à écrire :

$$\begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = [\widehat{\Gamma}] \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{A}_1^0 \\ \vec{A}_2^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (59)$$

#### 5.4.15 Cas ou le plan de discontinuité contient une impédance de surface.

La matrice de diffraction caractéristique du plan de discontinuité contenant une impédance de surface est donnée par la relation suivante :

$$[\widehat{\Gamma}] \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\widehat{H}_m + K_{11}\widehat{H}_{si} + \frac{Z_{02}-Z_{01}}{Z_{01}+Z_{02}}\widehat{H}_i + \frac{Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{02}-Z_{01})}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_0+(Z_{02}))}\widehat{H}_z \\ K_{12}\widehat{H}_{si} + \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02}+Z_{01}}\widehat{H}_i \cdot \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{01}+(Z_{02}))}\widehat{H}_z \\ K_{12}\widehat{H}_{si} + \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02}+Z_{01}}\widehat{H}_i + \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{01}+(Z_{02}))}\widehat{H}_z \\ -\widehat{H}_m + K_{22}\widehat{H}_{si} + \frac{Z_{01}-Z_{02}}{Z_{01}+Z_{02}}\widehat{H}_i + \frac{Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_{02}-Z_{01})}{-Z_{01}Z_{02}+Z_s(Z_0+(Z_{02}))}\widehat{H}_z \end{bmatrix}. \quad (60)$$

#### 5.4.16 Cas ou le plan de discontinuité contient des sources auxiliaires.

L'intégration de la technique des sources auxiliaires dans la méthode itérative consiste à remplacer en premier lieu les composants localisés du circuit étudié par des sources auxiliaires. Les composants dipolaires « résistor, inducteur, condensateur, diode » sont modélisés par une seule source localisée et le transistor par deux sources localisées couplées de façon électromagnétique). Par la suite nous activons les sources l'une après l'autre (sources d'excitations et sources auxiliaires) et nous déterminons le couplage électromagnétique entre ces différents éléments du circuit étudié. Une fois cette opération terminée, nous branchons les composants localisés à leur place dans le circuit et nous calculons les paramètres du circuit global en se basant sur les résultats trouvés dans la première partie et sur les schémas électriques intrinsèques des composants. La matrice de diffraction caractéristique du plan de discontinuité incluant des sources auxiliaires localisées est donnée par :

$$[\widehat{\Gamma}] \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\widehat{H}_m + K_{11}\widehat{H}_{si} + \frac{Z_{02}-Z_{01}}{Z_{01}+Z_{02}}\widehat{H}_i & K_{12}\widehat{H}_{si} + \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02}+Z_{01}}\widehat{H}_i \\ K_{21}\widehat{H}_{si} + \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02}+Z_{01}}\widehat{H}_i & -\widehat{H}_m + K_{22}\widehat{H}_{si} + \frac{Z_{01}-Z_{02}}{Z_{01}+Z_{02}}\widehat{H}_i \end{bmatrix}. \quad (61)$$

$\widehat{H}_{si}$  est l'échelon d'Heaviside défini de telle sorte que :

$$\widehat{H}_{si} \Rightarrow \begin{cases} 1. \text{sur la région de source si.} \\ 0. \text{ailleurs} \end{cases}$$

est l'une des différentes sources de la structure (sources d'excitation et sources auxiliaires) qui est activée. Donc dans les deux derniers cas les différents paramètres qui constituent l'opérateur de diffraction sont exprimés en fonctions de  $\widehat{H}_{si}$ ,  $\widehat{H}_i$ ,  $\widehat{H}_m$  et  $\widehat{H}_z$ , : fonctions indicatrices des différentes régions constituant le plan  $\Omega$ .

## 5.5 Opérateur de réflexion $\hat{\Gamma}_k$

L'opérateur de réflexion  $\hat{\Gamma}_k$  est défini dans le domaine modal. Il décrit la nature des parois du boîtier et le diélectrique des différents milieux de la structure. Il assure le lien entre les ondes diffractées ( $A_k$ ) par le plan de discontinuité et les ondes réfléchies ( $B_k$ ) d'une part par le capot supérieur et d'autre part par le capot inférieur, cet opérateur s'exprime par :

$$\hat{\Gamma}_k = \sum_{m,n,\alpha} | f_{m,n}^\alpha \rangle \frac{1 - Z_{0k} Y_{m,n}^{\alpha,k}}{1 + Z_{0k} Y_{m,n}^{\alpha,k}} \langle f_{m,n}^\alpha | \quad (62)$$

Où  $f_{m,n}^\alpha$  : représentent les fonctions des modes du boîtier contenant le circuit. Leurs expressions dépendent de la nature des murs latéraux de ce boîtier.  $Z_{0k}$  : impédance intrinsèque du milieu k

$Y_{m,n}^{\alpha,k}$  : Admittance de mode ramenée au niveau de l'interface  $\Omega$ , elle dépend de l'épaisseur du diélectrique (h) du milieu considéré. Son expression en fonction des modes (TE ou TM) se met sous la forme suivante :

- Pour un capot supérieur ou inférieur placé à la distance h du plan de discontinuité.

$$Y_{m,n}^{\alpha,k} = Y_{m,n}^\alpha (\varepsilon_{rk} \coth(\gamma_{m,n}(\varepsilon_{rk}) \cdot h) \quad (63)$$

- Pour un circuit ouvert (en l'absence du capot/ guide d'ondes infini).

$$Y_{m,n}^{\alpha,k} = Y_{m,n}^\alpha (\varepsilon_{rk}) \quad (64)$$

Avec :  $Y_{m,n}^\alpha$  est l'admittance de mode donnée pour les modes :

- TE :  $Y_{m,n}^{TE} = \frac{\gamma_{m,n}(\varepsilon_{rk})}{j \cdot \omega \mu_0}$
- TM :  $Y_{m,n}^{TM} = \frac{j \cdot \omega \varepsilon_0 \varepsilon_{rk}}{\gamma_{m,n}(\varepsilon_{rk})}$

$\gamma_{m,n}(\varepsilon_{rk})$  : est la constante de propagation exprimée dans le domaine spectral fonction des grandeurs géométriques et des différents éléments caractéristiques du milieu k considéré. Elle s'exprime par la relation suivante :

$$\gamma_{m,n}^2(\varepsilon_{rk}) = \left[ \frac{m\pi}{a} \right]^2 + \left[ \frac{n\pi}{b} \right]^2 \quad (65)$$

### 5.5.1 Transformé de Fourier rapide en mode (FMT) :

Sur le capot supérieur et inférieur du boîtier métallique, l'onde incidente  $A_k$  subit une réflexion totale pour générer une onde réfléchie  $B_k$  tel que :

$$\begin{bmatrix} B_k^{TE} \\ B_k^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_K^{TE} & 0 \\ 0 & \Gamma_K^{TM} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_k^{TE} \\ A_k^{TM} \end{bmatrix} \quad (66)$$

La transformé de Fourier rapide en mode est une fonction permettant de définir les amplitudes des modes TE (transverse électrique) et TM (transverse magnétique) dans le domaine spectral. Son utilisation dans la méthode itérative réduit considérablement le temps de calcul et accélère le passage des ondes incidentes des domaines spatial au domaine modal et accélère aussi le passage des ondes réfléchies du domaine modal au domaine spatial.

$$\begin{bmatrix} A_k^{TE} \\ A_k^{TM} \end{bmatrix} = 2D - FMT \begin{bmatrix} A_{k,x} \\ A_{k,y} \end{bmatrix} \quad (67)$$

$$\begin{bmatrix} B_{k,x} \\ B_{k,y} \end{bmatrix} = 2D - FMT^{1-} \begin{bmatrix} B_k^{TE} \\ B_k^{TM} \end{bmatrix} \quad (68)$$

La  $2D-FMT$  et la  $2D-FMT_1$  symbolisant respectivement la transformé de Fourier directe et inverse en mode à deux dimensions La  $FMT$  nécessite la discrétisation des domaines spatial et modal. La discrétisation du premier domaine est réaliser par un maillage des différentes régions du plan  $\Omega$  en petites surfaces (pixels) dont les dimensions sont liés aux dimensions des composants passifs inclus dans ce plan. Le comportement électromagnétique d'une structure planaires simple ou multicouches sera résumé par l'écriture des conditions aux limites et de continuité des champs tangentiels sur chaque pixel dans ce domaine l'interaction entre pixels n'est pas considérée dans la formulation de la méthode. En revanche, l'utilisation de la  $FMT$  introduit un couplage implicite des pixels dans le domaine modal. Les grandeurs électromagnétiques et les ondes (incidentes et réfléchies) sont représentées par des matrices dont les dimensions dépendent de la densité du maillage choisi.

Les transformées de Fourier utilisées dans la mise en œuvre de la sont des combinaisons des en cosinus et en sinus selon la nature des parois latérales de la cavité contenant le circuit à étudier. Ces à deux dimensions ont été généralisées aux fonctions complexes à deux variables. Dans ce qui suit, pour traiter les circuit micro-ondes la à deux dimensions est formulée pour le cas ou les murs latéraux sont électriques.

### 5.5.2 Transformé de Fourier rapide (FFT) :

Soit  $V$ , un vecteur à deux composantes ( $V_x, V_y$ ) de longueur ( $M, N$ ), contenant chacune les amplitudes des échantillons  $v(x, y)$  de la surface de discontinuité tel qu'elles soient de la manière suivante :

$$V = \sum_{x,y=0}^{M,N} V(x, y) \quad (69)$$

$$FFT(V) = V'_{m,n} = \frac{1}{MN} \sum_{x,y=0}^{M-1,N-1} V(x+1, y+1) \cdot e^{-\frac{2jnx\pi}{N}} \cdot e^{-\frac{2jmy\pi}{M}} \quad (70)$$

On définit la transformée de Fourier rapide de  $V$ , une fonction  $V'_{m,n}$  telle que :

$$FFT^{-1}(V'_{m,n}) = V_{x,y} = \frac{1}{MN} \sum_{n,m=0}^{M-1,N-1} V'(n+1, m+1) \cdot e^{-\frac{2jnx\pi}{N}} \cdot e^{-\frac{2jmy\pi}{M}} \quad (71)$$

De même, tout en connaissant le spectre d'un vecteur quelconque, il existe une fonction inverse qui restitue le vecteur initial dans le domaine spatial tel que :

$$FFT(E) = \sum_{x,y=0}^{M-1,N-1} E(x+1, y+1) \cdot \left[ \cos \frac{2nx\pi}{N} - j \sin \frac{2nx\pi}{N} \right] \left[ \cos \frac{2ny\pi}{M} - j \sin \frac{2ny\pi}{M} \right] \quad (72)$$

### 5.5.3 Transformée de Fourier rapide en mode dans le cas Où les murs latéraux sont électriques

Dans ce cas, les composantes des champs électriques ( $E_x$  et  $E_y$ ) sont décomposées respectivement sur des bases en cosinus-sinus qui résultent des conditions aux limites sur les murs latéraux. Ainsi les transformées de Fourier rapide en cosinus et sinus-cosinus sont déduites. D'autre part, la FFT en exponentielle (70) n'est autre qu'une combinaison linéaire de la transformée de Fourier en cosinus et en sinus. En remplaçant les termes en exponentielle dans l'équation (70) par leurs équivalents trigonométriques, la FFT devient alors :

$$FFT(E) = \sum_{x,y=0}^{M-1,N-1} E(x+1, y+1) \cdot \left[ \cos \frac{2nx\pi}{N} - j \sin \frac{2nx\pi}{N} \right] \left[ \cos \frac{2ny\pi}{M} - j \sin \frac{2ny\pi}{M} \right] \quad (73)$$

Après développement on obtient :

$$FFT(E) = \sum_{x,y=0}^{M-1,N-1} E(x+1, y+1).$$

$$X \left[ \cos \frac{2nx\pi}{N} \cos \frac{2ny\pi}{M} - \sin \frac{2nx\pi}{N} \sin \frac{2ny\pi}{M} \right] - j \left[ \sin \frac{2nx\pi}{N} \cos \frac{2ny\pi}{M} + \sin \frac{2ny\pi}{M} \cos \frac{2nx\pi}{N} \right] \quad (74)$$

Pour passer de la FFT en exponentielle à la FFT en cosinus sinus, on annule l'équation (74). Ceci se fait en doublant le domaine de définition du vecteur initial et en utilisant un jeu de symétrie suivant l'axe de révolution pour déterminer les coefficients de Fourier en cosinus-sinus et sinus-cosinus.

#### 5.5.4 Principe de la transformée de Fourier rapide en mode (FMT) :

La décomposition du champs électrique  $E(x, y)$  sur la base des modes TE et TM du boîtier est donnée par l'expression suivante :

$$E(x, y) = \sum_{m,n=0} e_{mnTE} | f_{mn}^{TE}(x, y) \rangle + e_{mnTM} | f_{mn}^{TE}(x, y) \rangle \quad (75)$$

Avec :  $f_{mn}^{TE}(x, y)$  et  $f_{mn}^{TM}(x, y)$  sont les fonctions de modes du boîtier du circuit à étudier (dans notre cas c'est un guide d'onde rectangulaire) qui constituent une base orthonormée dans le domaine modal. Les amplitudes des modes TE et TM sont exprimées par :

$$\begin{aligned} e_{mnTE} &= \langle f_{xmn}^{TE}(x, y) | E(x, y) \rangle \\ e_{mnTM} &= \langle f_{xmn}^{TM}(x, y) | E(x, y) \rangle \end{aligned} \quad (76)$$

Dans notre application on a choisi un boîtier à parois électriques dont les fonctions de modes sont exprimées respectivement par les relations suivantes :

Les amplitudes des modes peuvent s'écrire alors sous la forme suivante :

– pour le mode TE :

$$\begin{aligned} f_{xmn}^{TE} &= \frac{n}{b} \frac{1}{\sqrt{(\frac{m}{a})^2 + (\frac{n}{b})^2}} \sqrt{\frac{2\sigma_{mn}}{ab}} \cos\left(\frac{mx\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{ny\pi}{b}\right) \\ f_{ymn}^{TE} &= -\frac{m}{a} \frac{1}{\sqrt{(\frac{m}{a})^2 + (\frac{n}{b})^2}} \sqrt{\frac{2\sigma_{mn}}{ab}} \cos\left(\frac{ny\pi}{b}\right) \sin\left(\frac{mx\pi}{a}\right) \end{aligned} \quad (77)$$

– pour le mode TM :

$$\begin{aligned} f_{xmn}^{TM} &= \frac{m}{b} \frac{1}{\sqrt{(\frac{m}{a})^2 + (\frac{n}{b})^2}} \sqrt{\frac{2\sigma_{mn}}{ab}} \cos\left(\frac{mx\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{ny\pi}{b}\right) \\ f_{ymn}^{TM} &= \frac{n}{a} \frac{1}{\sqrt{(\frac{m}{a})^2 + (\frac{n}{b})^2}} \sqrt{\frac{2\sigma_{mn}}{ab}} \cos\left(\frac{ny\pi}{b}\right) \sin\left(\frac{mx\pi}{a}\right) \end{aligned} \quad (78)$$

Avec :  $\sigma_{mn=2}$  si  $(m, n) \neq 0$ ,  $\sigma_{mn=1}$  si  $(m+n)=0$ ; m,n :indices des modes TE et TM ;  
a :dimension du boîtier suivant l'axe ox et b : dimension du boîtier suivant l'axe oy.

$$\begin{bmatrix} e_{mn}^{TE} \\ e_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{(\frac{m}{a})^2 + (\frac{n}{a})^2}} \sqrt{\frac{2\sigma_{mn}}{ab}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{n}{b} & \frac{-m}{a} \\ \frac{m}{a} & \frac{n}{b} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle \cos(\frac{mx\pi}{a}) \sin(\frac{ny\pi}{b}) | E_x(x, y) \rangle \\ \langle \cos(\frac{my\pi}{b}) \sin(\frac{nx\pi}{a}) | E_y(x, y) \rangle \end{bmatrix} \quad (79)$$

Le plan  $\Omega$  étant divisé en pixels, nous pouvons effectuer le changement de variable suivant :

- $\frac{x}{a} = \frac{i}{N_{01}}$  avec  $N_{01}$  Nombre de pixels suivant ox
- $\frac{y}{b} = \frac{j}{N_{02}}$  avec  $N_{02}$  Nombre de pixels suivant oy

Les produits scalaires deviennent

$$\begin{aligned} \langle \cos(\frac{mx\pi}{a}) \sin(\frac{ny\pi}{b}) | E_x(x, y) \rangle &= \sum_{i=0}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_x(i, j) \cdot \cos(\frac{ni\pi}{N_{01}}) \sin(\frac{mj\pi}{N_{02}}) \\ \langle \cos(\frac{mx\pi}{a}) \sin(\frac{ny\pi}{b}) | E_y(x, y) \rangle &= \sum_{i=0}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_y(i, j) \cdot \cos(\frac{ni\pi}{N_{01}}) \sin(\frac{mj\pi}{N_{02}}) \end{aligned} \quad (80)$$

Finalement les amplitudes des modes TE et TM peuvent s'écrire ainsi :

$$\begin{bmatrix} e_{mn}^{TE} \\ e_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = K(m, n) \cdot \begin{bmatrix} \frac{n}{b} & \frac{-m}{a} \\ \frac{m}{a} & \frac{n}{b} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_x(i, j) \cdot \cos(\frac{ni\pi}{N_{01}}) \sin(\frac{mj\pi}{N_{02}}) \\ \sum_{i=0}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_y(i, j) \cdot \cos(\frac{ni\pi}{N_{01}}) \sin(\frac{mj\pi}{N_{02}}) \end{bmatrix} \quad (81)$$

Avec  $K(m, n) = \frac{1}{\sqrt{(\frac{m}{a})^2 + (\frac{n}{a})^2}} \sqrt{\frac{2\sigma_{mn}}{ab}}$

On appelle la transformée de Fourier en cosinus et sinus l'expression suivante :

$$2D - FT_{\text{cossin}} \begin{bmatrix} E_x(i, j) \\ E_y(i, j) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_x(i, j) \cdot \cos(\frac{mi\pi}{N_{01}}) \sin(\frac{nj\pi}{N_{02}}) \\ \sum_{i=1}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_y(i, j) \cdot \cos(\frac{mj\pi}{N_{02}}) \sin(\frac{ni\pi}{N_{01}}) \end{bmatrix} \quad (82)$$

Finalement la transformée de Fourier en mode (FMT) :

$$\begin{bmatrix} e_{mn}^{TE} \\ e_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = 2D - FT_{\text{cossin}} \begin{bmatrix} E_x(i, j) \\ E_y(i, j) \end{bmatrix} = FMT \begin{bmatrix} E_x(i, j) \\ E_y(i, j) \end{bmatrix} \quad (83)$$

Où T est l'opérateur de passage dans le domaine spectral défini par :

$$\hat{T} = K(m, n) \cdot \begin{bmatrix} \frac{n}{b} & \frac{-m}{a} \\ \frac{m}{a} & \frac{n}{b} \end{bmatrix} \quad (84)$$

## 5.6 Conclusion

Plusieurs méthodes numériques ont été développées pour analyser et caractériser des circuits micro-ondes en technologie micro ruban à savoir les méthodes intégrales et différentielles. Face à la complexité de ces circuits, ces méthodes ont été réajustées pour la mise en œuvre d'une approche itérative basée sur le concept des ondes transverses.

Dans ce chapitre, nous avons exploré les différentes méthodes d'analyse et de modélisation EM qui existent dans la littérature. Enfin et pour focaliser notre étude nous avons choisi de présenter l'étude détaillée d'une méthode de résolution numérique intégrale récente appelée méthode itérative basée sur le concept de l'onde transverse connue sous l'abréviation anglaise WCIP ( wave concept iterative procedure ).

6 Chapitre IV Analyse EM et caractérisation de  
quelques structures passives de CI par la méthode  
itérative.

Chapitre IV :  
Analyse EM et caractérisation de  
quelques structures passives de CI par la  
méthode itérative.

## 6.1 Introduction

Nous avons commencé ce chapitre qui se veut pratique par La conception d'une ligne micro ruban qui est effectuée selon un cahier de charge prédéterminé, à partir des épaisseurs du substrat et celle du ruban ainsi que la permittivité relative du substrat diélectrique et l'impédance caractéristique pour avoir l'adaptation, on a pu calculer la largeur du ruban ainsi que la permittivité effective de la ligne micro ruban. La deuxième partie du chapitre est dédiée à l'analyse de quelques structures micro ruban par la méthode itérative (WCIP) et cela sur une large bande de fréquence dépassant les 100 GHz, nous allons étudier par simulation L'influence des différents paramètres géométriques et technologiques : l'épaisseur du substrat, sa permittivité, la largeur du ruban, l'espace entre les lignes et enfin la miniaturisation globale des structure sur les paramètres S et les impédances vue par la source , ainsi que les distribution des densité de courant des structures modélisées et étudiées . [79-91]

## 6.2 Conception d'une ligne micro ruban.

Comme il a été vu dans le premier chapitre, Une ligne micro ruban (figure 58) se caractérise par la propagation d'un mode quasi-TEM sans fréquence de coupure. Cette structure se modélise sous la forme d'une ligne de transmission, en considérant une structure homogène définie par une impédance caractéristique ( $Z_c$ ) et une permittivité relative ( $\epsilon_r$ ). Les propriétés des lignes dépendent de l'épaisseur  $h$  du substrat sur lequel elles sont réalisées. Cette technologie présente deux principaux inconvénients : elle est dispersive aux fréquences millimétriques, elle nécessite un amincissement du substrat pour d'une part réduire la largeur du ruban ( $W$ ) pour une impédance caractéristique donnée, et d'autre part pour réaliser des trous métallisés (vias) de connexion entre les deux plans. Ces via (holes) introduisent des éléments parasites. Malgré ces inconvénients, cette technologie est la plus utilisée industriellement. Ceci peut s'expliquer par l'existence des modèles de simulation précis des dispositifs, qui tiennent compte de ces effets et qui contribuent à une bonne conception de circuits.

### 6.2.1 Cahier de charge

On veut raccorder deux circuits intégrés micro-ondes en utilisant une ligne de transmission micro ruban. la ligne doit être de 10 cm de long ; construite en utilisant le cuivre comme conducteur d'épaisseur ( $t = 0,15$  mm) pour le micro ruban et le plan de masse du dessous qui doivent être séparés par une fibre de verre époxy de permittivité ( $\epsilon_r = 4,9$ ) d'épaisseur ( $h = 0,8$  mm). On doit effectuée une adaptation d'impédance de la ligne pour avoir une impédance caractéristique ( $Z_0 = 50 \Omega$ ).

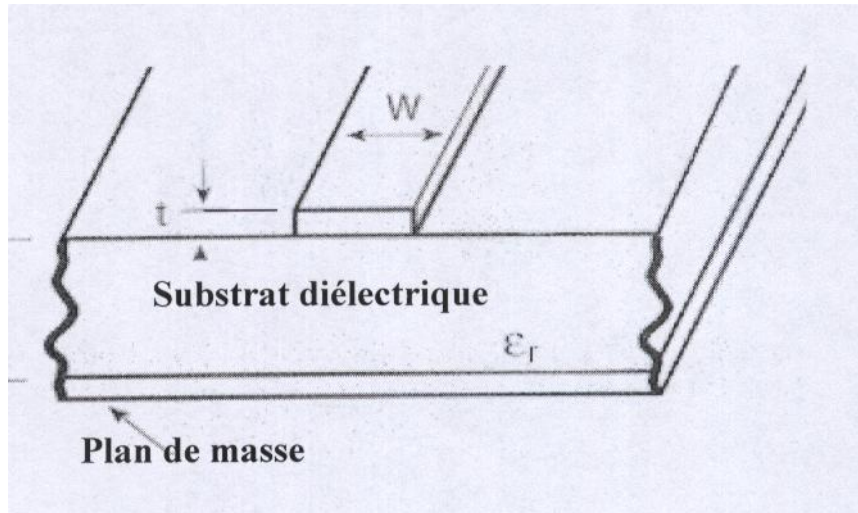


FIGURE 58 – Section droite d'une ligne micro ruban avec les différents paramètres.

### 6.2.2 Étapes de la conception

On doit Déterminer les éléments suivants :

- La largeur effective ( $W_e$ ) du micro ruban
- La constante diélectrique effective ( $\epsilon_{eff}$ ) pour la conception micro ruban

Par l'utilisation des équation de la relation (6) et du tableau B.6 de l'annexe B, concernant l'impédance caractéristique en fonction de  $W/h$  (sans correction pour  $t$  fini), implémenté dans un code MATLAB on a tracé des courbes de l'impédance caractéristiques en fonction du rapport  $w/h$  présentées dans les figures ci-dessous.

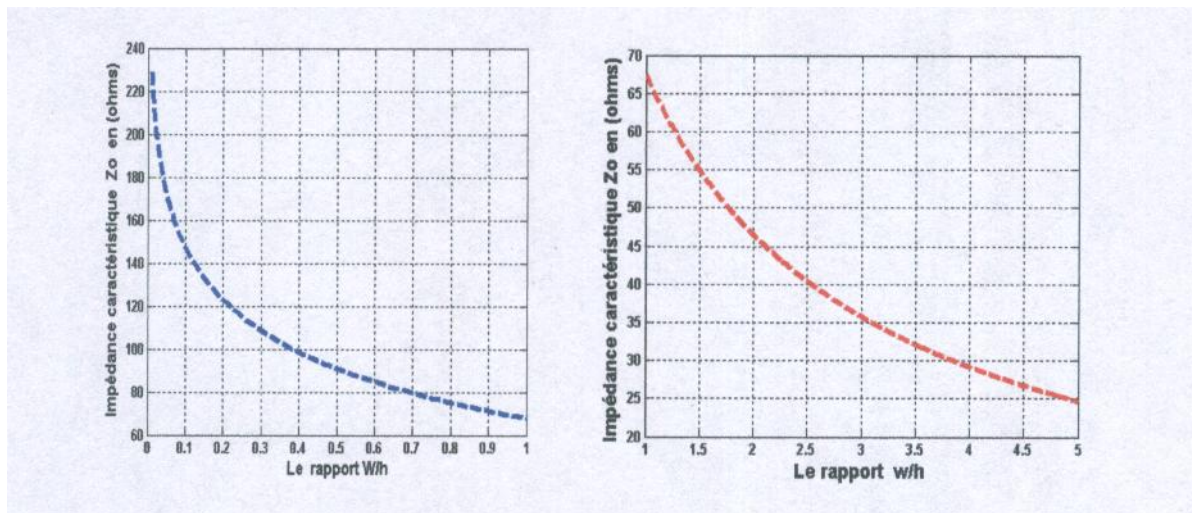


FIGURE 59 – Impédance caractéristique en fonction du rapport  $w/h$  .

Nous observons que l'impédance caractéristique diminue avec l'augmentation du rapport  $W/h$  pour les deux cas de figures. On observe aussi une certaine continuité entre les deux ensembles d'équations qui donnent les mêmes impédances caractéristiques pour  $W/h = 1$ . Nous calculons manuellement l'impédance caractéristique pour notre cas par l'utilisation de la première série d'équations ( $W/h \leq 1$ ) pour ce calcul, nous aurons les résultats suivants

Comme la valeur de  $Z_0$  est supérieure à l'impédance caractéristique désirée de  $50 = \Omega$  , il est clair que le rapport  $W/h$  doit être augmenté afin de réaliser la conception. Cela signifie

que nous allons résoudre la seconde série d'équations de conception ( $W/h \geq 1$ ). Dans cette étape nous allons prendre en considération la correction apportée par l'épaisseur finie du micro ruban et utiliser la formule pour ( $W/h \geq 1/2\pi$ ). Nous allons implémenter cette partie sur MATLAB et essayer de trouver une solution précise à notre problème. En respectant les valeurs qui nous ont été imposées dans le cahier de charge nous trouvons :

- La largeur du ruban  $W=0.0013$  mm
- La permittivité effective  $\varepsilon_{eff} = 3.6498$

### 6.3 Exemples de simulations et commentaires

#### 6.3.1 Les structures d'étude.

Les structures étudiées sont des circuits planaires simple couche ,constitués par des lignes micro ruban d'épaisseur négligeable, d'une source de champ  $E_0$  représentant le signal d'entrée du circuit et une source auxiliaire  $E_{10}$  représentant l'élément actif, le tout est déposé sur un substrat diélectrique unique, un plan de masse est réalisé en métallisant tout l'autre coté du substrat .Les extrémités de la source d'excitation et de la source auxiliaire ( l'élément actif) sont court-circuitées par le boîtier contenant le circuit. Pour exécuter la modélisation électromagnétique le circuit est encapsulé dans une cavité métallique comme il est montré dans la Figure 60.

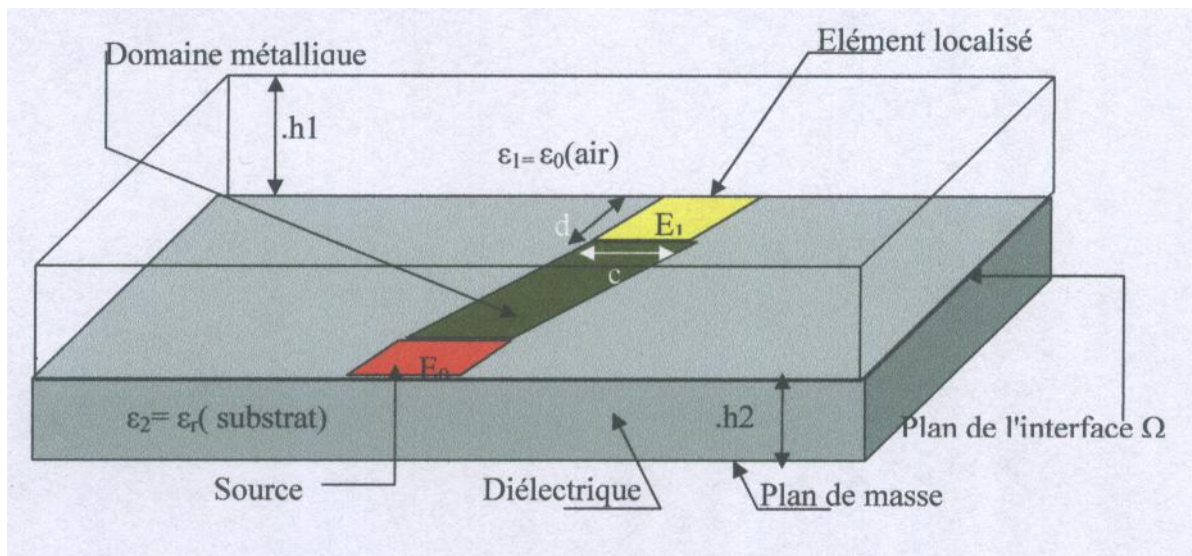


FIGURE 60 – boîtier contenant une structure planaire.

Dans l'approche de modélisation globale envisagée chacun des composants dipôles (résistance, inductance, capacité, diode) est remplacé par une seule source auxiliaire localisée tandis que les composants actifs tripôles (les transistors) sont remplacés par deux sources auxiliaires localisées. Ces sources sont respectivement placées au niveau des contacts ohmiques des différents composants .Les interconnexions ainsi que la connexion à la masse sont assurées par des lignes de transmission .

#### 6.3.2 Les paramètres de simulation

La base du circuit est rectangulaire ( $a \times b$ ), divisés sous forme de grille uniforme de  $M \times N$  pixels. Les autres paramètres du circuit sont les suivantes :

- h1 : hauteur du boîtier
- h2 : épaisseur du substrat
- $\epsilon_{r1}$  : permittivité du milieu supérieur du boîtier ( $\epsilon_{r1}=1$  cas du vide)
- $\epsilon_{r2}$  : permittivité du substrat
- a ; b : dimensions de la base du boîtier
- finit : fréquence initiale.
- f final : fréquence finale.

Les Paramètres standard choisis pour toutes les simulations ( sauf contre indication) sont :

- $axb = 10x10$
- $gammedefrq[0 - 150]GHz$
- $h2 = 2mm; h1 = 2mm;$
- $\epsilon_{r1} = 1; \epsilon_{r2} = 12.9$
- $MxN = 16x16pixel; Nit = 300$
- pas de fréquence  $\Delta=0.5$  GHz

### 6.3.3 Convergence de la méthode

Pour voir la convergence de la méthode On a lancé la simulation pour l'interface de la figure 63 et on a tracé l'impédance vue par la source en fonction du nombre d'itérations illustrée dans la figure 61 Nous remarquons que la convergence est atteinte à partir de 150 itérations.

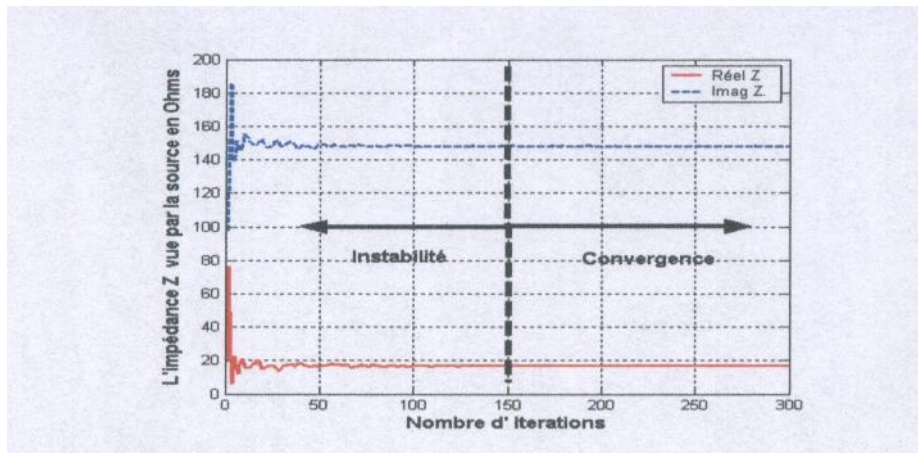


FIGURE 61 – Convergence de l'impédance vue par la source en fonction du nombre d'itérations.

Le temps de calcul pour atteindre la convergence dans la bande [1-150] GHz avec plusieurs pas de fréquence est présenté dans le tableau 4.1

Tableau 4.1 vitesse d'exécution en fonction du pas de fréquence choisi. ( processeur 3.4GHz, RAM 512 MO).

Pas de fréquence $\Delta f$ en GHz	Le temps de calcul
0.25	8 mn 06s
0.5	4mn 09s
1	12mn 10s

### 6.3.4 Influence du pas de fréquence $\Delta f$ sur les résultats de la simulation

Dans cette partie est pour vérifier l'influence du pas de la fréquence  $\Delta f$  sur les résultats de la simulation. On a lancé la simulation pour l'interface de la figure 63, en respectant tous les paramètres standards choisis plus haut et en variant le pas de la fréquence  $\Delta f$  on a tracé les paramètres S du circuit pour trois cas :  $\Delta f = 0.25$  GHz ,  $\Delta f = 0.5$  GHz et  $\Delta f = 1$  GHz.

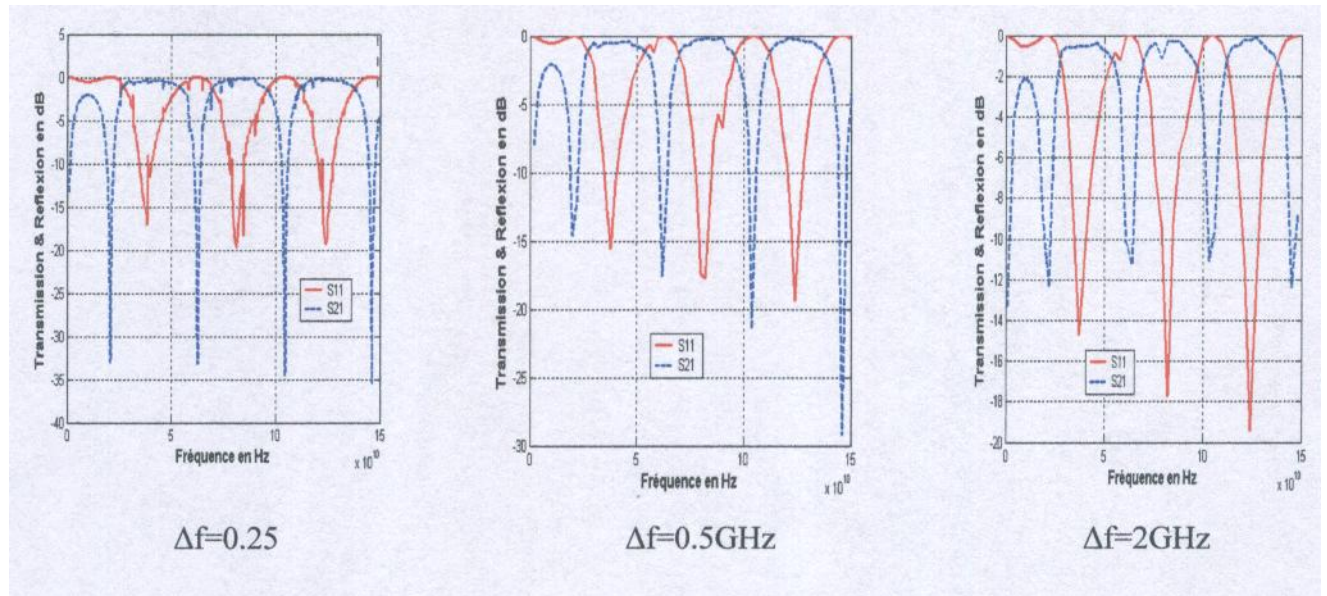


FIGURE 62 – L'effet du pas de la fréquence  $\Delta f$  sur les paramètres S11 et S21 d'une structure micro ruban passive.

On remarque dans les Figures 62 l'apparition de fréquence de résonance secondaires pour les petits pas de fréquence, ces résonances parasites disparaissent si on choisi un grand pas de fréquence, donc pour une analyse précise il est recommandé l'utilisation de petits pas, l'inconvénient du choix du petit pas est l'augmentation du temps de traitement

## 6.4 Exemple1 : Influence des paramètres d'une ligne micro ruban sur les caractéristiques d'un circuit passif.

### 6.4.1 Structure de l'interface d'étude

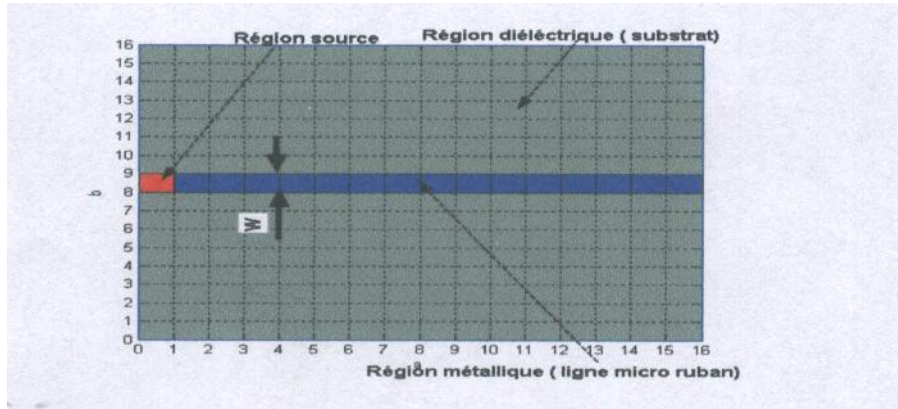


FIGURE 63 – Structure de l'interface exemple 1.

### 6.4.2 Influence de la largeur du ruban $W$ sur les caractéristiques de la structure passive

Dans cette partie nous avons lancé la simulation pour la structure de l'interface de la figure 63 par l'introduction des paramètres standards de simulation cités en § IV. 5.3.2 Et par la variation du seul paramètre  $W$  (largeur du ruban de la ligne) nous avons tracé les paramètres de réflexion et de transmission pour trois cas différents.

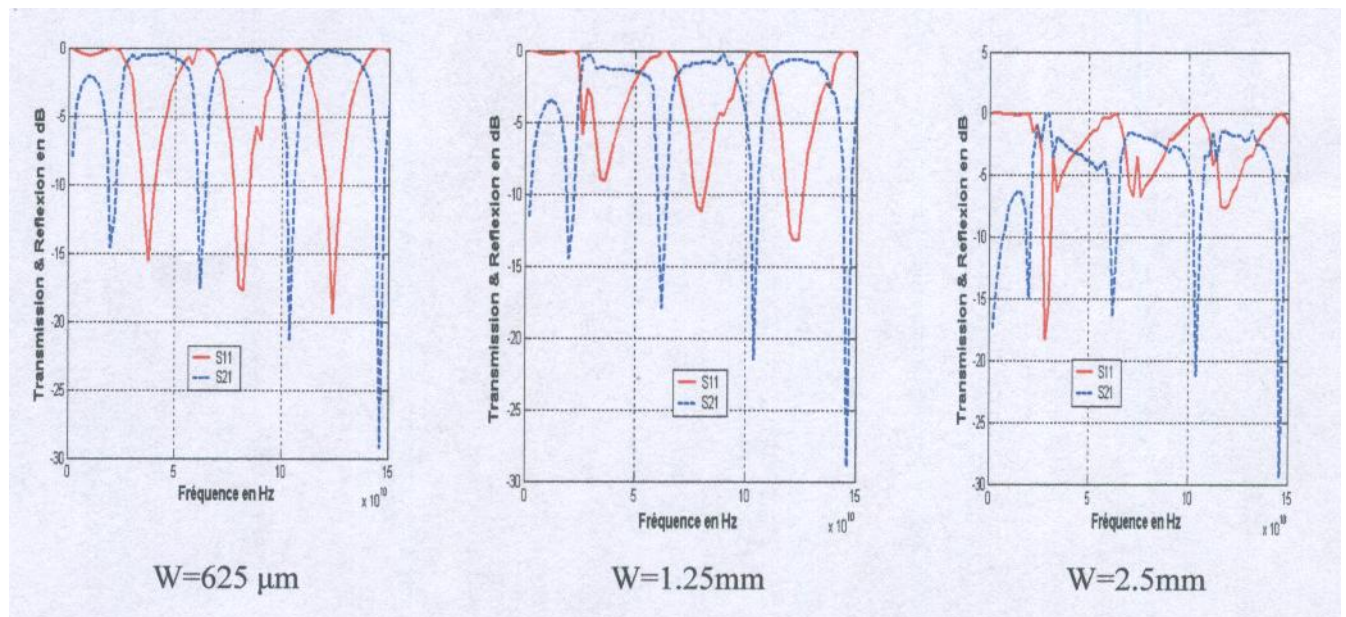


FIGURE 64 – L'effet de la largeur du ruban  $W$  sur les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  d'une structure micro ruban passive.

Dans les figures 64 on remarque une nette dégradation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  avec l'augmentation de la largeur du ruban  $W$  dans la bande de fréquence [50-150] GHz

. Tandis que dans la gamme [0-50] GHz on remarque une fluctuation dans le gain ( 15 dB pour  $W=625 \mu\text{m}$  puis 8dB pour  $W=1.25\text{mm}$  et enfin 17dB pour  $W=2.5\text{mm}$ ) avec un rétrécissement dans la bande passante. Donc les lignes micro ruban avec des traces de ruban plus larges présentent les plus petites pertes (réflexion minimale), une augmentation de la largeur  $W$  peut réduire les pertes.

### 6.4.3 Influence de l'épaisseur du substrat $h_2$ sur les caractéristiques de la structure passive.

Dans cette partie nous avons lancé la simulation pour la structure de l'interface de la figure 63 par l'introduction des paramètres de simulation précédant sauf pour l'épaisseur du substrat  $h_2$  qu'on a laissé comme paramètre d'ajustement. (La largeur du ruban est laissée fixe  $W=625 \mu\text{m}$ ). Par la variation du seul paramètre  $h_2$  (l'épaisseur du substrat) nous avons tracé les paramètres de réflexion et de transmission pour trois cas différents

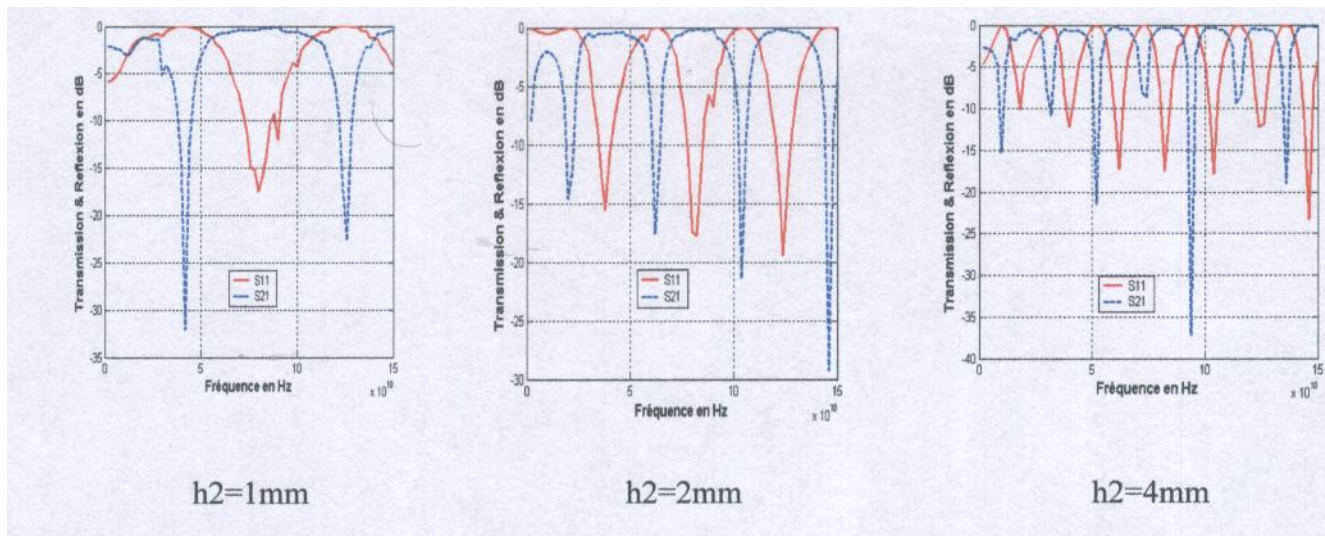


FIGURE 65 – L'effet de l'épaisseur du substrat  $h_2$  sur les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  d'une structure micro ruban passive.

Dans les figure 65 , on remarque que l'augmentation de l'épaisseur du substrat procure une nette augmentation de la réflexion à l'entrée pour les fréquences de résonance et spécialement pour la fréquence principale qui est décalée à chaque augmentation de  $h_2$  vers les hautes fréquences avec création de nouvelles fréquences de résonance ( on a pour  $h_2 = 1\text{mm}$  :  $S_{11} = -17\text{dB}$  à  $f_{res1} = 76\text{GHz}$ ; pour  $h_2 = 2\text{mm}$  :  $S_{11} = -118.5\text{dB}$  à  $f_{res1} = 125\text{GHz}$ ; pour  $h_2 = 4\text{mm}$  :  $S_{11} = -24\text{dB}$  à  $f_{res1} = 145\text{GHz}$  ) , on remarque aussi un rétrécissement de la bande passante pour toutes les fréquences de résonance.

### 6.4.4 Influence de la permittivité du substrat $\epsilon_{r2}$ sur les caractéristiques de la structure passive.

Dans cette partie nous avons lancé la simulation pur la structure de l'interface de la figure 63 par l'introduction des paramètres de simulation précédant sauf pour la permittivité du substrat  $\epsilon_{r2}$  qu'on a laissé comme paramètre d'ajustement. (La largeur du ruban ainsi que l'épaisseur du substrat sont laissées fixes). Par la variation du seul paramètre  $\epsilon_{r2}$  (la permittivité du substrat) nous avons tracé les paramètres de réflexion et de transmission pour quatre cas différents.

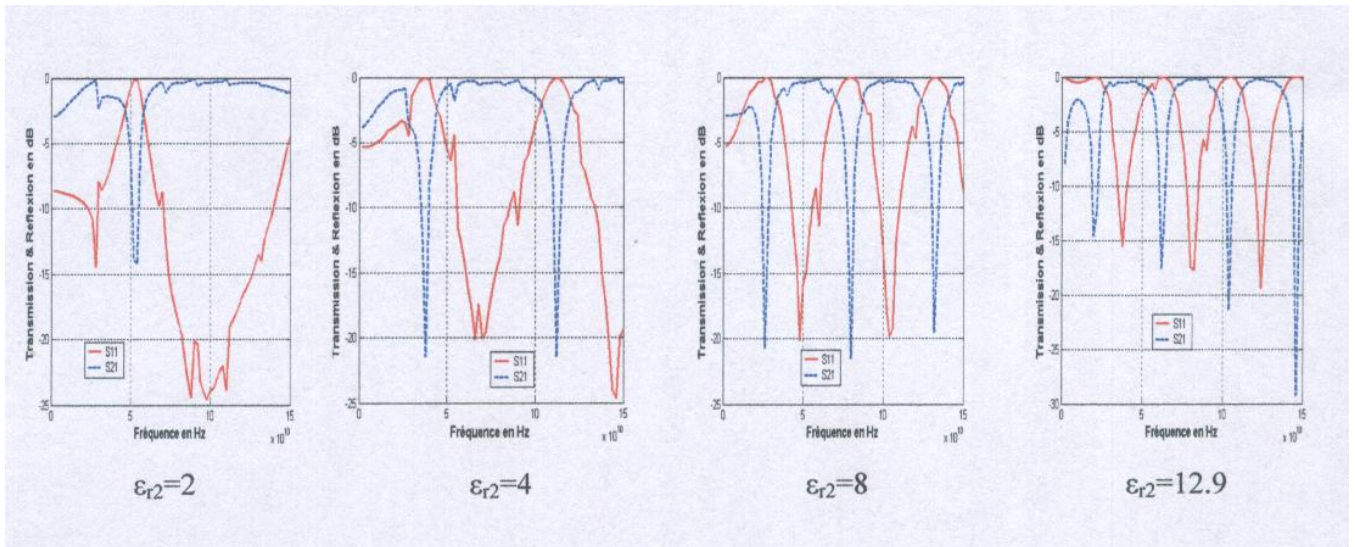


FIGURE 66 – L'effet de la permittivité du substrat  $\epsilon_{r2}$  sur paramètres S11 et S21 d'une structure micro ruban passive.

Dans les figures 66 , on remarque que l'augmentation de la permittivité du substrat procure une nette diminution de la réflexion à l'entrée pour les fréquences de résonance et spécialement pour la fréquence principale qui est translatée ( décalée) à chaque augmentation de  $\epsilon_{r2}$  vers les basses fréquences avec création de nouvelles fréquences de résonance ou la réflexion est plus accentuée ( on a pour  $\epsilon_{r2}=2$  : S11=-25 dB à fres1=99GHz ; pour  $\epsilon_{r2}=4$  :S11=-25dB à fres1=149GHz ; pour  $\epsilon_{r2}=8$  : S11=-20 dB à fres1=149GHz ; enfin pour  $\epsilon_{r2}=12.9$  : S11=-18.5 dB à fres1=125GHz ) . On remarque aussi un net rétrécissement de la bande passante pour toutes les fréquences de résonance. Cela peut être interprété par le fait qu'une augmentation de la permittivité de la structure permet une meilleure propagation du champ électrique

## 6.5 Exemple 2 : Influence de l'espace S entre les lignes dans une ligne couplée sur les caractéristiques d'un circuit passif.

### 6.5.1 Structure de l'interface d'étude

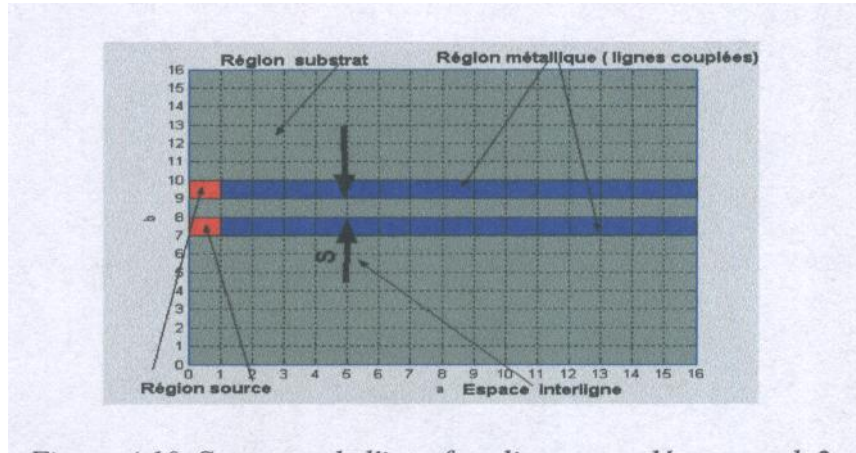


FIGURE 67 – Structure de l'interface lignes couplées exemple 2.

### 6.5.2 Influence de l'espace S entre les lignes dans une ligne couplée sur les caractéristiques d'un circuit passif.

Dans cette partie nous avons lancé la simulation pour la structure de l'interface de la figure 67 par l'introduction des paramètres de simulation standards et par la variation du seul paramètre S (espace entre les lignes dans une ligne couplée), nous avons tracé les paramètres de réflexion et de transmission pour trois cas différents.

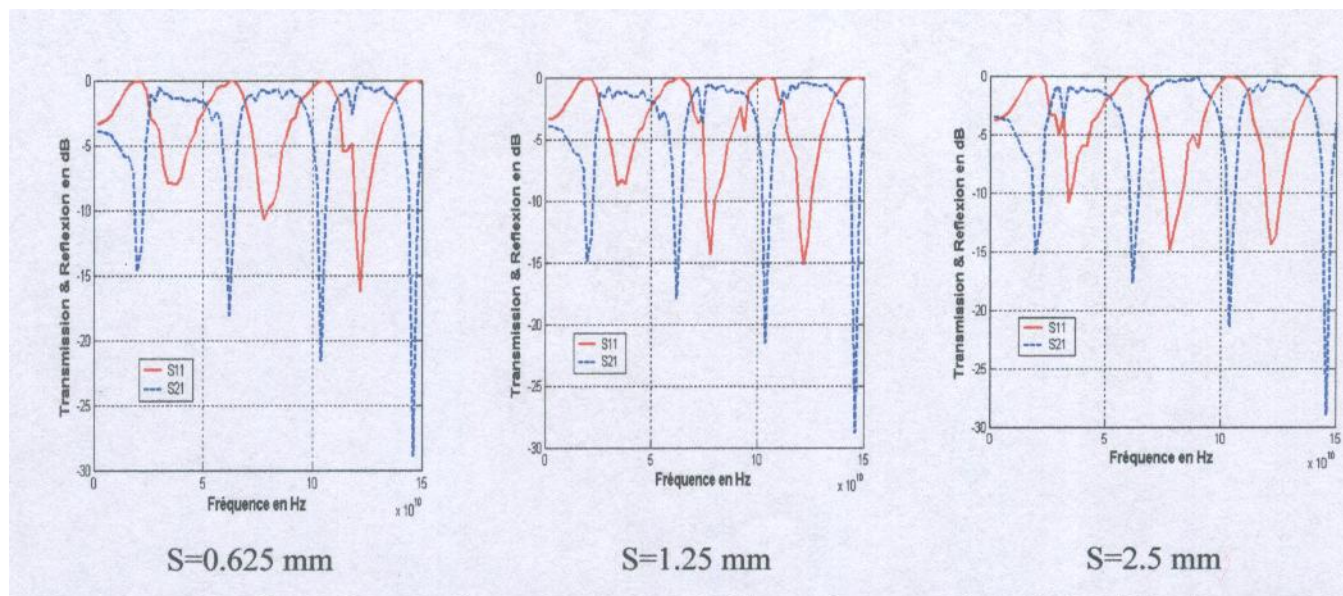


FIGURE 68 – L'effet de l'espace S dans une ligne couplée sur les paramètres S11 et S21 d'une structure micro ruban passive.

Dans les figure 68, on remarque que l'augmentation de l'espace S entre les lignes dans une

ligne couplée procure une nette augmentation du coefficient de réflexion pour les fréquences de résonance dans la bande de fréquence  $[0,100]$ GHz tandis que dans la gamme  $[100, 150]$ GHz on remarque une diminution de la réflexion à l'entrée illustrée par le paramètre S11 de presque 2 dB et on remarque aussi que les bandes passantes restent presque inchangées pour toutes les fréquences de résonance sur toute la gamme choisie.

## 6.6 Exemple 3 : Analyse d'un résonateur gap

### 6.6.1 Le circuit modélisé

Le but de cette étude est de faire une synthèse de l'effet d'un seul paramètre géométrique qui est l'espacement du gap  $g$  sur Les caractéristiques du résonateur gap.( voir circuit modélisé sur la figure 69).

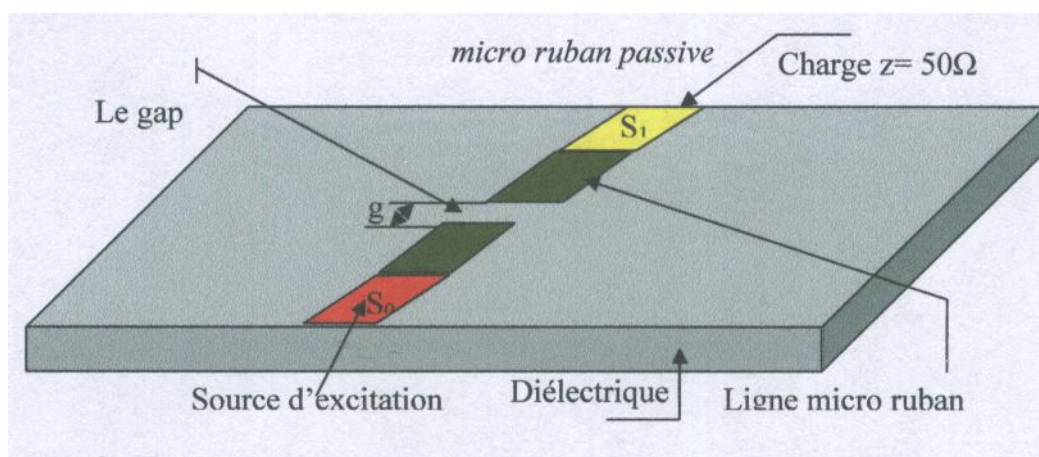


FIGURE 69 – La structure d'un résonateur gap.

### 6.6.2 Structure de l'interface simulée du résonateur gap.

Dans cette partie nous avons lancé la simulation pour la structure de l'interface de la figure 70 par l'introduction des paramètres de simulation cités en § 5.3.2 (La largeur du ruban est laissée fixe  $W=625\mu\text{m}$ ).l'espacement  $g$  du gap est laissé comme paramètre d'ajustement.

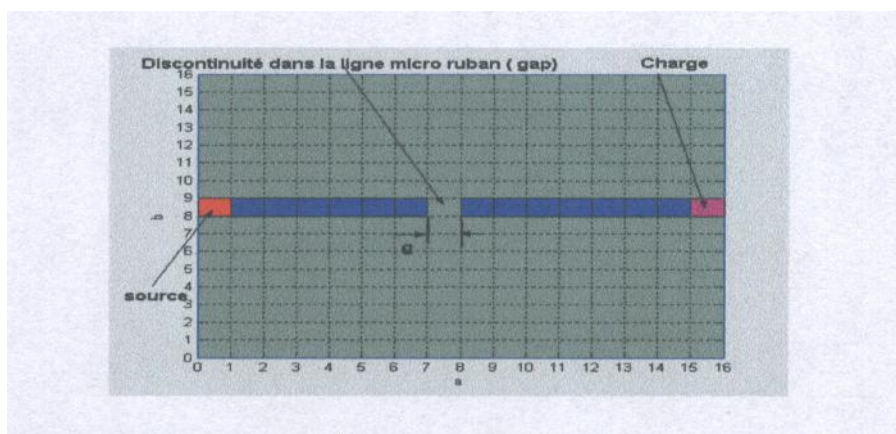


FIGURE 70 – Structure de l'interface simulée du résonateur exemple 3.

Par la Par variation du seul paramètre  $g$  (l'espacement du gap) nous avons tracé les partie réelles des impédance vue par la source ainsi que les paramètres  $S$  pour trois cas différents ( $g=0.312$  mm ;  $g=0.625$  mm ;  $g=1.25$  mm).

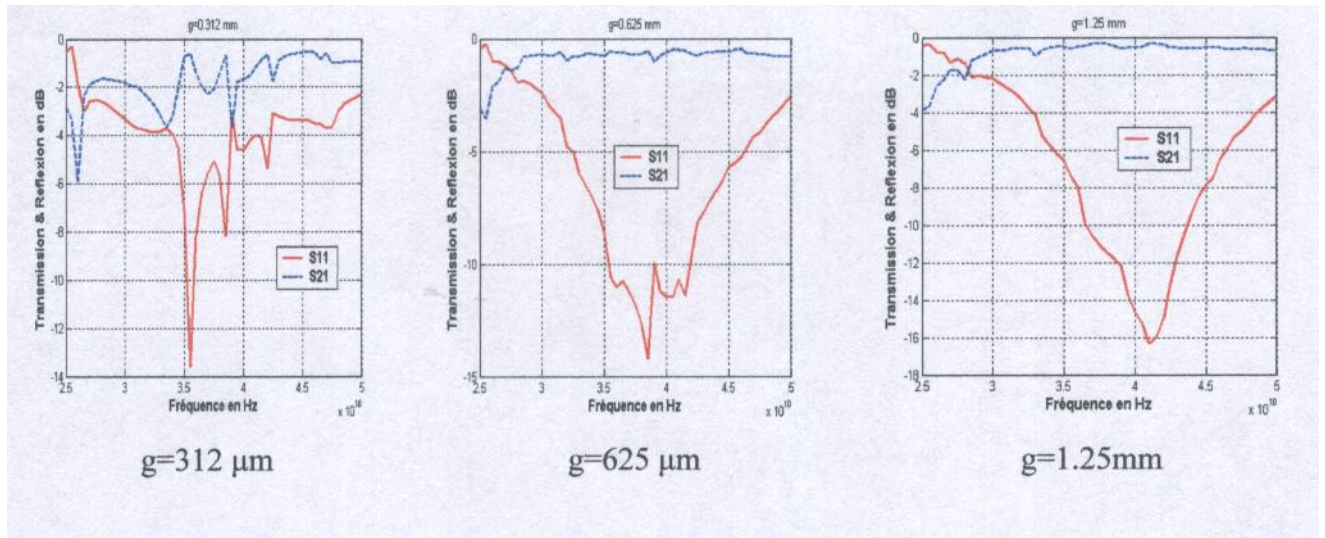


FIGURE 71 – Variation des paramètres de réflexion et de transmission en fonction de l'espacement du gap .

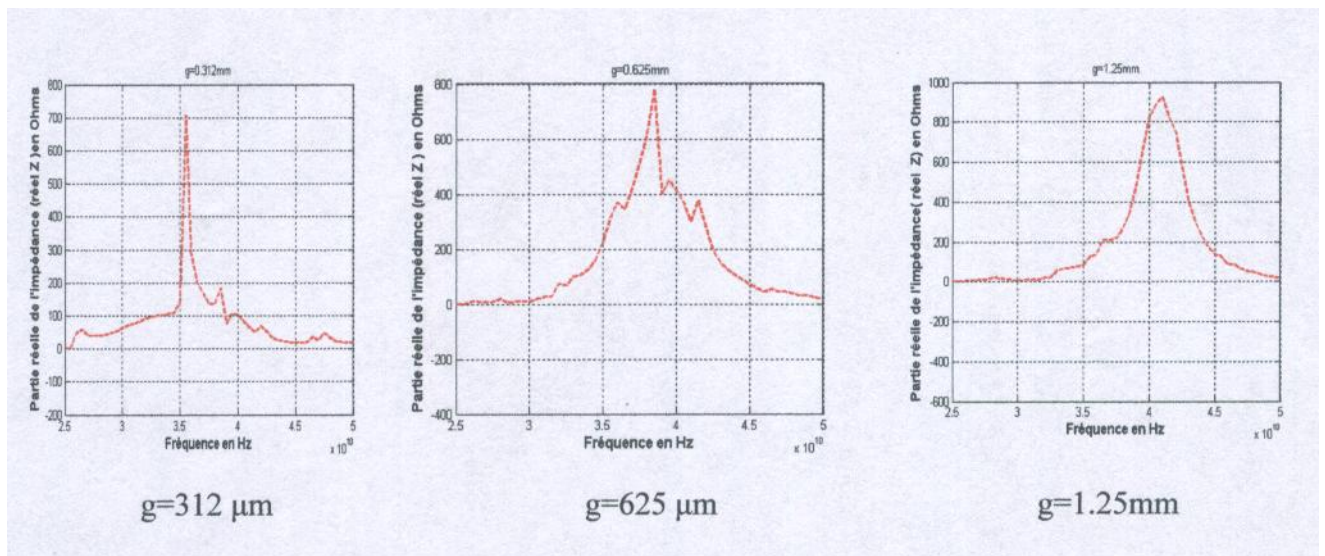


FIGURE 72 – Variation de l'impédance vue par la source en fonction de l'espacement du gap.

Nous remarquons, dans les Figures 71 et dans la bande choisie Initialement, que l'augmentation de l'espacement du gap procure une réflexion presque totale à l'entrée. Donc la présence du gap atténue complètement le signal. Plus l'épaisseur du gap augmente plus le phénomène de réflexion s'accroît. En effet, la discontinuité (gap), qui peut être modélisée par un circuit de capacités en  $\pi$ , présente une impédance caractéristique différente de celle de la ligne micro ruban ce qui cause la réflexion du signal, généralement interprétés par les pertes par rayonnement. On remarque aussi dans les figure 71 et 72 que la fréquence de résonance augmente au fur et à mesure que l'épaisseur du gap augmente. Avec une nette croissance de la partie réelle de l'impédance vue par la source.

## 6.7 Exemple 4 : Étude de l'effet de la miniaturisation des éléments passifs sur les caractéristiques d'un circuit intégrant un élément actif.

### 6.7.1 Le circuit a modélisé

Dans notre modélisation on va s'intéresser au circuit actif planaire montré par son circuit électrique équivalent dans la figure suivante :

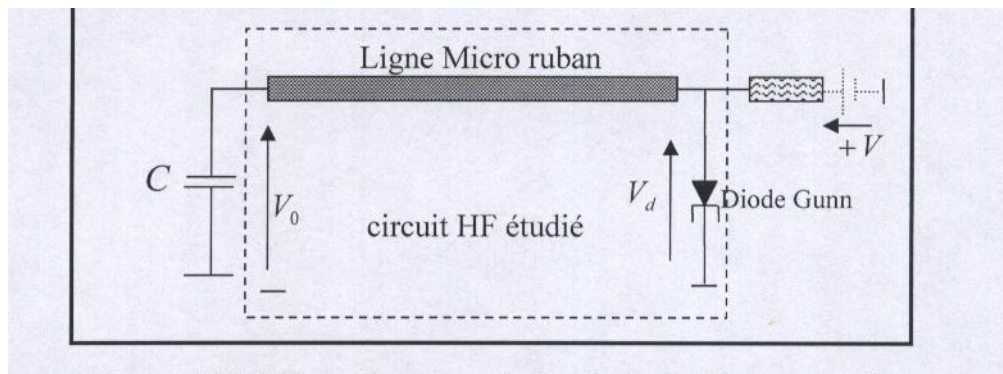


FIGURE 73 – Schéma électrique du circuit à modéliser exemple 4.

### 6.7.2 La structure d'étude.

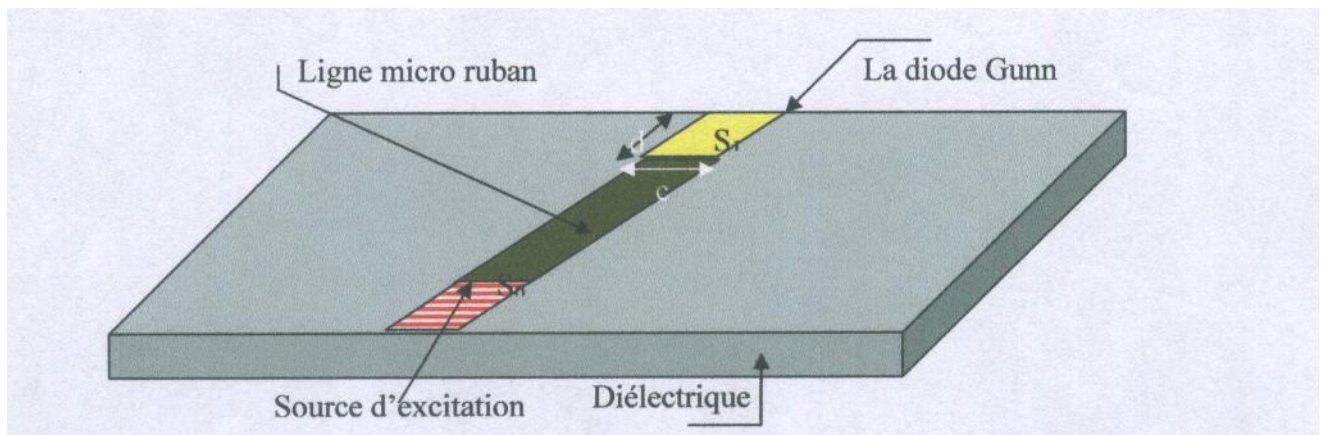


FIGURE 74 – La structure de l'interface du circuit intégrant un élément actif (diode Gunn).

Nous supposant que les dimension de la diode sont très faibles devant la longueur d'onde pour que l'équivalence élément localisé soit vérifiée. L'originalité de l'approche de modélisation globale, proposée pour l'analyse de la diode Gunn, est dans la modélisation de la diode Gunn par une seule source auxiliaire localisée  $S_1(E_1, J_1)$ , dans le plan  $\Omega$  du dispositif, couplée d'une façon électromagnétique avec la source d'excitation  $S_0(E_0, J_0)$ . Le résultat est une méthode facile et rapide pour une analyse globale de l'environnement du circuit contenant la diode Gunn comme il est illustré dans la Figure 74.

### 6.7.3 Les conditions aux limites

Le plan de discontinuité  $\Omega$  de la structure consiste en quatre domaines (figure 74) : le métal, le diélectrique, la source  $S_0(E_0, J_0)$  et la source  $S_1(E_1, J_1)$ .  $J_1$  et  $J_2$  sont les densités des courants pour chaque source.  $Y_1$  et  $Y_2$  sont les admittances de chaque milieu. Le champ électrique dans chaque domaine vérifie les conditions aux limites suivantes :

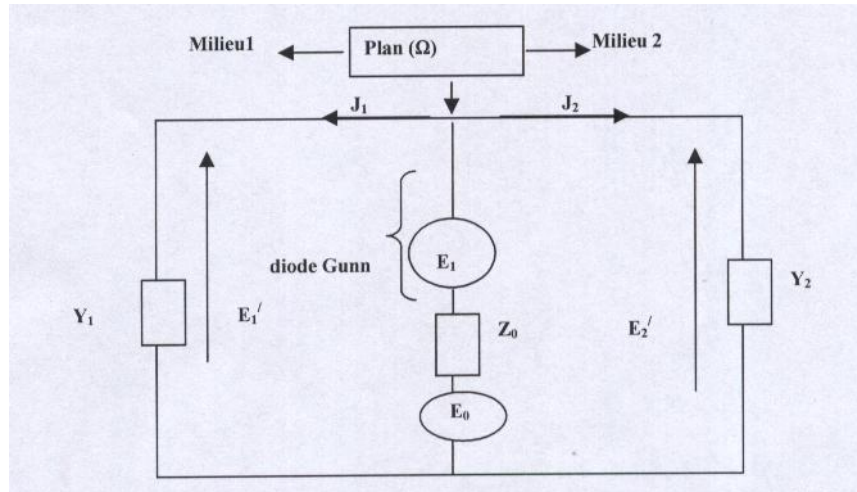


FIGURE 75 – Schéma électromagnétique équivalent de la structure à modéliser.

- $E'1 = E'2 = 0$  sur le domaine métallique (Hm)
- $E'1 = E'2$  et  $J1 = J2 = 0$  sur le domaine diélectrique (Hi)
- $E'1 = E0 = E'2$  : sur le domaine de la source d'excitation (HS0)
- $E'1 = E1 = E'2$  : sur le domaine de la diode Gunn (HS1) si elle est modélisée par une impédance auxiliaire
- $E'2 = E'2 = Z_{in}(J1 + J2)$  Sur le domaine de la diode Gunn si elle est modélisée par une Impédance vue par la source.  $E0, E1$ , sont respectivement les champs électriques des sources  $S0, S1$ .

### 6.7.4 L'opérateur de diffraction $\widehat{\Gamma}_\Omega$

En respectant les conditions aux limites ci-dessus, on eut définir l'opérateur de diffraction  $\widehat{\Gamma}_\Omega$  comme suit :

- Si la diode Gunn est modélisée par une source localisée,  $\widehat{\Gamma}_\Omega$  est défini par la relation suivante :

$$\widehat{\Gamma} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\widehat{H}_m - \left[ \frac{1}{\frac{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}-Z_{02})}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+(Z_{02}))}} \right] \widehat{H}_{si} + \frac{Z_{02}-Z_{01}}{Z_{01}+Z_{02}} \widehat{H}_i & - \left[ \frac{0}{\frac{2Z_0\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+(Z_{02}))}} \right] \widehat{H}_{si} + \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02}+Z_{01}} \widehat{H}_i \\ \left[ \frac{0}{\frac{2Z_0\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+(Z_{02}))}} \right] \widehat{H}_{si} + \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02}+Z_{01}} \widehat{H}_i & -\widehat{H}_m - \left[ \frac{1}{\frac{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}-Z_{02})}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+(Z_{02}))}} \right] \widehat{H}_{si} - \frac{Z_{02}-Z_{01}}{Z_{01}+Z_{02}} \widehat{H}_i \end{bmatrix} \quad (85)$$

$\widehat{H}_s$  est l'échelon d' Heaviside défini de telle sorte que :

$$\widehat{H}_s \Rightarrow \begin{cases} 1 \text{ sur les sources} \\ 0 \text{ ailleurs} \end{cases}$$

- Si la diode Gunn est modélisée par une impédance vue par la source,  $\widehat{\Gamma}_\Omega$  est défini par :

$$\widehat{\Gamma} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\widehat{H}_m - \left[ \frac{1}{\frac{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}-Z_{02})}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+(Z_{02}))}} \right] \widehat{H}_{si} + \frac{Z_{02}-Z_{01}}{Z_{01}+Z_{02}} \widehat{H}_i + \frac{Z_{01}Z_{02}+Z_{in}(Z_{02}-Z_{01})}{-Z_{01}Z_{02}+Z_{in}(Z_{01}+(Z_{02}))} \widehat{H}_d \\ \left[ \frac{0}{\frac{2Z_0\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+(Z_{02}))}} \right] \widehat{H}_{si} + \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02}+Z_{01}} \widehat{H}_i + \frac{2Z_{in}\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{-Z_{01}Z_{02}+Z_{in}(Z_{01}+(Z_{02}))} \widehat{H}_d \\ - \left[ \frac{0}{\frac{2Z_0\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+(Z_{02}))}} \right] \widehat{H}_{si} + \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02}+Z_{01}} \widehat{H}_i - \frac{2Z_{in}\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{-Z_{01}Z_{02}+Z_{in}(Z_{01}+(Z_{02}))} \widehat{H}_d \\ -\widehat{H}_m - \left[ \frac{1}{\frac{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}-Z_{02})}{Z_{01}Z_{02}+Z_0(Z_{01}+(Z_{02}))}} \right] \widehat{H}_{si} - \frac{Z_{02}-Z_{01}}{Z_{01}+Z_{02}} \widehat{H}_i + \frac{Z_{01}Z_{02}+Z_{in}(Z_{02}-Z_{01})}{-Z_{01}Z_{02}+Z_{in}(Z_{01}+(Z_{02}))} \widehat{H}_d \end{bmatrix}. \quad (86)$$

Sur le domaine de la diode on peut assumer les relations suivantes :

$$V_d = E_d$$

-

$$I_d = J_d \cdot c$$

$$\Rightarrow Z_{in} = \frac{E_d}{J_d} = \frac{c}{d} \cdot \frac{V_d}{I_d} = \frac{c}{d} \cdot Z_d \Rightarrow E_1 = E_2 = \frac{c}{d} (J_1 + J_2) Z_d \quad (87)$$

$Z_d$  est l'impédance vue par la source modélisant la diode Gunn et  $Z_{in}$  est l'impédance de son schéma électrique équivalent .  $c$  et  $d$  sont les dimension du domaine diode

### 6.7.5 Analyse du circuit étudié

En premier lieu, on suppose que la structure est excitée par deux sources :  $S_0(E_0, J_0)$  est la source d'excitation et  $S_1(E_1, J_1)$  est celle modélisant la diode Gunn. En suite on peut définir la matrice d'accouplement entre les deux sources par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} J_0 \\ J_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_0 \\ E_1 \end{bmatrix} \quad (88)$$

### 6.7.6 Calcul des paramètres Y de la matrice d'accouplement

Quand la source  $S_0(E_0, J_0)$  est activée et la source  $S_1(E_1, J_1)$  est court-circuitée  $E_1 = 0$ . On peut obtenir de la relation matricielle les équations suivantes :

$$E_1 = 0 \Rightarrow \begin{cases} J_0 = y_{11}E_0 + y_{12}E_1 \\ J_1 = y_{21}E_0 + y_{22}E_1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} J_0 = y_{11}E_1 \Rightarrow y_{11} = \frac{J_0}{E_0} \\ J_1 = y_{21}E_1 \Rightarrow y_{21} = \frac{J_1}{E_0} \end{cases} \quad (89)$$

dans le cas où la source  $S_1(E_1, J_1)$  est activée et la source  $S_0(E_0, J_0)$  est court-circuitée  $E_0 = 0$ . On peut obtenir de la relation matricielle les équations suivantes :

$$E_0 = 0 \Rightarrow \begin{cases} J_0 = y_{11}E_0 + y_{12}E_1 \\ J_1 = y_{21}E_0 + y_{22}E_1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} J_0 = y_{12}E_1 \Rightarrow y_{12} = \frac{J_0}{E_1} \\ J_1 = y_{22}E_1 \Rightarrow y_{22} = \frac{J_1}{E_1} \end{cases} \quad (90)$$

$J_0$  et  $J_1$  sont les densités de courant créées par les sources  $S_0(E_0, J_0)$  et la source  $S_1(E_1, J_1)$  respectivement

### 6.7.7 Le calcul de l'impédance caractéristique vue par la source $Z_{in}$

Pour le calcul de l'impédance vue par la source  $Z_{in}$  la diode Gunn doit être connectée à sa place dans le circuit :

$$\begin{cases} J_0 = y_{11}E_0 + y_{12}E_1 \\ J_1 = y_{21}E_0 + y_{22}E_1 = -y_d(\frac{d}{c})E_1 \end{cases} \Rightarrow Z_{in} = \frac{E_0}{J_0} = \frac{y_d(\frac{d}{c}) + y_{22}}{y_{11}(y_d(\frac{d}{c}) + y_{22}) - y_{12}y_{21}} \quad (91)$$

le champ électrique est donné par :

$$E^1 \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -y_{21} \\ y_d(\frac{d}{c}) + y_{22} \end{bmatrix} E^1 \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (92)$$

On prend le facteur de forme  $(d/c) = 1$ , car les sources sont supposées carrées les relations de l'impédance  $Z_{in}$  et du champ deviennent :

$$Z_{in} = \frac{E_0}{J_0} = \frac{y_d + y_{22}}{y_{11}(y_d + y_{22}) - y_{12}y_{21}} \quad (93)$$

$$E^1 \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -y_{21} \\ y_d + y_{22} \end{bmatrix} E^1 \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (94)$$

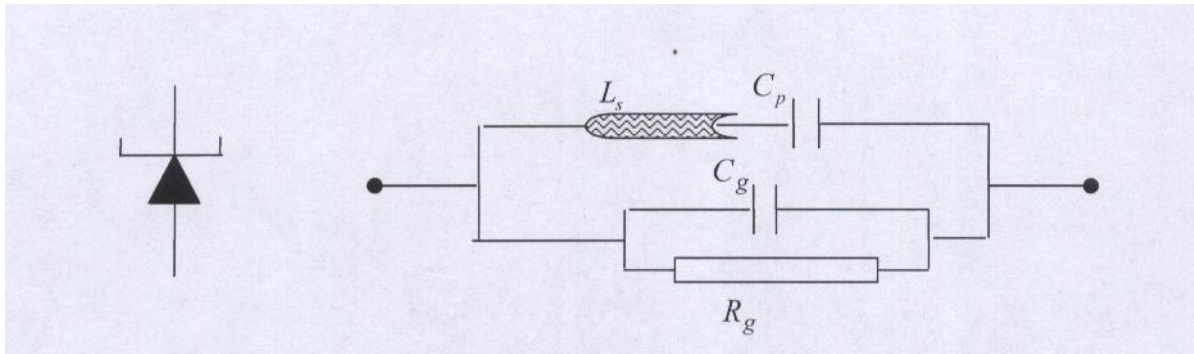


FIGURE 76 – Circuit équivalent de la diode Gunn avec son symbole.

La diode utilisée est une diode Gunn, son schéma électrique équivalent est montré dans la figure 76 :

L'impédance  $Z_d$  de la diode tirée de son schéma électrique équivalent.

$$Z = j.\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_p}$$

$$Z_g = \frac{R_g}{1 + j\omega R_g C_g}$$

$$Z_{CP} = \frac{1}{j\omega C_P}$$

$$Z_d = \frac{Z Z_g}{Z + Z_g} \quad (95)$$

### 6.7.8 Simulation du circuit.

L'interface de la structure d'étude utilisée dans notre étude est introduite dans notre code MATLAB est montrée à la figure 77

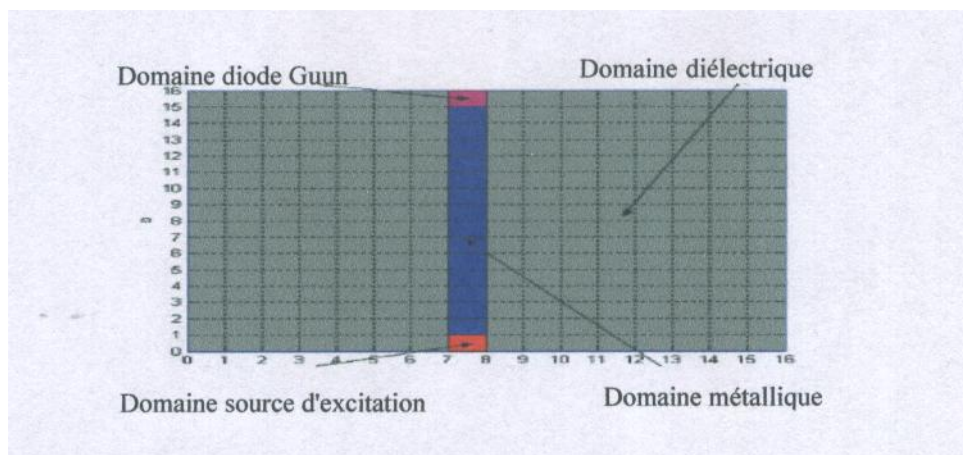


FIGURE 77 – La structure de l'interface exemple 4.

1. Les paramètres de la simulation

1.1 Les paramètres intrinsèques de la diode Gunn utilisés dans la simulation

$C_{gs}(fF)$	$R_i(\Omega)$	$C_{gds}(fF)$	$g_m(m.S)$	$R_d(\Omega)$	$C_{ds}(fF)$	$\tau pS$
396.3	0.1	78.0	11.71	85.4	59.1	0.99

1.2 Les paramètres de Simulation de la méthode itérative

La WCIP a quelques problèmes de convergence, même pour de simples structures. Dans notre exemple, on montre les résultat trouvés pour un circuit planaire actif qui est composé d'une partie active qui est la diode Gunn et une partie passive présentée par les connexions assurées par une ligne micro ruban. Le tout déposé sur un substrat, on va s'intéresser uniquement à la miniaturisation de la partie passive (ligne micro ruban et substrat) dans ce qui suit. On a choisi les valeurs suivantes des paramètres de simulation :  $MXN = 16 \times 16$  pixels ;  $h1 = 5$  mm ;  $h2 = 0.63$  mm ;  $\epsilon_{r1} = 1$  ;  $\epsilon_{r2} = 9.8$  ;  $Nit = 300$  ; la bande de fréquence [10-70] GHz, le pas de fréquence est égale à 0.1 GHz.

1.3 Les étapes de la miniaturisation (intégration)

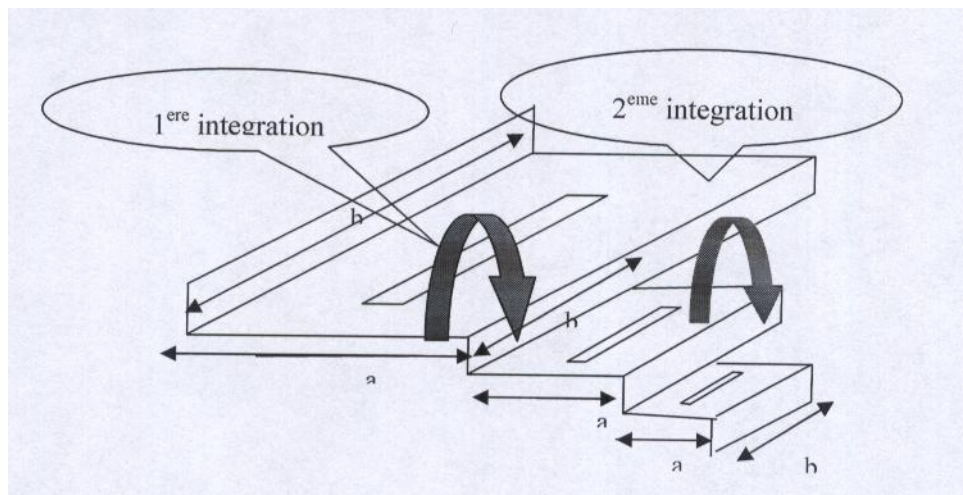


FIGURE 78 – Miniaturisation de la partie passive (ligne micro ruban et substrat).

On a lancé le programme de simulation pour la même structure en exécutant une miniaturisation globale de la partie passive (ligne micro ruban et substrat) par la variation des seules dimensions de la base du boîtier ( $a \times b$ ), on a pris trois cas de figures : I ( $a = b = 24$  mm) ; II ( $a = b = 12$  mm) ; III ( $a = b = 6$  mm).

1.4 Résultats de la simulation

On a obtenu les résultats suivants (voir les figures 79 ; 80 ; 81)

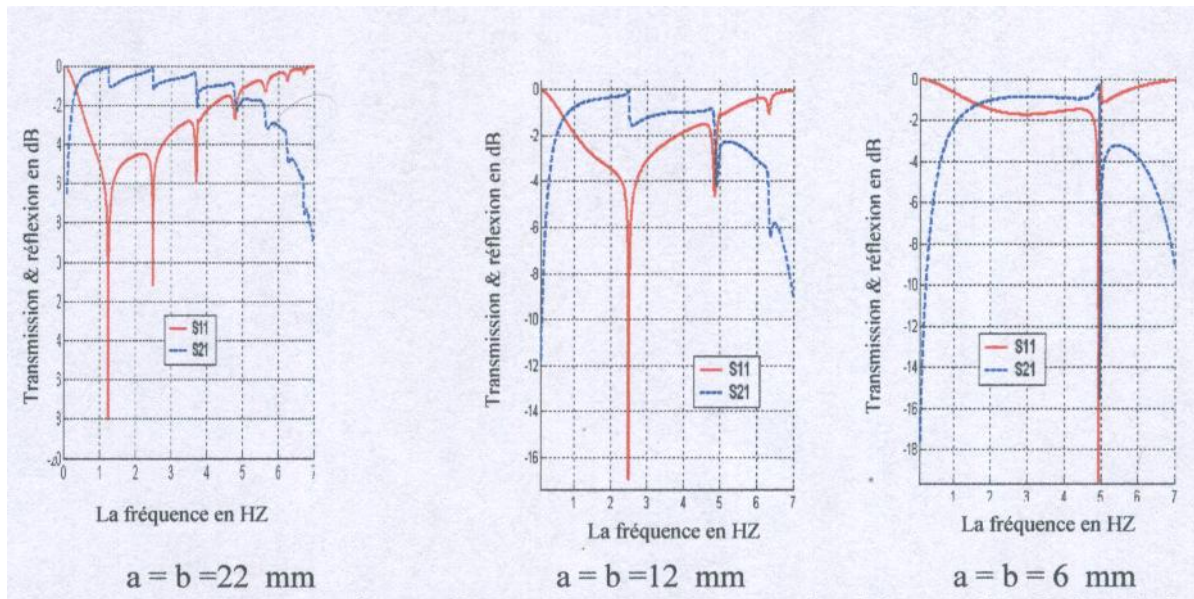


FIGURE 79 – Variation des coefficients de transmission et de réflexion dans la bande de fréquence [10-70] GHz pour différentes dimensions de la base du boîtier.

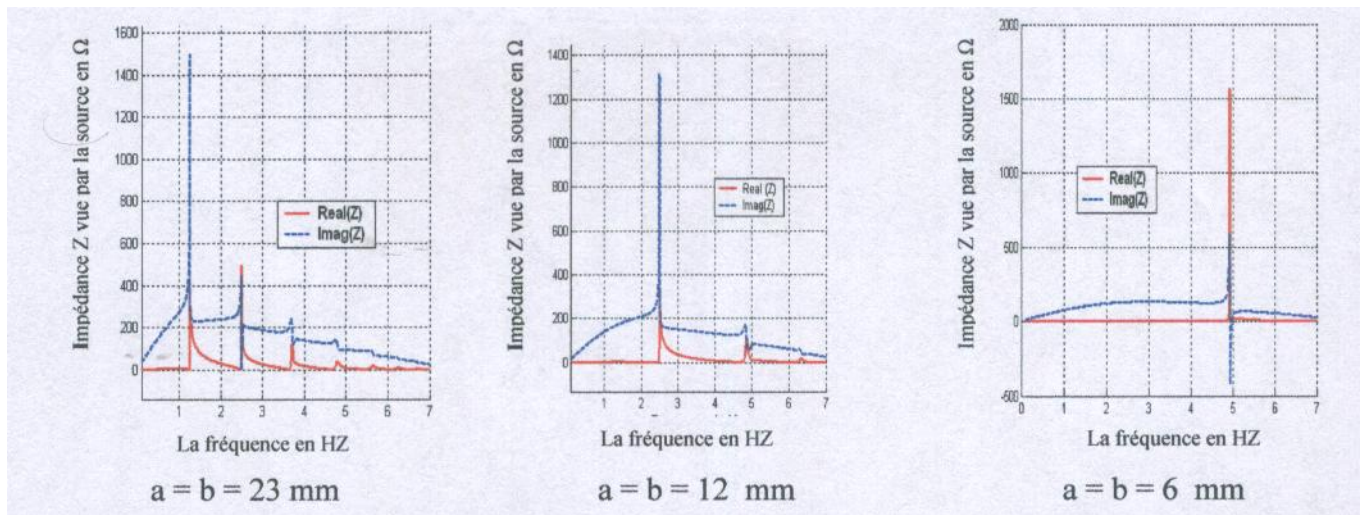


FIGURE 80 – Variation de l'impédance  $Z$  vue par la source dans la bande de fréquence [10-70] GHz pour différentes dimensions de la base du boîtier.

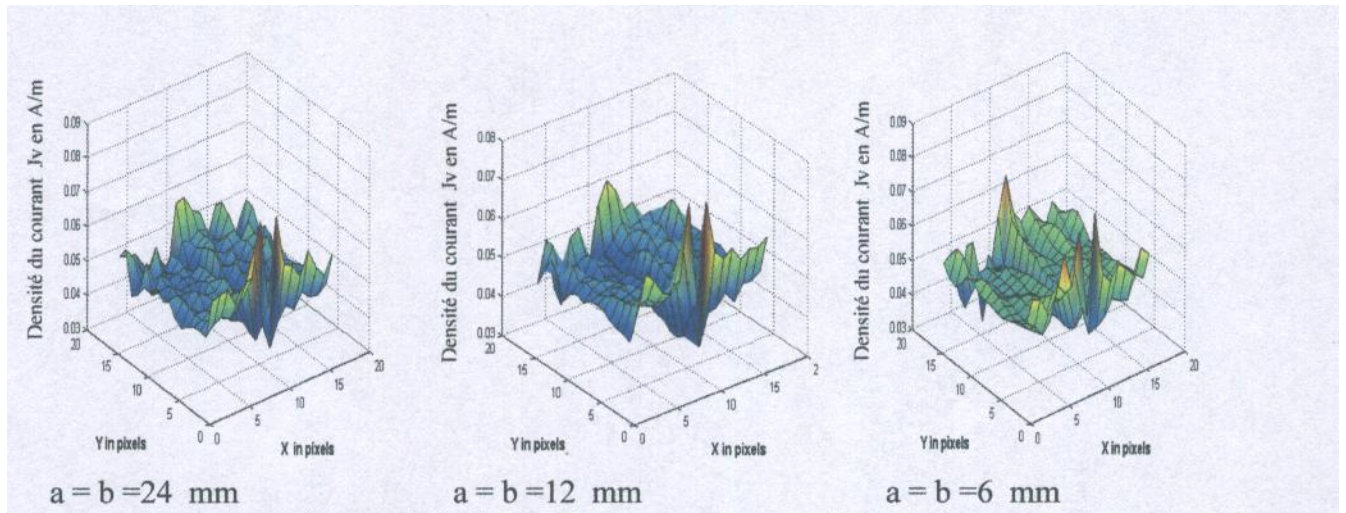


FIGURE 81 – Distribution de la densité du courant  $|J_y|$  en Ampères/m sur la structure de l'interface pour  $f= 10$  GHz pour différentes dimensions de la base du boîtier.

On remarque que la miniaturisation du support passif du circuit (boîtier) (substrat et ligne micro ruban) influe directement sur les performances du circuit actif global, mais le grand éventail de choix pour les matériaux des substrats et les options de conception des lignes micro ruban, procurent de considérables degrés de liberté dans les processus de fabrication et principalement dans l'intégration des circuit dans les boîtiers (S.I.P).

## 6.8 Conclusion

Par le biais de la méthode intégrale WCIP. Nous avons analysé par simulation plusieurs structures passives micro ruban à savoir : une ligne micro ruban, une ligne couplée, un résonateur gap et enfin on a étudié l'effet de la miniaturisation des élément passifs (substrat et ligne de connexion) sur les caractéristique d'un circuit comportant un élément actif. L'analyse exécutée concerne l'étude de l'influence des paramètres géométrique et technologique (largeur du ruban, l'espace interligne, hauteur du substrat, espacement d'une discontinuité gap dans une ligne, permittivité du substrat ...) sur les caractéristiques électriques des structures globales (paramètres S, impédance, densité du courant).

7 Conclusion générale.

Conclusion générale.

## 7.1 Conclusion

La simulation des circuits micro-ondes devient, de plus en plus, une étape clé dans leur conception. En effet, le coût élevé des technologies et le temps mis oeuvre pour la réalisation d'un circuit électronique analogique ou numérique, rendent impossible l'approche classique qui consiste à tester plusieurs maquettes d'essai pour y apporter les améliorations nécessaires. Le concepteur doit disposer d'un outil de simulation efficace et précis pour prévoir les performances d'un composant ou d'un circuit fonctionnant sous différentes conditions. Depuis plusieurs années, les chercheurs se sont penchés sur l'élaboration des logiciels de CAO permettant la simulation de différents circuits opérant dans le domaine des micro-ondes. L'élaboration d'un logiciel performant répondant aux besoins des concepteurs passe forcément par :

- Le développement des modèles permettant de simuler les caractéristiques du circuit dans différents modes de fonctionnement.
- L'élaboration des techniques d'extraction des paramètres de ces modèles.
- La maîtrise des méthodes de calcul permettant de résoudre les équations décrivant le Comportement du système étudié.

Plusieurs méthodes numériques ont été développées pour modéliser et étudier des circuits micro-ondes en technologie micro ruban à savoir les méthodes intégrales et différentielles. Face à la complexité de ces circuits, ces méthodes ont été réajustées pour la mise en oeuvre d'une approche itérative basée sur le concept des ondes transverses WCIP. Profitant Des nombreuses qualités que procurent cette approche pour l'analyse des circuits planaires simples ou multicouches de forme arbitraires et comportant des éléments passifs et des éléments actifs, nous avons mené à terme notre travail de recherche qui porte essentiellement sur la modélisation globale et la caractérisation de quelques éléments de circuits passifs intégrés (lignes, résonateurs, ..) par le biais de la méthode intégrale WCIP. Nos résultats étaient satisfaisants car ils coïncident, dans leur majorité, avec les résultats des publications en relation.

## 7.2 Perspectives et suggestions

Dans la continuité des travaux de cette thèse, les perspectives et les suggestions des travaux de recherche que l'on peut envisager sont cités au dessous comme :

- Extension de l'application de la technique WCIP pour l'analyse des structures Multicouches et les composants actifs.
- Exploitation des résultats obtenus dans la conception des circuits des fonctions électroniques par la méthode WCIP avec des cahiers de charge prédéterminés.
- Amélioration des logiciels existants et développement de nouveaux logiciels à base de la méthode WCIP.
- Etude des effets de la miniaturisation (intégration) sur les structures des fonctions spéciales par l'utilisation de la méthode WCIP.

### 7.3 Liste des publications et communications auxquelles a données lieu ce travail

1. Publications dans des revues Internationales avec actes et comité de lecture  
Ziar, T., Zaatat, M. and Baudrand, H. (2012), The study of packaging miniaturization effect on the characteristics of an active planar circuit by using the iterative method. Int. J. Numer. Model.. doi : 10.1002/jnm.1858
2. Communications dans des congrès nationaux et internationaux avec acte et comité de lecture
  - (a) T.Ziar, M.Zaatat, C.Azizi, S.Mellal, N.Djebari Application de la méthode itérative pour l'analyse de l'influence du boîtier sur les caractéristiques d'un circuit planaire, 8ème Congrès National de la Physique et de ses applications (CNPA'08), Bejaia, 11-13 Novembre 2008.
  - (b) H.Farh. R.Guemini , F.Seradj, T.Ziar " Effect of transition elements and mechanical properties on the recrystallization process of some AlMgSi alloys" Journées nationales de mécanique- J N M' 2 0 0 9 Batna 14-15-16 2009.
  - (c) T.Ziar , M.Zaatat, A.Filali , S.Mellal "A comparative study of two GaAs MES-FET empirical models used in different nonlinear simulators" First international congress of new materials and active devices-NMCA2011 Oum el bouaghi 23-24-25 2011.
  - (d) T.Ziar ,M.Zaatat " Techniques de mesures et caractérisation des circuits passifs intégrés " journée d'études et portes ouvertes sur la physique et ses applications. 26 Juin 2011 Université d' Oum el bouaghi

## 8 Références

### Références

- [1] Bohl .I, Bhartia. P, Microwave Solid State Circuit Design. (2003),John Willy and sons inc. All right reserved
- [2] The international technology roadmap for semiconductor 1999 edition edited by the Semiconductor Industry Association (SIA), and with participation from members of the European Electronic Component Association (EECA), the Electronic Industries Association of Japan EIAJ), the Korea Semiconductor Industry Association (KSIA), and the Taiwan Semiconductor Industry Association (TSIA).
- [3] Vitaly Zhurbenko ." Passive microwave components and antennas", edition -2010- ISBN 978-953-370-083-4 Olajnica 19/2,32000 Vukovar Croitia.
- [4] Ian Sinclair "Passive Components for Circuit Design" First published 2001 Transferred to digital printing 2004© Ian Sinclair 2001
- [5] Reinhold, Ludwik Pavel Bretchko " Rf circuit design theory and application" edited by printice Hall inc 2000upper saddle river nj 07458
- [6] Andrei Grebennikov "RF and Microwave Transmitter Design", First Edition 2011. Published 2011 by John Wiley and Sons, In
- [7] Hee-Ran Ahn "Asymmetric Passive Components in Microwave Integrated Circuits" Copyright 2006 by John Wiley and Sons, Inc.

- [8] G. P. Srivastava ,Vijay Laxmi Gupta "Microwave Devices And Circuit Design " . Prentice hall of India pr ltd new Delhi 11001 2006
- [9] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", Second Edition, Wiley and Sons,1998.
- [10] R. N. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems". Wiley and Sons, 2001.
- [11] G.S.N Raju ."Electromagnetic Field Theory and Transmission Lines" first impression dorling kindrly ( India) pvt ltd
- [12] Léo G. Maloratsky . "Passive RF and Microwave Integrated Circuits"
- [13] David M. Pozar,Daniel H. Schaubert. " Microstrip Antennas : The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays" Published by John Wiley and Sons inc 1995
- [14] Giovanni Miano,Antonio Maffucci . "Transmission Lines and Lumped Circuits : Fundamentals and Applications " .published by academic press 2001.
- [15] R. E. Collin," Foundation for Microwave Engineering", Second Edition, McGraw-Hill, 1992.
- [16] J. A. G. Malherbe, "Microwave Transmission Line Couplers", Artech House, 1988.
- [17] G.L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones," Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures", Artech House, Dedham, Mass., 1980.
- [18] Gijo Augustin " development and analysis of a compact coplanar antenna with flared monopole for dual band applications ". Phd thesis cochin university of science and technology cochin-22, india january 2009 doctor of philosophy
- [19] Gonzague six " Optimisation d'une technologie 3D pour la réalisation de circuits intégrés millimétriques sur substrat de silicium". thèse de doctorat de l'université de Lille soutenue le 06 octobre 2004.
- [20] A.M .Niknejad "Analysis, simulation, and applications of passive devices on conductive substrates." In Doctor of Philosophy dissertation. University of California : Berkeley-Spring, 2000.
- [21] J.Peters "Design of high quality factor spiral inductors in RF MCM-D". Master of Engineering in Electrical Engineering and Computer Science at the Massachusetts Institute of Technology Sept-, 2004
- [22] Lazar Yordanov Ilchev." Tolerance Analysis of 60 GHz CPW to Rectangular Waveguide Transition in Microwave Module". Master thesis CTH (Chalmers University of Technology) Sweden.
- [23] G. E. Ponchak, E. M. Tentzeris, and L. P. B. Katehi, " Characterization of the coupling between adjacent finite ground coplanar (FGC) waveguides." Int. Journal of Microcircuits and Electronic Packaging, Vol. 20, No. 4, pp. 587-592, Fourth Quarter 1997
- [24] Arbabi , A. Boutejdar, M. Mahmoudi and A. Omar." Increase of Characteristic Impedance of Microstrip Line Using a simple Slot in Metallic Ground Plane".1-4244-0569-6/06/20.00 2006 IEEE pp 478- 481
- [25] S. Laib, F. Djahli, A. Mayouf, J.-C. Carru and T. Devers. " A generalized CAD model for the full-wave modeling of Coplanar striplines discontinuities " Int. J. Numer. Model. 2012; 25 :82–95 DOI : 10.1002/jnm .Copyright r 2011 John Wiley Sons, Ltd.
- [26] Omar X. Avelar, Omar de la Mora , Diego I. Romero," Fundamental Transmission Line Theory and S-Parameters" , Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Occidente (ITESO)Departamento de Electrnica, Sistemase Informatica (DESI)- marsh 2010

- [27] Alenka M. Milovanović, Miroslav M. Bjekić approximate calculation of capacitance of lines with multilayer medium .journal of electrical engineering, vol. 62, no. 5, 2011, 249–257
- [28] E. M. T. Jones and J.T. Bolljahn, “Coupled-Strip Transmission Line Filters and Directional Couplers,” IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-4, pp. 78-81, April 1956.
- [29] E. O. Hammerstad and F. Bekkadal, "A Microstrip Handbook", ELAB Report, STF 44 A74169, N7034, University of Trondheim, 1975.
- [30] D. F. Williams and S. E. Schwarz, “Design and Performance of Coplanar Waveguide Bandpass Filters,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-31, No.7, July 1983.
- [31] Ibraheem A. I. Al-Naib, Christian Jansen and Martin Koch "Compact CPW Metamaterial Resonators for High Performance Filters " Technische Universität Braunschweig Germany www.intechopen.com
- [32] S. Costanzo ." synthesis of multi-step coplanar waveguide-to-microstrip transition". progress in electromagnetics research, vol. 113, 111 126, 2011
- [33] R. J. Friar and D. P. Neikirk, “Experimental Determination of the Importance of Inductance in Sub-Micron Microstrip Lines,” IEEE 1999 International Interconnect Technology Conference, San Francisco, May 24-26, 1999, pp. 176-177.
- [34] Vroubel et al. 10 GHz bandstop microstrip filter using excitation of magnetostatic surface wave in a patterned Ni78Fe22 ferromagnetic film . J. Appl. Phys. 99, 08P506 2006
- [35] Sylvain Demarty " Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentales des cartes de circuits imprimés" thèse de doctorat de l'université de Limoges soutenue le 31 août 2006.
- [36] Daniel Courivaud " Micro ondes " SIGTEL - Groupe ESIEE – 2002 ( cours)
- [37] Richard W. Anderson" S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design" Test Measurement Application Note 95-1electronically published as part Digital Application Note Library Hewlett-Packard Company 1996-1997
- [38] Steve Marsh "practical mmic design " 2006 Artech House, inc.685 canton street Norwood, a 02062
- [39] Mohamed Mehdi Jatlaoui " Capteurs Passifs à Transduction Electromagnétique Pour la Mesure Sans Fil de La Pression" Thèse de l'université de Toulouse soutenue le 20 avril 2009
- [40] Wissem Yahiaoui "Caractérisation et modélisation des émissions rayonnées par le câblage des systèmes électroniques embarqués". Thèse de doctorat de l'université de paris-sud xi soutenue le 7 Novembre 2011
- [41] LAI Dac Kien "Contribution à l'Optimisation du Dimensionnement de Composants Passifs Intégrés pour l'Electronique de Puissance " Thèse de doctorat de L'Université de Grenoble Soutenue Le 16 Décembre 2010.
- [42] Zied HAROUNI " Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarization Circulaire à 2.45 GHz " thèse pour obtenir le grade de Docteur de l'Université Paris-Est et de la Faculté des Sciences de Tunis Soutenue le 18 Novembre 2011 .
- [43] Damir Zayniyev . "development of planar filters and diplexers for wireless transceiver front ends.". Phd thesis University of Westminster May 2010

- [44] S. H. Ibrahim. " design and analysis considerations of 4 GHz integrated antenna with negative resistance oscillator" . progress in electromagnetic research b, vol. 13, 111–131, 2009
- [45] R. J. Friar and D. P. Neikirk. "Experimental Determination of the Importance of Inductance in Sub-Micron Microstrip Lines." IEEE 1999 International Interconnect Technology Conference, San Francisco, May 24-26, 1999, pp. 176-177.
- [46] Kwang lim choi and Madhavan swaminathan "development of model libraries for embedded passives using network synthesis". IEEE transactions on circuits and systems ii : analog and digital signal processing, vol. 47, no. 4, april 2000 249.
- [47] Xiaolei ding et al " Neural-network approaches to electromagnetic-based modeling of passive components and their applications to high-frequency and high-speed nonlinear circuit optimization". IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 52, no. 1, january 2004
- [48] Jan de geest, Tom dhaene, Niels fache, and Daniel de zutter," adaptive cad-model building algorithm for general planar microwave structures". IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 47, no. 9, september 1999 .1801
- [49] Tobias mangold and Peter russer "full-wave modeling and automatic equivalent-circuit generation of millimeter-wave planar and multilayer structures" IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 47, no. 6, june 1999 851
- [50] Yu cao, et al "frequency-independent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors" IEEE journal of solid-state circuits, vol. 38, no. 3, march 2003 419
- [51] Chuan Seng Tan Ronald J. Gutmann L. Rafael Reif " Wafer Level 3-D ICs Process Technology " eISBN : 978-0-387-76534-1 DOI : 10.1007/978-0-387-76534-1c 2008 Springer Science Business Media, LLC
- [52] Christopher Bowick,John Blyler and Cheryl Ajluni . " RF circuit design " second edition Newnes - an imprint of Elsevier
- [53] Patrice Salzenstein "Technologie des composants à hétérostructures pour les têtes de réception aux longueurs d'ondes millimétriques". Docteur de l'université des Sciences et Technologies de Lille soutenue le 21 Novembre 1996
- [54] Sarmad Al-Taei, David Haigh, George Passiopoulos "Multilayer Ceramic Integrated Circuits (MCICs) Technology and Passive Circuit Design" Department of Electronic and Electrical Engineering University College London London WC1E 7JE, UK- Nokia Networks, Camberley, Surrey, GU15 3DT
- [55] Masachi .H,Yongxi Q and Tatsuo I " A resonant type microstrip line interconnect" IEICE trans.electron.vol.E82-C N 1 January 1999
- [56] M.V Schneider " Microstrip lines for microwave integrated circuits" The bell technical system journal , May-June 1969.
- [57] Leo g. maloratsky " reviewing the basics of microstrip lines" microwaves and RF march 2000 p79-88.
- [58] David J. Allstot ,Kiyong Choi and Jinho Park " Parasitic-Aware Optimization of CMOS RF Circuits". ©2003 Kluwer Academic Publishers New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow
- [59] K. Kurukawa, "Power Waves and the Scattering Matrix", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, pp. 194-202, 1965.
- [60] Yuping Huang "contribution à l'étude des plates-formes radio numériques : Cosimulation dans le contexte MIMO WLAN" thèse de docteur de l'ENST Bretagne Soutenue le 28 septembre 2006

- [61] Jean-Marc Lesage "Application de la méthode de compression à l'analyse électromagnétique globale des effets de mise en boîtier d'amplificateurs MMIC" thèse de docteur de l'institut national des sciences appliquées de Rennes soutenue le 21 octobre 2005
- [62] Fabrice LACROUX "Contribution à la modélisation d'éléments localisés pour les simulations électromagnétiques en transitoire. Application en millimétrique et au transport d'énergie sans fil." thèse de docteur de l'université de Limoges soutenue le 18 janvier 2005
- [63] Gwenaél Poitau "Contribution au développement d'un isolateur coplanaire à résonance par la méthode des différences finies dans le domaine temporel" thèse de doctorat soutenue le 10 juillet 2002 à l'Institut national des sciences appliquées de Lyon
- [64] F. Kung and H. T. Chuah " A finite-difference time-domain (fdtd) software for simulation of printed circuit board (PCB) assembly ".Progress In Electromagnetic Research, PIER 50, 299–335, 2005
- [65] Jianming Jin ; Theory and Computation of Electromagnetic Fields , Published by John Wiley and Sons inc 2010.
- [66] Mejri F. "Electromagnetic modeling of planar active structure by an iterative method with an auxiliary source localized" Ph.D. ENIT. Tunis. February 4, 2006.
- [67] René Serres A.J. "Application de la méthode itérative basée sur le concept des ondes (WCIP) pour l'analyse des antennes et des circuits planaires multicouches." Thèse de doctorat université fédérale de Campina grande Paraíba Brésil 2011 (en portugais).
- [68] Azizi M, Aubert H, Baudrand H. A new iterative method for scattering problems. European Microwave Conference Proceedings 1995 ; 1 :255–258.
- [69] Lucanu.N, Pletea.IV,Bogdan.I and Baudrand H." Wave concept iterative method validation for 2D metallic obstacles scattering." Adv in Electrical and Computer Engineering 2012 ; 12(1) :9–14.
- [70] Akatimagool S. "Electromagnetic software tools for microwave multilayer integrated circuits and compounds". The journal of KMITNB 2003 ; 13(2) :7–11.
- [71] Ayari M, Aguilí T, Baudrand H." An EM simulation software based on Transverse Wave Approach (TWA) for EM field modeling of planar structures". IJCSS 2009 ; 1(1) : 1–12, ISSN : 1803–8336 © USAR Publications
- [72] Zairi H, Gharsallah A, Gharbi A, Baudrand H. "Analysis of planar circuit using a multigrid iterative method." IEE Proc-Microw. Antenna Propag 2006 ; 153(3) :231–236.
- [73] Wane S, Baudrand H. "A new fullwave hybrid differential-integral approach for the investigation of multilayer structures including non-uniformly doped diffusion." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 2005 ; 53(1) : 200–213.
- [74] Raveu N, Giraud L, Baudrand H." WCIP acceleration Microwave". Conference Proceedings (APMC), Asia- Pacific 7–10, 2010.
- [75] Raveu N, Pigaglio O, Prigent G, Baudrand H. "Improvement in the wave concept iterative procedure through spectral connection." I.E.E.E. European Microwave Conference, Munich, October, 2007.
- [76] Baudrand H, N'Gongo R.S." Application of wave concept iterative procedure in planar circuits". Special Issue on Recent Research Developments in Microwave Theory and Techniques 1999 ; 1 :187–197 Trans world Research Network, January.
- [77] Glaoui M, Zairil H, Trabelsi H. "Contribution to the study of the planar circuits by a hybrid method (iterative method + FDTLM Method)." The International Conference : Sciences of Electronic,Technologies of Information and Telecommunications March 22–26, 2009 – Tunisia.

- [78] Alireza Mahanfar . " Contribution au développement des méthodes d'optimisation avancées pour la conception électromagnétique des circuits et dispositifs micro ondes" thèse de doctorat de l'université de Limoges soutenue le 10 décembre 2003.
- [79] Jan de geest, Tom dhaene, Niels fache, and Daniel de zutter. "adaptive CAD-model building algorithm for general planar microwave structures". IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 47, no. 9, 1801-1809 september 1999
- [80] Christoph Warns, Wolfgang Menzel, and Hermann Schumacher "Transmission Lines and Passive Elements for Multilayer Coplanar Circuits on Silicon". IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 46, no. 5, may 1998
- [81] José Ernesto Rayas-Sánchez " EM-Based Optimization of Microwave Circuits Using Artificial Neural Networks : The State-of-the-Art " .IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 52, no. 1, January 2004
- [82] Xiaolei ding et al " Neural-network approaches to electromagnetic-based modeling of passive components and their applications to high-frequency and high-speed nonlinear circuit optimization" IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 52, no. 1, January 2004
- [83] Titaouine M, Neto AG, Baudrand H, Djahli F. "Analysis of frequency selective surface on isotropic/anisotropic layers using WCIP method." ETRI Journal 2007 ; 29(1) :36–41.
- [84] Zairi H, Gharsallah A, Desclos L, Baudrand H." Modeling of two dimensional periodic arrays using Iterative Method " 0-7803-8302-8/04/20.00 02004 I EEE p 157–160.
- [85] Gharsallah A, Baudrand H, Gharbi A, Desclos L. "Analysis of planar micro strip circuits using iterative technique". Antennas and propagation Society International Symposium. IEEE. 2000 ; 1 :140–143.
- [86] N'gongo RS, Baudrand H." A new approach for microstrip active antenna using modal F.F.T algorithm." IEEE APS International symposium Ind. USNC/URSI National Radio Science Meeting, Orlando, USA, jul. 11–16,1999.
- [87] Wane S, Bajon D. "Full-wave analysis of inhomogeneous deep-trench isolation patterning for substrate coupling reduction and Q-factor improvement." IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2006 ; 54(12Part 2) :4397–4411.
- [88] H Baudrand, N Raveu, N Sboui, G Fontgalland." Applications of multiscale waves concept iterative procedure". IEEE MTT-S IMOC Conference, 2007 ; 748–752.
- [89] Akatimagool S, Bajon D, Baudrand H. Analysis of multilayer integrated inductors with wave concept iterative procedure (WCIP). IEEE MTT-S Proc. Int. Microw. Symp. Dig. 2001 ; 3 :1941–1944.
- [90] Raveu N, Prigent G, Callegari T, Baudrand H. "WCIP Applied to active plasma circuits." Progress In Electromagnetics Research Letters 2011 ; 21 :89–98.
- [91] Aroussi S, Latrach L, Sboui N, Gharsallah A, Gharbi A, Baudrand H." Efficient analysis of complex FSS structure using the WCIP method". Journal of Electromagnetic Analysis and Applications 2011 ; 3 :447–451.
- [92] Titaouine M, Gomes Neto A, Baudrand H, Djahli F. "Analysis of shorted ring slots frequency selective surface using WCIP method." Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications 2008 ; 7(2) :65–82.
- [93] D'Assunção AG, Fontgalland JG, Titaouine M, Neto AG, Baudrand H. "Analysis of quasi-square open ring frequency selective surface using the wave concept iterative procedure." SBMO/IEEE MTT-S (IMOC 2009).

- [94] Ammar N, Aguli T. "Analysis of multilayered cylindrical structures using a full wave method." Progress In Electromagnetic Research, PIER 2008 ; 85 :425–438.

## 9 ANNEXES

# ANNEXES

## Annexe A

### Généralités sur la propagation électromagnétique

#### A.1. Spectre des micro-ondes

Un rayonnement est une énergie transportée dans l'espace sous forme d'ondes ou de particules. On parle de Rayonnement électromagnétique lorsque le rayonnement se comporte comme un champ de force dont les variations affectent les propriétés électriques et magnétiques de la matière. Il peut être représenté comme une onde présentant des oscillations électriques et magnétiques, et se propageant dans l'espace. Le spectre de fréquence de ces dernières s'étend de 1MHz jusqu'à quelques centaines de GHz, et peut se décomposer en plusieurs domaines spectraux spécifiques.

La zone des micro-ondes est elle-même subdivisée en quelques parties : région UHF (ultra haute fréquence) entre 300 MHz et 3 GHz ; SHF (super haute fréquence) entre 3 GHz et 30 GHz ; et EHF (extrêmement haute fréquence) entre 30 GHz et 100GHz. Les micro-ondes sont parfois plus intéressantes que les ondes radio pour le transport d'informations grâce à leur fréquence plus élevée et donc leur plus courte longueur d'onde. En effet, plus la fréquence est élevée, plus la largeur de la bande passante est grande, ce qui permet le transport d'une plus grande quantité d'informations. La courte longueur d'onde permet à l'énergie d'être concentrée dans un petit espace. Il existe beaucoup d'appareils utilisant les micro-ondes, incluant les GSM portables (900 MHz), et internet sans fil (2,4 GHz). Le spectre micro-ondes et les diverses applications sont illustrés dans la figure A.1.1 ci-dessous.

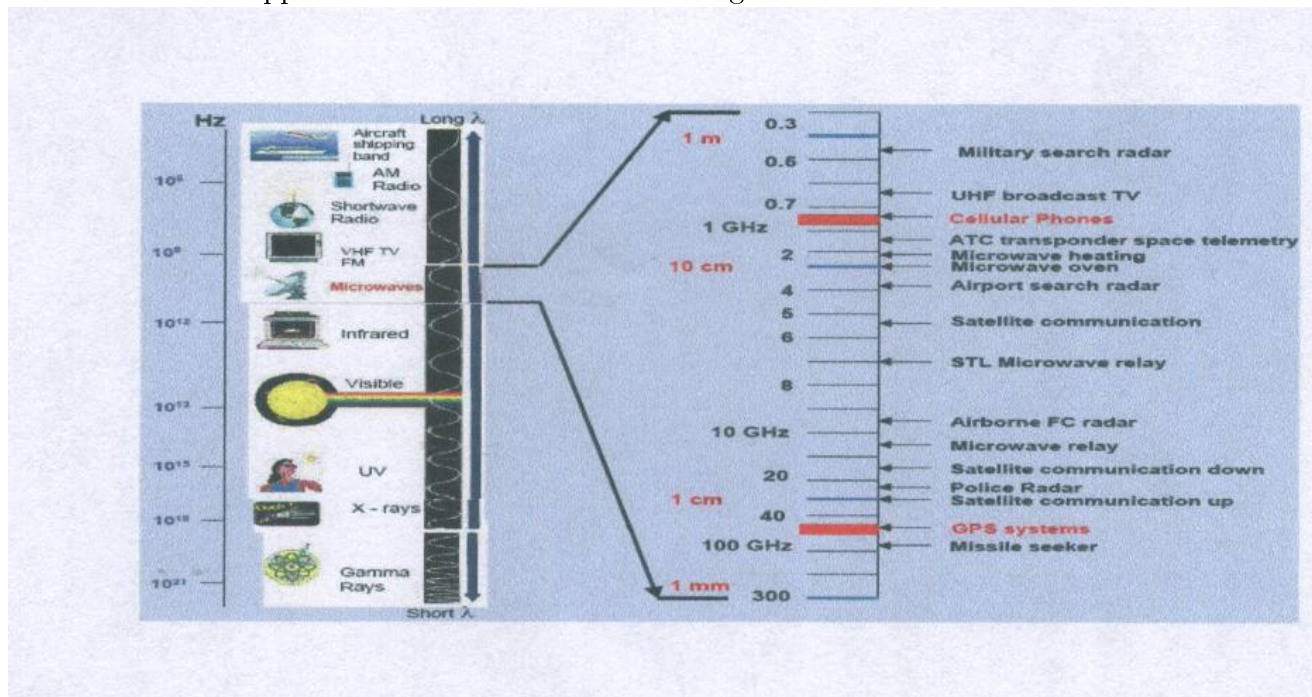


Figure A.1.1 Spectre micro ondes et ses diverses applications.

La plupart des systèmes micro-ondes travaillent sous 30GHz (entre 900MHz et 30GHz) car aux fréquences supérieures à 30GHz l'absorption atmosphérique devient trop importante et par conséquent, les rend impraticables pour des communications à longue distance et systèmes radars. Des fenêtres au-dessus de 30GHz peuvent être utilisées et la fréquence de guidage des missiles est de l'ordre de 90 – 100 GHz.

En hyperfréquence, les ondes sont véhiculées par des conducteurs électriques ou des fibres optiques (>40 GHz). Ainsi, cela permet d'atteindre des zones géographiquement isolées, mais nécessite des appareils d'émission et réception de signaux, et des relais de satellite pour leur

transmission et retransmission.

En ce qui concerne les communications par satellite (1-40 GHz), les ondes électromagnétiques sont gênées par le bruit industriel et les parasites atmosphériques, et ne parviennent pas toujours à franchir la zone ionosphérique. Dans le tableau 1 figurent les bandes de fréquence utilisées dans les différents domaines de télécommunication :

Bande	Fréquences	Applications
L	1-2 GHz	Communications mobiles
S	2-4 GHz	Communications mobiles
C	4-8 GHz	Services fixes
X	4-12.5 GHz	Applications militaires
Ku	12.5-18 GHz	services fixes
K	18-26 GHz	services fixes
Ka	26-40 GHz	services fixes

## A.2 La propagation des ondes EM.

### A.2.1 Les équations d'ondes.

Les équations de Maxwell décrivent la propagation de l'énergie électromagnétique pour des sources lointaine et variables dans le temps, sous formes d'ondes. Considérons un milieu linéaire, isotrope homogène caractérisé par  $(\mu, \varepsilon, \sigma)$  dans une région de source libre (les sources dans la région 1, la région de la source libre est la région 2).

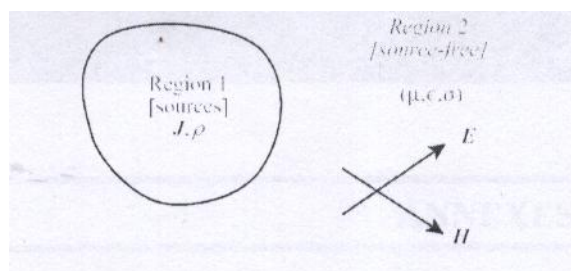


Figure A.1.2 Région de source libre dans un milieu  $(\mu, \varepsilon, \sigma)$

Commençons par la source libre, les équations de Maxwell sont écrites en termes de E et H seulement. Notons que le courant de conduction dans la source libre est pris en considération dans le terme  $\sigma \cdot E$ .

$$\nabla \times E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t}$$

$$\nabla \times H = \sigma E + \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t}$$

$$\nabla \cdot E = 0$$

$$\nabla \cdot H = 0 \dots \dots \dots (A.1.1)$$

Assumant la première transformation suivante sur la première équation de maxwell

$$\nabla X \nabla X E = -\mu \frac{\partial}{\partial t} (\nabla X H)$$

Avec l'insertion de la deuxième on trouve :

$$\nabla X \nabla X E = -\mu \frac{\partial}{\partial t} (\sigma E + \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t}) = -\mu \sigma \frac{\partial E}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \dots \dots \dots (A.1.2)$$

Une deuxième transformation sur la deuxième équation de maxwell

$$\nabla X \nabla X H = \sigma (\nabla X E) + \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} (\nabla X E) \dots \dots \dots (A.1.2)$$

L'insertion de la première donne :

$$\nabla X \nabla X H = \sigma \left( -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \right) + \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \left( -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \right) \quad (96)$$

$$= -\mu \sigma \frac{\partial H}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} \dots \dots \dots (A.1.3) \quad (97)$$

Utilisons le vecteur identité. Pour n'importe quel vecteur F.

$$\nabla X \nabla X F = \nabla (\nabla \cdot F) - \nabla^2 F$$

On aura les équations d'ondes instantanées (équations de Helmholtz)

$$\nabla^2 E = \mu \sigma \frac{\partial E}{\partial t} + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}$$

$$\nabla^2 H = \mu \sigma \frac{\partial H}{\partial t} + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} \dots \dots \dots (A.1.4)$$

Le vecteur instantané F dans le domaine temporel est relié au vecteur phaseur dans le domaine fréquentiel  $F_s$  par

$$F \iff F_s$$

$$\frac{\partial F}{\partial t} \iff j\omega F_s$$

$$\frac{\partial^2 F}{\partial t^2} \iff (j\omega)^2 F_s$$

En utilisant ces relations les équations d'ondes instantanées sont transformées en équations d'ondes de vecteur phaseur.

$$\nabla^2 E_s = \mu \sigma (j\omega) E_s + \mu \varepsilon (j\omega)^2 E_s = j\omega \mu (\sigma + j\omega \varepsilon) E_s$$

$$\nabla^2 H_s = \mu \sigma (j\omega) H_s + \mu \varepsilon (j\omega)^2 H_s = j\omega \mu (\sigma + j\omega \varepsilon) H_s \dots \dots \dots (A.1.5)$$

Si on prend

$$j\omega \mu (\sigma + j\omega \varepsilon) = \gamma^2$$

Les équations d'onde seront réduites à

$$\nabla^2 E_s - \gamma^2 E_s = 0$$

$$\nabla^2 H_s - \gamma^2 H_s = 0 \dots \dots \dots (A.1.6)$$

**A.2.2 la constante de propagation, la constante de phase et la constante d'atténuation** La constante complexe  $\gamma$  de l'équation A.1.6, définie comme étant la constante de propagation, est donnée par :

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = \alpha + j\beta$$

La partie réelle de la constante de propagation ( $\alpha$ ) est définie comme étant la constante d'atténuation ; alors que la partie imaginaire ( $\beta$ ) est définie comme étant la constante de phase la constante d'atténuation définie le taux dans lequel les champs de l'onde sont atténués pendant la propagation de l'onde. Si l'onde EM se propage dans un milieu idéal (sans pertes) sans atténuation ( $\alpha = 0$ ). La constante de phase définie le taux dans lequel la phase change durant la propagation de l'onde. Des unités différentes mais équivalentes sont définies pour les constantes de phase et d'atténuation pour identifier chaque quantités par son unité :

- $\gamma$  : la constante de propagation en ( m-1).
- $\alpha$  : la constante d'atténuation en (Np/m)
- $\beta$  : la constante de phase en ( rad/m)

Connaissant les propriétés ( $\mu, \varepsilon, \sigma$ ) du milieu on peut déterminer les équations pour les constantes de phase et d'atténuation :

$$\gamma^2 = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon) = (\alpha + j\beta)^2 = \alpha^2 + 2j\alpha\beta - \beta^2$$

$$Re\gamma^2 = \alpha^2 - \beta^2 = -\omega^2\mu\varepsilon$$

$$Im\gamma^2 = 2\alpha\beta = \omega\mu\sigma$$

$$\alpha = \omega\sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1 \right]}$$

$$\beta = \omega\sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} + 1 \right]} \dots \dots \dots (A.1.7)$$

### A.2.3 Propriétés des ondes électromagnétiques.

#### A.2.3.1 Types d'ondes électromagnétiques.

Les propriétés des ondes électromagnétiques (direction de propagation, vitesse de propagation, longueur d'onde, atténuation ...) peuvent être déterminer par la résolution des équations d'ondes qui définissent les champs électrique et magnétique de l'onde. Dans la région de la source libre les équations d'onde sont définies dans l'équation A.1.4 L'opérateur dans les équations de dessus est l'opérateur Laplacien du vecteur. Dans les coordonnées cartésiennes l'opérateur Laplacien pour un vecteur est relié à l'opérateur Laplacien pour un scalaire comme suit :

$$F_s = F_{xs}a_x + F_{ys}a_y + F_{zs}a_z$$

$$\nabla^2 F_s = (\nabla^2 F_{xs})a_x + (\nabla^2 F_{ys})a_y + (\nabla^2 F_{zs})a_z$$

$$\nabla^2 F_s = \frac{\partial^2 f_s}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 f_s}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 f_s}{\partial z^2} \dots (A.1.8)$$

Les équations d'onde peuvent être écrites :

$$(\nabla^2 E_{xs})a_x + (\nabla^2 E_{ys})a_y + (\nabla^2 E_{zs})a_z = \gamma^2(E_{xs}a_x + E_{ys}a_y + E_{zs}a_z)$$

$$(\nabla^2 H_{xs})a_x + (\nabla^2 H_{ys})a_y + (\nabla^2 H_{zs})a_z = \gamma^2(H_{xs}a_x + H_{ys}a_y + H_{zs}a_z) \dots (A.1.9)$$

Des équations d'onde individuelles pour les composantes des champs ( Exs , Eys , Ezs ) et (Hxs , Hys , Hzs) par l'égalisation des composantes des champs pour les deux termes pour chaque équation d'onde .

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 E_{xs}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_{xs}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_{xs}}{\partial z^2} &= \gamma^2 E_{xs} \\ \frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial z^2} &= \gamma^2 E_{ys} \\ \frac{\partial^2 E_{zs}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_{zs}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_{zs}}{\partial z^2} &= \gamma^2 E_{zs} \\ \frac{\partial^2 H_{xs}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_{xs}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_{xs}}{\partial z^2} &= \gamma^2 H_{xs} \\ \frac{\partial^2 H_{ys}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_{ys}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_{ys}}{\partial z^2} &= \gamma^2 H_{ys} \\ \frac{\partial^2 H_{zs}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_{zs}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_{zs}}{\partial z^2} &= \gamma^2 H_{zs} \dots (A.1.10) \end{aligned}$$

Les composantes de champs de n'importe quelle onde électromagnétique doivent satisfaire aux six équations différentielles partielles, dans la majorité des cas, l'onde électromagnétique ne contient pas toutes les six équations. Par exemple l'onde plane est caractérisée par :

- E et H sont dans le plan et perpendiculaires à la direction de propagation.
- E et H sont perpendiculaire l'un à l'autre. On aura les deux Types de modes transverse des ondes électromagnétiques
- • Le mode TE : le mode transverse électrique, également appelé onde H, sont caractérisés par  $E_y = 0$  et  $H_y \neq 0$  (pas de champ électrique dans la direction de la propagation). Le mode TE peut être supporté à l'intérieur des conducteurs fermés, ainsi qu'entre deux ou plusieurs conducteurs.
- • Le mode TM : le mode transverse magnétique, également dénommé onde E, sont caractérisés par  $E_y \neq 0$  et  $H_y = 0$  ( pas de champ magnétique dans la direction de la propagation). Même que pour l'onde TM, le mode TE peut être supporté à l'intérieur des conducteurs fermés, ainsi que entre deux ou plusieurs conducteurs.

Pour L'onde électromagnétique plane et uniforme on ajoute la caractéristique suivante :

- E et H sont uniforme dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation (E et H varient seulement dans la direction de propagation voir la figure A.1.3)

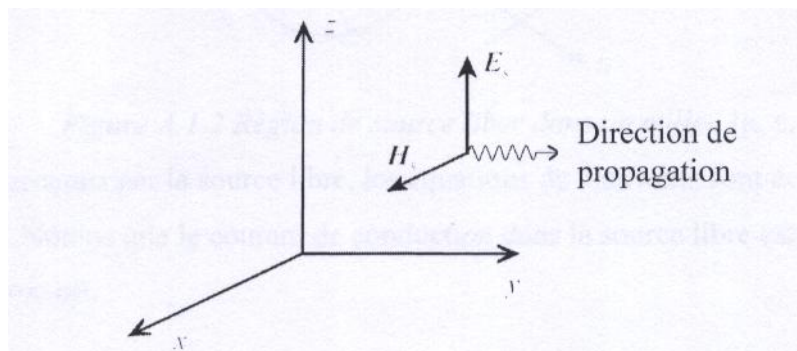


FIGURE A.1.3 Onde plane uniforme.

Dans la figure A.1.3 il est montré l'exemple d'une onde plane uniforme qui possède seulement une composante de champ électrique selon  $z$  et une composante de champs magnétique selon  $x$  les deux sont seulement fonction de  $y$  (aucune composantes de champs dans la direction de propagation  $y$ ). Une onde électromagnétique qui ne possède pas de composante de champs électrique ni de champs magnétique dans la direction de propagation (toutes les composantes de  $E$  et  $H$  sont perpendiculaires à la direction de propagation) est nommée **onde électromagnétique transversale (TEM)**. Toutes les ondes planes sont des ondes TEM. La polarisation de l'onde plane est définie comme étant la direction du champs électrique (dans notre exemple la direction est  $z$ ).

Le mode TEM est également appelé mode différentiel, car le courant de signal circulant sur la conducteur intérieur est dirigée à l'opposé du courant circulant au sol sur le conducteur externe. Le mode TEM a plusieurs caractéristiques :

- Pour que le mode TEM apparait, il faut au moins deux conducteurs non connectés et d'un matériau isolant unique
- Sa fréquence de coupure est égal à 0 Hz.
- Il ne comporte que deux composantes de champ ( $E$  et  $H$ ) alignés avec la direction transversale à la direction de propagation.
- Sa constante de propagation est le nombre d'onde dans le vide multipliée par la racine carré de la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$  de l'isolateur.
- En mode TEM, en raison de la symétrie de la structure, tous les éléments de discontinuité dans le plan de la bande centrale sont purement réactifs.

$$E_s = E_{zs}(y)a_z$$

$$H_s = H_{xs}(y)a_x \dots (A.1.11)$$

Pour cette onde plane uniforme, les équations d'ondes pour les deux composantes de champs seulement ( $E_{zs}$ ,  $H_{xs}$ ) peuvent être simplifiées donnant des champs dépendant seulement de  $y$ . Les dérivées partielles dans les équation d'one deviennent des dérivées simples car  $E_{zs}$  et  $H_{xs}$  sont fonction seulement de  $y$ , on aura deux équations différentielles de second ordre homogènes et linéaires

$$\frac{d^2 E_{zs}}{dy^2} - \gamma^2 E_{zs} = 0$$

$$\frac{d^2 H_{xs}}{dy^2} - \gamma^2 H_{xs} = 0 \dots (A.1.12)$$

Les solutions générales pour les équations d'ondes réduites sont :

$$E_{zs}(y) = E_1 e^{y\gamma} + E_2 e^{-y\gamma} = E_1 e^{y\alpha} e^{jy\beta} + E_2 e^{-y\alpha} e^{-jy\beta}$$

$$H_{xs}(y) = H_1 e^{y\gamma} + H_2 e^{-y\gamma} = H_1 e^{y\alpha} e^{jy\beta} + H_2 e^{-y\alpha} e^{-jy\beta} \dots (A.1.13)$$

Ou E1 et E2 sont constantes (amplitudes du champ électrique et H1 et H2 sont aussi constantes (amplitudes du champs magnétique). On remarque que Ezs et Hxs elles satisfiaient la même équation différentielle, alors en plus des amplitudes des champs, les caractéristiques de l'onde des champs sont identiques. Les caractéristiques des ondes définies par les solutions générales des champs équation A.1.13, peuvent être déterminé par l'investigation des champs instantanés correspondants. On doit étudier seulement l'un des deux champs le champ électrique ou magnétique car ils possèdent les même caractéristiques.

$$E_z(y, t) = \text{Re}\{E_{zs}(y)e^{j\omega t}\}$$

$$E_z(y, t) = \text{Re}\{(E_1(y)e^{\alpha y} e^{j\beta y} + E_2(y)e^{-\alpha y} e^{-j\beta y})e^{j\omega t}\}$$

$$E_z(y, t) = \text{Re}\{(E_1 e^{\alpha y} e^{j(\omega t + \beta y)} + E_2) e^{-\alpha y} e^{j(\omega t - \beta y)}\}$$

$$E_z(y, t) = E_1 e^{\alpha y} \cos(\omega t + \beta y) + E_2 e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \beta y) \dots (A.1.14)$$

$$E_{zs}(y, \omega) = E_1 e^{\alpha y} e^{j\beta y} + E_2 e^{-\alpha y} e^{-j\beta y} [\text{Domaine temporel}]$$

$$E_z(y, t) = E_1 e^{\alpha y} \cos(\omega t + \beta y) + E_2 e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \beta y) [\text{Domaine fréquentiel}] \dots (A.1.15)$$

**A.2.3.2 La vitesse de phase** La vitesse avec laquelle la constante de phase se déplace est la vitesse de propagation pour l'onde si on résout pour la variable de position y dans les équations définissant la constante de phase on a :

$$y = \pm \frac{1}{\beta} (\omega t - cst) \dots (A.1.16)$$

Connaissant la coordonnée y du point de la constante de phase en fonction du temps, la vitesse avec laquelle la constante de phase se déplace u est donnée par :

$$u = \frac{dy}{dt} a_y = \pm \frac{\omega}{\beta} a_y = \frac{\omega}{\beta} (\pm a_y) \dots (A.1.17)$$

Pour une onde se déplaçant à une vitesse u, l'onde voyage une longueur d'onde  $\lambda$  pendant une période T.

$$\lambda = u.T = \frac{u}{f} = \frac{\omega/\beta}{f} = \frac{2\pi}{\beta} \dots (A.1.18)$$

**A.2.3.3 L'impédance intrinsèque de l'onde** Pour une onde uniforme se propageant dans un milieu donné, le rapport du champ électrique au champ magnétique est une constante. L'unité de ce rapport est l'Ohm et il définit l'impédance intrinsèque de l'onde pour le milieu considéré, en assumant un déplacement de l'onde uniforme plane selon la direction + ay défini par le champs électrique :

$$E_s = E_{zs} \cdot a_z = E_0 \cdot e^{-y\gamma} a_z \dots (A.1.19)$$

Le champ magnétique correspondant est trouvé à partir des équations de Maxwell pour une source libre

$$\nabla E_s = -j\omega \mu H_s \implies H_s = -\frac{1}{j\omega \mu} \nabla E_s$$

$$\begin{aligned}
 H_s &= -\frac{1}{j\omega\mu} \nabla E_s = -\frac{1}{j\omega\mu} \left[ \frac{\partial E_{zs}}{\partial y} a_x - \frac{\partial E_{zs}}{\partial x} a_y \right] \\
 H_s &= -\frac{1}{j\omega\mu} \left[ \frac{\partial}{\partial y} (E_0 e^{-y\gamma}) a_x \right] \\
 H_s &= -\frac{1}{j\omega\mu} \left[ -\gamma E_0 e^{-y\gamma} a_x \right] \\
 H_s &= \frac{\gamma}{j\omega\mu} E_0 e^{-y\gamma} a_x \\
 H_s &= H_{xs} a_x \dots \dots \dots (A.1.20)
 \end{aligned}$$

L'impédance intrinsèque de l'onde est définie comme suit :

$$\begin{aligned}
 \eta &= \frac{E_{zs}}{H_{xs}} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \\
 \eta &= |\eta| e^{j\theta_\eta} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \dots \dots (A.1.21)
 \end{aligned}$$

En général L'impédance intrinsèque de l'onde est complexe l'amplitude de L'impédance intrinsèque complexe de l'onde est :

$$|\eta| = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}}{\left[1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2\right]^{-1/4}} \dots \dots (A.1.22)$$

**A.2.4 Résumé des caractéristiques.**

**A.2.4.1 Résumé des caractéristiques de l'onde pour un milieu avec pertes (cas générale)**

$$\begin{aligned}
 \gamma &= \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = \alpha + j\beta \dots (complexe) \\
 \alpha &= \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1 \right]}; \beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left[ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} + 1 \right]} \\
 u = \frac{\omega}{\beta} &= \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}; \lambda = \frac{2\pi}{\beta}; \eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \dots (complexe) \dots (A.1.23)
 \end{aligned}$$

**A.2.4.2 Résumé des caractéristiques de l'onde pour un milieu sans pertes**

$$\begin{aligned}
 \gamma &= \sqrt{-\omega^2 \mu\varepsilon} = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon} = \alpha + j\beta \dots (imaginaire) \\
 \alpha &= 0; \beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = \omega\sqrt{\mu_r \varepsilon_r \mu_0 \varepsilon_0} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \\
 u = \frac{\omega}{\beta} &= \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}; c\lambda = \frac{2\pi}{\beta}; \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \dots (rel) \dots (A.1.24)
 \end{aligned}$$

La figure A.1.4 illustre la relation entre les deux champs magnétique et électrique en assumant une propagation pour une onde plane uniforme dans un milieu sans pertes. Pour un milieu sans pertes la constante de propagation est purement imaginaire tandis que l'impédance intrinsèque est réelle.

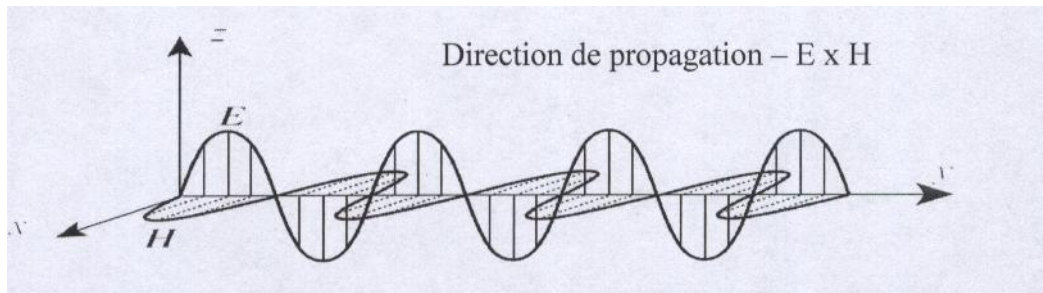


FIGURE A.1.4 Champs électrique E et magnétique H pour une onde plane uniforme dans un milieu sans pertes.

$$\left[ \begin{array}{l} E_s = e^{-jy\beta} \cdot a_z \quad H_s = \frac{E_0}{\eta} e^{-jy\beta} \cdot a_x \\ E = E_0 \cos(\omega t - \beta y) a_z \quad H = \frac{E_0}{\eta} \cos(\omega t - \beta y) a_x \end{array} \right] \dots (A.1.25)$$

On remarque que les deux champs magnétique et électrique dans un milieu sans pertes sont en phase. Pour un milieu avec pertes on aura un décalage exponentiel dans la direction de propagation pour les deux champs E et H, la constante de propagation et l'impédance intrinsèque sont toutes les deux complexes. On aura les champ électrique et magnétique suivant :

$$\left[ \begin{array}{l} E_s = E_0 e^{-(y\alpha + jy\beta)} \cdot a_z \quad H_s = \frac{E_0}{\eta} e^{-(y\alpha + jy\beta)} \cdot a_x \\ E = E_0 e^{-y\alpha} \cos(\omega t - \beta y) a_z \quad H = \frac{E_0}{\eta} \cos(\omega t - \beta y) a_x \end{array} \right] \dots (A.1.26)$$

On remarque que les deux champs magnétique et électrique dans un milieu avec pertes ne sont pas en phase, le déphasage est égale à l'angle de phase de l'impédance intrinsèque de l'onde  $\theta_\eta$ .

**A 2.4.3 Propagation de l'onde dans l'espace libre.** L'air est typiquement un milieu avec faibles pertes (une atténuation négligeable). Donc l'air peut être modélisé comme un espace libre (vide)  $\sigma = 0$ ,  $\epsilon = \epsilon_0$ ,  $\mu = \mu_0$  ( $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1$ ) On aura les équations suivantes pour le cas de l'espace libre.

$$\alpha = 0; \beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{\mu_r \epsilon_r} = \frac{\omega}{c} u = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} = c; \lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{c}{f}$$

$$\eta = \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega \dots \dots (A.1.27)$$

## Annexe B

Récapitulatif des formules générales et équations empiriques des caractéristiques des lignes de transmission conventionnelles et planaires.

## B.1 modèle électrique d'une ligne de transmission

Considérant une ligne de transmission uniforme avec des résistances série des inductances séries , conductance shunt , et des capacités shunt , toutes sont définies par unité de longueur de la ligne, voir la figure B.1. Des expressions importantes des lignes de transmission sont résumées dans le tableau B.1

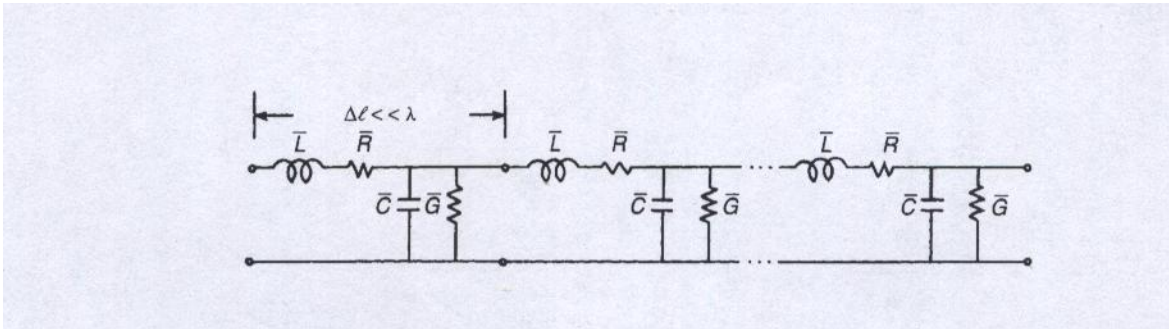
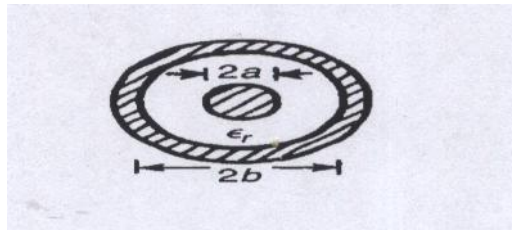


FIGURE B.1 Représentation en circuit localisé d'une ligne de transmission.

Tableau B.1 Résumé des formules générales pour les caractéristiques des ligne de transmission			
La quantité	ligne générale	ligne idéale	approximation pour ligne à faible pertes
- Constante de propagation $\gamma = \alpha + j\beta$ .	$\sqrt{(\bar{R} + j\omega\bar{L})(\bar{G} + j\omega\bar{C})}$	$j\omega\sqrt{\bar{L}\bar{C}}$	
- Constante de phase $\beta$		$\omega\sqrt{\bar{L}\bar{C}} = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi}{\lambda}$	$\omega\sqrt{\bar{L}\bar{C}} \left( 1 - \frac{\bar{R}\bar{G}}{4\omega^2\bar{L}\bar{C}} + \frac{\bar{G}^2}{8\omega^2\bar{C}^2} + \frac{\bar{R}^2}{8\omega^2\bar{L}^2} \right)$
- Constante d'atténuation $\alpha$		0	$\frac{\bar{R}}{2Z_0} + \frac{\bar{G}Z_0}{2}$
- Impédance caractéristique $Z_0$	$\sqrt{\frac{\bar{R} + j\omega\bar{L}}{\bar{G} + j\omega\bar{C}}}$	$\sqrt{\frac{\bar{L}}{\bar{C}}}$	$\sqrt{\frac{\bar{L}}{\bar{C}}} \left[ 1 + j \left( \frac{\bar{G}}{2\omega\bar{C}} - \frac{\bar{R}}{2\omega\bar{L}} \right) \right]$
- Impédance d'entrée $Z_i$ .	$Z_0 \left( \frac{Z_L \cosh \gamma l + Z_0 \sinh \gamma l}{Z_0 \cosh \gamma l + Z_L \sinh \gamma l} \right)$	$Z_0 \left( \frac{Z_L \cos \beta l + jZ_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + jZ_L \sin \beta l} \right)$	
- Impédance d'une ligne en c-c ( $Z_L = 0$ )	$Z_0 \tanh \gamma l$	$jZ_0 \tan \beta l$	$Z_0 \left( \frac{\alpha l \cos \beta l + j \sin \beta l}{\cos \beta l + j \alpha l \sin \beta l} \right)$
- Impédance d'une ligne en circuit-ouvert ( $Z_L = \infty$ ).	$Z_0 \coth \gamma l$	$-jZ_0 \cot \beta l$	$Z_0 \left( \frac{\cos \beta l + j \alpha l \sin \beta l}{\alpha l \cos \beta l + j \sin \beta l} \right)$
- Impédance d'une ligne quart 'onde.	$Z_0 \left( \frac{Z_L \sinh \alpha l + Z_0 \cosh \alpha l}{Z_0 \sinh \alpha l + Z_L \cosh \alpha l} \right)$	$\frac{Z_0^2}{Z_L}$	$Z_0 \left( \frac{Z_0 + Z_L \alpha l}{Z_L + Z_0 \alpha l} \right)$
- Impédance d'une ligne 1/2 onde.	$Z_0 \left( \frac{Z_L \cosh \alpha l + Z_0 \sinh \alpha l}{Z_0 \cosh \alpha l + Z_L \sinh \alpha l} \right)$	$Z_L$	$Z_0 \left( \frac{Z_L + Z_0 \alpha l}{Z_0 + Z_L \alpha l} \right)$
- Coefficient de réflexion.	$\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$	$\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$	

NB :  $\lambda$  est la longueur d'onde mesurée le long de la ligne;  $\omega$  est la pulsation en rad/s

## B.2 Les lignes coaxiales



B.2 Section droite d'une ligne coaxiale

La figure B.2 montre la section droite d'une ligne coaxiale avec les différents paramètres. Le mode de propagation dominant pour les lignes coaxiales est le TEM et les caractéristiques obtenues de l'analyse des champs statiques sont données dans le tableau B.2.

Tableau B.2 les caractéristiques d'une ligne coaxiale

paramètres	Expressions	unités
-La capacité	$C = \frac{55.556\epsilon_r}{\ln(b/a)}$	pF/m.
-L'inductance	$L = 200 \ln \frac{b}{a}$	nH/m.
-L'impédance caractéristique	$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a}$	$\Omega$ .
-La vitesse de phase	$v_p = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}}$	m/s.
- Le temps retard	$\tau_d = 3.33\sqrt{\epsilon_r}$	nS/m.
- La Constante d'atténuation du diélectrique.	$\alpha_d = 27.3\sqrt{\epsilon_r} \frac{\tan \delta}{\lambda_0}$	dB/unité de long.
-La Constante d'atténuation du conducteur.	$\alpha_c = \frac{9.5 \times 10^{-5} \sqrt{f}(a+b)\sqrt{\epsilon_r}}{ab \ln(b/a)}$	dB/unité de long
- La Longueur d'onde de coupure pour les modes d'ordres sup.	$\lambda_c = \pi\sqrt{\epsilon_r}(a+b)$	unité de a ou b.
- La puissance maximale	$P_{\max} = 44 E_{\max} ^2 a^2 \sqrt{\epsilon_r} \ln \frac{b}{a}$	kW

NB :  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide ;  $\tan\delta$  est la tangente des pertes diélectrique ; f est la fréquence de travail en GHz ;  $E_{\max}$  champ électrique de claquage

## B.3 Les guides d'ondes

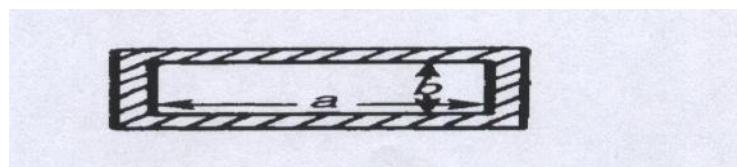


figure B.3 Section droite d'un guide d'onde rectangulaire.

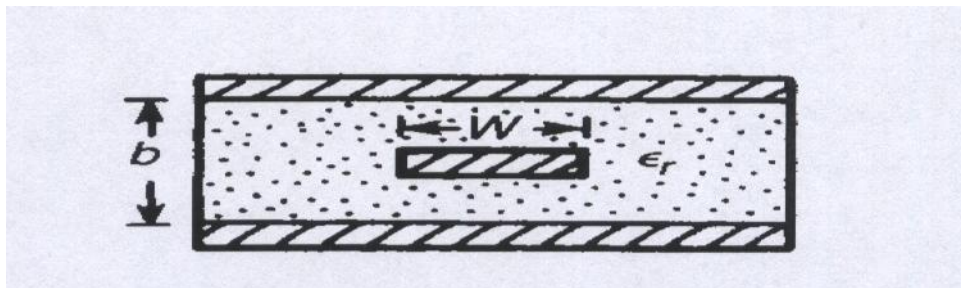
La figure B.3 montre la section droite d'un guide d'onde rectangulaire avec les différents paramètres géométriques. Les guides d'ondes avec des sections rectangulaires et circulaires trouvent de fréquentes applications dans les systèmes de puissances élevées et à faibles pertes. Les propriétés des structures guides d'ondes peuvent être déterminées par la résolution de l'équation d'onde avec les conditions aux limites appropriées. Les structures supportent les modes TE et TM et les propriétés de ces modes sont résumées dans le tableau B.3.

Tableau B.3 Propriétés des ondes dans un guide d'ondes rectangulaire vide.		
Propriétés	Les modes TE <sub>mn</sub>	Les modes TE <sub>mn</sub>
Le nombre d'onde de coupure $k_c$ .	$\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$	$\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$
la constante de propagation $\gamma_{mn}$ .	$\sqrt{k_c^2 - k_0^2}$	$\sqrt{k_c^2 - k_0^2}$
La longueur d'onde du guide $\lambda_g$ .	$\frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (k_c/k_0)^2}}$	$\frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (k_c/k_0)^2}}$
La vitesse de groupe $v_g$ .	$\frac{\lambda_0}{c}$	$\frac{\lambda_0}{c}$
La vitesse de phase $v_p$ .	$\frac{\lambda_g}{c}$	$\frac{\lambda_g}{c}$
l'impédance d'onde $Z$ .	$\frac{-j\gamma_{mn}\eta_0}{k_0}$	$\frac{j k_0 \eta_0}{\gamma_{mn}}$
Le champ magnétique longitudinal $H_z$	0	$k_c^2 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$
Le champ électrique longitudinal $E_z$	0	0
Le champs magnétique transversal $H_x$	$\frac{k_0 n \pi}{b \eta_0} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$	$\frac{\gamma_{mn} n \pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$
Le champs magnétique transversal $H_y$	$-\frac{k_0 m \pi}{a \eta_0} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$	$\frac{\gamma_{mn} m \pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$
Le champs électrique transversal $E_x$	$-\frac{\gamma_{mn} n \pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$	$\frac{j k_0 \eta_0 n \pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$
Le champs électrique transversal $E_y$	$-\frac{\gamma_{mn} m \pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$	$-\frac{j k_0 \eta_0 m \pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$

Tableau B.4 Les caractéristiques d'un guide d'ondes rectangulaire.

paramètres	Expressions	unités
- La longueur d'onde de coupure	$\lambda_c = 2a$	m.
-La longueur d'onde du guide d'ondes	$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_c)^2}}$	m.
- La vitesse de phase	$v_p = \frac{c\lambda_g}{\lambda_0}$	m/S.
-L'impédance d'onde	$Z = \frac{\eta_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_c)^2}}$	$\Omega$
- L'impédance caractéristique	$Z_0 = \frac{\pi b}{2a} Z$	$\Omega$
- la constante d'atténuation du diélectrique.	$\alpha = \frac{7.14 \times 10^{-2} \sqrt{f}}{b\eta_0 \sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_c)^2}} \left[ 1 + \frac{2b}{a} \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right)^2 \right]$	dB/unité de long.
-La puissance maximale	$P_{\max} = 6.63 \times 10^{-7} ab  E_{\max} ^2 \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right)^2}$	kW

## B.4 Les lignes ruban.



La figure B.4 La section droite d'une ligne ruban avec ses différents paramètres géométriques.

La ligne ruban est l'une des lignes de transmissions souvent utilisées dans les circuits passifs MICs. Le mode dominant pour les lignes ruban est le TEM, et les données de conception peuvent être obtenues complètement par une analyse électrostatique. Les expressions pour  $Z_0$ ,  $\alpha$  et  $f$  sont données dans le tableau B.5

Tableau B.5 les caractéristiques de la ligne ruban	
Paramètre	Expression
- Impédance caractéristique ( $\Omega$ ) pour $t=0$	$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K'(k)}{K(k)}, \quad k = \tanh \frac{\pi W}{2b}$
- Impédance caractéristique ( $\Omega$ ) Pour $t \neq 0$	$Z_0 = \frac{30 \ln}{\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \frac{b-t}{W'} \left[ \frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W'} + \sqrt{\left( \frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W'} \right)^2 + 6.27} \right] \right\}$
	$\frac{W'}{b-t} = \frac{W}{b-t} + \frac{\Delta W}{b-t}$
	$\frac{\Delta W}{b-t} = \frac{x}{\pi(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[ \left( \frac{x}{2-x} \right)^2 + \left( \frac{0.0796x}{W/b + 1.1x} \right)^m \right] \right\}$
- Constante d'atténuation (dB/ unité de longueur)	$m = 2 \left[ 1 + \frac{2}{3} \frac{x}{1-x} \right]^{-1}, \quad x = \frac{t}{b}$
	$\alpha_c = \frac{0.0231 R_s \sqrt{\epsilon_r}}{Z_0} \frac{\partial Z_0}{\partial W'} \left\{ 1 + \frac{2W'}{b-t} - \frac{1}{\pi} \left[ \frac{3x}{2-x} + \ln \frac{x}{2-x} \right] \right\}$
	$\frac{\partial Z_0}{\partial W'} = \frac{30e^{-A}}{W' \sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{3.135}{Q} - \left( \frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W'} \right)^2 (1+Q) \right]$
	$A = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}{30\pi}, \quad Q = \sqrt{1 + 6.27 \left( \frac{\pi}{8} \frac{W'}{b-t} \right)^2}$
- Fréquence de coupure pour le plus haut mode (GHz).	$\alpha_d = 27.3 \sqrt{\epsilon_r} \frac{\tan \delta}{\lambda_0}$
	$f_c = \frac{15}{b \sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{(W/b + \pi/4)},$

## B.5 Les lignes micro ruban.

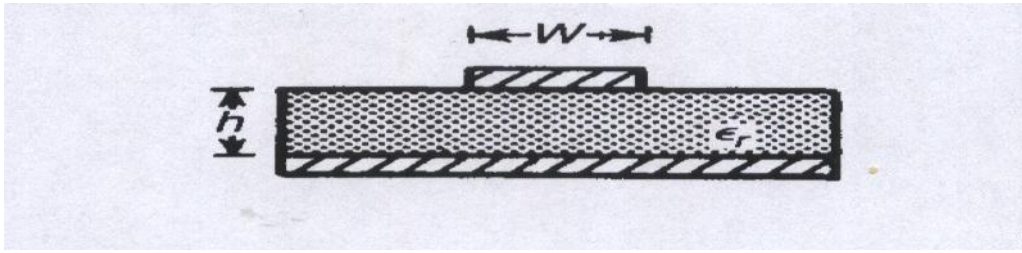


Figure B.5 Section droite d'une ligne micro ruban.

Tableau B.6 les caractéristiques de la ligne micro ruban	
Paramètre	Expression
- Impédance caractéristique ( $\Omega$ )	$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W'} + 0.25\frac{W'}{h}\right), & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \left[ \frac{W'}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W'}{h} + 1.444\right) \right]^{-1}, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$ $\eta_0 = 120\pi\Omega$ $\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln\frac{4\pi W'}{t}\right), \quad \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi}$ $\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln\frac{2h}{t}\right), \quad \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi}$
- Constante diélectrique effective	$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{W}{h}\right) - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}}$ $F\left(\frac{W}{h}\right) = \begin{cases} \left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04\left(1 - \frac{W}{h}\right)^2, & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-1/2}, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$

La figure B.5 montre la section droite d'une ligne micro ruban avec ses différents paramètres. Les méthodes numériques pour la caractérisation des lignes micro ruban demandent trop de calcul et nécessitent des expressions précises pour l'optimisation surtout dans la conception assistée par ordinateur CAO. Les expressions pour les caractéristiques des lignes micro ruban sont résumées dans le tableau B.6.

Tableau B.6 (suite) les caractéristiques de la ligne micro ruban

Paramètre	Expression
- Constante d'atténuation ( dB/ unité de longueur)	$\alpha_c = \begin{cases} 1.38 \frac{R_s}{h Z_0} \frac{32 - (W'/h)^2}{32 + (W'/h)^2} \Lambda, & \frac{W}{h} \leq 1 \\ 6.1 \times 10^{-5} \frac{R_s Z_0 \epsilon_e}{h} \left( \frac{W'}{h} + \frac{0.667 W'/h}{W'/h + 1.444} \right) \Lambda, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$
- Dispersion	$\Lambda = \begin{cases} 1 + \frac{h}{W'} \left( 1 + \frac{1.25t}{\pi W} + \frac{1.25}{\pi} \ln \frac{4\pi W}{t} \right), & \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ 1 + \frac{h}{W'} \left( 1 - \frac{1.25t}{\pi h} + \frac{1.25}{\pi} \ln \frac{2h}{t} \right), & \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases}$ $\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_e}} \left( \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \frac{\tan \delta}{\lambda_0}$ $\epsilon_e(f) = \left( \frac{\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_e}}{1 + 4F^{-1.5} + \sqrt{\epsilon_e}} \right)^2$ $Z_0(f) = Z_0 \frac{\epsilon_e(f) - 1}{\epsilon_e - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_e}{\epsilon_e(f)}}$ $F = \frac{4h \sqrt{\epsilon_r - 1}}{\lambda_0} \left\{ 0.5 + \left[ 1 + 2 \log \left( 1 + \frac{W}{h} \right) \right]^2 \right\}$ $\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_r}, \quad Q_0 = \frac{8.68\pi \sqrt{\epsilon_e(f)}}{\lambda_0 (\alpha_c + \alpha_d)}, \quad Q_r = \frac{Z_0(f)}{480\pi (h/\lambda_0)^2 R}$ $R = \frac{\epsilon_e(f) + 1}{\epsilon_e(f)} - \frac{[\epsilon_e(f) - 1]^2}{2[\epsilon_e(f)]^{3/2}} \ln \left[ \frac{\sqrt{\epsilon_e(f)} + 1}{\sqrt{\epsilon_e(f)} - 1} \right]$
- Facteur de qualité Q	

## B.6 Les lignes coplanaires.

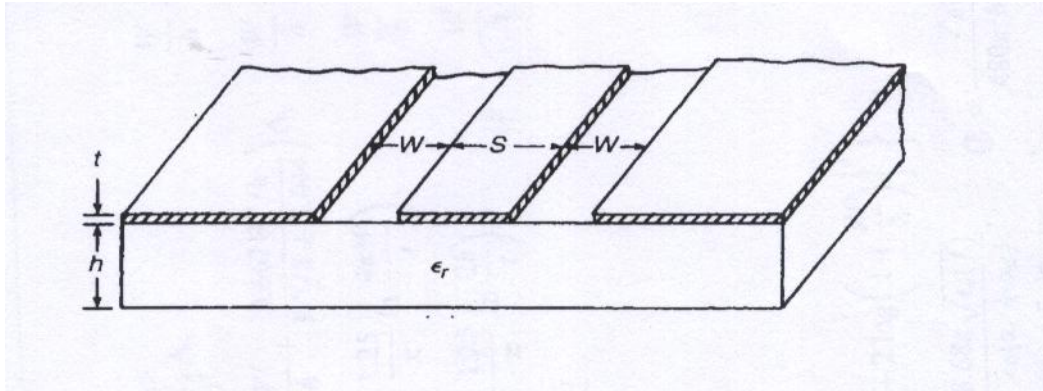


Figure B.6 rubans coplanaires.

Les guides d'ondes coplanaires et les rubans coplanaires supportent les modes quasi TEM et sont analysés par les deux méthodes quasi statique et full wave. Les expressions pour l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective pour les CPWs et CPSs sont données dans le tableau B.7.

Tableau B.7 Les expressions de l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective de la ligne coplanaire

structure	Impédance Caractéristique en $\Omega$	La constante diélectrique effective
Guide d'ondes coplanaire	$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{K(k')}{K(k)}$	$\epsilon_e = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k'_1)}$
Ligne aux rubans coplanaires	$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{K(k)}{K(k')}$ $k = \frac{a}{b}, \quad a = \frac{S}{2}, \quad b = \frac{S}{2} + W$ $k_1 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)}$	$\epsilon_e = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k'_1)}$

## B.7 Les lignes couplées.

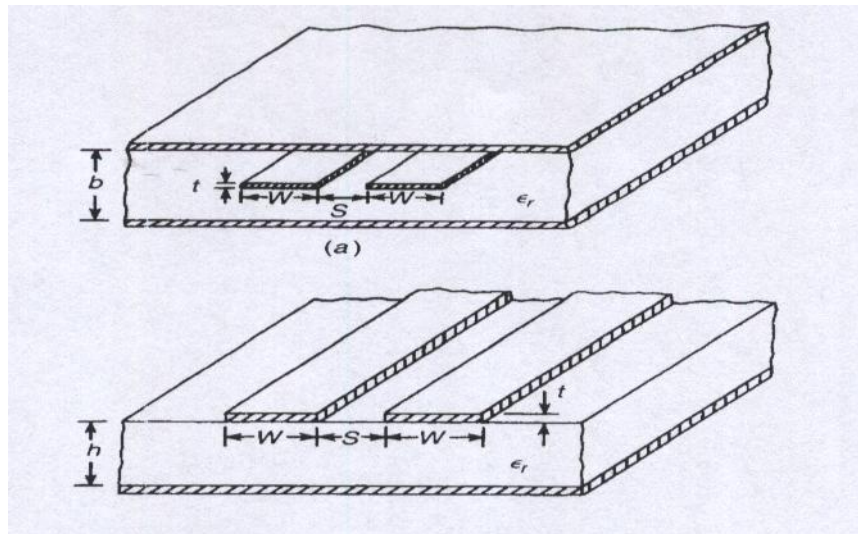


figure B.7 Lignes couplées (a) ruban (b) micro ruban

La figure B.7 montre les lignes couplées ruban et micro ruban avec les différents paramètres géométriques. Pour un souci de simplification on n'a considéré que la configuration symétrique (les deux conducteurs identiques). Les caractéristiques des lignes couplées ruban et micro ruban sont données au tableau B.8

Tableau B.8 Les caractéristiques des structures couplées

<b>les lignes ruban</b>		
Impédance caractéristique en $\Omega$	Constante d'atténuation dB/unité de long.	Remarques
$Z_{0e} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k_e')}{K(k_e)}$		<p>A t=0, exact</p> <p>t/b &lt; 0.1.</p> <p>w/b &gt; 0.35. [28]</p>
$Z_{0o} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k_o')}{K(k_o)}$		
$k_e = \tanh\left(\frac{\pi W}{2b}\right) \tanh\left(\frac{\pi W+S}{2b}\right)$		
$k_o = \tanh\left(\frac{\pi W}{2b}\right) \coth\left(\frac{\pi W+S}{2b}\right)$		
$Z_{0e} = \frac{30\pi(b-t)}{\sqrt{\epsilon_r} \left(W + \frac{bC_f}{2\pi} A_e\right)}$	$\alpha_e^e = \frac{0.0231 R_s \sqrt{\epsilon_r}}{30\pi(b-t)} \times \left\{ 60\pi + Z_{0e} \sqrt{\epsilon_r} \left[ 1 - \frac{A_e}{\pi} \ln \frac{2b-t}{b-t} + \frac{1}{2} \ln \frac{t(2b-t)}{(b-t)^2} \right] + C_f \frac{(1+S/b) \operatorname{sech}^2 \theta}{4 \ln 2} \frac{1}{1 + \tanh \theta} \right\}$	
$Z_{0o} = \frac{30\pi(b-t)}{\sqrt{\epsilon_r} \left(W + \frac{bC_f}{2\pi} A_o\right)}$	$\alpha_e^o = \frac{0.0231 R_s \sqrt{\epsilon_r}}{30\pi(b-t)} \times \left\{ 60\pi + Z_{0o} \sqrt{\epsilon_r} \left[ 1 - \frac{A_o}{\pi} \ln \frac{2b-t}{b-t} + \frac{1}{2} \ln \frac{t(2b-t)}{(b-t)^2} \right] - C_f \frac{(1+S/b) \operatorname{cosech}^2 \theta}{4 \ln 2} \frac{1}{1 + \coth \theta} \right\}$	
$A_e = 1 + \frac{\ln(1 + \tanh \theta)}{\ln 2}$		
$A_o = 1 + \frac{\ln(1 + \coth \theta)}{\ln 2}$		
$\theta = \frac{\pi S}{2b}$		
$C_f = 2 \ln \left( \frac{2b-t}{b-t} \right) - \frac{t}{b} \ln \left[ \frac{t(2b-t)}{(b-t)^2} \right]$	$\alpha_d^e = \alpha_d^o = 27.3 \sqrt{\epsilon_r} \frac{\tan \delta}{\lambda_0}$	

Tableau B.8 (suite) Les caractéristiques des structures couplées

<b>les lignes micro ruban</b>		
Impédance caractéristiques en $\Omega$	Constante d'atténuation dB/unité de long.	Remarques
$Z_{0i} = [c\sqrt{C_i C_i^a}]^{-1}, \quad i = e \text{ or } o$		Pour $t=0$ ,
$C_e = C_p + C_f + C_f'$	$\alpha_c^i = \frac{8.686R_s}{240\pi Z_{0i}} \frac{2}{h} \frac{1}{c(C_i^a)^2}$	
$C_o = C_p + C_f + C_{ga} + C_{gd}$	$\times \left[ \frac{\partial C_f^a}{\partial(W/h)} \left(1 + 2\frac{W}{2h}\right) - \frac{\partial C_i^a}{\partial(S/h)} \left(1 - 2\frac{S}{2h}\right) + \frac{\partial C_i^a}{\partial(t/h)} \left(1 + 2\frac{t}{2h}\right) \right]$	
$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{W}{h}$	$\alpha_d^i = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_i}} \frac{\epsilon_r \epsilon_i - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\tan \delta}{\lambda_0}$	
$2C_f = \sqrt{\epsilon_e}/(cZ_0) - C_p, \quad c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$	$\frac{W^e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h} \left(1 - 0.5 \exp \frac{-0.69 \Delta W}{\Delta t}\right)$	
$C_f' = \frac{1}{1 + \exp[-0.1 \exp(2.33 - 2.53W/h)](h/S) \tanh(10S/h)}$	$\frac{W^o}{h} = \frac{W^e}{h} + \frac{\Delta t}{h}, \quad \frac{\Delta t}{h} = \frac{1}{\epsilon_r} \frac{t/h}{S/h}$	Pour $t/b < 0.1$ .
$C_{ga} = \epsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)}; \quad k = \frac{S/h}{S/h + 2W/h}$		Pour $w/b > 0.35$
$C_{gd} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\pi} \ln \left[ \coth \left( \frac{\pi S}{4h} \right) \right] + 0.65 C_f \left[ \frac{0.02}{S/h} \sqrt{\epsilon_r} + 1 - \epsilon_r^{-2} \right]$		
$\epsilon_i^e = \frac{C_i}{C_i^a}$		
$Z_{0o} = \frac{W}{b-S} + C_{r0} + 2\{(1+t/S) \ln(1+t/S) - (t/S) \ln(t/S)\} / \pi$	<i>Broadside-Coupled Strip Lines</i>	$\alpha_c^i = \frac{0.0231R_s \sqrt{\epsilon_r}}{Z_{0i}} \left( \frac{\partial Z_{0i}}{\partial b} + \frac{\partial Z_{0i}}{\partial S} - \frac{\partial Z_{0i}}{\partial W} - \frac{\partial Z_{0i}}{\partial t} \right)$
$Z_{0e} = \frac{60\pi/\sqrt{\epsilon_r}}{b-S} + 0.443 + \left( \ln \frac{b+2t}{b-S} + \frac{S+2t}{b-S} \ln[(b+2t)/(S+2t)] \right) / \pi$		$\alpha_d^i = 27.3 \sqrt{\epsilon_r} \frac{\tan \delta}{\lambda_0}$
$C_{r0} = \frac{b}{S\pi} \left( \ln \frac{1}{1-S/b} + \frac{S/b}{1-S/b} \ln \frac{b}{S} \right)$		

## ANNEXE C

## C.1 Matrices de transmission et transformations

Tableaux illustrant les relations entre les différents paramètres d'une ligne de transmission

Tableau C.1 Paramètres S en termes des paramètres ABCD, Y, et Z

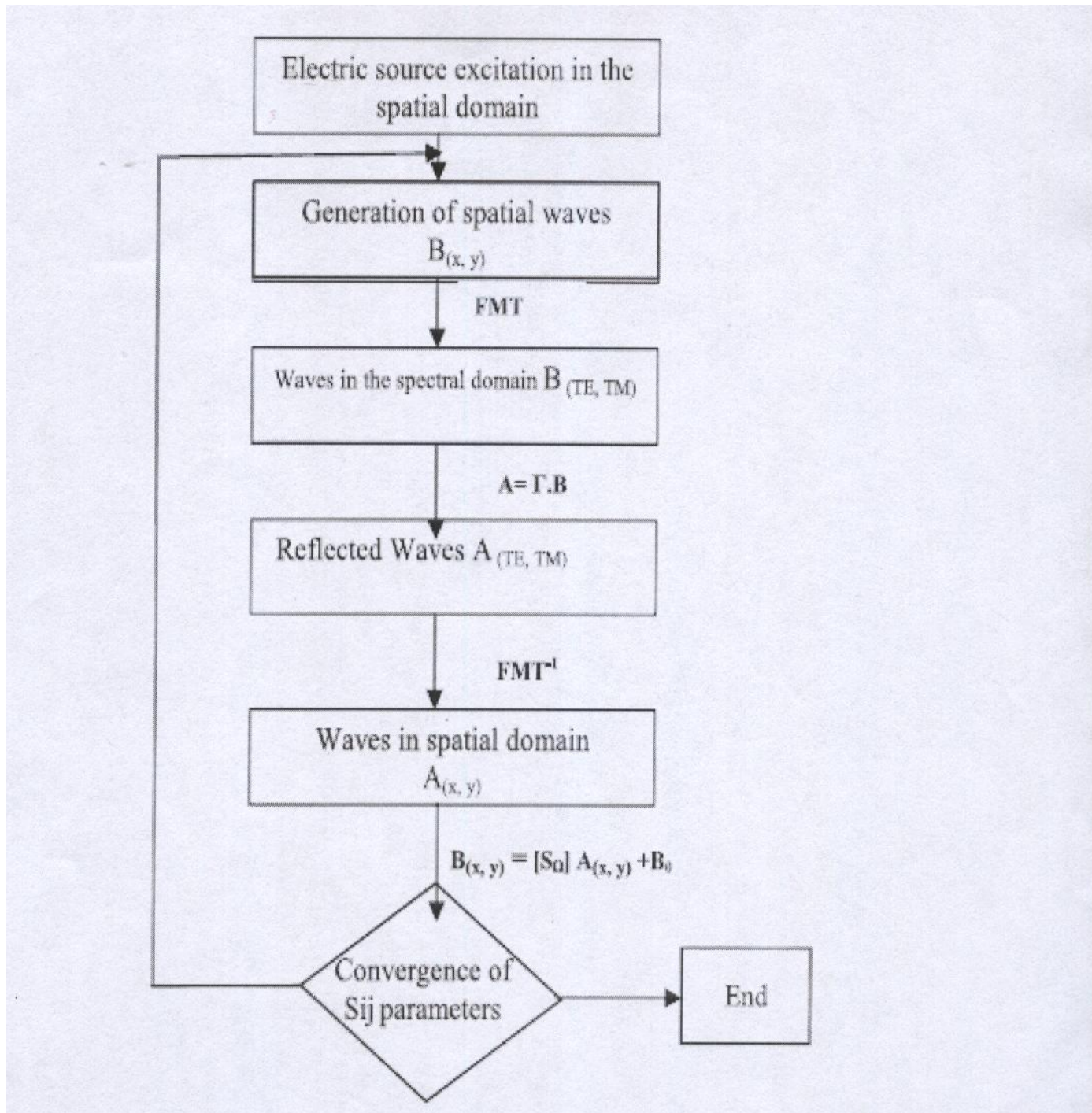
	<i>ABCD</i>	<i>Y</i>	<i>Z</i>
$S_{11}$	$\frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
$S_{12}$	$\frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{12}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
$S_{21}$	$\frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2Z_{21}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$
$S_{22}$	$\frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}$

Tableau C.2 Paramètres ABCD en termes des paramètres S, Y, et Z

	<i>S</i>	<i>Y</i>	<i>Z</i>
$A$	$\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$-\frac{Y_{22}}{Y_{21}}$	$-\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$
$B$	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$-\frac{1}{Y_{21}}$	$\frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}$
$C$	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$-\frac{(Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21})}{Y_{21}}$	$-\frac{1}{Z_{21}}$
$D$	$\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$-\frac{Y_{11}}{Y_{21}}$	$-\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$

## ANNEXE D

## D.1 Organigramme de la méthode itérative

D2 Les coefficients  $K_{ij}(x, y)$  et  $A_k^0(x, y)$ 

Le détail de la forme des coefficients  $K_{ij}(x, y)$  et  $A_k^0(x, y)$ , apparus dans les matrices de diffraction résultat du calcul des coefficient de diffraction à l'interface de la discontinuité  $\Omega$  des structures étudiées pour différents types de sources d'excitation et de type de polarisation, est montré dans les tableaux D1 et D2

Tableau D.1 valeurs des coefficients  $K_{ij}(x, y)$  et  $A_k^0(x, y)$  à l'interface de la discontinuité  $\Omega$  pour une source d'excitation bilatérale .

type d'excitation	Type de polarisation	$K_{ij} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$	$A_k^0 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$
Bilatérale	Suivant ox	$K_{11} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = - \left[ \frac{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} - Z_{02})}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \right]$	$A_1^0 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \frac{Z_{01}}{Z_0 + Z_{02}} - \left[ \frac{E_{0x}}{\sqrt{Z_{01}}} \hat{H}_S \right]$
		$K_{12} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = - \left[ \frac{2Z_0\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \right]$	
		$K_{21} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = - \left[ \frac{2Z_0\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \right]$	
		$K_{22} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = - \left[ \frac{Z_{01}Z_{02} - Z_0(Z_{01} - Z_{02})}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \right]$	
	Suivant oy	$K_{11} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = - \left[ \frac{1}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \right]$	$A_1^0 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \frac{Z_{01}}{Z_0 + Z_{01}} - \left[ \frac{0}{\sqrt{Z_{01}}} \hat{H}_S \right]$
		$K_{12} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \left[ \frac{2Z_0\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \right]$	
		$K_{21} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \left[ \frac{2Z_0\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \right]$	
		$K_{11} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = - \left[ \frac{1}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} \right]$	

Tableau D.2 valeurs des coefficients  $K_{ij}(x, y)$  et  $A_k^0(x, y)$  à l'interface de la discontinuité  $\Omega$  pour une source d'excitation unilatérale pour le milieu 1

type d'excitation	Type de polarisation	$K_{ij} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$	$A_k^0 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$
Unilatérale	Suivant ox	$K_{11} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = - \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \end{bmatrix}$ $K_{12} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ $K_{21} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{2Z_0 Z_{02}}{(Z_0 + Z_{02})\sqrt{Z_{01} Z_{02}}} \\ 0 \\ \frac{Z_0 - Z_{02}}{Z_0 + Z_{02}} \end{bmatrix}$ $K_{22} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_0 - Z_{02}}{Z_0 + Z_{02}} \\ -1 \end{bmatrix}$	$A_1^0 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ $A_2^0 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \frac{Z_{02}}{Z_0 + Z_{02}} - \begin{bmatrix} \frac{E_{0x}}{\sqrt{Z_{02}}} \hat{H}_S \\ 0 \end{bmatrix}$
	Suivant oy	$K_{11} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = - \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \end{bmatrix}$ $K_{12} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ $K_{21} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{2Z_0 Z_{02}}{(Z_0 + Z_{02})\sqrt{Z_{01} Z_{02}}} \\ -1 \end{bmatrix}$ $K_{22} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = - \begin{bmatrix} -1 \\ \frac{Z_0 - Z_{02}}{Z_0 + Z_{02}} \end{bmatrix}$	$A_1^0 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ $A_2^0 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \frac{Z_{02}}{Z_0 + Z_{01}} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E_{0y}}{\sqrt{Z_{02}}} \hat{H}_S \end{bmatrix}$

## 10 Résumé

Dans cette thèse nous avons essayer de présenter l'importance qu'a jouée les simulateurs micro ondes commerciaux dans la fabrication des circuits intégrés, spécialement dans les premières étapes de conceptions par la recherché des modèles précis, pour les éléments passifs ou actifs des circuits, utilisés pour prédire les caractéristiques optimales attendues du composant une fois implémenté dans le circuit final. Ces simulateurs sont conçus à base de logiciels utilisant les méthodes d'analyse électromagnétiques globales, il existe deux types de méthodes :

- a. Les méthodes temporelles : - (Finite Difference Time Domain Technique (FDTD) - FiniteElement Time Domain (FETD). Transmission Line Method (TLM))
- b. Les méthodes fréquentielles :-Finite Element (FE) - Method of Moment (MoM) - wave concept iterative procedure (WCIP)

Utilisant la méthode itérative basée sur le concept de l'onde transversale et des source auxiliaires localisées, un logiciel a été développé sous MATLAB basé sur la méthode WCIP pour simuler plusieurs circuits passifs planaires à base de micro rubans. Ces circuits passifs ont été analysés par la recherché des effets des paramètres des structures (largeur du micro ruban, permittivité du substrat, hauteur du substrat, espace interligne etc..) Sur les caractéristiques du circuit global. Cette dernière tache a été exécutée en fixant les paramètres des structures et laissant à chaque fois un paramètre d'ajustement pour voir l'influence de sa variation sur les caractéristiques du circuit. Nous avons tracé des figures presentant les effets des variation des paramètres des différentes structures sur les caractéristiques globales du circuits comme l'impédance vue par la source, les paramètres de réflexion et de transmission ainsi que les distribution des densités des courant à l'interface du circuit.

**Mots Clés :** Circuit passif, ligne micro ruban, méthode WCIP, simulation EM, Modèle

**ملخص:**

في هذه الرسالة حاولنا إظهار الأهمية الكبيرة التي لعبتها في العقود الأخيرة المحاكيات الكهرومغناطيسية التجارية في صناعة الدارات المندمجة خاصة في مراحل وضع التصاميم الأولى و التجارب على نماذج العناصر المكونة للدارة و ركزنا على العناصر الخاملة بحيث يتم البحث بالمحاكاة عن الخصائص المثلى المنتظرة من الدارات قبل تصنيعها واقعيا . هذه المحاكيات صممت على قاعدة برمجيات استغلنا فيها مختلف طرائق التخصيص الكهرومغناطيسية الكلية التي نذكر منها:

**1. الطرائق الزمنية:**

1-Finite Difference Time Domain Technique (FDTD); 2- Finite Element Time Domain (FETD) ; 3-Transmission Line Method (TLM).

**2. الطرائق التواترية:**

1-Finite Element (FE); 2 - Method of Moment (MoM); 3 – wave concept iterative procedure (WCIP)

باستعمال الطريقة التكرارية (WCIP) المرتكزة على مفهوم الموجة الأفقية والمناجح

الثانوية لنمذجة العناصر الخاملة في الدارات المندمجة طورنا برمجية باستعمال لغة **MATLAB** لمحاكاة عدة دارات خاملة مسطحة مصممة بواسطة الخطوط ذات الشريط الدقيق. درسنا هذه الدارات المسطحة الخاملة من جانب البحث عن تأثيرات وسائط مكونات الهيكل ( عرض شريط الخط ، سماحية القاعدة، ارتفاع القاعدة، الفراغ بين الخطوط في الخطوط المزدوجة...)على الخصائص العامة للدارة. أنجزنا العمل السابق بتثبيت كل الوسائط مع الإبقاء على واحد كوسيط تعديل لمعرفة مدى تأثير تغيراته على الخصائص العامة للدارة. قمنا برسم منحنيات تمثل تأثيرات مختلف وسائط الهيكل على الخصائص العامة للدارة من ممانعة الدخول، وسيط الانعكاس ، وسيط الاتصال ، وكذا توزيع كثافة التيار الكهربائي على مستوى سطح الدارة.

**الكلمات المفاتيح:**

الدارة الخاملة، خط الشريط الدقيق ، الطريقة التكرارية، المحاكاة الكهرومغناطيسية، النموذج...

---

## 11 Abstract :

In this thesis we have tried to demonstrate the importance played by the commercial Micro-wave Simulators in the manufacture of integrated circuit ( the passive planar micro strip elements), especially, in the first designing steps and the research of accurate models of passive or active circuit elements used to predict optimal characteristics expected of the device when implanted in the final circuit. These Simulators are designed on the basis of softwares using methods of global EM analysis, there are two kinds of methods :

- a. Time methods : - (Finite Difference Time Domain Technique (FDTD) - Finite Element Time Domain (FETD). Transmission Line Method (TLM)).
- b. Frequency methods :-Finite Element (FE) - Method of Moment (MOM) - wave concept iterative procedure (WCIP).

Using the iterative method based on the transversal waves and auxiliary sources to Model passive elements of integrated circuits, we have developed software based on WCIP using MATLAB language to simulate several planar passive circuits based on micro strip lines .these passive planar circuit are studied by the research of the structure parameter effects ( width of strip , substrate permittivity , substrate high, space between lines ...) on the characteristics of global circuits .We have executed this task by changing the parameters of the structure and we have drawn curves presenting the influence of parameters on the characteristics of previous circuit such as input impedance, transmission parameter, reflection parameter and the distribution of electric current densities on the circuit interface.

**Keywords :** Passive circuits, micro strip line, WCIP method, EM simulation, model. . .