

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ ABOU-BEKR BELKAÏD

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR

Département d'Electronique

THESE DE MAGISTER EN ELECTRONIQUE

Spécialité : Signaux et Systèmes

Thème

1614
2002-07-03
37/02

CONCEPTION ET MODELISATION DES CIRCUITS
PLANAIRE MILLIMETRIQUES

Présentée par : M^{elle} DALI SALIHA

Soutenue en juin 2002 devant la commission d'examen

Président:	K. GHAF FOUR	Maître de Conférences à l'Université de Tlemcen
Examineurs:	F.T. BENDIMERAD	Maître de Conférences à l'Université de Tlemcen
	O. SEDDIKI	Docteur et Chargé de cours à l'Université de Tlemcen
Directeur de thèse:	M. FEHAM	Maître de Conférences à l'Université de Tlemcen
Codirecteur de thèse:	N. BENAHMED	Docteur d'état à l'Université de Tlemcen

Année Universitaire 2001-2002

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail :

A l'âme de ma très chère mère qui savait garder le sourire dans les moments les plus durs. Je ne pourrai jamais la remercier assez pour ce qu'elle a su m'apporter comme amour, tendresse et courage.

A mon très cher père pour tout le dévouement, et le sentiment moral avec lesquels il m'a toujours inondé.

A ceux que je ne cesserai jamais d'aimer : mes sœurs, mes frères, mes neveux et mes nièces.

A mes beaux frères et ma belle sœur.

A la famille Addoun, en particulier : tante Bent el hadj, Nour Edine et sa femme Souad.

A mes très chères amies dont je garderai toujours de bons souvenirs : Keltoum, Choukria, Hafida, Fatima, Souad, Siham, Karima, Mimouna, Leila, Naziha, Amina, Chahrazed, Zajia, Fatiha, Linda, Nabihia, Hayet, Samira, Nacera.

A toutes je dis : Merci pour tous ce que vous avez entre pris pour moi.

Veille Dieu nous aider, guider nos pas dans le droit chemin.

REMERCIEMENT

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

Cette thèse a été effectuée au Laboratoire de Télécommunication du Département d'Electronique de l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, au sein du Groupe Micro-ondes dirigé par Monsieur **M. FEHAM** Maître de Conférences à l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, je lui exprime particulièrement toute ma reconnaissance pour m'avoir fait bénéficier de ces compétences scientifiques, sa disponibilité constante et surtout pour sa compréhension et ses qualités humaines.

Je tiens à remercier Monsieur **N. BENAHMAD** Docteur d'état et Maître assistant à l'Université Abou-Bekr Belkaïd-Tlemcen, pour son aide, ses encouragements et ses précieux conseils.

Je suis très honoré que monsieur **K. GHAF FOUR** Maître de Conférences à l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen ait accepté de présider le jury de ma thèse.

Je remercie tous particulièrement monsieur **F. T. BENDIMERED**, Maître de Conférences à l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de participer à ce jury.

Je remercie également monsieur **O. SEDDIKI** Docteur et Chargé de cours à l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour sa participation à cette commission d'examen.

Mes remerciements vont également à monsieur et madame Kenadil, pour l'aide et pour la sympathie qu'ils m'ont témoignés.

Je tiens également à remercier monsieur A. Djemaï, monsieur M. Kameche, monsieur S. M. Jennas pour leurs aides précieuses. Je leur exprime toute mon amitié.

Merci aussi à tous mes collègues du laboratoire et amies de longue date. Je leur exprime ma profonde sympathie et leur souhaite beaucoup de bien.

Enfin, j'adresse mes remerciements les plus sincères à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE 2

CHAPITRE I

CIRCUITS PLANAIRES MICRO-USINES

I.1 INTRODUCTION 5

I.2 CIRCUITS PLANAIRES..... 6

 I.2.1 DEFINITIONS..... 6

 I.2.2 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES LIGNES PLANAIRES..... 8

I.3 CIRCUITS MICRO-USINES..... 9

 I.3.1 INTERET DES CIRCUITS SUR MEMBRANE 10

 I.3.2 PRESENTATION DES LIGNES SUR MEMBRANE 11

 I.3.2.1 LIGNE COPLANAIRE SUR MEMBRANE 11

 I.3.2.2 LIGNE COPLANAIRE MICRO BLINDEE SUR MEMBRANE (CMM) 11

 I.3.2.3 LIGNE COPLANAIRE MICRO-USINEE SUR MEMBRANE COMPLETEMENT
BLINDEE (CMMC) 12

 I.3.2.4 LIGNE MICRO-RUBAN MICRO-USINEE SUR MEMBRANE COMPLETEMENT
BLINDEE : 13

 I.3.2.4 LIGNE MICRO-RUBAN MICRO-BLINDEE SUR MEMBRANE 13

 I.3.3 PROCEDES TECHNOLOGIQUES DE FABRICATION..... 14

 I.3.3.1 DEPOT DE DIELECTRIQUE QUI SERVIRA DE MEMBRANE : 15

 I.3.3.2 REALISATION DES LIGNES (METALLISATION) : 16

 I.3.3.3 MICRO-USINAGE DE SUBSTRAT : 17

 I.3.3.4 REALISATION DE CAVITES EN SILICIUM : 17

 I.3.3.5 ASSEMBLAGE FINAL : 17

I.4 METHODES D'ANALYSE DES CIRCUITS PLANAIRES MILLIMETRIQUES... 18

I.5 CONCLUSION 18

CHAPITRE II

THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION

MULTIFILAIRE

II.1 INTRODUCTION.....	20
II.2 PARAMETRES MATRICIELS PRIMAIRES DES LIGNES DE TRANSMISSION	21
II.2.1 CALCUL DE LA MATRICE CAPACITE	23
II.2.2 CALCUL DE LA MATRICE INDUCTANCE.....	24
II.2.3 CALCUL DE LA MATRICE [R].....	25
II.2.4 CALCUL DE LA MATRICE [G]	27
II.2.5 SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT	28
II.3 EVALUATION DES PARAMETRES SECONDAIRES.....	29
II.3.1 ANALYSE DANS LE DOMAINE SPECTRAL	30
II.3.1.1 CALCUL DE LA MATRICE IMPEDANCE CARACTERISTIQUE ET DU COEFFICIENT DE PHASE.....	33
II.3.1.2 TENSIONS ET COURANTS AUX TERMINAISONS DE LA LIGNE	34
II.3.2 ANALYSE DANS LE DOMAINE TEMPOREL.....	35
II.4 MATRICE [S] D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION MULTIFILAIRE	38
II.4.1 DEFINITION : AMPLITUDES COMPLEXES NORMALISEES.....	39
II.4.2 PUISSANCE A UN ACCES DU COMPOSANT.....	40
II.4.3 MATRICE DE REPARTITION [S] « SCATTERING MATRIX »	40
II.4.4 EVALUATION DES PARAMETRES [S]	42
II.5 CONCLUSION.....	44

CHAPITRE III

PRESENTATION DES LOGICIELS MEF 2D ET MoM 2D REALISES

III.1 INTRODUCTION	46
III.2 ANALYSE DE LA DISTRIBUTION DE CHARGES PAR LA METHODE DES MOMENTS (MOM)	46
III.2.1 INTRODUCTION	46
III.2.2 FORMULATION DES EQUATIONS INTEGRALES POUR LA DISTRIBUTION DE CHARGE	47
III.2.3 SOLUTION DES EQUATIONS INTEGRALES POUR LA DISTRIBUTION DES CHARGES	49
III.2.4 CALCUL DES PARAMETRES MATRICIELS PRIMAIRES	51
III.2.5 DESCRIPTION DU LOGICIEL DES MOMENTS	52
III.3 ANALYSE NUMERIQUE DES PARAMETRES PRIMAIRES PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS (MEF)	55
III.3.1 INTRODUCTION	55
III.3.2 ETABLISSEMENT DE L'EQUATION DE LAPLACE	55
III.3.3 CALCUL DES PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES	57
III.3.4 DESCRIPTION DU LOGICIEL DES ELEMENTS FINIS	59
III.4 CONCLUSION	62

CHAPITRE IV

CARACTERISATION ET CONCEPTION DES CIRCUITS PLANAIRE MICRO-USINES SUR MEMBRANE

IV.1 INTRODUCTION	64
-------------------------	----

IV.2 CONCEPTION DES LIGNES SUR MEMBRANE	64
IV.2.1 INTRODUCTION.....	64
IV.2.2 LIGNE MICRO-RUBAN MICRO-USINEE SUR MEMBRANE COMPLETEMENT	
BLINDEE (SMMC)	65
IV.2.2.1 EFFET DU RAPPORT DE FORME w/h_b	66
IV.2.2.2 EFFET DE LA HAUTEUR DU BLINDAGE h_b	69
IV.2.2.3 EFFET DE LA FREQUENCE	72
IV.2.2.4 EFFET DES PAROIS LATERALES NON VERTICALES.....	80
IV.2.2.5 EFFET DE LA LARGEUR DU BLINDAGE INFERIEUR.....	84
IV.2.2.6 EFFET DE L'ANGLE DE GRAVURE	86
IV.2.2.7 EFFET DU BLINDAGE COMPLET.....	89
IV.2.2.8 EFFET DU RAPPORT DE FORME w/h SUR L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE	
D'UNE LIGNE DE FORME DE LOSANGE.....	93
IV.2.3 LIGNE SMM.....	97
IV.2.3.1 EFFET DE LA FREQUENCE	97
IV.2.3.2 EFFET DU SUBSTRAT SUPPORTANT LA MEMBRANE	100
IV.2.3.3 EFFET DES PARAMETRES GEOMETRIQUES.....	100
IV.2.4 LIGNE COPLANAIRE MICRO-BLINDEE SUR MEMBRANE (CMM).....	103
IV.2.4.1 EFFET DE LA FREQUENCE	104
IV.2.4.2 EFFET DU RAPPORT DE FORME $w/(w+2s)$	106
IV.2.4.3 EFFET DE L'ANGLE DE GRAVURE θ	108
IV.2.5 LIGNE COPLANAIRE MICRO-USINEE COMPLETEMENT BLINDEE.....	112
IV.2.5.1 EFFET DE LA FREQUENCE	112
IV.2.5.2 EFFET DES PARAMETRES GEOMETRIQUES.....	114
IV.2.6 CONCLUSION.....	116
IV.3 CONCEPTION DES CIRCUITS MICRO-ONDES.....	117
IV.3.1 INTRODUCTION.....	117
IV.3.2 COUPLEURS DIRECTIFS	117
IV.3.2.1 INTRODUCTION.....	117
IV.3.2.2 LIGNES SMM COUPLEES EN PARALLELE	118

IV.3.2.3 COUPLEURS DIRECTIFS.....	122
IV.3.2.4 CONCLUSION	131
IV.3.3 FILTRES MILLIMETRIQUES.....	131
IV.3.3.1 INTRODUCTION.....	131
IV.3.3.2 FILTRES PASSE-BAS	131
IV.3.3.3 FILTRE PASSE-BANDE INTERDIGITAL.....	136
IV.3.4 CONCLUSION	140
CONCLUSION GENERALE	142

ANNEXE I

LIGNES A MICROBANDES COUPLEES EN PARALLELE ET COUPLEURS DIRECTIFS

I.1 INTRODUCTION	144
I.2 PARAMETRES CARACTERISTIQUES DES COUPLEURS	145
I.3 COUPLEURS A LIGNES PARALLELES.....	146
<i>I.3.1 EQUATIONS DE DEUX LIGNES COUPLEES.....</i>	<i>146</i>
<i>I.3.2 RESOLUTION DES EQUATIONS COUPLEES.....</i>	<i>148</i>
<i>I.3.3 MODES NORMAUX SOLUTIONS DES EQUATIONS COUPLEES.....</i>	<i>149</i>
I.3.3.1 EQUATIONS DE DISPERSION.....	150
I.3.3.2 PROPRIETES DES MODES PAIR ET IMPAIR	151
I.4 APPLICATION AUX COUPLEURS A LIGNES PARALLELES SYMETRIQUES	152
BIBLIOGRAPHIE	158

RESUME

L'explosion du marché des communications personnelles a permis de voir apparaître de nouvelles technologies pour les applications aux fréquences millimétriques. Cette nouvelle filière technologique de micro-usinage permet de suspendre de fonctions millimétriques sur une fine membrane diélectrique éliminant ainsi la majorité des problèmes liés à la présence d'un substrat diélectrique. Dans une première étape, notre intérêt s'est porté sur la caractérisation numérique des lignes de transmission planaires utilisant cette technologie par deux logiciels développés MoM 2D et MEF 2D. Dans une deuxième étape, nous avons conçu des coupleurs directifs millimétriques de 20dB à base des lignes SMM (Shielded Micromachined Microstrip), et des filtres micro-ondes à large bande avec des réjections abruptes des fréquences indésirables à base de tronçons de lignes SMM et CMM (Coplanaire Micro-usinée sur Membrane). Les résultats obtenus montrent les potentialités de cette technologie de micro-usinage.

Mots clés

- Fréquences millimétriques
- Micro-ondes
- Micro-usinage
- Lignes planaires
- Filtres planaires millimétriques
- Coupleurs directifs
- Méthode des éléments finis
- Méthode des moments
- Grandeurs électromagnétiques
- Modes de propagation

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années, les télécommunications sans fil ont connu un développement spectaculaire. La téléphonie mobile capable de gérer les différents standards, les réseaux haut débit ainsi que les communications mondiales via les satellites prennent actuellement une importance sans précédent avec un nombre d'opérateurs et de services de plus en plus important.

L'explosion du marché de ces différents systèmes de communications à haut débit fonctionnant à des fréquences millimétriques a permis de voir apparaître de nouvelles technologies, qui assurent aux circuits d'excellentes performances en terme de pertes, d'intégration, de poids, de bruit, de linéarité, de puissance de consommation et de faible coût. Cette nouvelle filière technologique est apparue il y'a dix ans et repose sur le micro-usinage de silicium afin de profiter pleinement des filières à faible coût. Ainsi, elle permet d'une part de miniaturiser (à l'échelle du micromètre) et d'intégrer d'une manière collective bi ou tridimensionnelle des fonctions spécifiques ou des systèmes complets (filtres, antennes, coupleurs, diviseurs, ...), et d'autre part de suspendre des fonctions millimétriques sur une fine membrane diélectrique éliminant ainsi la majorité des problèmes liés à la présence d'un substrat diélectrique (pertes diélectriques importantes, rayonnement dans le substrat et dispersion dès le début du spectre millimétrique).

L'objet essentiel de ce travail est la caractérisation et la conception des circuits planaires millimétriques micro-usinés sur membrane par des simulateurs électromagnétiques basés sur les méthodes numériques MEF (Méthode des Eléments Finis) et MoM (Méthode des Moments).

Les méthodes numériques MoM et MEF ont fait preuve d'efficacité et de précision dans divers domaines (électromagnétisme, mécanique, élasticité,...). Elles permettent le traitement rigoureux de n'importe quelle structure, homogènes ou inhomogènes, isotropes ou anisotropes, avec ou sans pertes et qui ne possèdent pas de solutions analytiques exactes ou approchées.

Le but recherché à travers ce travail est double :

- Le développement de logiciels précieux à bases des méthodes numériques pour résoudre les problèmes de l'électromagnétisme.

- La caractérisation numérique des paramètres électromagnétiques des lignes planaires micro-usinées en tenant compte de leurs paramètres géométriques et électriques. Cette caractérisation nous permet la conception et la simulation de nouveaux circuits millimétriques tels que les coupleurs [77] et les filtres [78].

Ce document est structuré en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons tout d'abord les différents types de lignes micro-usinées qui ont été présentés dans la littérature scientifique et l'intérêt que peuvent apporter ces structures sur membrane diélectrique. Ensuite, nous présentons rapidement les étapes technologiques qui conduisent à la réalisation de ces structures et d'un blindage complet.

Dans le deuxième chapitre, nous avons jugé utile de présenter la théorie des lignes de transmission multifilaire pour la réalisation de deux logiciels numériques MoM 2D (utilisant la méthode des moments) et MEF 2D (utilisant la méthode des éléments finis) présentés dans le chapitre III. Le logiciel MoM 2D permet la caractérisation des grandeurs électromagnétiques des lignes de transmission de formes complexes, à partir de la distribution des charges libres sur les conducteurs et les charges aux limites, en résolvant numériquement des équations intégrales de charge. Tandis que, le logiciel MEF 2D à mailleur automatique, permet la caractérisation à partir de la distribution du potentiel scalaire dans les sections transversales de n'importe qu'elle ligne, en résolvant numériquement l'équation de Laplace.

Dans la première partie du chapitre IV, nous présentons un état de l'art des lignes micro-usinées sur membrane, en simulant leurs caractéristiques électromagnétiques en fonction de la fréquence et des paramètres géométriques. Cette simulation est effectuée par le biais des deux logiciels développés MoM 2D et MEF 2D. Dans une toute dernière partie, nous abordons l'application de ces lignes sur membrane pour la réalisation des circuits passifs millimétriques offrant de très grandes performances. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement à des coupleurs coniques de 20 dB fonctionnant dans la bande fréquentielle (10-80) GHz, avec un minimum de directivité de 10 dB à 80 GHz [77], et à des filtres millimétriques de large bande, avec une réjection abrupte des fréquences indésirables tout en maintenant un niveau de pertes très faible pour les fréquences situées dans la bande passante.

CHAPITRE I

CIRCUITS PLANAIRES MICRO-USINES

I.1 INTRODUCTION

Récemment, l'utilisation de système de télécommunications fonctionnant aux longueurs d'ondes millimétriques a considérablement augmenté dans les domaines spatial civils et militaires.

Ces applications nécessitent des circuits en nombre important et à faible coût.

En effet, les circuits planaires classiques, du point de vue du coût et de l'encombrement sont les plus attractifs, quelque soit la longueur d'onde d'utilisation.

Les circuits planaires sont réalisés à partir de la technique des circuits imprimés employés dans la conception des circuits intégrés hybrides micro-ondes (Microwave Integrated Circuits : MICs). Ces circuits peuvent remplacer les guides d'ondes traditionnels pour toutes les applications à faibles puissances.

Les circuits planaires sont largement utilisés sous formes des circuits intégrés hybrides micro-ondes à couche mince et épaisse MICs et circuits intégrés monolithiques micro-ondes MMICs [1]-[5], dans les radars à faible et moyenne puissance et dans les systèmes de télécommunication par satellite. Ces circuits sont essentiels pour beaucoup d'autres applications tels que les coupleurs [4]-[8], les filtres [9]-[11], ...

I.2 CIRCUITS PLANAIRES

I.2.1 DEFINITIONS

On désigne sous le nom de circuits planaires des assemblages de conducteurs déposés sur l'une ou les deux faces d'une plaque isolante (diélectrique).

La configuration planaire implique que les caractéristiques du circuit dépendent de la permittivité du substrat et de ses dimensions transversales.

Les structures les plus couramment rencontrées en pratique sont la ligne micro-ruban (figure I.1.(a)), la ligne coplanaire (figure I.1.(b)) et la ligne à fente (figure I.1.(c)).

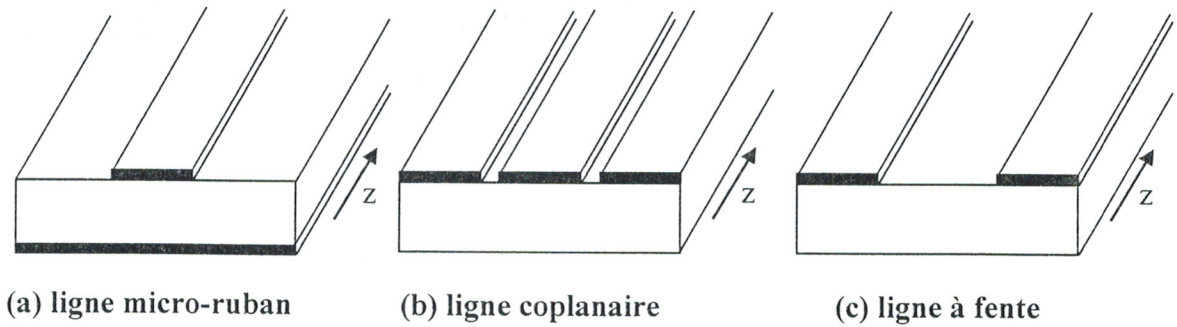
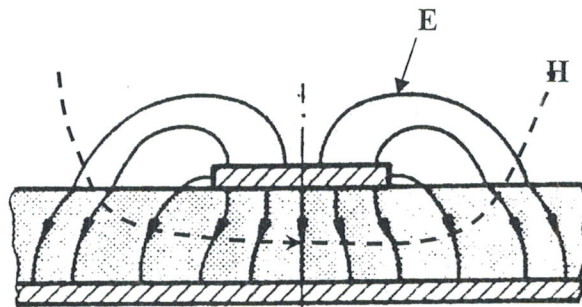


Figure I.1 : Principales lignes planaires

Les lignes représentées sur cette figure ont une structure ouverte inhomogène dans laquelle se propagent des modes hybrides. Cela provient en fait de la présence des interfaces air-diélectrique qui influent sur les modes de propagation.

La ligne micro-ruban (figure I.1.a) est une géométrie relativement simple. Cette structure ne supporte pas une onde TEM pure. Cependant une approche simplifiée, considère que l'onde guidée est quasi-TEM, caractérisée par de faibles amplitudes des composantes longitudinales E_z et H_z devant celles des champs transverses E_t et H_t . Cette approximation s'apprête à une étude électrostatique donnant des résultats de conception avec une précision honorable (de l'ordre de 1%).

La distribution complète des champs dans la ligne micro-ruban est assez compliquée. Nous présentons sur la figure I.2, les lignes des champs transverses électrique (E) et magnétique (H).

Figure I.2 Distribution des champs électrique (E) et magnétique (H) dans une ligne micro-ruban

L'étude électrostatique complète de la ligne micro-ruban ainsi que la ligne micro-ruban inversée, la ligne micro-ruban suspendue, le guide d'onde diélectrique, etc..., est présentée dans les références [1], [12] à [16] qui incluent une grande variété de techniques analytiques et numériques de conception.

La ligne coplanaire (figure I.1.b) exploite une technologie uniplanaire et ne nécessite qu'un seul niveau de métallisation. Les deux rubans extrêmes sont portés au potentiel nul (à la masse), tandis que la bande centrale est portée au potentiel V . On trouve donc un champ bien moindre dans le substrat que dans le cas de la micro-bande. La configuration des champs électrique et magnétique pour une approximation quasi-statique (approximation TEM) est présentée sur la figure I.3. A haute fréquence, cette configuration s'écarte complètement de l'onde TEM suite à l'apparition d'une composante longitudinale importante du champ magnétique.

Une étude approfondie de la propagation sur la ligne coplanaire a été effectuée par Gubta et Garg [15], en plus des résultats approchés obtenus par différentes techniques numériques mentionnés dans les références [9] et [17] à [20].

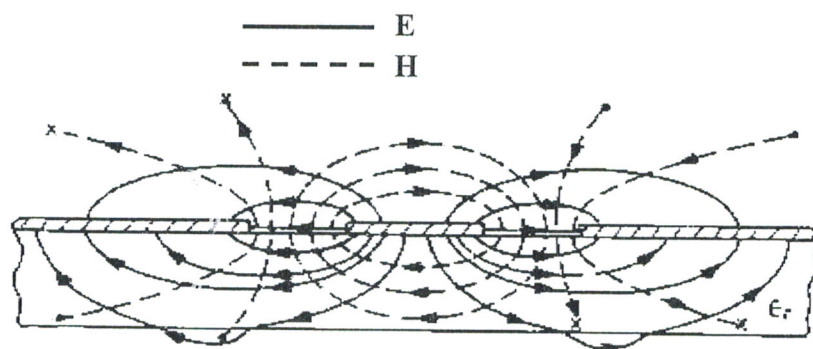


Figure I.3 Distribution des champs dans une ligne coplanaire

La ligne à fente (figure I.1.c) est une structure constituée d'un substrat diélectrique métallisé sur une seule face. La face métallisée comporte une fente ou encoche de séparation étroite gravée constituant la ligne. Cette structure est particulièrement utile dans les circuits intégrés nécessitant des lignes à hautes impédances.

La propagation n'est pas du tout de type TEM mais plus proche d'une propagation de type

TE. Ceci est dû à l'aspect hybride de ce mode de propagation. La distribution des champs dans cette ligne est illustrée sur la figure I.4.

De nombreux détails concernant la conception, les transitions et les applications de cette structure ont été données par Gupta [15].

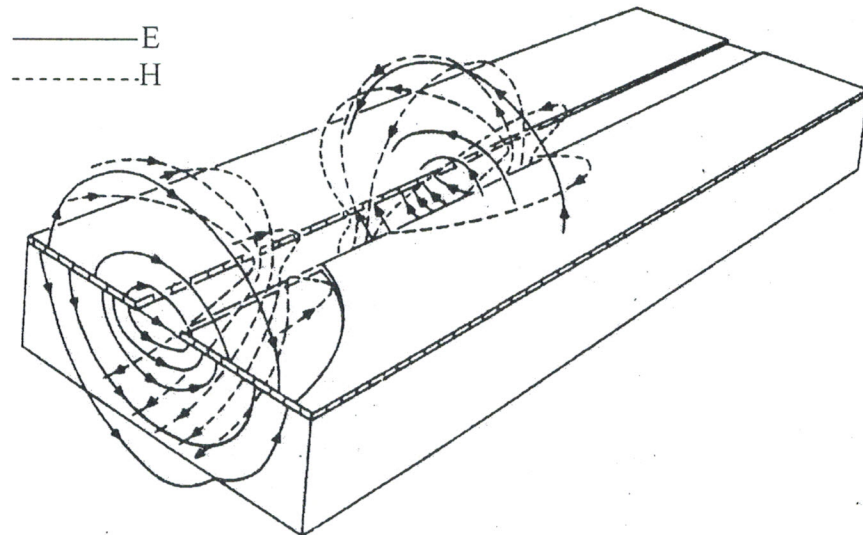


Figure I.4 Distribution des champs dans une ligne à fente

1.2.2 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES LIGNES PLANAIRE

Les circuits planaires, se situent pratiquement dans un espace à deux dimensions. Leur fabrication fait appel à des procédés photolithographiques, faciles à reproduire en grande série, une fois qu'un prototype développé est mis au point. Leurs dimensions peuvent être considérablement réduites par l'emploi de substrats à haute permittivité.

L'implantation d'éléments de circuits, notamment de semi-conducteurs, est facile dans un circuit planaire. Les éléments sont le plus souvent connectés en série sur une ligne micro-ruban, ou en parallèle sur les lignes à fente et coplanaire.

Par conséquent, les avantages d'utilisation des composants planaires dans les circuits micro-ondes dominent largement dans la réduction du coût de fabrication et dans l'augmentation de la bande de fréquence de travail. Malheureusement, ces structures souffrent de plusieurs problèmes aux longueurs d'ondes millimétriques, principalement :

- Leur faible tenue en puissance, qui limite leur emploi à des applications à bas niveau de signal,
- Les pertes importantes incluent :

Les pertes par rayonnement qui apparaissent et augmentent avec la fréquence. Ces pertes peuvent prendre plusieurs formes, modes de substrat, rayonnement vers l'extérieur des discontinuités ou encore excitation des modes de boîtier. Un moyen de limiter ces phénomènes consiste à employer des substrats de faible permittivité pour diminuer les dimensions électriques de la section transversale des circuits.

Les pertes métalliques augmentent également du fait que l'on est obligé de réduire les dimensions transverses des circuits planaires, pour éviter l'apparition de modes supérieures.

- En fin le report des composants actifs est relativement compliqué. Les fils d'or utilisés pour la soudure des composants reportés présentent une inductance relativement élevée, ce qui diminue les performances des circuits.

Pour améliorer les performances des circuits planaires dans les bandes millimétriques, une technique récente de micro-usinage, a été mise au point.

I.3 CIRCUITS MICRO-USINES

Récemment, Gabriel Rebeiz et David Rutledge [21], à l'Institut de Technologie en Californie (USA), ont montré que le silicium pouvait être micro-usiné pour réaliser des composants millimétriques. Cette technique, appelée 'micro-usinage' ou 'micro-blindage' (Micromachining ou Micro-packaging) a été ensuite développée et améliorée à l'Université du Michigan (USA), par les équipes du professeur Katehi et du professeur Rebeiz.

Cette technique de micro-usinage résumée dans les références scientifiques [22] à [24], consiste à supprimer le substrat par une attaque chimique pour ne laisser qu'une fine membrane de diélectrique sur laquelle repose le circuit. Celui-ci est alors suspendu dans l'air ce qui permet de réduire la plupart des défauts des circuits planaires aux longueurs d'ondes millimétriques.

1.3.1 INTERET DES CIRCUITS SUR MEMBRANE

Le fait que les lignes sur membrane soient désolidarisées du substrat épais est un avantage important en terme de dispersion. En effet, contrairement aux lignes conventionnelles, pour qui des phénomènes de dispersion apparaissent dès le début de la gamme des ondes millimétriques, les lignes sur membrane permettent une propagation monomodale (mode TEM) sans dispersion jusqu'à des fréquences très élevées. Cet aspect non dispersif a été démontré jusqu'aux longueurs d'ondes sub-millimétriques [25] et rend donc l'utilisation des lignes sur membrane très intéressante pour la réalisation des circuits ultra-rapides

On notera que cet intérêt est également renforcé par des conditions de propagation qui sont très proche de celle de l'air : la permittivité effective qui traduit l'aspect inhomogène du milieu de propagation, est dans le cas des lignes sur membrane très proche de l'unité.

L'autre avantage de ce type de lignes concerne les faibles pertes. En effet, pour une ligne planaire ordinaire et à mesure qu'on monte en fréquence, les pertes diélectriques deviennent prédominantes [26]. Celles-ci résultent de l'aspect inhomogène du milieu de propagation (air et substrat). Ainsi, avec la fréquence, la localisation de l'onde se fait préférentiellement dans le substrat de haute permittivité diélectrique. Ceci permet naturellement aux lignes sur membranes, pour lesquelles on s'est affranchi du substrat épais, de présenter de faibles pertes aux très hautes fréquences [27].

La technique de micro-usinage constitue donc un état d'art pour la réalisation de composants de très grandes performances. aux très hautes fréquences. On citera les composants MicroElectroMécaniques (MEMs) [28], les amplificateurs [29], [30] et les composants passifs tels que les coupleurs [31], [32], les cavités résonnantes [33], [34], [35], les diviseurs de puissance [22], les éléments localisés suspendus [36], les antennes [21], [37], [38], [39], et les filtres [40] à [45].

I.3.2 PRESENTATION DES LIGNES SUR MEMBRANE

I.3.2.1 LIGNE COPLANAIRE SUR MEMBRANE : [44]

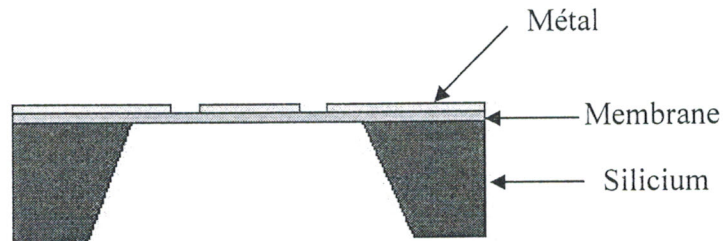


Figure I.5 : Surface transversale d'une ligne coplanaire sur membrane

Cette configuration est la plus simple des lignes micro-usinées. Le substrat est supprimé en dessous de la ligne et il ne subsiste qu'une fine membrane diélectrique qui supporte le circuit. La propagation de l'onde électromagnétique se fait sur un mode TEM, quasiment sans dispersion puisque dans l'air. Toutefois, cette première structure présente deux inconvénients : la structure n'étant pas blindée, les pertes par rayonnement sont importantes aux hautes fréquences ; ensuite, du fait de la propagation dans l'air, il est difficile d'obtenir des impédances caractéristiques faibles avec cette configuration.

I.3.2.2 LIGNE COPLANAIRE MICRO-BLINDEE SUR MEMBRANE (CMM) :

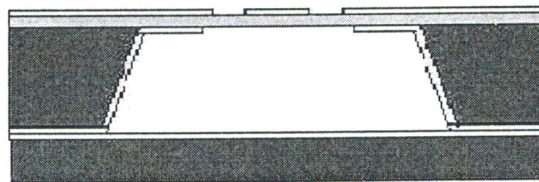


Figure I.6 : Surface transversale d'une ligne coplanaire micro-blindée sur membrane (CMM)

Cette configuration connue sous le nom « Microshield » a été développée en 1991 comme milieu alternatif de transmission pour des applications à onde millimétrique et sub-millimétrique

[46], [47]. La ligne CMM est décrite comme un guide d'onde coplanaire, partiellement blindé, quasi-planaire dans lequel le conducteur central et les plans de masse supérieurs sont entourés par l'air et soutenus par une fine membrane diélectrique (figure I.6).

Cette configuration permet une propagation monomodale (mode TEM) sur une très large bande de fréquence avec une dispersion minimale et des pertes diélectriques nulles. En outre, la cavité inférieure métallisée réduit au minimum l'interférence du signal entre les lignes adjacentes, et élimine la propagation des modes parasites du substrat. Un autre avantage de la ligne CMM concerne les effets parasites associés aux discontinuités du circuit qui diminuent avec la constante diélectrique du substrat. Ainsi la géométrie suspendue sur membrane offre des conditions optimales pour rendre la conception du circuit moins susceptible des phénomènes dépendants de la fréquence [41].

1.3.2.3 LIGNE COPLANAIRE MICRO-USINÉE SUR MEMBRANE COMPLETEMENT BLINDÉE (CMMC) : [44]

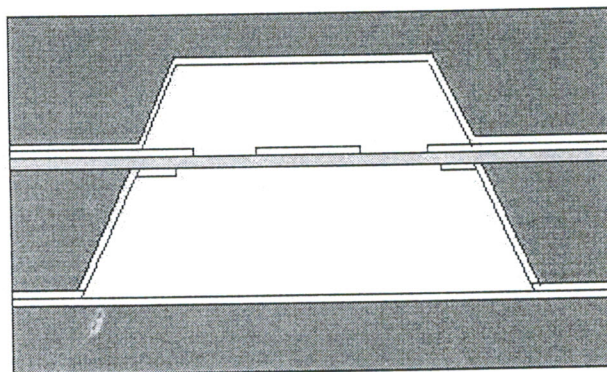


Figure I.7 : Surface transversale d'une ligne coplanaire micro-usinée sur membrane complètement blindée (CMMC)

Cette configuration présente les avantages suivants :

Les pertes par rayonnement sont supprimées grâce au blindage complet de la structure, et l'on notera que le blindage supérieur peut être 'conforme' au circuit, c'est à dire que le capot supérieur suit l'architecture du circuit à blinder.

La propagation s'effectue dans l'air, sur un mode TEM.

I.3.2.4 LIGNE MICRO-RUBAN MICRO-USINEE SUR MEMBRANE COMPLETEMENT BLINDEE :

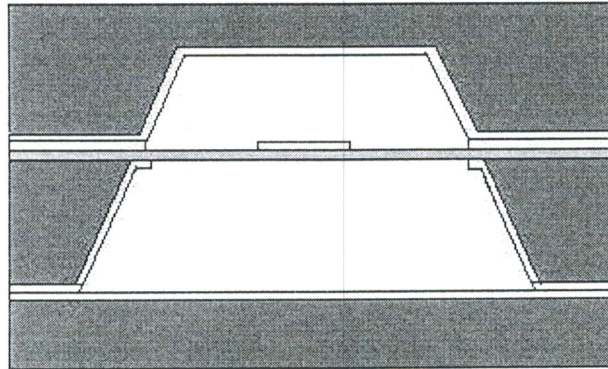


Figure I.8 : Surface transversale d'une ligne micro-ruban micro-usinée sur membrane complètement blindée

Cette configuration est similaire à la précédente, mais le champ électrique est orienté suivant un mode micro-ruban. L'intérêt principal de cette structure est de pouvoir changer à volonté la hauteur du capot et la largeur de la ligne, sans affecter les pertes par rayonnement, ni modifier la propagation. On peut alors augmenter sensiblement le facteur de qualité d'un résonateur planaire réalisé dans cette configuration [44].

I.3.2.4 LIGNE MICRO-RUBAN MICRO-BLINDEE SUR MEMBRANE (SMM : SHIELDED MEMBRANE MICROSTRIP) : [31], [42]

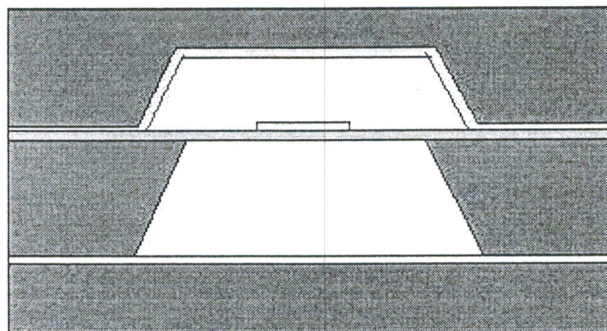


Figure I.9 Surface transversale d'une ligne micro-ruban micro-blindée sur membrane (SMM)

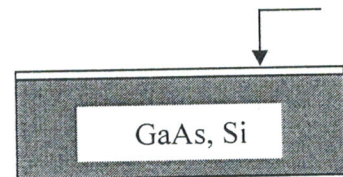
La géométrie de la ligne micro-ruban micro-blindée sur membrane (SMM) ressemble à une ligne triplaque (stripline), mais le ruban de conduction n'est pas placé symétriquement entre les deux plans de masse (figure I.9)

La ligne SMM est essentiellement une ligne micro-ruban micro-blindée avec un diélectrique d'air, qui tire également bénéfice de faible dispersion, de faible perte diélectrique et d'une propagation en mode TEM sur une très large bande de fréquence.

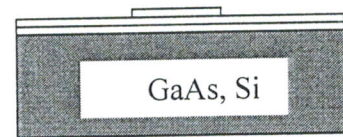
I.3.3 PROCÉDES TECHNOLOGIQUES DE FABRICATION

Dans ce qui suit, on ne présentera que les principales étapes nécessaires à la réalisation des lignes sur membranes diélectriques. Une description plus détaillée est exposée dans la référence [44].

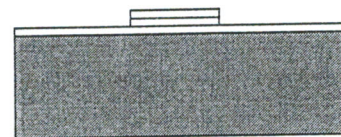
Dépôt du diélectrique qui servira de membrane (Polymide ou Nitrure de Silicium).



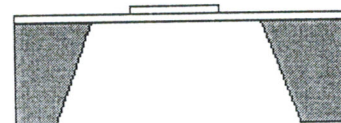
Dépôt du film d'accrochage Ti/Au et croissance d'or électrolytique sur tout l'échantillon, puis définition des motifs de lignes (masquage).



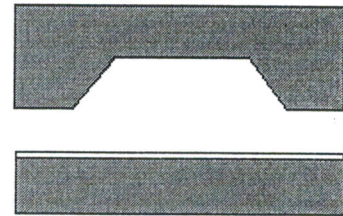
Réalisation des lignes (exp : ligne micro-ruban) par gravure chimique du dépôt métallique.



Dégagement de la membrane par micro-usinage du substrat.



Réalisation des cavités qui serviront de blindage de la ligne.



Assemblage final des cavités et des circuits pour la caractérisation hyperfréquence.

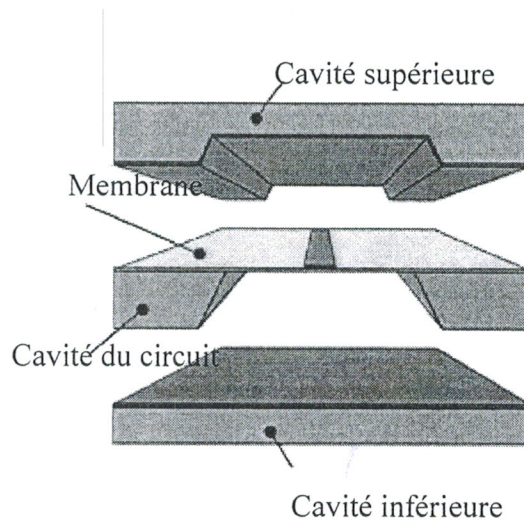


Figure I.10 Procédé de fabrication de ligne (micro-ruban) sur membrane diélectrique

Le procédé de fabrication des lignes sur membrane comporte en fait cinq parties, illustrées sur la figure I.10, qui sont :

I.3.3.1 DEPOT DE DIELECTRIQUE QUI SERVIRA DE MEMBRANE :

Il est évident que pour tirer profit des lignes sur membrane et pour obtenir des conditions de propagation très proche de l'air, il est nécessaire de réaliser les membranes les plus fines possibles. Néanmoins, du point de vue technologique, la nécessité d'obtenir des membranes qui ne soient pas trop fragiles, impose une épaisseur minimale des couches de diélectriques à déposer, à savoir environ un micromètre.

En pratique deux types de membranes diélectriques ont été réalisés, mettant en jeu des techniques de dépôt différentes.

- *Membrane minérale $SiO_2 / Si_3N_4 / SiO_2$:*

Cette membrane diélectrique est composée de trois couches, la première couche et la troisième couche d'oxyde sont déposées par oxydation thermique, la deuxième de nitrure de silicium est déposée par LPCVD (Low Pressure Chemical Vapor Deposition).

- *Membrane polyimide - organique BCB (Benzo Cyclo Butene) :*

Ces membranes peuvent être déposées à la tournette (Spin Coating) qui est très simple à mettre en œuvre et permet d'obtenir des dépôts plus uniformes et plus épais. (quelques micromètres à quelques dizaines de micromètres).

I.3.3.2 REALISATION DES LIGNES (METALLISATION) :

Une fois la couche de diélectrique déposée sur le substrat, l'étape suivante concerne le dépôt des conducteurs métalliques qui forment la ligne. Celui-ci se fait par croissance électrolytique dans le but d'obtenir des épaisseurs importantes de rubans, nécessaires à la limitation des pertes métalliques.

Concrètement, deux procédés ont été utilisés pour la réalisation des lignes.

- *Procédé Electrolyse :*

Il consiste en première étape à déposer une couche primaire d'accrochage de titane (500\AA) et d'or (2000\AA). Le dépôt des matériaux Ti/Au se fait dans un bâti d'évaporation. On dépose ensuite une couche de résine photosensible AZ1827 de $2,7\ \mu\text{m}$ d'épaisseur, qui est exposée puis développée suivant le masque du circuit à réaliser. Ensuite, la croissance d'or électrolytique est réalisée localement et permet la définition des lignes après avoir enlever la résine à l'acétone et après avoir graver le film. L'épaisseur de métal peut atteindre quelques dizaines de micromètres avec une résine adéquate, en contre partie d'un état de surface plus rugueux que pour les méthodes Lift-off, présentées par la suite.

- *Procédé Lift-off :*

Le procédé lift-off est plus simple que l'électrolyse, puisque la métallisation du circuit est réalisée en une seule étape. Par contre, à l'Université du Michigan, l'épaisseur maximale réalisable n'a pas dépassé $1\ \mu\text{m}$. Cette limite est imposée par la résine photosensible, dont l'épaisseur ($1,4\ \mu\text{m}$ pour la résine AZ5214) doit être supérieure à la couche de métallisation. L'état de surface de la métallisation est alors bien meilleur que dans le cas de l'électrolyse.

Aux très hautes fréquences, les pertes métalliques sont diminuées car on peut assimiler la couche d'or à une métallisation parfaite.

Ce procédé de réalisation des métallisations a été retenu en pratique.

I.3.3.3 MICRO-USINAGE DE SUBSTRAT :

A ce stade, une fois que les rubans métalliques ont été définis, un résinage face arrière est effectué afin de dégager la membrane diélectrique par une gravure chimique locale du substrat.

I.3.3.4 REALISATION DE CAVITES EN SILICIUM :

La technique de fabrication des cavités en silicium utilise le même principe que précédemment. Ce procédé consiste en une attaque sélective du silicium sur les deux faces, de manière à ouvrir des fenêtres de test sur la face supérieure, après le dépôt des couches de résine sur la face supérieure et inférieure. On réalise ainsi des ouvertures qui permettent le passage des pointes de mesures. Sur la face inférieure, on forme des cavités qui blinderont complètement le circuit réalisé. La cavité supérieure doit suivre au mieux le circuit pour effectuer un blindage correct. La cavité du blindage exige une attention spécifique. La profondeur de la cavité doit être contrôlée avec précision, puisqu'elle est cruciale pour atteindre les performances désirées des lignes, et ceci est fait par l'ajustement de gravure. Le taux de gravure du silicium pour le processus EDP (Ethylene Damine Pyrocatechol) à l'université de Michigan, a été déterminé expérimentalement (approximativement $1,2 \mu\text{m} / \text{min}$).

I.3.3.5 ASSEMBLAGE FINAL :

Les cavités et les circuits sur membranes sont assemblés avec de l'époxy argenté, qui est une colle très conductrice. L'avantage de cette méthode est sa simplicité et son inconvénient est qu'elle est difficilement transposable à un procédé industriel. En effet, au cours de la phase finale, les discontinuités du substrat inférieur sont métallisées en les remplissant avec cette colle au cours d'une opération longue et délicate.

PERSPECTIVE :

Les méthodes de fabrications présentées ci-dessus sont relativement simples. Hormis la fabrication des membranes tricouches, qui est faite de manière collective, la fabrication et l'assemblage des circuits ne requièrent aucun moyens lourds. Elle permet de réaliser des circuits

dans des délais très courts et de manière très souple.

I.4 METHODES D'ANALYSE DES CIRCUITS PLANAIRES MILLIMETRIQUES

Plusieurs logiciels d'analyse des circuits ont été développés pour pouvoir prédire par simulation, le comportement de ces circuits avant leurs réalisations. Ces logiciels sont basés sur la Méthode des Eléments Finis (MEF) [16], [48], [49], la Méthode des Moments (MoM) [50], [51], la Méthode des Différences Finies (MDF) [6], [52], [53], la Méthode des Lignes (MoL) [54], [55], [56] et la méthode TLM (Transmission Line Matrix) [17], [57], ...

Dans ce qui suit, nous nous intéressons à l'analyse numérique des lignes planaires millimétriques en utilisant la méthode des moments (MoM) et la méthode des éléments finis (MEF) dans le but de concevoir des circuits millimétriques (lignes de transmission, coupleurs, filtres, ...).

I.5 CONCLUSION

Dans la littérature scientifique, les paramètres électromagnétiques des structures micro-usinées sur membrane micro-blindées que nous avons citées, ne présentent aucun modèle analytique exacte ou approché. Par conséquent nous sommes amenés à exploiter un outil numérique permettant la caractérisation des grandeurs électromagnétiques de ce type de lignes. Pour cela nous avons opté pour la méthode des moments (MoM) et la méthode des éléments finis (MEF). Les logiciels des moments (MoM 2D) et des éléments finis (MEF 2D) que nous avons développés constituent deux outils numériques pour la caractérisation des lignes de transmission dont on ne possède aucun modèle analytique ou approché dans la littérature scientifique. Cependant, nous avons jugé utile de présenter dans ce qui suit, la théorie des lignes de transmission multifilaire.

CHAPITRE II

THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION MULTIFILAIRES

II.1 INTRODUCTION

Pour concevoir des circuits planaires micro-ondes, à partir de tronçon de lignes (microbande, coplanaire,...), il est indispensable de rappeler la théorie des lignes de transmission. Cette théorie traite la propagation des signaux sur des conducteurs allant d'un générateur, ou d'une source vers un récepteur ou une charge.

Si la ligne de transmission se compose d'un diélectrique et de deux conducteurs distincts portés à des potentiels différents, le mode dominant est alors le mode TEM. Dans le cas où le diélectrique est inhomogène le mode hybride HEM est dominant. Si dans une ligne inhomogène, la fréquence de travail n'est pas très élevée ou la surface de la section transversale est plus petite que la longueur d'onde, l'amplitude des composantes longitudinales du champ électromagnétique est négligeable devant celle des composantes transversales, on parle alors du mode quasi-TEM.

Dans les bandes de fréquence où les modes dominants sont traités comme des ondes quasi-TEM, l'analyse de la propagation des ondes dans un système de transmission de plusieurs lignes, peut être effectuée par deux approches. La première consiste à résoudre directement les équations électromagnétiques pour déterminer la distribution du champ électromagnétique [58] et [59] et la deuxième méthode consiste à évaluer les paramètres primaires matriciels quasi-statiques du circuit électronique équivalent de la ligne de transmission par l'analyse de la distribution de charge [58].

Les paramètres primaires matriciels sont les matrices d'inductance, de capacité, de résistance et de conductance par unité de longueur. Ces paramètres sont généralement déterminés par des méthodes numériques.

La détermination de ces paramètres, permet de résoudre l'équation des télégraphistes (équation de courant et de tension), permettant d'aboutir aux paramètres secondaires (la vitesse de propagation, la matrice impédance caractéristique et l'atténuation) des lignes de transmission ainsi que leurs réponses spectrale et temporelle.

Dans ce chapitre, nous résumons la théorie de base de l'analyse des lignes de transmission avec pertes, homogènes ou inhomogènes et de forme complexes.

II.2 PARAMETRES MATRICIELS PRIMAIRES DES LIGNES DE TRANSMISSION [58], [59], [60], [61]

On considère un ensemble de $(N+1)$ conducteurs disposés le long de l'axe longitudinal (oz) de la figure II.1. Dans le cas où l'ensemble des lignes n'est pas blindé, un des conducteurs sert de référence (masse), si non le blindage lui même est la masse.

L'espace interconducteur est rempli par des diélectriques homogènes et non magnétiques de permittivités $\epsilon_1, \epsilon_2, \dots$ et $\epsilon_1 = \epsilon_{r1} \cdot \epsilon_0, \epsilon_2 = \epsilon_{r2} \cdot \epsilon_0, \dots$

$\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}, \dots$ sont les permittivités relatives des diélectriques et ϵ_0 est la permittivité du vide ($\epsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12}$ F/m).

la perméabilité des diélectriques est la même que celle du vide μ_0 ($\mu_0 = 4 \times \pi \times 10^{-7}$ H/m).

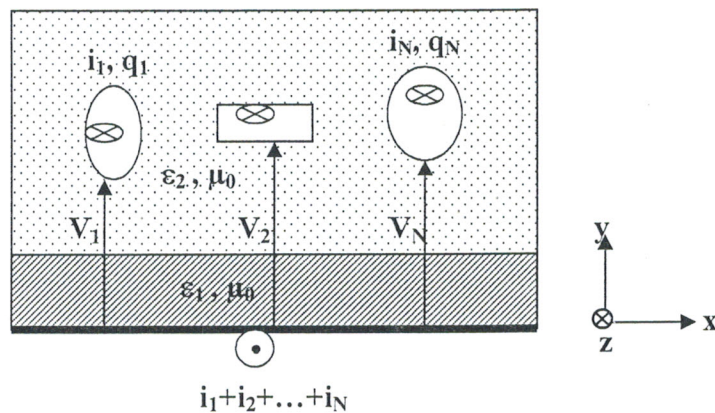


Figure II.1 Section transversale d'une structure à plusieurs conducteurs

II.2.1 CALCUL DE LA MATRICE CAPACITE

Supposons en premier lieu que la ligne est sans pertes. Si un générateur est placé entre un conducteur et la masse, les courants et les charges sont excités dans ce conducteur et la masse. La variation temporelle du courant induit une force électromotrice dans tous les conducteurs, qui sont couplés inductivement. Les conducteurs sont aussi couplés capacitivement par induction électrostatique.

Le couplage capacitif est décrit par l'équation électrostatique suivante :

$$\begin{aligned} q_1 &= C_{11}.V_1 + C_{12}.V_2 + \dots + C_{1N}.V_N \\ q_2 &= C_{21}.V_1 + C_{22}.V_2 + \dots + C_{2N}.V_N \\ &\cdot \\ &\cdot \\ q_N &= C_{N1}.V_1 + C_{N2}.V_2 + \dots + C_{NN}.V_N \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

Où q_1, q_2, \dots, q_N sont les charges par unité de longueur (Coulomb/m) dans les conducteurs.

V_1, V_2, \dots, V_N , sont les potentiels (en Volt) entre les conducteurs et la référence.

C_1, C_2, \dots, C_N sont les capacités par unité de longueur (F/m).

La charge par unité de longueur dans la masse est : $-(q_1 + q_2 + \dots + q_N)$. Les coefficients de capacité sont déterminés à partir du système d'équation (II.1). Lorsque le conducteur 1 est porté au potentiel V_1 , et tous les autres sont mis à la masse, il vient :

$$C_{11} = q_1/V_1, C_{21} = q_2/V_1, \dots, C_{N1} = q_N/V_1.$$

Si $V_1 > 0$ et $q_1 > 0$ alors $C_{11} > 0$, cependant les charges restantes sont négatives et $C_{m1} < 0$, $m=2, \dots, N$.

Pour calculer les coefficients de capacité restants, on porte à chaque fois le conducteur k ($k=1, \dots, N$) à un potentiel V_k et le reste des conducteurs à 0 et on détermine les coefficients C_{mk} , $m=1..N$.

En suivant la même procédure de raisonnement ci-dessus, on peut conclure que tous les coefficients C_{mm} , $m=1, \dots, N$ (les capacités propres des conducteurs) sont positifs (ou nuls pour les conducteurs blindés).

Les coefficients de capacité dépendent de la forme de la ligne, du diélectrique et des permittivités.

Le système d'équation (II.1) peut être écrit sous forme matricielle suivante :

$$[Q] = [C][V] \quad (\text{II.2})$$

Où $[Q]$ et $[V]$ représentent respectivement le vecteur charge par unité de longueur et le vecteur potentiel.

$[C]$ est la matrice des coefficients de capacité par unité de longueur.

$$[C] = \begin{bmatrix} C_{11} & \dots & C_{1N} \\ \vdots & & \vdots \\ C_{M1} & \dots & C_{NN} \end{bmatrix} \quad (\text{F/m}) \quad (\text{II.3})$$

En première approximation, dans le schéma électrique équivalent de la ligne de transmission, les effets capacitifs dans un tronçon de ligne de longueur infinitésimale Δz peuvent être modélisés par des capacités mutuelles entre chaque deux conducteurs m et n de valeur $-C_{mn} \Delta z$, et des capacités linéiques propres entre chaque conducteur m et la masse de valeur $\sum_{n=1}^N C_{mn} \Delta z$. Ces capacités provoquent une chute de courant le long de la ligne de transmission.

II.2.2 CALCUL DE LA MATRICE INDUCTANCE

On considère dans ce cas le couplage inductif. La variation temporelle des courants (i_1, i_2, \dots, i_N) dans les conducteurs et le courant de référence $(i_1 + i_2 + \dots + i_N)$ induit un champ électrique (force électromotrice) dans tous les conducteurs et un champ magnétique [58] autour des conducteurs. Ainsi, un flux d'induction traverse les surfaces situées entre les conducteurs.

Suivant la loi de Faraday, on peut écrire :

$$\begin{aligned} e_1 &= -l_{11} \frac{\partial i_1}{\partial t} - \dots - l_{1N} \frac{\partial i_N}{\partial t} \\ e_2 &= -l_{21} \frac{\partial i_1}{\partial t} - \dots - l_{2N} \frac{\partial i_N}{\partial t} \\ &\dots \\ e_N &= -l_{N1} \frac{\partial i_1}{\partial t} - \dots - l_{NN} \frac{\partial i_N}{\partial t} \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

Où $l_{11}, l_{21}, \dots, l_{NN}$ sont les inductances par unité de longueur (H/m) des lignes de transmission.

Ce système d'équations peut s'écrire sous forme matricielle :

$$[e] = -[L] \cdot \partial[i] / \partial t \quad (\text{II.5})$$

Où

$[e] = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_N]^T$, $[i] = [i_1 \ i_2 \ \dots \ i_N]^T$: sont respectivement le vecteur force électromotrice par unité de longueur et le vecteur courant.

$[L]$ est la matrice d'inductance par unité de longueur (H/m).

$$[L] = \begin{bmatrix} l_{11} & \dots & l_{1N} \\ \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot \\ l_{N1} & \dots & l_{NN} \end{bmatrix} \quad (\text{H/m}) \quad (\text{II.6})$$

Les termes diagonaux représentent les inductances propres des conducteurs, tandis que le reste des termes représentent les inductances mutuelles entre les conducteurs. Ces effets inductifs sont modélisés dans le schéma électrique équivalent d'un tronçon de ligne infinitésimale Δz par une inductance connectée en série dans chaque conducteur (d'induction $l_{mm} \Delta z$), et toutes ces inductances sont mutuellement couplées (d'induction $l_{mn} \Delta z$). Ces inductances linéiques provoquent une chute de tension le long de la ligne.

Aux très hautes fréquences, les pertes sont négligeables et tous les termes de $[L]$ sont positifs [58].

Si on suppose que les diélectriques de la ligne de transmission sont non magnétiques, alors leurs perméabilités sont celle du vide (μ_0), et la matrice $[L]$ ne dépend pas des propriétés des diélectriques et elle est équivalente à l'inductance d'une ligne fictive où le diélectrique est remplacé par le vide.

L'analyse du mode TEM permet d'écrire:

$$[L][C_0] = \varepsilon_0 \mu_0 \quad (\text{II.7})$$

Où $[C_0]$ est la matrice capacité linéique de la ligne fictive remplie d'air, déterminée par l'analyse du problème électrostatique.

De l'équation (II.7), on détermine la matrice $[L]$ par :

$$[L] = (1/c_0)^2 \cdot [C_0]^{-1} \quad (\text{II.8})$$

Où $c_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}$ est la vitesse de l'onde dans le vide.

L'analyse électrostatique permet aussi de déterminer la densité de courant de surface (\vec{J}_s) par la relation :

$$\vec{J}_s = c_0 \cdot \rho_{s0} \cdot \vec{U}_z \quad (\text{II.9})$$

Où ρ_{s0} est la densité de charge libre sur les surfaces des conducteurs,

\vec{U}_z est le vecteur unitaire de la direction longitudinale de la ligne.

II.2.3 CALCUL DE LA MATRICE $[R]$

On considère dans ce cas la ligne avec pertes.

Aux très hautes fréquences, les courants se concentrent à la surface des conducteurs par effet de peau. L'intensité de courant de conduction diminue progressivement quand on pénètre plus profondément dans le conducteur, selon la profondeur de pénétration δ_c dans le métal donnée par :

$$\delta_c = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu f \sigma}} \quad (\text{m}) \quad (\text{II.10})$$

Où σ est la conductivité du conducteur (S/m).

f est la fréquence de travail (Hz).

μ est la perméabilité du conducteur (H/m), $\mu = \mu_0$.

Dans ce cas les pertes métalliques sont évaluées par la méthode des perturbations [58], [61]. Cette méthode consiste, à produire une petite « perturbation » du système sans pertes (le courant surfacique J_s est évalué par (II.9)) et comparer les deux systèmes en formulant une relation qui exprime leur différence.

La perte de puissance par unité de longueur des conducteurs est donnée par :

$$P_c = \oint_{C_c} R_s |J_s|^2 dl \quad (\text{II.11})$$

Où la résistance surfacique R_s des conducteurs est donnée par :

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi \mu f}{\sigma}} \quad (\Omega) \quad (\text{II.12})$$

Et c_c indique le contour de tous les conducteurs.

Dans le circuit électrique équivalent de la ligne de transmission, les pertes de conduction dans une section de ligne de longueur Δz sont modélisées par des résistances en série dans chaque conducteur (de valeur $r_{mn} \cdot \Delta z$), et des résistances traduisant le couplage mutuel ($r_{mn} \cdot \Delta z$). Ces résistances contribuent à la chute de tension le long de la ligne.

La matrice résistance par unité de longueur est :

$$[R] = \begin{bmatrix} r_{11} & \cdots & r_{1N} \\ \cdot & & \\ \cdot & & \\ r_{N1} & \cdots & r_{NN} \end{bmatrix} \quad (\Omega/m) \quad (\text{II.13})$$

Les pertes de conduction en fonction des courants des conducteurs sont données par :

$$P_c = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N r_{mn} |I_m| |I_n| \quad (\text{II.14})$$

Où I_m est le courant du $m^{\text{ème}}$ conducteur.

Les résistances linéiques sont évaluées à partir de l'équation (II.14) comme suit :

On pose $I_1=1A$ et tous les autres courants à zéro, et on tire r_{11} de $P_c = r_{11} \cdot |I_1|^2$.

De la même manière, on détermine tous les termes r_{mm} , $m = 2..N$.

Ensuite, on pose $I_1=I_2=1A$, et tous les autres courants nuls. D'où maintenant $P_c = r_{11} |I_1|^2 + 2r_{12} |I_1| |I_2| + r_{22} |I_2|^2$ (car $r_{12}=r_{21}$) et on tire alors r_{12} .

Pour obtenir le reste des termes de la matrice $[R]$, On répète la même procédure pour toutes les autres paires de courant I_m et I_n ($m \neq n$). Donc cette technique produit la matrice résistance par unité de longueur proportionnelle à \sqrt{f} (relation (II.12)) où ses termes propres

r_{mm} sont toujours positifs et les termes mutuels sont eux aussi positifs.

La technique de perturbation produit ainsi des effets du champ magnétique à l'intérieur des conducteurs. Ces effets sont décrits par une matrice inductance interne par unité de longueur $[L_i]$ proportionnelle à $1/\sqrt{f}$ tel que :

$$\omega [L_i] = [R] \quad (\text{II.15})$$

$\omega = 2\pi f$ est la pulsation.

La matrice $[L_i]$ est additionnée à la matrice $[L]$ produite par le champ externe aux conducteurs pour trouver la matrice inductance totale $[L_t]$ par unité de longueur.

$$[L_t] = [L] + [L_i] \quad (\text{II.16})$$

II.2.4 CALCUL DE LA MATRICE $[G]$

Si les diélectriques ont des propriétés magnétiques, alors ils sont susceptibles de conduire un faible courant de fuite, qui donne lieu à des pertes diélectriques. L'analyse électrostatique est menée en caractérisant chaque diélectrique par une permittivité complexe où :

$$\varepsilon_c = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon_r \varepsilon_0 (1 - tg\delta) \quad (\text{II.17})$$

ε' est la partie réelle de la permittivité, caractérisant la permittivité relative du diélectrique,

ε'' est la partie imaginaire de la permittivité, caractérisant les pertes dans le milieu.

On caractérise un diélectrique imparfait par l'angle de perte δ définie par : $tg\delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$.

L'analyse électrostatique d'une telle structure conduit à une matrice capacité complexe par unité de longueur :

$$[C_c] = [C] - j \frac{[G]}{\omega} \quad (\text{F/m}) \quad (\text{II.18})$$

$[G]$ est la matrice conductance par unité de longueur.

$$[G] = \begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1N} \\ \cdot & & \\ \cdot & & \\ g_{N1} & \cdots & g_{NN} \end{bmatrix} \quad (\text{S/m}) \quad (\text{II.19})$$

La matrice $[G]$ dépend de la fréquence à travers $tg\delta$ puisque la constante diélectrique ε_c dépend de la fréquence. Quand les pertes de conduction dominent dans le diélectrique, la matrice $[G]$ est pratiquement indépendante de la fréquence, par contre quand les pertes de polarisation dominent, la matrice $[G]$ varie linéairement avec la fréquence.

Dans le circuit électrique équivalent de la ligne de transmission, les pertes diélectriques sont modélisées par l'introduction de conductances mutuelles placées entre chaque deux conducteurs et par l'introduction de conductance propre entre chaque conducteur et la masse. Ces conductances contribuent à une chute de courant le long de la ligne de transmission.

II.2.5 SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT

En tenant compte de toutes les pertes, dans les conducteurs et dans les diélectriques, le schéma électrique équivalent d'une ligne de transmission avec pertes est celui de la figure (II.2).

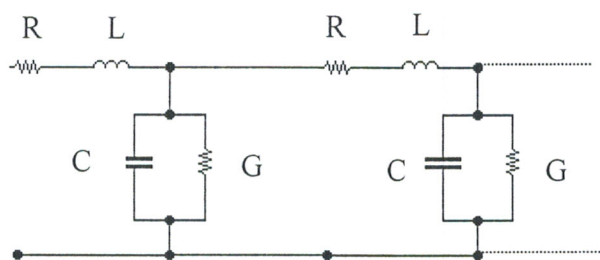


Figure II.2 Schéma électrique équivalent d'une ligne de transmission avec pertes.

II.3 EVALUATION DES PARAMETRES SECONDAIRES

Une ligne de transmission n'est jamais de longueur infinie, la ligne débute au générateur ($z=0$) et se termine aux borne d'un récepteur ou terminaison ($z=D$). On considère ici une ligne à $(N+1)$ conducteurs disposés le long de l'axe z entre deux réseaux, le conducteur $(\#N+1)$ constitue la masse (figure II.3).

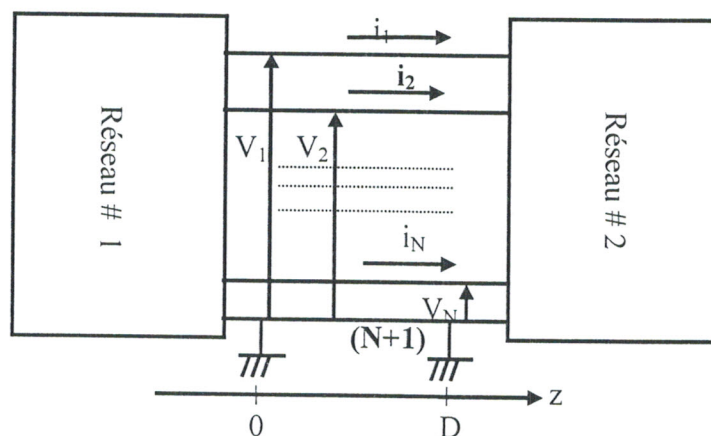


Figure II.3 Système de transmission à $(N+1)$ conducteurs.

Les relations entre la tension et le courant d'une ligne de transmission sont obtenues en appliquant les deux lois de Kirchhoff (lois des nœuds et des mailles) à son schéma électrique équivalent. Ces relations constituent les équations des télégraphistes.

Pour le cas d'une ligne sans pertes, la résolution des équations des télégraphistes se fait dans le domaine temporel, tandis que pour le cas des lignes avec pertes, l'étude temporelle des lignes ne permet pas d'obtenir une solution générale, du fait de la présence de dérivées partielles de plusieurs ordres par rapport au temps et par rapport à la coordonnée de la direction de propagation, d'où l'étude dans le domaine fréquentiel est meilleure.

II.3.1 ANALYSE DANS LE DOMAINE SPECTRAL

En régime harmonique (complexe), les équations des télégraphistes s'écrivent :

$$\frac{\partial[V(z)]}{\partial z} = -[R][I(z)] - j\omega[L_t][I(z)] ; \quad 0 < z < D \quad (\text{V/m}) \quad (\text{II.20})$$

$$\frac{\partial[I(z)]}{\partial z} = -[G][V(z)] - j\omega[C][V(z)] ; \quad 0 < z < D \quad (\text{A/m}) \quad (\text{II.21})$$

Où

$[V(z)]$ est le vecteur des tensions complexes entre les conducteurs et la masse à la position z de la ligne.

$[I(z)]$ est le vecteur des courants complexes sur les conducteurs.

$[R]$, $[L_t]$, $[C]$ et $[G]$ sont les paramètres matriciels primaires définis auparavant. La matrice $[C]$ prend en compte l'effet capacitif entre les lignes et entre chaque ligne et la masse. Ces matrices sont toutes symétriques à $(N \times N)$ termes.

En introduisant les matrices impédance $[Z]$ et admittance $[Y]$ par unité de longueur :

$$[Z] = [R] + j(\omega[L] + [R]) \quad (\Omega/\text{m}) \quad (\text{II.22})$$

$$[Y] = [G] + j\omega[C] \quad (\text{S/m}) \quad (\text{II.23})$$

Les équations des télégraphistes s'écrivent sous la forme plus compacte suivante :

$$\frac{\partial[V(z)]}{\partial z} = -[Z][I(z)] ; \quad 0 < z < D \quad (\text{V/m}) \quad (\text{II.24})$$

$$\frac{\partial[I(z)]}{\partial z} = -[Y][V(z)] ; \quad 0 < z < D \quad (\text{A/m}) \quad (\text{II.25})$$

En combinant les deux équations complexes des lignes (II.24) et (II.25), on obtient des équations différentielles du second ordre de tension et de courant. Ces équations d'ondes de ligne s'écrivent :

$$\frac{\partial^2 [V(z)]}{\partial z^2} = [Z][Y][V(z)]; \quad 0 < z < D \quad (\text{II.26})$$

$$\frac{\partial^2 [I(z)]}{\partial z^2} = [Z][Y][I(z)]; \quad 0 < z < D \quad (\text{II.27})$$

Les équations décrivant la transmission des lignes dépendent des conditions initiales $[V(0)]$, $[I(0)]$ et finales $[V(D)]$ et $[I(D)]$.

Les solutions des équations différentielles à coefficients constants (II.26) et (II.27) sont données par :

$$[V^m(z)] = [V_0^m] \exp(\pm \gamma_m z); \quad m=1..N \quad (\text{II.28})$$

$$[I^m(z)] = \pm [I_0^m] \exp(\mp \gamma_m z); \quad m=1..N \quad (\text{II.29})$$

Où γ_m est le coefficient de propagation (en rd/m)

$$\gamma_m = \alpha_m + j\beta_m \quad (\text{II.30})$$

avec α_m et β_m représentent respectivement l'atténuation linéique (en Np/m) et le coefficient de propagation linéique (en rd/m) du $m^{\text{ème}}$ mode (car N conducteurs engendrent N modes de propagation, chaque mode comporte une onde progressive (direction des z positifs) et une onde rétrograde (direction des z négatifs)).

$[V_0^m]$ et $[I_0^m]$ sont les amplitudes complexes des tensions et des courants initiaux (à $z=0$) pour le mode m.

En substituant (II.28) dans l'équation d'onde (II.26), on obtient :

$$\{ \gamma_m^2 [U] - [Z][Y] \} [V_0^m] \exp(\mp \gamma_m z) = 0 \quad (\text{II.31})$$

Où $[U]$ est la matrice identité.

Cette dernière équation n'admet des solutions non nulles que si :

$$\det\{\gamma_m^2 [U] - [Z][Y]\} = 0 \quad (\text{II.32})$$

L'équation caractéristique (II.32) est une équation en γ_m^2 , dont la solution détermine les coefficients de propagation des modes. En général, pour chaque racine de l'équation (II.32), il existe un vecteur tension $[V_0^m]$ d'un mode correspondant, qui satisfait l'équation (II.31).

Le vecteur courant $[I_0^m]$ du mode correspondant est donné par :

$$[I_0^m] = [Z]^{-1} [V_0^m] \gamma_m \quad (\text{II.33})$$

L'organisation des vecteurs tension sous forme de matrice, appelée matrice des modes de tension, donne :

$$[S_V] = \left[\begin{array}{c} [V_0^1] \\ \dots \\ [V_0^N] \end{array} \right] \quad (\text{II.34})$$

De même, on détermine la matrice des modes de courant :

$$[S_I] = \left[\begin{array}{c} [I_0^1] \\ \dots \\ [I_0^N] \end{array} \right] \quad (\text{II.35})$$

Ces deux matrices sont liées par la relation déduite de (II.33) :

$$[S_I] = [Z]^{-1} [S_V] [\Gamma] \quad (\text{II.36})$$

Où

$$[\Gamma] = \text{diag} [\gamma_1 \dots \gamma_N] \quad (\text{II.37})$$

On peut exprimer les tensions et les courants en terme de modes sous forme :

$$[V(x)] = [V_{\text{inc}}(z)] + [V_{\text{ref}}(z)] = [S_V] \{ [G_{\text{inc}}(z)] + [G_{\text{ref}}(z)] \} ; \quad (\text{II.38})$$

$$[I(x)] = [I_{\text{inc}}(z)] + [I_{\text{ref}}(z)] = [S_I] \{ [G_{\text{inc}}(z)] - [G_{\text{ref}}(z)] \} ; \quad (\text{II.39})$$

Où

Les indices 'inc' et 'ref' correspondent respectivement à l'onde incidente et à l'onde réfléchie.

$$[G_{inc}(z)] = [G_{inc}^1(z) \dots G_{inc}^N(z)]^T ; \quad (II.40)$$

$$[G_{ref}(z)] = [G_{ref}^1(z) \dots G_{ref}^N(z)]^T ; \quad (II.41)$$

$[G_{inc}(z)]$ et $[G_{ref}(z)]$ sont respectivement les vecteurs intensités des N modes incidents et N modes réfléchis variant le long de la ligne :

$$G_{inc}^m(z) = G_{inc}^m(0) \exp(-\gamma_m z), \quad m = 1..N \quad (II.42)$$

$$G_{ref}^m(z) = G_{ref}^m(0) \exp(+\gamma_m z), \quad m = 1..N \quad (II.43)$$

II.3.1.1 CALCUL DE LA MATRICE IMPEDANCE CARACTERISTIQUE ET DU COEFFICIENT DE PHASE

La matrice impédance caractéristique de la ligne est définie comme suit :

$$[V_{inc}(z)] = [Z_c] \cdot [I_{inc}(z)] \quad (II.44)$$

$$[V_{ref}(z)] = -[Z_c] \cdot [I_{ref}(z)] \quad (II.45)$$

Elle peut être évaluée par :

$$[Z_c] = [S_V] \cdot [S_I]^{-1} \quad (\Omega) \quad (II.46)$$

Le coefficient de phase d'un mode m est défini par:

$$\beta_m = \frac{\omega}{c_m} = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_{rem}}}{c_0} = \frac{2\pi}{\lambda_m} \quad (\text{rd/m}) \quad (II.47)$$

Où

c_m est la vitesse de propagation du mode m.

c_0 est la vitesse de propagation dans le vide.

ϵ_{rem} est la permittivité relative effective du mode m et λ_m est sa longueur d'onde.

Remarque: Dans le cas d'une ligne de transmission simple à deux conducteurs dont l'un est la masse ($N=1$), il existe un seul mode et l'impédance caractéristique n'admet qu'un seul terme.

II.3.1.2 TENSIONS ET COURANTS AUX TERMINAISONS DE LA LIGNE

Pour déterminer les paramètres de répartition, il est impératif de connaître les tensions et les courants aux extrémités de la ligne ($z = 0$ et $z = D$).

A partir des équations (II.40) à (II.43), on a :

$$[G_{inc}(D)] = [E] \cdot [G_{inc}(0)] \quad (II.48)$$

$$[G_{ref}(0)] = [E] \cdot [G_{ref}(D)] \quad (II.49)$$

Où $[E] = \text{diag} [\exp(-\gamma_1 D) \dots \exp(-\gamma_N D)] \quad (II.50)$

Ainsi, on déduit :

$$[V(0)] = [S_v] \{ [G_{inc}(0)] + [E] [G_{ref}(D)] \} \quad (II.51)$$

$$[I(0)] = [S_I] \{ [G_{inc}(0)] - [E] [G_{ref}(D)] \} \quad (II.52)$$

$$[V(D)] = [S_v] \{ [E] [G_{inc}(0)] + [G_{ref}(D)] \} \quad (II.53)$$

$$[I(D)] = [S_I] \{ [E] [G_{inc}(0)] - [G_{ref}(D)] \} \quad (II.54)$$

Ces équations représentent $2N$ tensions et $2N$ courants aux extrémités d'une ligne de transmission en fonctions de $2N$ intensités modales (les éléments des vecteurs $[G_{inc}(0)]$ et $[G_{ref}(D)]$).

On peut considérer les lignes de transmission comme un réseau linéaire de $2N$ portes, les tensions de ces portes sont les éléments de $[V(0)]$ et $[V(D)]$, et les courants de ces portes coïncident avec les éléments des vecteurs $[I(0)]$ et $[-I(D)]$. Le signe (-) indique la direction inverse du courant suite à la référence choisie.

On peut écrire les équations de (II.51) à (II.54) sous forme plus compacte :

$$\begin{bmatrix} [V(0)] \\ [V(D)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_V] & [S_V][E] \\ [S_V][E] & [S_V] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [G_{inc}(0)] \\ [G_{ref}(D)] \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

$$\begin{bmatrix} [I(0)] \\ [-I(D)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_I] & -[S_I][E] \\ -[S_I][E] & [S_I] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [G_{inc}(0)] \\ [G_{ref}(D)] \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

II.3.2 ANALYSE DANS LE DOMAINE TEMPOREL

Si la ligne est sans pertes, les matrices [R] et [G] sont nulles et si les matrices [L] et [C] sont indépendantes de la fréquence, les équations des télégraphistes peuvent s'écrire dans le domaine temporel comme suit :

$$\frac{\partial [v(z,t)]}{\partial z} = -[L] \frac{\partial [i(z,t)]}{\partial t}, \quad 0 < z < D \quad (\text{II.57})$$

$$\frac{\partial [i(z,t)]}{\partial z} = -[C] \frac{\partial [v(z,t)]}{\partial t}, \quad 0 < z < D \quad (\text{II.58})$$

Où

$[v(z,t)]$ est le vecteur des tensions entre chaque conducteur et la masse à la position z le long de la ligne et à l'instant t .

$[i(z,t)]$ est le vecteur courant.

L'analyse dans le domaine temporel consiste à résoudre ces équations en introduisant les conditions initiales vérifiées par les courants et les tensions aux extrémités de la ligne de transmission.

En dérivant l'équation (II.57) et (II.58), on obtient l'équation d'onde (d'Alembert) pour les tensions :

$$\frac{\partial^2 [v(z,t)]}{\partial z^2} = [L][C] \frac{\partial^2 [v(z,t)]}{\partial t^2}, \quad 0 < z < D \quad (\text{II.59})$$

Pour résoudre ces équations, on a besoin des conditions aux extrémités qui lient $[v(0,t)]$ à $[i(0,t)]$, et entre $[v(D,t)]$ à $[i(D,t)]$, ainsi que les conditions initiales qui définissent l'état de la

ligne à $t=0$.

Soit par exemple à $t = 0$:

$$[v(z,0)] = 0 ; \quad 0 < z < D \quad (\text{II.60})$$

$$[i(z,0)] = 0 ; \quad 0 < z < D \quad (\text{II.61})$$

Les équations des télégraphistes sont des équations différentielles partielles ; une résolution numérique plus efficace, est obtenue en décomposant l'état de la ligne en un ensemble d'ondes spéciales (N modes qui se propagent le long de la ligne sans distorsion). Chaque mode est la superposition de deux ondes qui se propagent dans des directions opposées (onde incidente et onde réfléchie).

Dans ces conditions, les expressions de la tension et du courant peuvent s'écrire de la manière suivante :

$$[v^m(z,t)] = [V_0^m] g^m(t \mp z/c_m), \quad m=1..N \quad (\text{II.62})$$

$$[i^m(z,t)] = \pm [I_0^m] g^m(t \mp z/c_m), \quad m=1..N \quad (\text{II.63})$$

Où

$[V_0^m]$ et $[I_0^m]$ représentent respectivement les vecteurs des amplitudes de la tension et du courant du mode m.

$g^m(t)$ est une fonction du temps attribuée à la variation de l'intensité du mode .

c_m est la vitesse de propagation du mode m exprimée comme suit :

$$c_m = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{rem}}} \quad (\text{II.64})$$

c_0 est la vitesse de propagation dans le vide.

ϵ_{rem} est la permittivité relative effective du mode m.

En substituant l'équation (II.62) dans l'équation d'onde (II.59) on obtient :

$$\left\{ \frac{1}{c_m^2} [U] - [L][C] \right\} [V_0^m] g''^m(t \mp z/c_m) = 0, \quad (\text{II.65})$$

Où

$[U]$ est la matrice identité ;

g''^m est la dérivée seconde de g^m ;

L'équation (II.65) admet de solutions non nulles si :

$$\det \left\{ \frac{1}{c_m^2} [U] - [L][C] \right\} = 0, \quad (\text{II.66})$$

Pour chaque racine de l'équation (II.66), il existe un vecteur tension $[V_0^m]$ correspondant au mode m qui satisfait l'équation caractéristique (II.65).

Le vecteur courant du mode m correspondant est :

$$[I_0^m] = [L]^{-1} [V_0^m] \frac{1}{c_m} \quad (\text{II.67})$$

De façon générale, les vecteurs tensions peuvent être arrangés dans une matrice carrée :

$$[S_V] = \begin{bmatrix} [V_0^1] \\ \dots \\ [V_0^N] \end{bmatrix} \quad (\text{II.68})$$

De même, on obtient la matrice des courants :

$$[S_I] = \begin{bmatrix} [I_0^1] \\ \dots \\ [I_0^N] \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

$[S_I]$ est reliée à la matrice tension $[S_V]$ par la relation :

$$[S_I] = [L]^{-1} [S_V] [\Lambda], \quad (\text{II.70})$$

Où

$$[\Lambda] = \text{diag}[1/c_1 \dots 1/c_N] \quad (\text{II.71})$$

Les tensions et les courants peuvent être maintenant exprimés par :

$$[v(z,t)] = [v_{inc}(z,t)] + [v_{ref}(z,t)] = [S_V] \{ [g_{inc}(z,t)] + [g_{ref}(z,t)] \} \quad (\text{II.72})$$

$$[i(z,t)] = [i_{inc}(z,t)] + [i_{ref}(z,t)] = [S_I] \{ [g_{inc}(z,t)] - [g_{ref}(z,t)] \} \quad (\text{II.73})$$

Où

$$[g_{inc}(z, t)] = \left[g_{inc}^1 \left(t - \frac{z}{c_1} \right) \cdots g_{inc}^N \left(t - \frac{z}{c_N} \right) \right]^T \quad (\text{II.74})$$

$$[g_{ref}(z, t)] = \left[g_{ref}^1 \left(t - \frac{z}{c_1} \right) \cdots g_{ref}^N \left(t - \frac{z}{c_N} \right) \right]^T \quad (\text{II.75})$$

La matrice impédance caractéristique $[Z_c]$ d'une ligne de transmission à N conducteurs est définie par :

$$[v_{inc}(z, t)] = [Z_c][i_{inc}(z, t)] \quad (\text{II.76})$$

$$[v_{ref}(z, t)] = -[Z_c][i_{ref}(z, t)] \quad (\text{II.77})$$

$[Z_c]$ peut être aussi évaluée par :

$$[Z_c] = [S_V][S_I]^{-1} \quad (\text{II.78})$$

II.4 MATRICE [S] D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION MULTIFILAIRE

En basse fréquence, tout dispositif électronique est caractérisé par sa matrice impédance ou admittance liant les tensions et les courants. Dans le domaine des micro-ondes la mesure de tension et de courant est impossible et les matrices $[Z]$ et $[Y]$ deviennent inexploitable.

Cette contrainte a nécessité l'introduction d'un nouveau paramètre appelé matrice de répartition en puissance ou matrice $[S]$ pouvant être mesuré directement. Cette mesure se ramène à celle de la puissance qui est une grandeur facilement accessible en micro-ondes [62], [63].

Considérons un réseau linéaire passif micro-ondes relié au monde extérieur par plusieurs accès (lignes ou guides), on associe à chaque accès i une onde de puissance sortante b_i et une onde entrante a_i , (figure II.4).

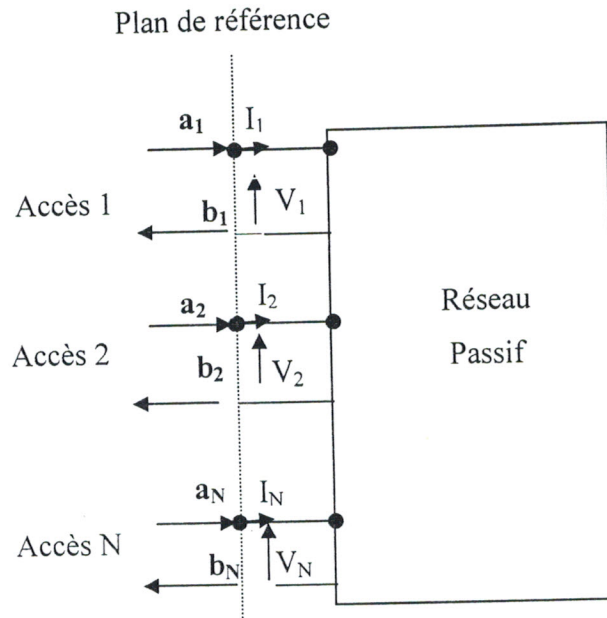


Figure II.4 Réseau à plusieurs accès

Sur chaque ligne d'accès i , on définit un axe de coordonnées z_i , l'origine de la coordonnée ($z_i = 0$) définit le plan de référence de l'accès i . Ce plan doit être suffisamment éloigné du composant lui-même pour que tous les modes supérieurs évanescents excités à la discontinuité entre l'accès et le composant soient fortement affaiblis dans ce plan [64].

II.4.1 DEFINITION : AMPLITUDES COMPLEXES NORMALISEES :

En partant de la tension V_i , du courant I_i et de l'impédance caractéristique Z_{ci} de la ligne équivalente i , on définit des grandeurs appelées amplitudes complexes normalisées :

$$a_i = \frac{V_i + Z_{ci} \cdot I_i}{2 \cdot \sqrt{Z_{ci}}} \quad (\text{Watt}^{1/2}) \quad (\text{II.79})$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_{ci} \cdot I_i}{2 \cdot \sqrt{Z_{ci}}} \quad (\text{Watt}^{1/2}) \quad (\text{I.80})$$

La dimension des amplitudes complexes normalisées est la racine carrée d'une puissance.

II.4.2 PUISSANCE A UN ACCES DU COMPOSANT :

La puissance active à l'accès i est donnée par :

$$p_i = \text{Re}[V_i I_i^*] \quad (\text{II.81})$$

Le symbole '*' indique le conjugué.

La tension V_i et le courant I_i sont obtenus en fonction des amplitudes complexes a_i et b_i en additionnant, puis en soustrayant les deux relations (II.79) et (II.80)

$$V_i = \sqrt{Z_{0i}} (a_i + b_i) \quad (\text{V}) \quad (\text{II.82})$$

$$I_i = \sqrt{Z_{0i}} (a_i - b_i) \quad (\text{A}) \quad (\text{II.83})$$

d'où

$$P_i = \text{Re}[(a_i + b_i)(a_i^* - b_i^*)] = |a_i|^2 - |b_i|^2 \quad (\text{W}) \quad (\text{II.84})$$

$|a_i|^2$ est la puissance entrante dans le composant par l'accès i et $|b_i|^2$ est la puissance sortante du composant par l'accès i

II.4.3 MATRICE DE REPARTITION [S] « SCATTERING MATRIX » [65]

Les signaux d'entrée (a_i) et de sortie (b_i) sont liés par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdot & \cdot & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdot & \cdot & S_{2N} \\ \cdot & \cdot & & & \\ \cdot & \cdot & & & \\ S_{N1} & S_{N2} & & & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_N \end{bmatrix} \quad (\text{II.85})$$

Ce système s'écrit sous la forme matricielle : $[b] = [S] [a]$ (II.86)

Avec $[b] = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_N]^T$

$[a] = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_N]^T$

et $[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdot & \cdot & S_{1N} \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ S_{N1} & \cdot & \cdot & S_{NN} \end{bmatrix}$ est la matrice de répartition du réseau

- **Elements S_{ii} de la diagonale :**

$$b_i = S_{i1}a_1 + S_{i2}a_2 + \dots + S_{ii}a_i + \dots + S_{iN}a_N \quad (\text{II.87})$$

Si tous les accès sont adaptés ($a_j = 0, j \neq i$) à l'exception de l'accès i , ($a_i \neq 0$) nous pouvons écrire :

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_j=0} \quad \forall j \neq i \quad (\text{II.88})$$

S_{ii} est le coefficient de réflexion de l'accès i lorsque tous les autres accès sont adaptés.

- **Elements S_{ij} :**

$$b_i = S_{i1}a_1 + S_{i2}a_2 + \dots + S_{ij}a_j + \dots + S_{iN}a_N \quad (\text{II.89})$$

Pour déterminer S_{ij} , il faut adapter tous les accès à l'exception de l'accès j .

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_r=0} \quad \forall i \neq j \quad (\text{II.90})$$

S_{ij} est le coefficient de transmission (fonction de transfert) de l'accès j vers l'accès i lorsque seul l'accès j est alimenté.

La matrice de répartition d'un réseau à N accès contient N^2 termes complexes. Ceux-ci ne sont en général pas indépendants. Des simplifications sont possibles, en faisant usage des propriétés physiques du composant de façon à réduire le nombre de termes de cette matrice.

Notant par exemple : la propriété de réciprocity et la propriété de conservation d'énergie.

- **Réciprocity :**

Un multiporte contenant des matériaux isotropes est réciproque. Cette propriété se traduit par l'indépendance de la fonction de transfert liant deux accès distinct du sens de passage, ce qui

entraîne :

$$S_{ji} = S_{ij} \quad \forall i \neq j \quad (II.91)$$

Les termes indépendants de la matrice S sont donc réduits au nombre de $N(N+1)/2$

Ce qui signifie que la matrice [S] est symétrique :

$$[S] = [S]^T \quad (II.92)$$

• **Conservation d'énergie :**

Dans un composant sans pertes (non dissipatif), la somme des puissances entrantes doit être égale à celle des puissances sortantes et par conséquent :

$$\sum_{i=1}^N |a_i|^2 = \sum_{i=1}^N |b_i|^2 \quad (W) \quad (II.93)$$

En introduisant les vecteurs [a] et [b], l'équation ci-dessus devient

$$[a]^T [a^*] = [b]^T [b^*] = ([S][a])^T ([S][a])^* = [a]^T [S]^T [S^*] [a^*]$$

Cette relation doit être satisfaite quelle que soit l'excitation [a], ce qui donne la condition de conservation d'énergie :

$$[S]^T [S^*] = [U] \quad (II.94)$$

Le symbole 'T' désigne 'transposée'

II.4.4 EVALUATION DES PARAMETRES [S] :

Soit un générateur d'impédance interne Z_g égale à Z_{ci} , et de force électromotrice E_0 alimentant l'accès i (tous les autres accès étant chargé par des impédances adaptées Z_{ci} (figure II.5).

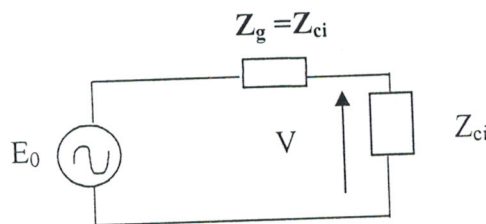


Figure II.5 Source alimentant l'accès i

Du circuit électrique de la figure (II.5), on déduit :

$$I = \frac{E_0}{2 Z_{ci}} \quad (\text{II.95})$$

et $V = Z_{ci} I = \frac{E_0}{2}$ (II.96)

En introduisant ces résultats dans la relation (II.79), on trouve :

$$a_i = \frac{E_0}{2\sqrt{Z_{ci}}} \quad (\text{II.97})$$

D'où

$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} = \frac{V_i}{E_0/2} - 1 \quad (\text{II.98})$$

Quand $E_0 = 2V$, il vient :

$$S_{ii} = V_i - 1 \quad (\text{II.99})$$

Et

$$S_{ji} = V_j \sqrt{\frac{Z_{ci}}{Z_{cj}}}, \quad j=1, \dots, N; \quad j \neq i \quad (\text{II.100})$$

Si l'on considère les impédances de référence égales dans tous les accès, il vient :

$$S_{ji} = V_j \quad (\text{II.101})$$

Donc en exploitant les relations précédentes, on peut évaluer tous les termes de la matrice [S].

Connaissant les paramètres S d'une structure donnée, on peut déduire les matrices impédance et admittance par les relations suivantes :

$$[Z] = [F] ([U] + [S]) \cdot ([U] - [S])^{-1} [F] \quad (\text{II.102})$$

$$[Y] = [Z]^{-1} \quad (\text{II.103})$$

Où

[F] est une matrice diagonale :

$$[F] = \text{diag} \left[\sqrt{Z_{c1}} \quad \dots \quad \sqrt{Z_{cN}} \right] \quad (\text{II.104})$$

II.5 CONCLUSION

La théorie développée précédemment a été traduite par des logiciels exploitant la méthode des éléments finis (MEF) et la méthode des moments (MoM).

- Le logiciel en éléments finis (MEF 2D), à mailleur automatique, utilise des éléments triangulaires de Lagrange et permet l'analyse des grandeurs électromagnétiques (paramètres primaires et secondaires) à partir de la distribution du potentiel scalaire dans les sections transversales de n'importe quelle ligne de transmission multifilaire avec ou sans pertes, homogène ou inhomogène, propageant le mode TEM ou quasi-TEM, en résolvant numériquement l'équation de Laplace.
- Le logiciel utilisant la méthode des moments (MoM 2D) permet lui aussi la caractérisation des grandeurs électromagnétiques des lignes de transmission de formes complexes, avec ou sans pertes, homogènes ou inhomogènes propageant le mode TEM ou quasi-TEM. Cette caractérisation est menée à partir de la distribution des charges libres sur les conducteurs et les charges aux limites, en résolvant numériquement des équations intégrales de charges.

Nous présentons ces deux logiciels dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III

**PRESENTATION DES LOGICIELS
MEF 2D ET MoM 2D REALISES**

III.1 INTRODUCTION

La caractérisation analytique des grandeurs électromagnétiques des lignes de transmission de forme complexe est une tâche difficile. Seule des méthodes approximatives (transformations conforme : transformation de schwartz...) et des méthodes numériques (différences finies, éléments finis, méthode des moments...) permettent de résoudre ce problème. La méthode des moments et la méthode des éléments finis étant des méthodes souples, efficaces et très générales, nous proposons leur utilisation pour mener cette étude.

III.2 ANALYSE DE LA DISTRIBUTION DE CHARGES PAR LA METHODE DES MOMENTS (MoM)

III.2.1 INTRODUCTION

Le but est d'évaluer les paramètres matriciels primaires $[L]$, $[C]$, $[R]$ et $[G]$ des lignes de transmission de formes complexes, homogènes ou inhomogènes, avec ou sans pertes. Ces paramètres sont déterminés à partir de l'analyse électrostatique de deux systèmes. Le premier système coïncide avec la ligne de transmission et de son analyse résulte les matrices $[C]$ et $[G]$. Le deuxième système est obtenu en substituant le diélectrique de la ligne par le vide et son analyse conduit à $[L]$ et $[R]$.

L'analyse numérique par la méthode des moments est la même pour les deux systèmes. On commence par la formulation du problème (équations intégrales) pour l'ensemble des charges libres et les charges aux limites du diélectrique, puis la résolution du problème pour déterminer la distribution de charge et enfin la détermination des paramètres primaires [58], [59].

III.2.2 FORMULATION DES EQUATIONS INTEGRALES POUR LA DISTRIBUTION DE CHARGE

Considérons un système électrostatique bidimensionnel multifilaire rempli d'un diélectrique (figure (III.1)). Les conducteurs sont mis à un certain potentiel et les charges libres sont localisées sur les surfaces des conducteurs. Notre but est de trouver la distribution de ces charges.

L'influence des diélectriques sur le champ électrique et le potentiel peut être complètement décrite par l'influence des charges aux limites des diélectriques localisées dans

le vide.

Le champ électrique et le potentiel du système de ligne présenté sur la figure III.1, sont identiques à ceux du système équivalent (figure III.2)

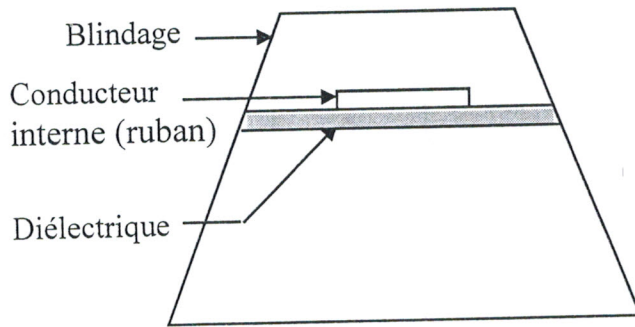


Figure III.1 Section transversale d'une ligne micro-ruban sur membrane

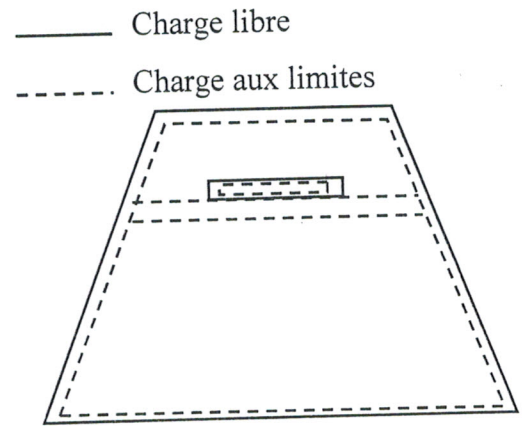


Figure III.2 Système équivalent représentant les charges libres et aux limites dans le vide

Le système équivalent est plus commode pour l'étude car le milieu est homogène. Cependant les distributions des charges libres et des charges aux limites sont inconnues.

Nous formulons un ensemble d'équations intégrales pour la distribution de charge.

Pour chaque conducteur (conducteurs internes et conducteur de référence), on formule une équation intégrale en terme des charges libres et des charges aux limites de la forme :

$$V(r) = \frac{1}{2\pi \varepsilon_0} \int_{C'} \rho_{St}(r') \log \frac{K}{|r-r'|} dl \quad (\text{III.1})$$

Où

V est le potentiel électrostatique de chaque conducteur

r est le vecteur position du point champ (le point où le potentiel est évalué).

r' est le vecteur position du point source (le point sur lequel la charge est localisée).

(C') est le contour du conducteur ou la limite du diélectrique.

K est une constante arbitraire.

ρ_{St} est la densité de charge totale de surface définie par :

$$\rho_{St} = \rho_S + \rho_{Sb} \quad (\text{III.2})$$

Où ρ_s est la densité des charges libres et ρ_{Sb} est la densité des charges aux limites.

Pour vérifier la condition de la conservation de l'énergie on a :

$$\int_{C'} \rho_{St}(r') dl = 0 \quad (\text{III.3})$$

Le deuxième système d'équation intégrale est obtenu en se basant sur la condition aux limites de la composante normale du champ électrique à l'interface de deux diélectriques de permittivités ϵ_1 et ϵ_2 .

$$E_1 \cdot \bar{n} \left(\frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\epsilon_2} \right) = \frac{\rho_{Sb}}{\epsilon_0} \quad (\text{III.4})$$

Où

E_1 est le champ électrique à la limite du premier diélectrique.

\bar{n} est le vecteur unité normal à la surface de séparation orienté du second diélectrique vers le premier diélectrique

Le champ électrique de l'expression (III.4) peut être exprimé par la relation suivante :

$$\vec{E} = -\text{grad}V \quad (\text{III.5})$$

Enfin, pour chaque interface diélectrique-diélectrique on formule une autre équation intégrale en ρ_{St} :

$$\frac{(\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2})}{2\pi\epsilon_0} V.P. \int_C \rho_{St}(r') \frac{(r-r') \cdot \bar{n}}{|r-r'|^2} dl + \frac{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}}{2\epsilon_0} \rho_{St}(r) = 0 \quad (\text{III.6})$$

Où

ϵ_{r1} et ϵ_{r2} sont les permittivités relatives des deux diélectriques.

V.P. est la valeur principale de l'intégrale, elle est évaluée pour éviter de traiter la singularité du champ électrique en $r = r'$. Cependant le champ électrique produit par les charges locales a été introduit par le terme $\rho_{St}/2\epsilon_0$.

L'ensemble des équations intégrales (III.1), (III.3), et (III.6) est résolu numériquement par la méthode des moments.

III.2.3 SOLUTION DES EQUATIONS INTEGRALES POUR LA DISTRIBUTION DES CHARGES

On considère à nouveau la section transversale d'une ligne de transmission (figure III.1) et on divise toutes les surfaces limites (les parois métalliques et les interfaces diélectrique-diélectrique), en un nombre fini de segments. La section transversale ainsi obtenue est représentée sur la figure III.3.

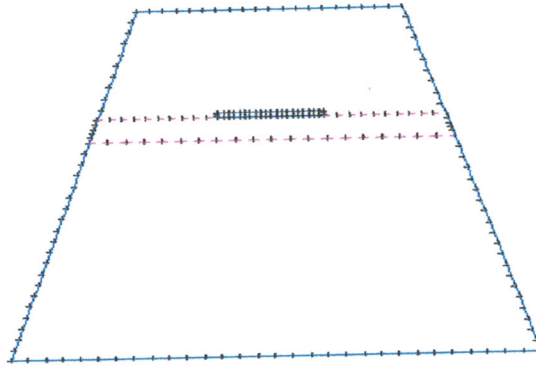


Figure III.3 Exemple de segmentation des surfaces limites

Le nombre total de segment est :

$$N_t = N_c + N_d \quad (\text{III.7})$$

Où

N_c est le nombre de segments pour toutes les surfaces des conducteurs.

N_d est le nombre de segments pour tous les interfaces diélectrique-diélectriques.

Chaque segment i est supposé porteur d'une densité de charge ρ_{Sti} distribuée uniformément suivant la loi d'impulsion. En terme mathématique, cette procédure est traduite par des fonctions de bases (III.8) :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{Le long du } i^{\text{ème}} \text{ segment} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

d'où

$$\rho_{St}(r) \approx \sum_{i=1}^{N_t} \rho_{Sti}(r) f_i(r) \quad (\text{III.9})$$

- Ensuite faire un maillage automatique en éléments triangulaires de la structure à étudier en utilisant l'instruction **buildmesh**
- Le maillage est optimisé par l'instruction **adaptmesh**. Un exemple de maillage est présenté ci-dessous :

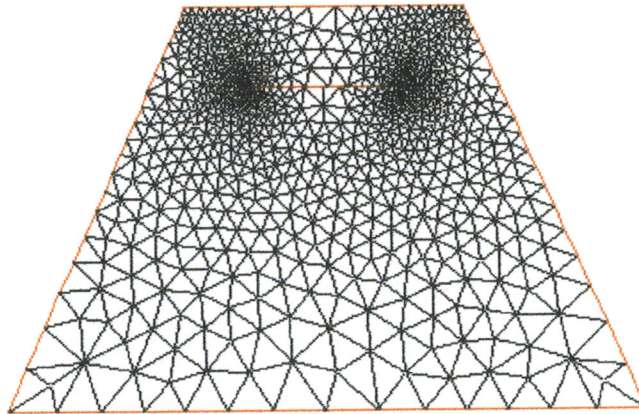


Figure III.5 Exemple de maillage de la surface transversale d'une ligne de transmission

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

La résolution de cette équation nous donne la distribution du potentiel V aux différents nœuds de maillage de la structure étudiée. Une fois que le potentiel V est connu, nous déterminons les différents paramètres électromagnétiques de la structure par le biais des relations présentées dans la section précédente.

L'organigramme simplifié du programme permettant le calcul des paramètres électromagnétiques de lignes de transmission par la MEF est représenté sur la figure III.5.

Où ρ_{sti} sont les constantes inconnues approximer par la technique de Galerkin [58] très précise et bien adaptée pour la programmation. Cette technique correspond à l'utilisation des fonctions test du type (III.8).

L'approximation (III.9) est ensuite substituée dans les équations (III.1) et (III.6), et les produits intérieurs de ces équations et des fonctions test sont évalués.

Les équations (III.1) et (III.6) produisent finalement le système d'équations linéaires en ρ_{Sti} suivant :

$$\sum_{i=1}^{N_t} \frac{\rho_{Sti}}{2\pi\epsilon_0} \int_{C'_j} \int_{C'_i} \log \frac{k}{|r-r'|} dl' dl = V_j l_j, \quad j=1, \dots, N_c \quad (III.10)$$

$$\frac{\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2}}{2\pi\epsilon_0} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_t} \int_{C'_j} \int_{C'_i} \rho_{Sti} (r') \frac{(r-r') \cdot \bar{n}}{|r-r'|^2} dl' dl + \frac{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}}{2\epsilon_0} \rho_{Stj} l_j = 0 \quad j=N_c+1, \dots, N_t \quad (III.11)$$

Où

dl' est un élément du segment source (C'_i)

dl est un élément du segment champ (C'_j)

l_j est la longueur du $j^{\text{ème}}$ segment.

Les intégrales du potentiel dans (III.10) sont identiques quand i et j sont échangés et les composantes cartésiennes des intégrales du champ électrique dans (III.11) diffèrent seulement par le signe. En notant ces symétries, le temps de calcul des éléments de matrice peut être réduit par un facteur de deux.

Quand nous analysons un système avec un conducteur de référence ou un blindage, nous devons imposer la condition (III.3) qui stipule que la charge nette du système est nulle.

La substitution de (III.9) dans (III.3) donne :

$$\sum_{i=1}^{N_t} \rho_{sti} l_i = 0 \quad (III.12)$$

Avec cette condition la constante K est éliminée et la fonction de Green du potentiel

$\log \frac{k}{|r-r'|}$ dans (III.10) est remplacée par $-\log|r-r'|$

De (III.10) et (III.11) on tire N équations linéaires pour N tensions appliquées aux conducteurs.

Le système résultant des équations linéaires est résolu par l'utilisation de la décomposition LU [58], produisant une solution exacte.

Une fois que les charges totales de surface sont évaluées, il est nécessaire de trouver la densité de charges libres sur les surfaces des conducteurs pour l'évaluation des paramètres primaires.

Pour un conducteur d'épaisseur fini, incorporé dans un diélectrique de permittivité relative ϵ_r , la densité des charges libres est donnée par :

$$\rho_S = \epsilon_r \rho_{St} \quad (III.13)$$

Cependant, pour un conducteur infiniment mince (épaisseur nulle), la densité des charges libres est évaluée par les conditions aux limites des composantes normales du champ électrique, d'où :

$$\rho_s = \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \rho_{st} + E_1 \cdot \bar{n} (\epsilon_1 - \epsilon_2) \quad (III.14)$$

ϵ_1 et ϵ_2 sont les permittivités sur les deux cotés de la surface du conducteur.

E_1 est le champ électrique sur la surface du premier coté du conducteur.

III.2.4 CALCUL DES PARAMETRES MATRICIELS PRIMAIRES

La matrice capacité est évaluée en suivant le procédé présenté dans le chapitre précédent. Le potentiel d'un conducteur est mis à 1V et tous les autres conducteurs sont mis à la masse. Le système des équations linéaires décrit dans la section (III.2.3) est résolu, et les densités des charges libres sont évaluées.

La densité de charge par unité de longueur d'un conducteur ($m^{\text{ème}}$ conducteur) est évaluée par la somme des charges de tous les segments qui modélisent sa surface.

$$q_m = \sum_i^{Ncm} \rho_{sti} l_i \quad (III.15)$$

où Ncm est le nombre de segments qui modélise le $m^{\text{ème}}$ conducteur.

Les densités des charges par unité de longueur sont numériquement égales aux

éléments d'une colonne de la matrice $[C]$. Ce procédé est répété N fois pour évaluer les N colonnes de la matrice $[C]$.

Si les pertes diélectriques sont prises en considération, les permittivités sont complexes et le système de transmission admet les matrices $[C]$ et $[G]$.

Une analyse simultanée est effectuée pour évaluer la matrice $[C_0]$ pour le deuxième système électrostatique.

En inversant la matrice $[C_0]$, la matrice $[L]$ est évaluée par l'équation (II.8).

La distribution de charge dans ce système est utilisée pour évaluer la densité de courant surfacique, selon l'équation (II.9).

Le courant du $m^{\text{ème}}$ conducteur peut maintenant être calculé par :

$$I_m = \sum |J_{Si}| l_i = c_0 q_{0m} \quad (\text{III.16})$$

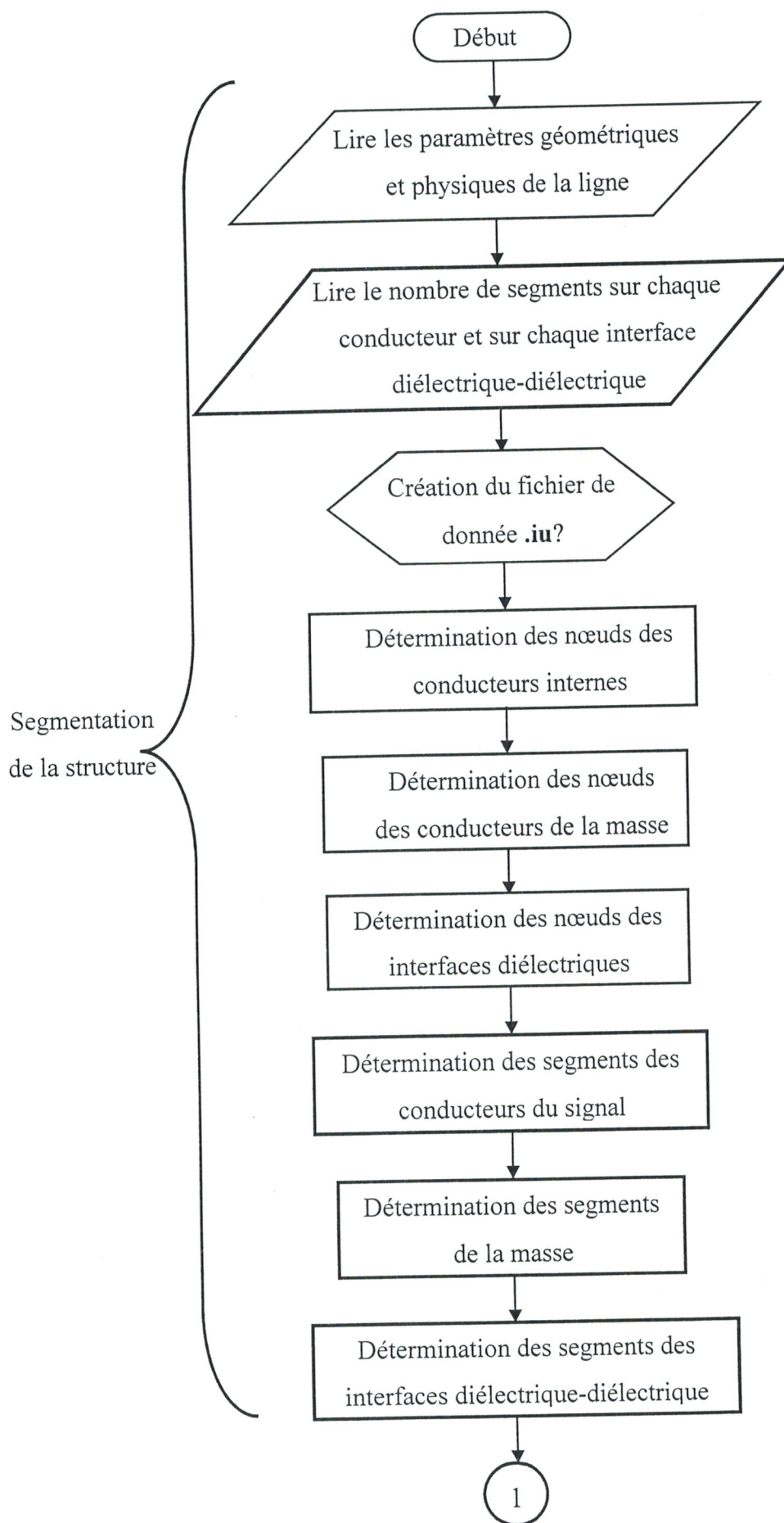
où c_0 est la vitesse de l'onde dans le vide et q_{0m} est la densité de charge par unité de longueur du $m^{\text{ème}}$ conducteur dans le vide.

Pour l'évaluation de la matrice $[R]$, nous devons calculer les vecteurs potentiels $[V] = [C_0]^{-1}[Q]$ et qui produisent les vecteurs du courant exigé. Pour chaque vecteur, la densité de courant surfacique est évaluée, et les pertes sur les conducteurs seront calculées par l'équation (II.11). A cause de l'approximation appliquée pour la distribution de charge, l'intégration dans (II.11) est réduite à une addition.

III.2.5 DESCRIPTION DU LOGICIEL DES MOMENTS

Le logiciel utilisant la méthode des moments en deux dimensions (MoM 2D), basé sur la théorie présentée précédemment, permet la caractérisation des grandeurs électromagnétiques des lignes de transmission de formes complexes, avec ou sans pertes, homogènes ou inhomogènes propageant le mode TEM ou Quasi-TEM. Cette caractérisation est établie à partir de la distribution de charges libres sur les conducteurs et les charges aux limites, en résolvant numériquement, les équations intégrales des charges (libres et aux limites) par la méthode des moments (MoM).

L'organigramme simplifié du logiciel MoM 2D est représenté sur la figure (III.4) :



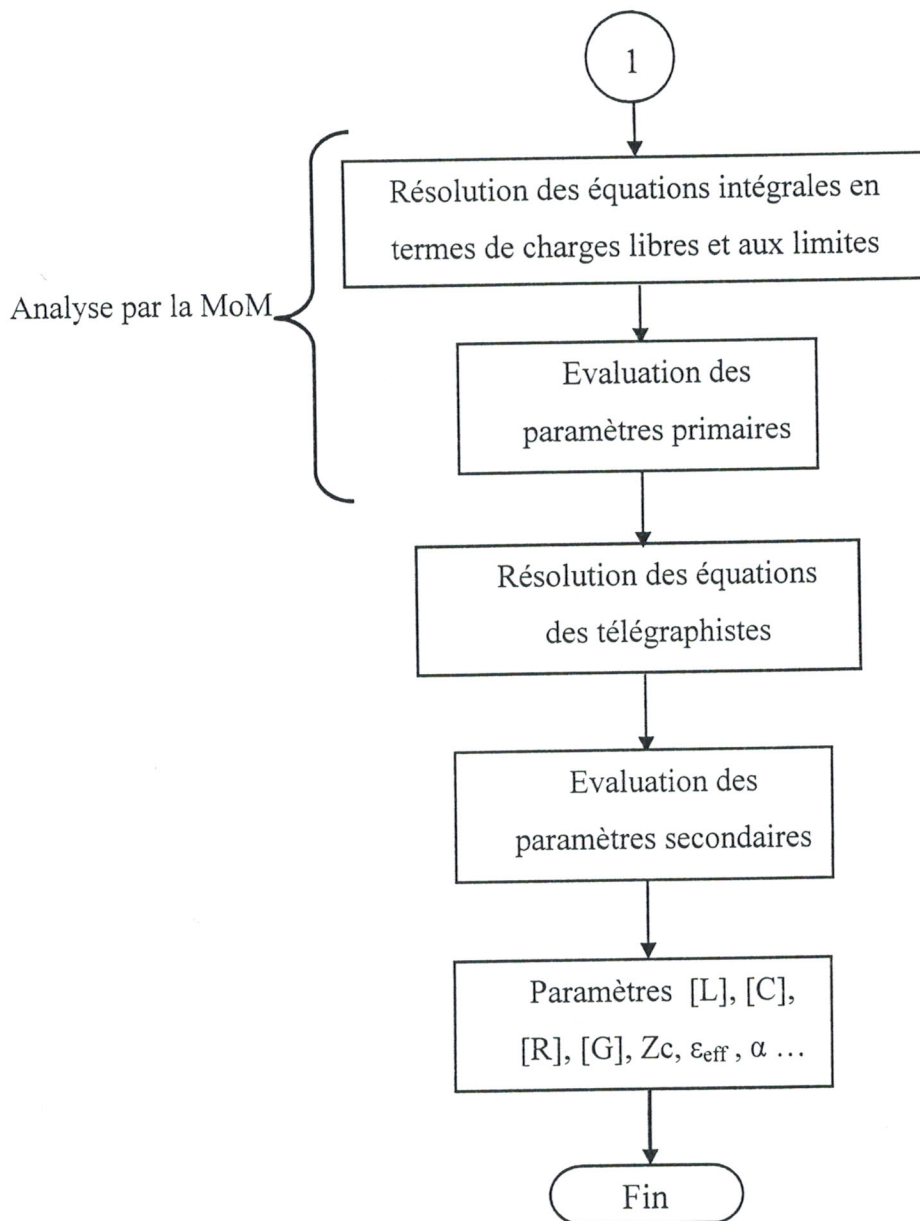


Figure III.4 Organigramme décrivant la résolution du problème par le logiciel des moments (MoM 2D)

III.3 ANALYSE NUMERIQUE DES PARAMETRES PRIMAIRES PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS (MEF)

III.3.1 INTRODUCTION

Notre but est de calculer par la méthode des éléments finis, les grandeurs électromagnétiques des lignes en fonction de leurs paramètres géométriques. Tout le problème revient à résoudre numériquement l'équation de Laplace avec des conditions aux limites fixées.

Notre nouveau logiciel en éléments finis est un logiciel à mailleur automatique (avec optimisation de maillage) permettant d'une part de réduire considérablement le temps de caractérisation et d'autre part d'améliorer et de loin les anciens logiciels en éléments finis à mailleurs manuel et semi-automatique exploités dans la référence [66].

III.3.2 ETABLISSEMENT DE L'EQUATION DE LAPLACE

En partant des équations de Maxwell locales ou différentielles, on peut établir les relations fondamentales qui nous permettent d'aboutir à l'équation de Laplace. Ces équations prennent la forme suivante: [64]

$$r\vec{\partial}t\vec{E}(t,r) = -\frac{\partial\vec{B}(t,r)}{\partial t} \quad (\text{III.17})$$

$$r\vec{\partial}t\vec{H}(t,r) = \vec{J}(t,r) + \frac{\partial\vec{D}(t,r)}{\partial t} \quad (\text{III.18})$$

$$\text{div}\vec{D} = \rho(t,r) \quad (\text{III.19})$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{III.20})$$

où \vec{E} est le champ électrique (V/m).

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

$r = (x, y, z)$ dans un système de coordonnées cartésiennes.

Sachant que la divergence d'un rotationnel est toujours nulle, soit par

$$\text{exemple : } \begin{cases} \text{div}(r\vec{\partial}t\vec{A}(t,r)) = 0 \\ \text{div}\vec{B}(t,r) = 0 \end{cases}$$

Donc, on peut poser que :

$$\vec{B}(t,r) = r \vec{\partial} t \vec{A}(t,r) \quad (\text{III.21})$$

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

En combinant l'équation (III.21) avec l'équation rotationnelle de Maxwell (III.17), on obtient :

$$r \vec{\partial} t \left(\vec{E}(t,r) + \frac{\partial \vec{A}(t,r)}{\partial t} \right) = \vec{0} \quad (\text{III.22})$$

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

$$\vec{E}(t,r) + \frac{\partial \vec{A}(t,r)}{\partial t} = -\text{grad} V(t,r) \quad (\text{III.23})$$

Pour un milieu linéaire homogène et isotrope :

$$\text{div}(\vec{E}(t,r)) = \frac{\rho(t,r)}{\varepsilon} \quad (\text{III.24})$$

Introduisons l'expression du champ \vec{E} (III.23) dans (III.24), on trouve :

$$-\Delta V - \frac{\partial \vec{A}(t,r)}{\partial t} = \frac{\rho(t,r)}{\varepsilon} \quad (\text{III.25})$$

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

$$\Delta V(t,r) - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 V(t,r)}{\partial^2 t} + \frac{\partial}{\partial t} (\text{div} \vec{A}(t,r)) + \varepsilon\mu \frac{\partial V(t,r)}{\partial t} = -\frac{\rho(t,r)}{\varepsilon} \quad (\text{III.26})$$

Si l'on pose :

$$\text{div} \vec{A}(t,r) + \varepsilon\mu \frac{\partial V(t,r)}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.27})$$

qui est une condition connue sous le nom de jauge de Lorentz,

l'équation d'onde (III.26) se réduit à une équation de Helmholtz :

$$\Delta V(t,r) - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 V(t,r)}{\partial^2 t} = -\frac{\rho(t,r)}{\varepsilon} \quad (\text{III.28})$$

En absence de charge d'espace $\rho(t, r)=0$, l'équation (III.28) devient :

$$\Delta V(t, r) - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 V(t, r)}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{III.29})$$

Comme les dimensions transversales des lignes à étudier sont faibles devant les longueurs d'onde qui nous intéressent, alors nous pouvons effectuer les calculs dans le cas du régime quasi-stationnaire. L'expression (III.29) se réduit alors à:

$$\Delta V = 0 \quad (\text{III.30})$$

Cette équation est donc l'équation de Laplace régissant le potentiel scalaire V . Sachant que la structure de propagation est uniforme selon la direction de propagation, on peut réduire l'étude à la section transversale et donc déterminer le potentiel V sur la section transversale.

Pour des lignes à structures inhomogènes, l'équation (III.30), écrite dans un système de coordonnées cartésiennes, donne :

$$\text{div}(\varepsilon_r \text{grad} V(x, y)) = 0 \quad (\text{III.31})$$

Tout le problème revient donc à résoudre l'équation de Laplace avec des conditions aux limites fixées par le comportement du potentiel V au niveau des conducteurs.

III.3.3 CALCUL DES PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

Dans ce qui suit, nous présentons la méthode de calcul des paramètres électromagnétiques d'une ligne inhomogène formée de deux conducteurs ($N=2$).

La théorie des lignes sans pertes nous permet de déterminer le champ électrique \vec{E} à partir du potentiel scalaire V en utilisant les relations :

$$E_x = -\partial V / \partial x \quad ; \quad E_y = -\partial V / \partial y. \quad (\text{III.32})$$

Par conséquent, il est impératif que le calcul du potentiel V doit se faire avec une grande précision.

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

$$\overline{W}_{em} = \frac{1}{4} \iint \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E}_t \cdot \vec{E}_t^* dx dy. \quad (\text{III.33})$$

La capacité linéique est ensuite déduite de l'énergie électrique moyenne en utilisant la relation (III.34)

$$C = \frac{4\overline{W}_{em}}{(V_1 - V_2)^2} \quad \text{en (F/m)} \quad (\text{III.34})$$

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

L'impédance caractéristique est définie par :

$$Z_c = \frac{1}{v_\varphi C} \quad \text{en } (\Omega) \quad (\text{III.35})$$

où

$$v_\varphi = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad \text{en (m/s)}$$

ε_{eff} est la permittivité effective de la ligne inhomogène. Elle est définie comme étant le rapport de l'énergie électrique moyenne par unité de longueur emmagasinée dans une structure hétérogène et de l'énergie moyenne par unité de longueur emmagasinée dans la même structure vide. Par conséquent:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\iint \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E}_{t0} \cdot \vec{E}_{t0}^* dx dy}{\iint \varepsilon_0 \vec{E}_{t1} \cdot \vec{E}_{t1}^* dx dy} \quad (\text{III.36})$$

Pour une ligne homogène $\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r$

L'inductance linéique s'écrit alors :

$$L = Z_c^2 C \quad \text{en (H/m)} \quad (\text{III.37})$$

La résistance linéique est calculée à partir de la puissance dissipée par effet Joule dans l'ensemble des conducteurs de la ligne.

Considérons le $i^{\text{ème}}$ conducteur de la ligne. Soient σ_i sa conductivité et $R_{s_i} = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma_i}}$ sa résistivité superficielle. Un tronçon dz du conducteur dissipera donc la puissance dP_i donnée par :

$$dP_i = \frac{1}{2} R_{s_i} dz \int_{\Gamma_i} |I_{s_i}|^2 dS = \frac{R_{s_i}}{2\eta^2} dz \int_{\Gamma_i} \left(\frac{\partial V}{\partial n} \right)^2 dS \quad (\text{III.38})$$

où Γ_i est le contour du $i^{\text{ème}}$ conducteur.

$\frac{\partial V}{\partial n}$ est la normale extérieure à Γ_i .

η est l'impédance d'onde.

On peut ainsi évaluer la puissance dissipée par l'ensemble des conducteurs de la ligne:

$$dP = \sum_{i=1}^N dP_i \quad (\text{III.39})$$

La résistance linéique de la ligne sera:

$$R = 2 \frac{dP}{dz} \frac{1}{I^2} \quad \text{en } (\Omega / m) \quad (\text{III.40})$$

I étant le courant calculé par le théorème d'Ampère.

Sur la base de cette théorie, nous avons établi un logiciel en éléments finis (MEF 2D), à mailleur automatique utilisant des éléments triangulaires de Lagrange de degré 1 permettant la caractérisation des grandeurs électromagnétiques (paramètres primaires et secondaires) des lignes de transmission multifilaires. Cette caractérisation est menée dans le cadre du logiciel FreeFem en résolvant l'équation de Laplace par la MEF.

III.3.4 DESCRIPTION DU LOGICIEL DES ELEMENTS FINIS [58]

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

Pour pouvoir utiliser ce logiciel, il faut :

1. Connaître le jeu d'instructions de FreeFem.
2. Suivre la méthodologie des éléments finis pour résoudre le problème en question. Pour cela il faut :
 - Tout d'abord, définir la géométrie de la structure à étudier en 2D, en utilisant l'instruction **border**

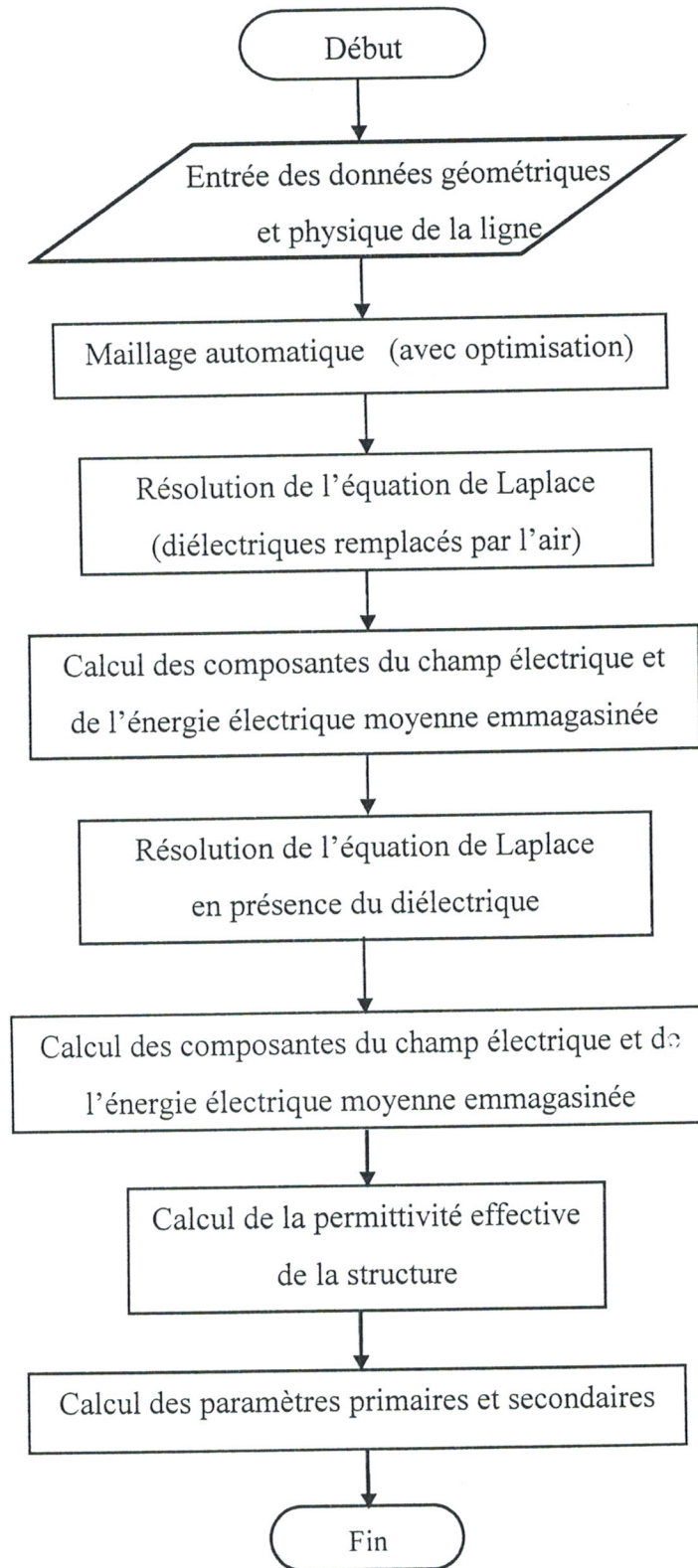


Figure III.5 Organigramme simplifié du logiciel en éléments finis (MEF 2D).

III.4 CONCLUSION

Les deux logiciels MEF 2D et MoM 2D constituent deux outils numériques adaptés à la caractérisation des grandeurs électromagnétiques des lignes de transmission. Ils servent à la caractérisation des lignes, non encore modélisées ou ne présentant pas de modèle analytique exacte, exploitées dans la conception des circuits radiofréquences et micro-ondes.

Dans le chapitre suivant, nous appliquons les logiciels MEF 2D et MoM 2D pour la caractérisation des grandeurs électromagnétiques des lignes planaires millimétriques de formes très complexes, pour concevoir des circuits micro-ondes tels que les coupleurs et les filtres.

CHAPITRE IV

**CARACTERISATION ET CONCEPTION
DE CIRCUITS PLANAIRES MICRO-
USINES SUR MEMBRANE**

IV.1 INTRODUCTION

Les avantages des lignes planaires sur membrane diélectrique apparaissent essentiellement dans la bande des ondes millimétriques, notamment l'absence de dispersion et des conditions de faibles pertes compatibles avec un fonctionnement en très hautes fréquences.

Dans ce chapitre, nous proposons en premier lieu, la conception de ces lignes en simulant leurs caractéristiques électromagnétiques (impédance caractéristique Z_c , permittivité effective ε_{eff} , constante d'affaiblissement α) en fonction des paramètres géométriques et de la fréquence. A cet effet, nous avons conçu deux modèles numériques MoM 2D et MEF 2D.

Le prolongement direct de ce travail sera concrètement l'application de ces lignes sur membrane pour réaliser des composants passifs offrant de très grandes performances tels que les coupleurs et les filtres millimétriques. On trouve dans la littérature plusieurs articles reportant des mesures sur des motifs de filtrage [40]-[45] et de couplage [31], [32], qui vont nous servir à établir une première comparaison simulation-expérience.

IV.2 CONCEPTION DES LIGNES SUR MEMBRANE

IV.2.1 INTRODUCTION

Dans la plupart des circuits planaires, l'épaisseur du substrat est fixée, et le concepteur du circuit n'a que le choix de la largeur des rubans qui impose la valeur de l'impédance caractéristique. Dans le cas d'une ligne micro-ruban micro-usinée sur membrane complètement blindée, on peut choisir la largeur du ruban central et la hauteur de cavité, ce qui donne plus de facilité pour réaliser l'impédance caractéristique désirée.

Cette relative liberté dans les dimensions permet d'étudier le comportement des lignes micro-rubans sur membrane, en fonction des dimensions transversales et de la fréquence.

Rappelons que dans la littérature scientifique nous ne disposons pas d'expressions analytiques exactes ou approchées des grandeurs électromagnétiques des lignes sur membrane. Par conséquent l'utilisation des logiciels MoM 2D et MEF 2D développés est indispensable pour la conception des circuits micro-ondes utilisant ces lignes.

Mais avant de concevoir des circuits, nous allons valider les deux logiciels MoM 2D et MEF 2D, à travers l'analyse de structures dont on dispose de résultats publiés dans la littérature ou en confrontant leurs résultats numériques.

Nous nous intéressons plus particulièrement à quatre types de lignes : ligne micro-ruban micro-usinée sur membrane (SMM : shielded micromachined microstrip), ligne micro-ruban micro-usinée sur membrane complètement blindée (SMMC avec différentes configurations), ligne coplanaire micro-usinée sur membrane (CMM) et la ligne coplanaire micro-usinée sur membrane complètement blindée (CMMC). Ces lignes sont les plus couramment utilisées pour la réalisation des circuits millimétriques et sub-millimétriques.

IV.2.2 LIGNE MICRO-RUBAN MICRO-USINÉE SUR MEMBRANE COMPLÈTEMENT BLINDÉE (SMMC)

La section transversale complète de la ligne SMMC est présentée sur la figure IV.1.

Cette ligne, constituant l'objet de la référence [44], est définie par les caractéristiques géométriques et électriques suivantes :

- largeur du ruban central $w=500\mu\text{m}$ et $700\mu\text{m}$
- Epaisseur du ruban $t=1\mu\text{m}$
- Hauteur du blindage $hb=250\mu\text{m}$ et $200\mu\text{m}$
- Hauteur de la cavité inférieure $hu=1050\mu\text{m}$
- Epaisseur de la membrane (BCB : Benzo Cyclo Butane) $hm=8.4\mu\text{m}$ avec $\epsilon_{rm}=2.56$
- Largeur totale de la ligne $a=2000\mu\text{m}$
- Fréquence de travail $f=60\text{GHz}$

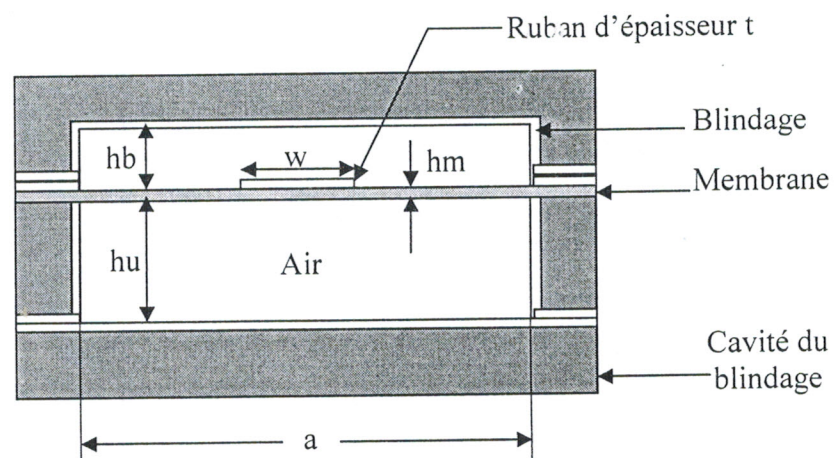


Figure IV.1 Section transversale d'une ligne micro-ruban sur membrane complètement blindée SMMC

Pour étudier l'influence des paramètres géométriques de la ligne SMMC sur ses caractéristiques électromagnétiques, plusieurs séries de simulations ont été menées par les deux logiciels MoM 2D et MEF 2D.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à l'effet de la largeur du ruban w sur l'impédance caractéristique de la ligne.

IV.2.2.1 EFFET DU RAPPORT DE FORME w/hb

Le rapport de forme w/hb est un paramètre très important dans les lignes planaires. Pour cela nous avons effectué différentes simulations pour étudier son effet sur quelques grandeurs caractéristiques de la ligne SMMC.

La dépendance entre le facteur de forme w/hb et l'impédance caractéristique Z_c de la ligne micro-ruban sur membrane complètement blindée, déduite par la MoM et la MEF est montrée sur le graphe de la figure IV.2. Cette courbe montre que l'impédance caractéristique de la ligne diminue au fur et à mesure que le facteur de forme w/hb augmente.

L'erreur relative en pour-cent entre les valeurs des impédances caractéristiques trouvées par la MoM et la MEF en fonction du facteur de forme est montrée sur le graphe de la figure IV.3.

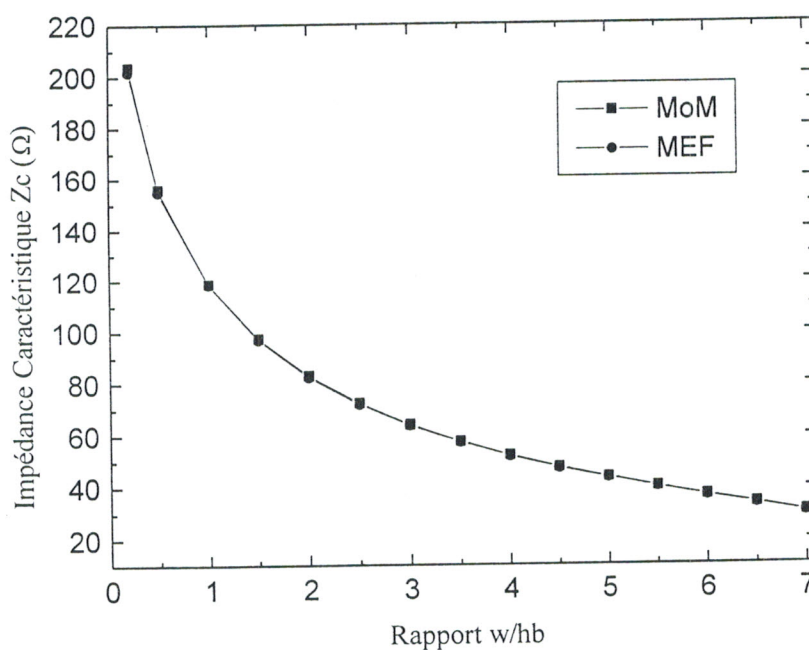


Figure IV.2 Influence du rapport de forme w/hb sur l'impédance caractéristique de la ligne SMMC

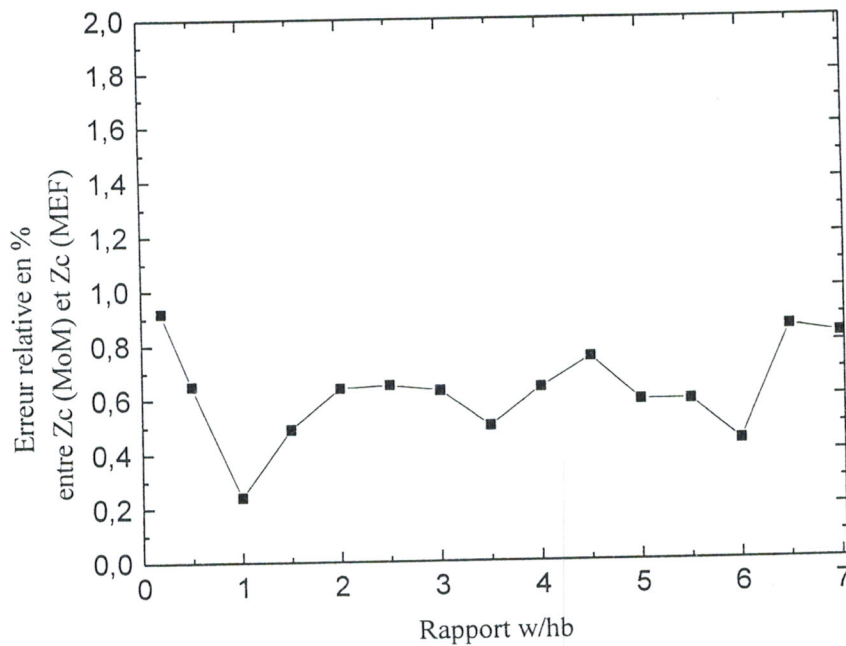


Figure IV.3 Erreur relative entre Z_c (MoM) et Z_c (MEF)

Cette erreur relative reste inférieure à 0,93% pour un rapport de forme compris entre 0 et 7, ce qui démontre la précision des deux techniques numériques développées. La cohérence des résultats des logiciels MoM 2D et MEF 2D, prouve la validité de ce formalisme numérique.

Si l'on s'intéresse à présent aux variations de la constante diélectrique ϵ_{eff} et de la constante d'atténuation α en fonction de w/hb , on constate que :

- ϵ_{eff} qui traduit l'aspect inhomogène de la structure, décroît avec le rapport w/hb et passe par un minimum lorsque $\frac{w}{hb} = 5$ (figure IV.4). Il est à noter également, que ϵ_{eff} prend des valeurs typiquement entre 1,021 et 1,115 et qui restent très proche de l'unité dû au substrat d'air de la ligne.
- α décroît également avec l'augmentation du rapport w/hb et reste inférieur à 0,03 dB/mm (figure IV.5).

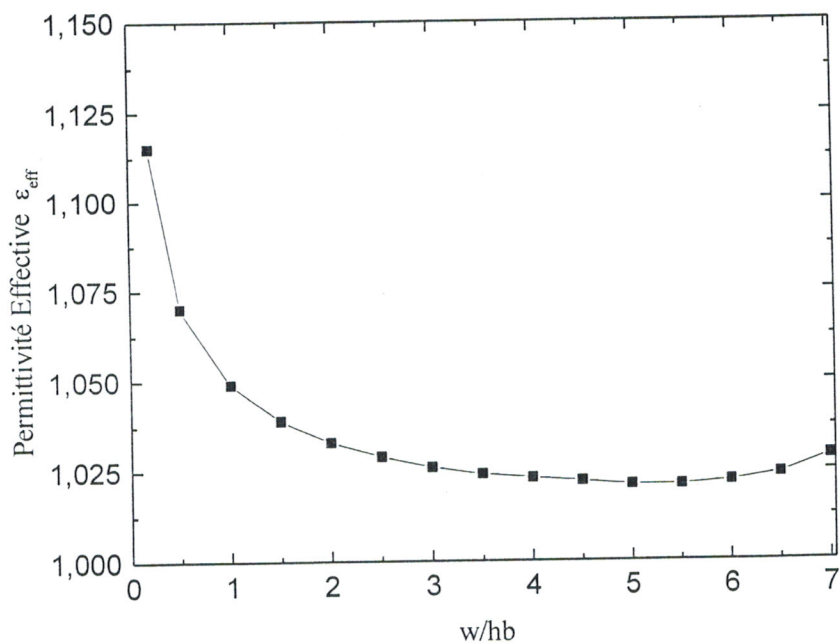


Figure IV.4 Influence du rapport w/hb sur ϵ_{eff} de la ligne SMMC

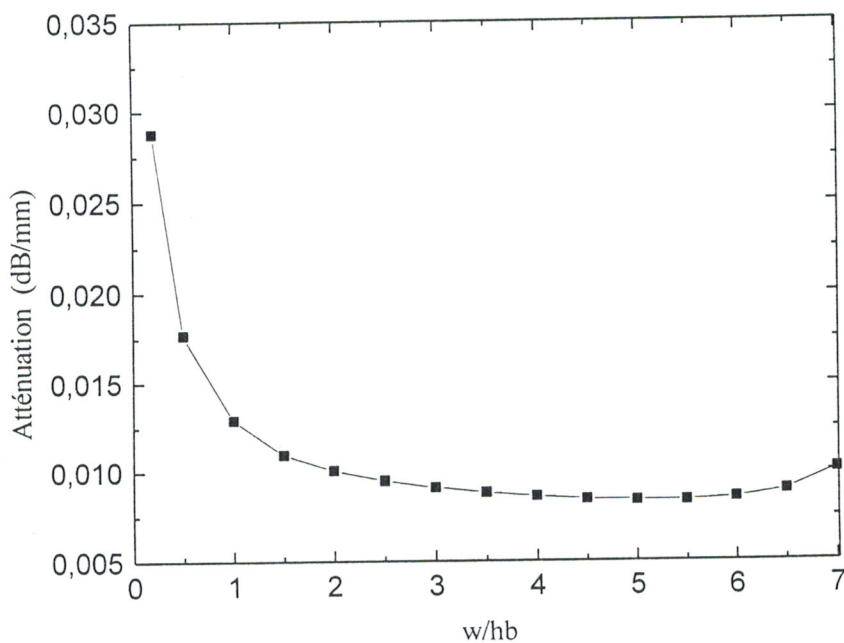


Figure IV.5 Influence du rapport w/hb sur α de la ligne SMMC

IV.2.2.2 EFFET DE LA HAUTEUR DU BLINDAGE h_b

En appliquant les deux logiciels (MoM 2D et MEF 2D) à la même structure présentée précédemment ayant pour largeur de ruban $w=500\mu\text{m}$, nous avons étudié l'influence de la hauteur du blindage sur l'impédance caractéristique Z_c de cette ligne. Le graphe de la figure IV.6 illustre les résultats obtenus par les deux méthodes et démontre encore une fois le très bon accord entre ces résultats.

La figure IV.6 montre que l'éloignement du blindage implique une augmentation de l'impédance caractéristique, dû à la proportion croissante du flux électrique dans l'air.

L'erreur relative inférieure à 0.8% entre les valeurs des impédances caractéristiques trouvées par les deux méthodes (MoM et MEF), pour différentes hauteurs h_b du blindage, constitue une nette démonstration de la cohérence des résultats (figure IV.7).

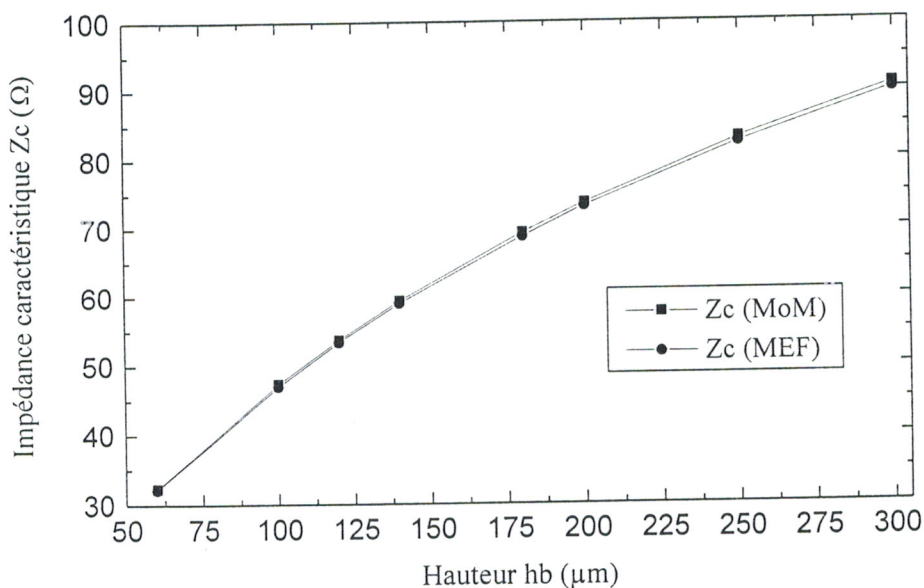


Figure IV.6 Influence de la hauteur du blindage h_b sur l'impédance caractéristique de la ligne SMMC

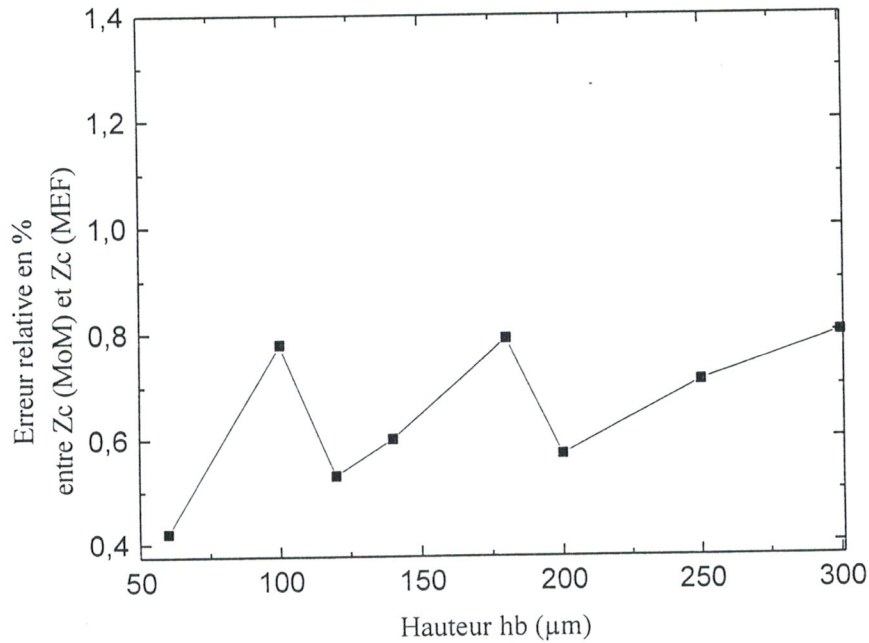


Figure IV.7 Erreur relative entre les impédances caractéristiques numériques (Z_c (MoM) et Z_c (MEF))

Sur les figures IV.8 et IV.9, nous avons reporté l'influence de la hauteur h_b du blindage sur la permittivité effective ϵ_{eff} et la constante d'atténuation α de la ligne SMMC, déduite par la MoM.

En observant la variation de ϵ_{eff} et α en fonction de h_b , on constate que ϵ_{eff} reste constante, tandis que α diminue au fur et à mesure que h_b augmente. Donc il est intéressant pour optimiser les performances des circuits d'utiliser des capots de blindage de hauteur importante

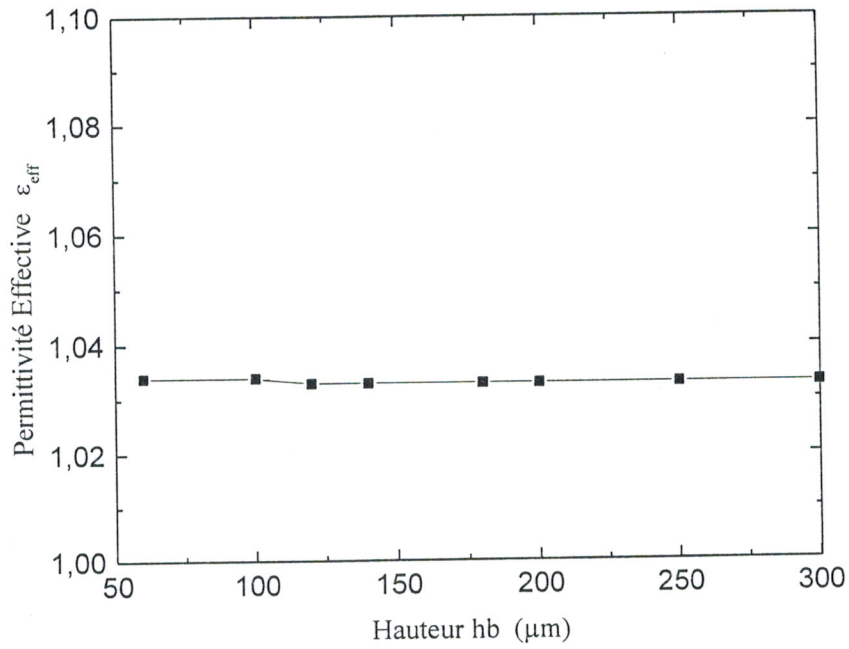


Figure IV.8 Influence de la hauteur hb sur ϵ_{eff} de la ligne SMMC

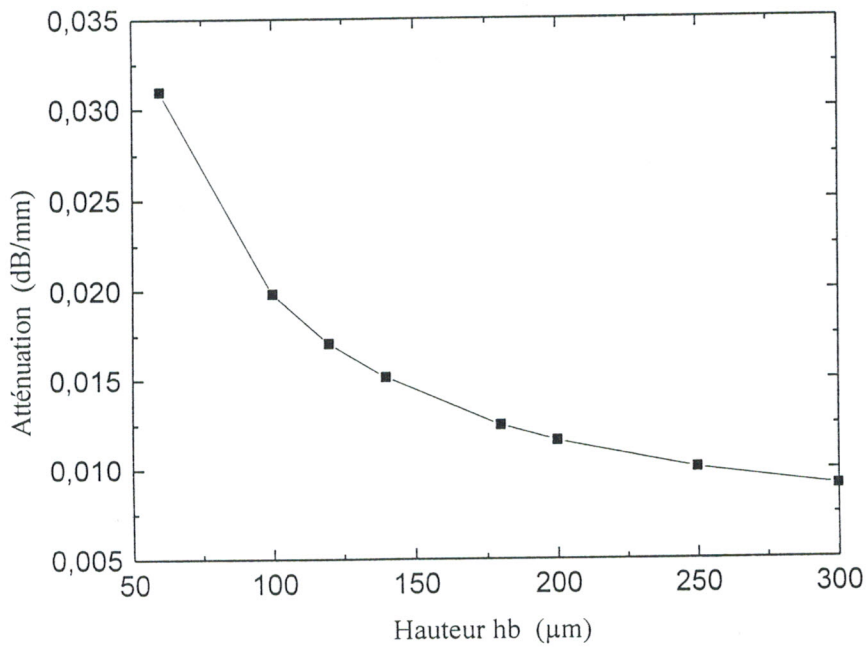


Figure IV.9 Influence du hb sur α de la ligne SMMC

• CHOIX DES DIMENSIONS TRANSVERSALES

Suite à l'étude effectuée auparavant et dans le but d'optimiser les performances des lignes SMMC en terme de pertes et de permittivité effective nous avons choisi les dimensions géométriques suivantes :

- Une largeur du ruban central $w=500\mu\text{m}$ avec une hauteur du blindage supérieur $hb=250\mu\text{m}$, qui réalise à 60GHz une impédance caractéristique $Z_c = 83.54\Omega$, une permittivité effective $\varepsilon_{eff} = 1.034$ et une constante d'atténuation $\alpha = 0.0101\text{dB/mm}$.
- Une largeur $w=700\mu\text{m}$ avec une hauteur $hb=200\mu\text{m}$, réalisant les caractéristiques suivantes : $Z_c = 59.16\Omega$, $\varepsilon_{eff} = 1.028$ et $\alpha = 0.0107\text{dB/mm}$.

Il est à noter que ces dimensions ont été également choisies dans la référence [44], dans la perspective de réaliser des filtres passe-bande autour de 60GHz.

Les autres dimensions de la ligne ont été fixées [44] pour faire face à certaines contraintes tels que :

- la hauteur du blindage inférieur ($hu=1.05\text{mm}$) est éloignée au maximum pour éviter la propagation de modes de plaques parallèles.
- La largeur de la ligne ($a=2\text{mm}$) et donc de la cavité du blindage est choisie faible devant la longueur d'onde guidée pour éviter la propagation de modes supérieurs du type TM.

En fait, nous analyserons dans la suite les deux sections de lignes SMMC1 ($w=500\mu\text{m}$, $hb=250\mu\text{m}$) et SMMC2 ($w=700\mu\text{m}$, $hb=200\mu\text{m}$).

IV.2.2.3 EFFET DE LA FREQUENCE

Les figures IV.10 et IV.11 donnent respectivement l'évolution en fonction de la fréquence de la constante d'atténuation α et de la permittivité effective ε_{eff} entre 1 et 120GHz. Ces résultats ont été déduits par la MoM pour les deux sections de lignes SMMC1 et SMMC2.

Au vu de la figure IV.10, on constate que les variations de α suivent dans la majorité des cas une évolution en \sqrt{f} . On peut à partir de ces résultats prévoir un niveau de perte de l'ordre de 0.01dB/mm aux alentours de 60GHz avec un accroissement progressif de ces pertes avec la fréquence, tout en conservant des valeurs inférieures à 0.016dB/mm jusqu'à 120GHz.

Concrètement ceci traduit de faibles pertes dans ces lignes sur membrane.

Il est à noter que cette évolution de $\alpha(f)$ est caractéristique des pertes métalliques avec des variations résultant directement de celles imposées par l'effet de peau.

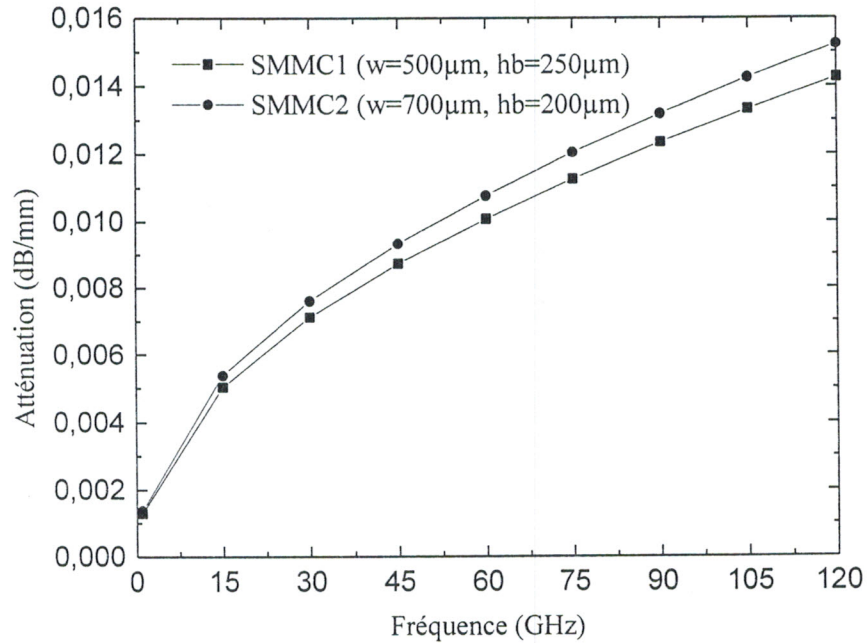


Figure IV.10 Effet de la fréquence sur l'affaiblissement α de la ligne SMMC

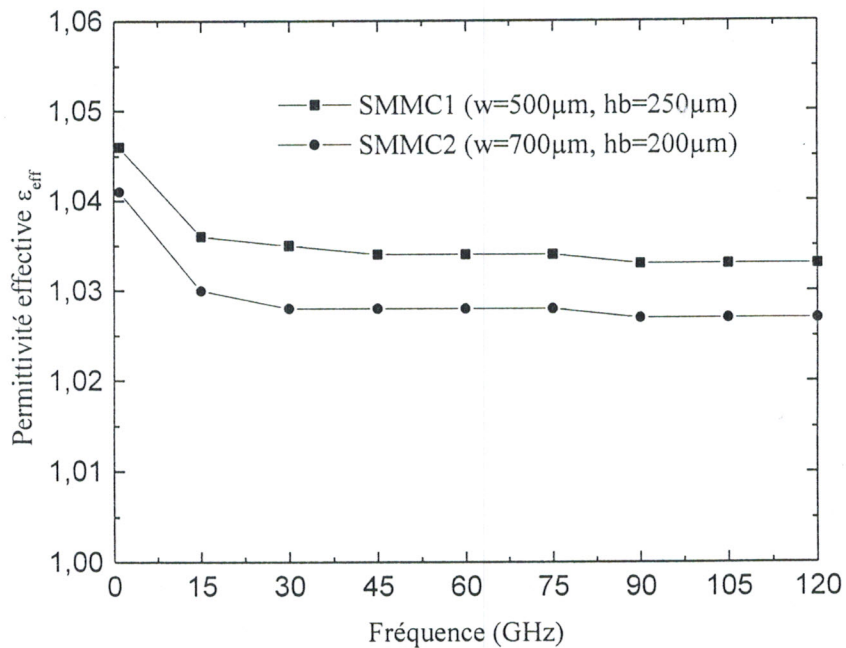


Figure IV.11 Effet de la fréquence sur ϵ_{eff} de la ligne SMMC

Si l'on s'intéresse à présent aux variations de ε_{eff} en fonction de la fréquence (figure IV.11), on constate que celles-ci sont très proches de l'unité et restent presque constantes sur la bande de fréquence étudiée. Cette indépendance entre ε_{eff} et la fréquence montre l'absence de dispersion de ces circuits avec la propagation d'un mode TEM jusqu'à des fréquences extrêmement élevée. Cet intérêt est également renforcé par le tracé du diagramme de dispersion des modes d'ordre supérieurs qui peuvent se propager dans la ligne SMMC (figures IV.12 et IV.13).

Rappelons que le tracé du diagramme de dispersion est la représentation de l'évolution des constantes de propagation α et β en fonction de la fréquence. Il faut noter que celui-ci fait appel aux équations de Maxwell, qui conduisent à des calculs très difficiles et à un temps de calcul considérable.

Pour cela, nous avons exploité un simulateur électromagnétique (logiciel QFEM), basé sur une résolution par éléments finis des équations de Maxwell en présence des conditions aux limites (système à valeurs et vecteurs propres). Il s'est révélé un outil très puissant [69] et [70], permettant d'une part l'analyse électromagnétique détaillée des structures complètement blindées dans le but de calculer la constante de propagation, les fréquences de coupures et la distribution du champ électromagnétique des modes qui peuvent se propager dans des guides d'ondes ou des lignes de transmission, homogènes ou inhomogènes, et d'autre part la caractérisation de la diffraction dans des structures ouvertes avec notamment l'utilisation des conditions absorbantes aux limites (ABC) pour tronquer les circuits à espace ouvert en vue de caractériser le champ rayonné (ou diffracté). Ce logiciel est détaillé dans la thèse de Magister de Monsieur A. DJEMAI [70].

Dans notre travail, nous limiterons l'utilisation de QFEM à la détermination des modes d'ordres supérieurs qui peuvent se propager dans les lignes sur membranes complètement blindées, et en particulier la détermination des fréquences de coupures des deux premiers modes (mode dominant et premier mode d'ordre supérieur) dans le but d'estimer la largeur de bande opérationnelle monomodale assurée par ce type de lignes sur membrane.

Les figures IV.10 et IV.11 représentant les diagrammes de dispersion des deux sections de lignes SMMC1 et SMMC2 confirment la propagation du mode TEM jusqu'à des fréquences extrêmement élevées. Nous obtenons pour les deux sections une bande de fréquence monomodale de 75GHz s'étalant de $f=0$ (fréquence du coupure du mode dominant) et $f_{c1}=75\text{GHz}$ (fréquence du coupure du premier mode d'ordre supérieur).

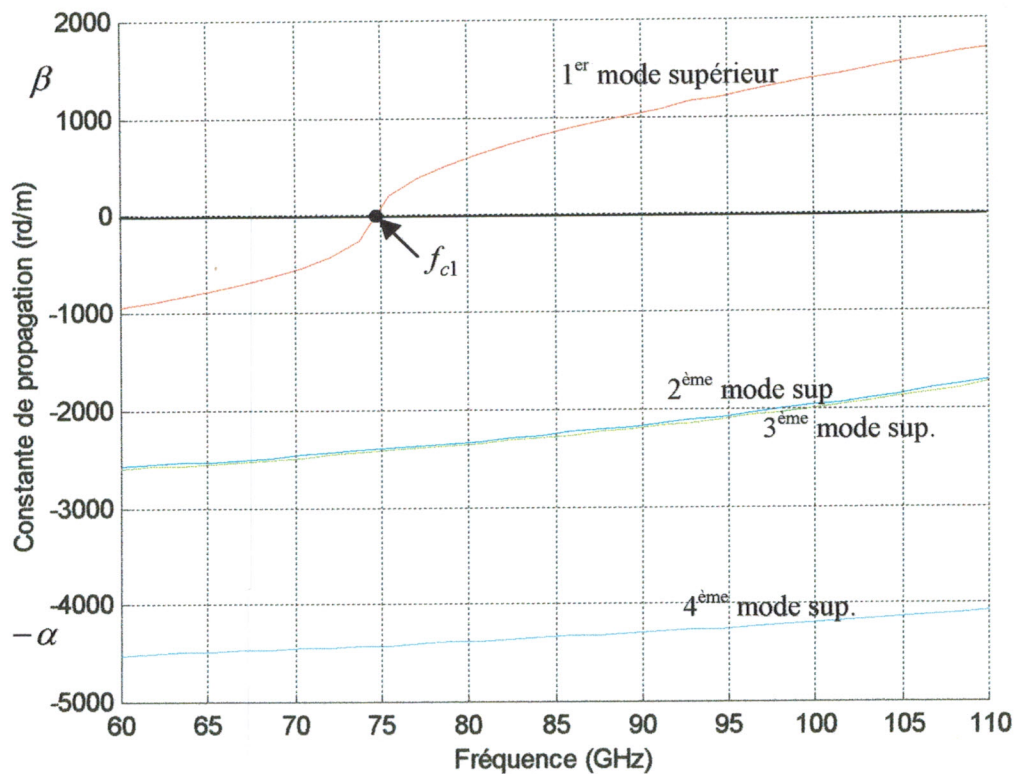


Figure IV.12 Diagramme de dispersion représentant les modes d'ordres supérieurs dans la ligne SMMC1

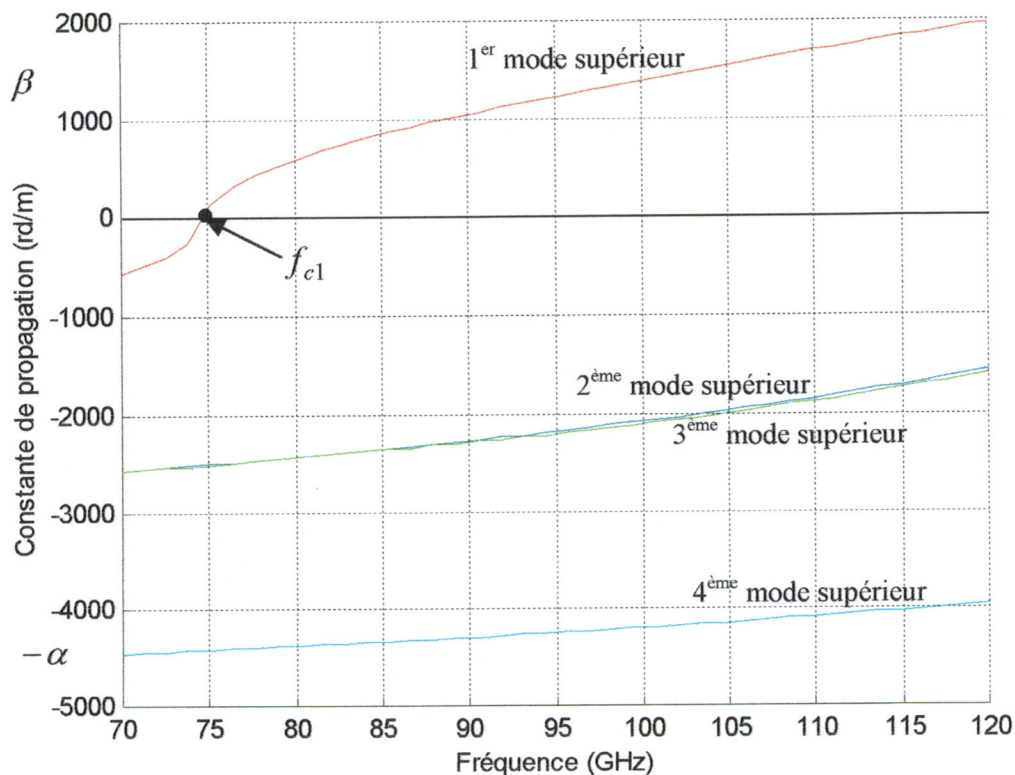


Figure IV.13 Diagramme de dispersion de la ligne SMMC2

Au terme de l'étude des caractéristiques de la ligne SMMC en fonction de la fréquence, nous constatons, que les lignes sur membrane présentent un intérêt majeur en terme de faibles pertes et de propagation monomodale sans dispersion jusqu'à des fréquences très élevées. Mais avant de conclure cette étude en terme de fréquence, il nous semble également intéressant de faire une comparaison entre ligne SMMC et ligne micro-ruban conventionnelle complètement blindée (LMCC) en s'aidant des paramètres α et β .

- COMPARAISON SMMC-LMCC

A titre de comparaison, 3 séries de simulations ont été réalisées

- Lignes SMMC1 et SMMC2 avec une tangente de perte diélectrique de : $\tan \delta = 2.10^{-4}$.
- Ligne LMCC1 (figure IV.14) sur substrat d'Alumine (Al : $\epsilon_r = 8.875$, $\tan \delta = 2.10^{-4}$) ayant les mêmes dimensions de SMMC1.
- Lignes LMCC2 (figure IV.14) sur GaAs ($\epsilon_r = 12.8$, $\tan \delta = 16.10^{-4}$) et LMCC3 sur Silicium (Si : $\epsilon_r = 11.7$, $\tan \delta = 50.10^{-4}$) de paramètres géométriques suivants : $w=h=1.27\text{mm}$; $t=0.127\text{mm}$; $a=b=12.7\text{mm}$.

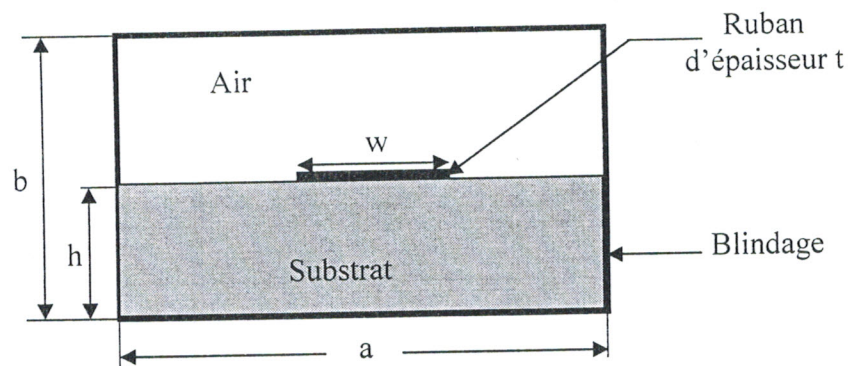


Figure IV.14 Section transversale d'une ligne micro-ruban conventionnelle complètement blindée LMCC

Les résultats de simulation des lignes SMMC et LMCC par le logiciel MoM 2D sont représentés sur la figure IV.15. Nous constatons de cette figure que les pertes des lignes SMMC sont dominées par les pertes métalliques car elles suivent une évolution en \sqrt{f} . En ce qui concerne leur niveau absolu comparativement à des lignes plus conventionnelles sur substrat épais, elles sont à une fréquence de 60GHz, au minimum trois fois inférieure. L'utilisation de membrane s'avère donc judicieuse car elle permet d'éviter les problèmes de rayonnement dans le substrat (pertes diélectriques) et la propagation de modes parasites de substrat.

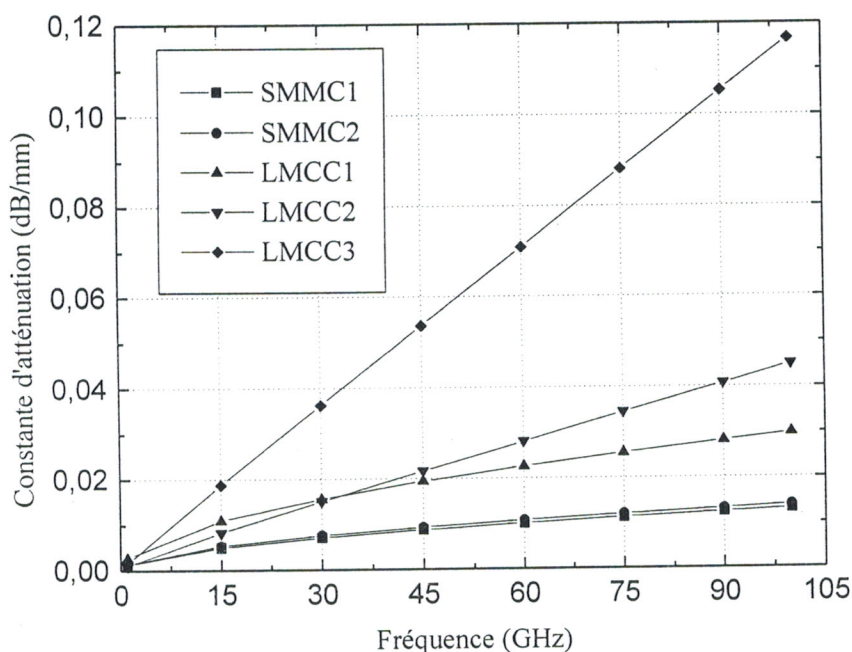


Figure IV.15 Effet de la fréquence sur la Constante d'atténuation des lignes SMMC et LMCC

Si l'on s'intéresse à présent au phénomène de dispersion, on constate de la figure IV.16 que les lignes SMMC présentent un intérêt majeur car elles permettent la propagation d'un mode TEM pure sans dispersion jusqu'à des fréquences extrêmement élevée avec une vitesse très proche de celle de la lumière. Dans notre cas, les lignes SMMC1 et SMMC2 caractérisent respectivement à 60GHz, des permittivités de 1.034 et 1.028, ce qui équivaut à des vitesses de propagation de $2.949 \cdot 10^8$ m/s et $2.957 \cdot 10^8$ m/s. Ce n'est pas le cas pour des lignes conventionnelles sur substrat épais, pour lesquelles des phénomènes de dispersion apparaissent dès le début du spectre millimétrique (figures IV.16 et IV.17). Egalement, la vitesse de propagation dans ces lignes sur substrat de permittivité élevée est réduite par le fait de travailler sur des structures inhomogènes que caractérise généralement un ϵ_{eff} de l'ordre de 7.89 (GaAs). Pour cette valeur la vitesse serait réduite d'un facteur de l'ordre de 2.77.

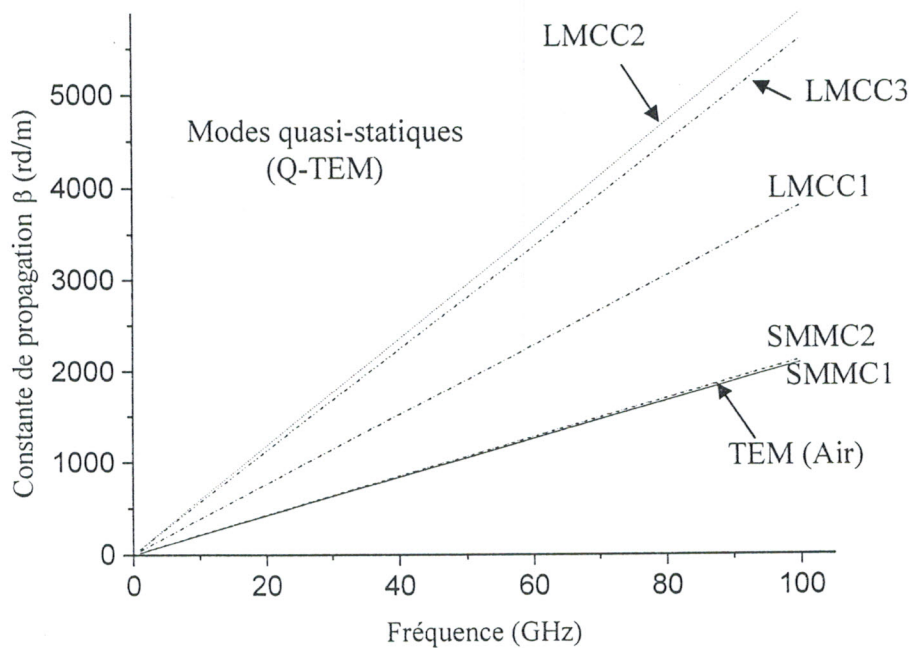


Figure IV.16 Diagramme de dispersion quasi-statique des lignes SMMC et SMCC

La figure IV.17 illustre le diagramme de dispersion représentant les modes d'ordre supérieurs de la ligne LMCC sur substrat d'Alumine ($\epsilon_r = 8.875$), qui a fait l'objet de recherche de plusieurs chercheurs [12], [13] et [15]. On observe de cette figure que pour des fréquences inférieures à f_{c1} , le mode dominant propage seul (Q-TEM), et on peut prévoir une bande fréquentielle monomodale de 11GHz.

Au-dessus de f_{c1} , plusieurs modes peuvent se propager, avec des vitesses de propagation différentes. Dans cette situation, appelée multimode, un signal se propage simultanément selon plusieurs modes de la ligne, et comme ces modes ont des vitesses différentes, il en résulte une distorsion du signal.

Par conséquent, en pratique cette ligne est utilisable sur la bande fréquentielle monomodale, entre les fréquence de coupures 0 et 11GHz. Cette largeur de bande est très faible par rapport à celle des lignes SMMC. Il faut noter que cette réduction de bande est dû d'une part à la constante diélectrique ϵ_r élevée et d'autre part aux dimensions latérales de la ligne.

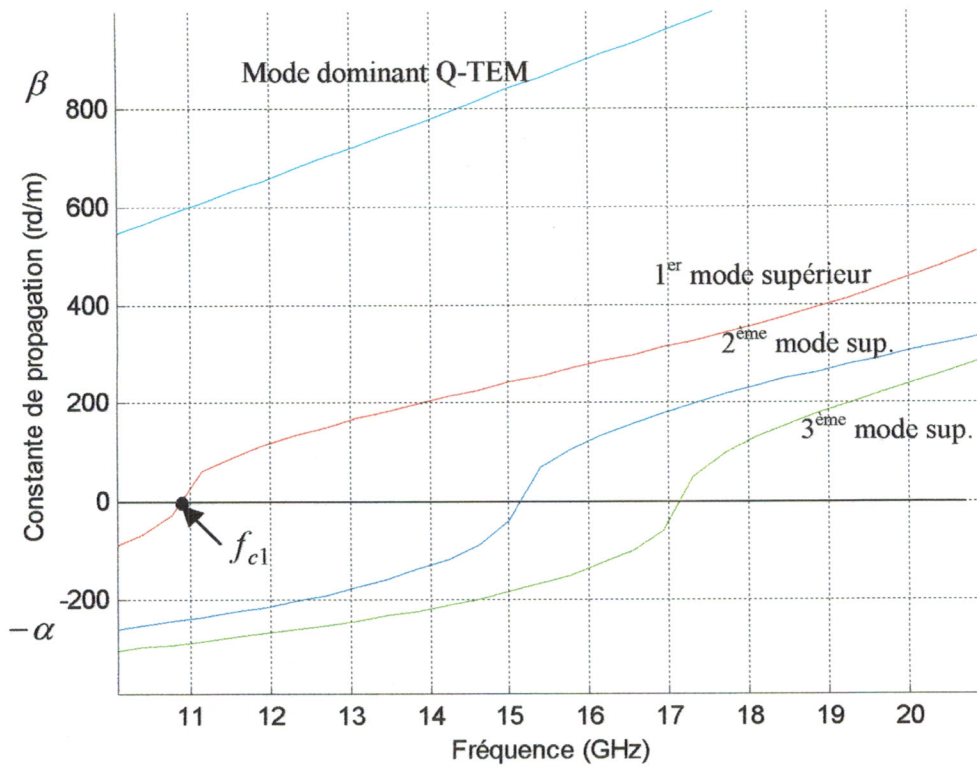


Figure IV.17 Diagramme de dispersion de la ligne LMCC sur Al

IV.2.2.4 EFFET DES PAROIS LATÉRALES NON VERTICALES

Au niveau du procédé de fabrication des circuits sur membrane, l'étape de gravure des cavités est imparfaite et en résulte des parois latérales non verticales, comme présenté sur la figure IV.18.

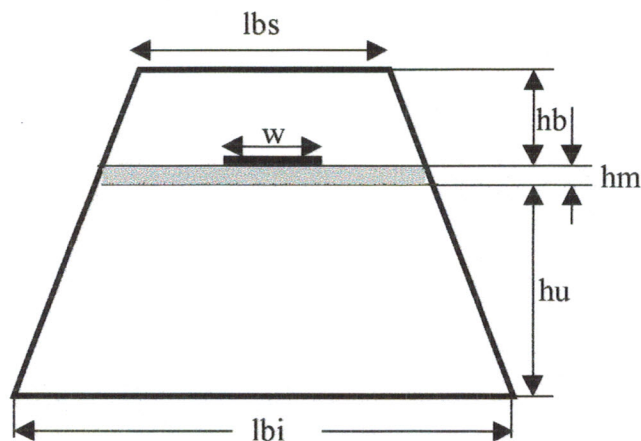


Figure IV.18 Section transversale d'une ligne SMMC avec parois latérales obliques

Pour étudier l'effet de ces parois obliques sur l'impédance caractéristique de la ligne, nous avons analysé la structure de la figure IV.18 pour les mêmes paramètres géométriques et électriques que ceux des lignes SMMC1 et SMMC2 (figure IV.1), sauf que la largeur l_{bs} du blindage supérieur est variable. Les résultats numériques trouvés par les logiciels MoM 2D et MEF 2D sont présentés sur les graphes de la figure IV.19.

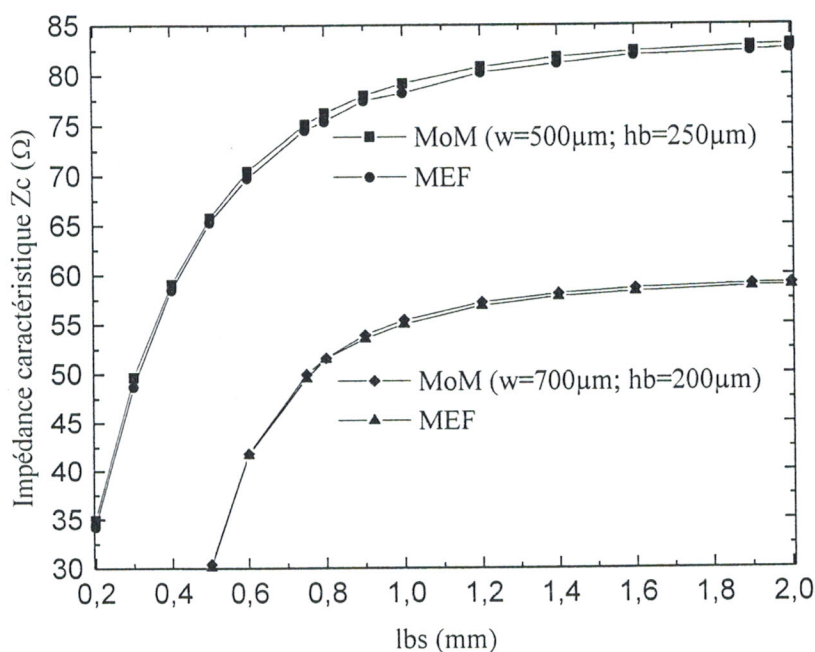


Figure IV.19 Effet de la largeur du blindage supérieur l_{bs} sur l'impédance caractéristique de la ligne

On constate de la figure IV.19 que l'impédance caractéristique de la ligne augmente avec la largeur l_{bs} du blindage supérieur. Ainsi, la variation de ce paramètre permet la conception de ligne de transmission avec une impédance caractéristique désirée. A titre d'exemple, une largeur $l_{bs}=750\mu\text{m}$ réalise une impédance caractéristique de 75Ω pour la ligne SMMC1 et une impédance de 50Ω pour la ligne SMMC2.

Si l'on s'intéresse à présent à l'effet de cette largeur l_{bs} sur la permittivité effective ϵ_{eff} et l'atténuation α de la ligne SMMC, on constate que pour des largeurs importantes (supérieures à $750\mu\text{m}$), ϵ_{eff} et α varient peu avec l_{bs} présentant ainsi, des permittivités effectives très proche

de l'unité et des pertes très faibles, tandis que pour des largeurs étroites (inférieures à $750\mu\text{m}$), ces variations deviennent importantes. Ceci est illustré sur les figures IV.20 et IV.21, pour les lignes SMMC1 et SMMC2.

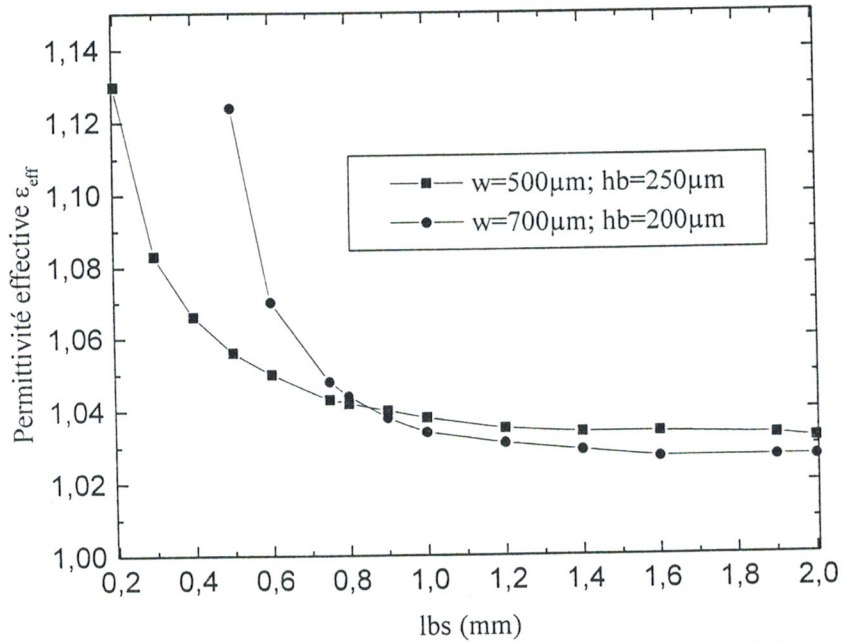


Figure IV.20 Effet de la largeur lbs du blindage supérieur sur la permittivité effective de la ligne

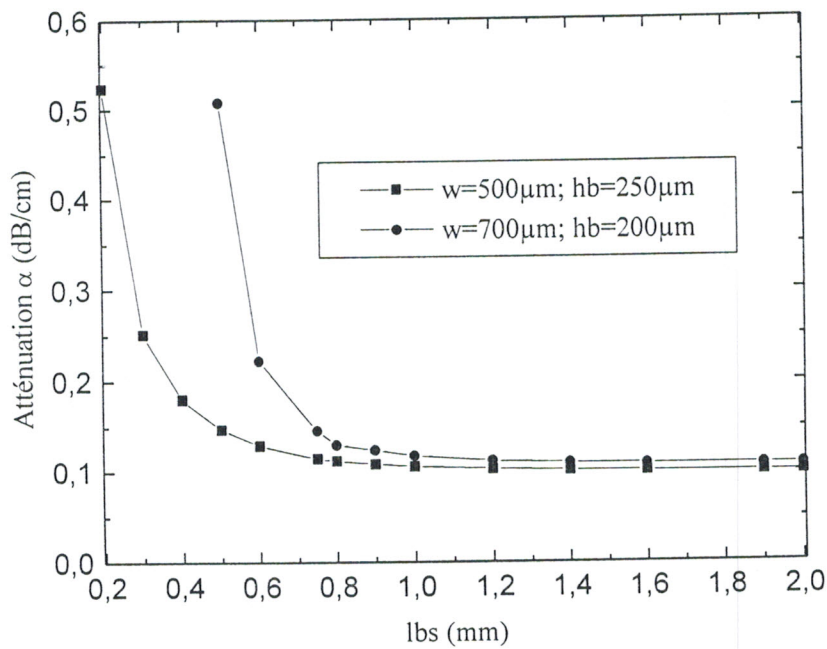


Figure IV.21 Effet de la largeur lbs du blindage supérieur sur la constante d'atténuation de la ligne

En appliquant le logiciel QFEM à la structure SMMC avec parois latérales obliques ayant une largeur du ruban central $w=500\mu\text{m}$ et une largeur du blindage supérieur $l_{bs}=750\mu\text{m}$, nous trouvons les résultats illustrés sur la figure IV.22.

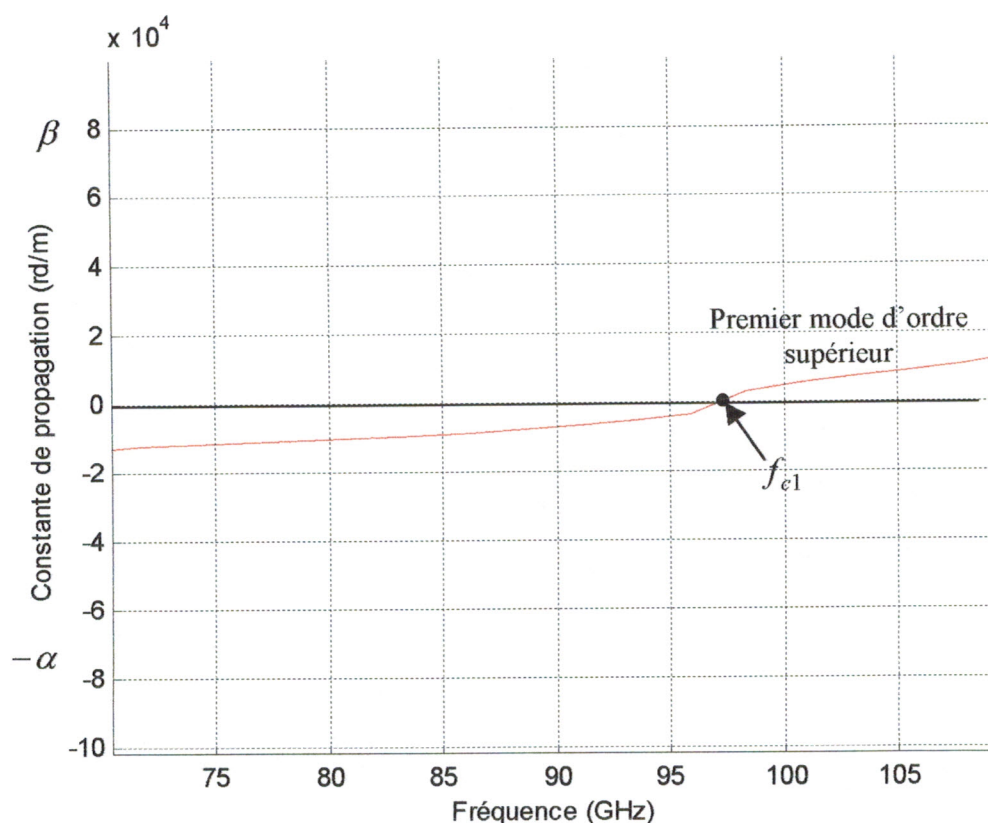


Figure IV.22 Diagramme de dispersion de la ligne SMMC1 avec parois latérales obliques

Au vu de la figure IV.22 représentant le diagramme de dispersion de la ligne SMMC1 avec parois latérales obliques, on constate que la bande opérationnelle monomodale $]0, f_{c1}[$ est élargie de 75GHz à 97GHz. Ce résultat est évident, car en règle général, la montée en fréquence passe par une réduction des dimensions latérales des composants qui sont de l'ordre du micron.

IV.2.2.5 EFFET DE LA LARGEUR DU BLINDAGE INFÉRIEUR

Pour étudier l'influence de la largeur du blindage inférieur sur les paramètres électromagnétiques de la ligne micro-ruban sur membrane, nous avons étudié une structure qui n'est pas totalement blindée (figure IV.23). Cette influence de la largeur l_{bi} du blindage inférieur sur l'impédance caractéristique de la ligne est montrée sur la figure IV.24.

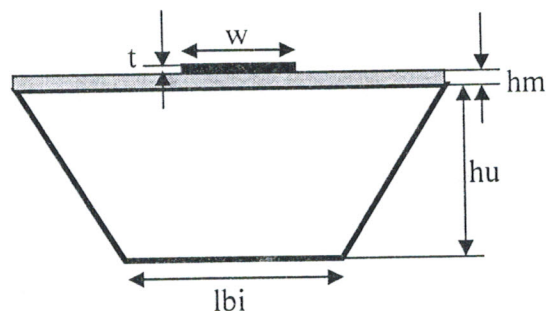


Figure IV.23 section transversale d'une ligne micro ruban sur membrane partiellement blindée

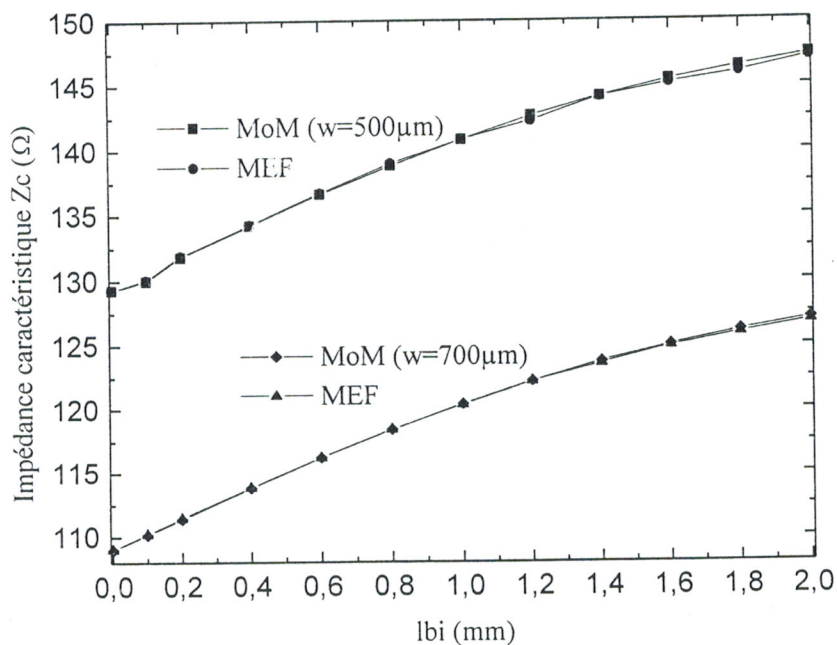


Figure IV.24 influence de largeur l_{bi} du blindage inférieur sur l'impédance caractéristique

Les courbes de la figure IV.24 montrent la nette cohérence des résultats des méthodes MoM et MEF, ainsi que la croissance de l'impédance caractéristique en fonction de la largeur du blindage inférieur.

Alors que l'effet de la largeur l_{bi} du blindage inférieur sur la permittivité effective et l'atténuation de la ligne est montré sur les graphes des figures IV.25 et IV.26.

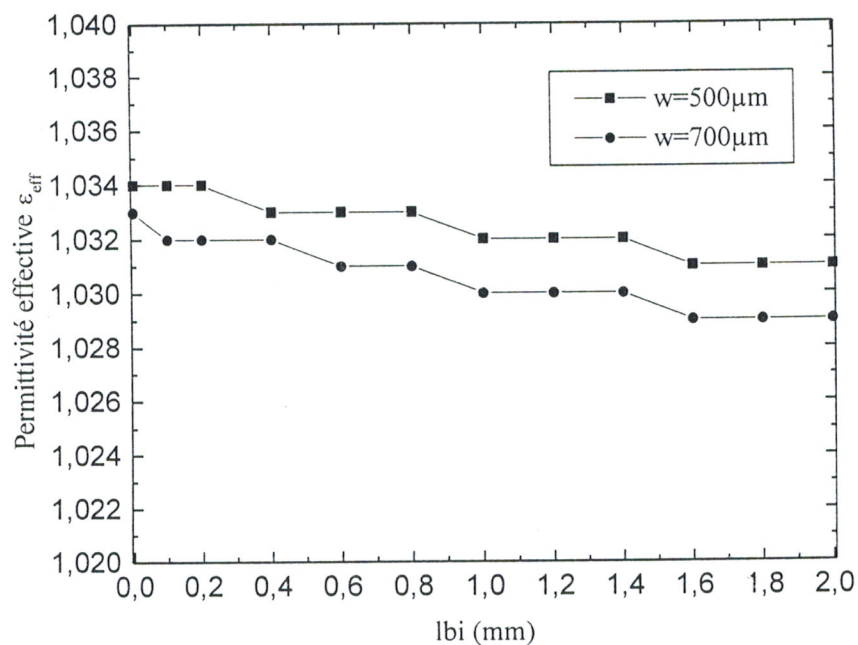


Figure IV.25 Effet de la largeur l_{bi} du blindage inférieur sur la permittivité effective de la ligne

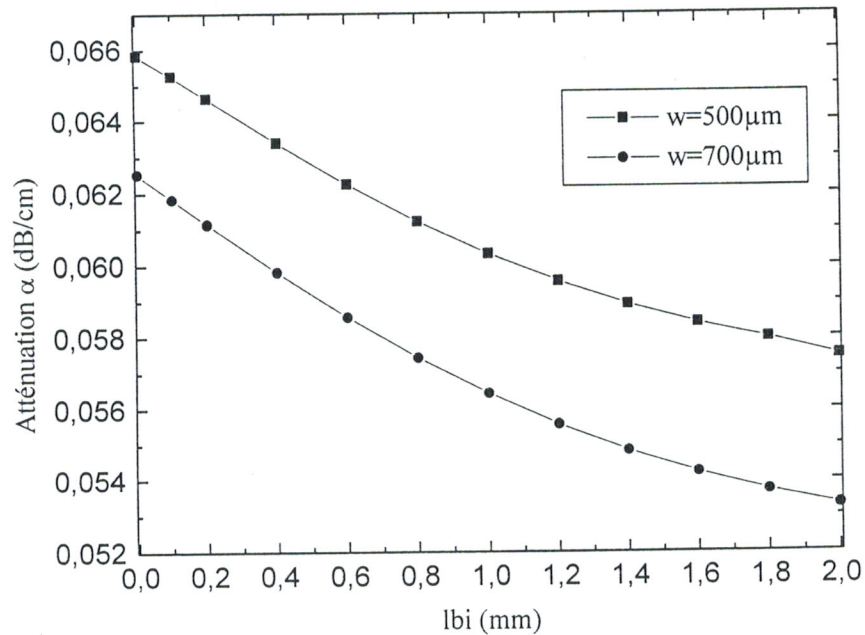


Figure IV.26 Effet de la largeur du blindage inférieur sur la constante d'atténuation de la ligne

IV.2.2.6 EFFET DE L'ANGLE DE GRAVURE

A fin de mettre en évidence l'influence des parois obliques sur les paramètres électromagnétiques des lignes micro-rubans micro-usinées sur membrane, nous avons simulé la structure de la figure IV.27 avec différentes formes.

Rappelons que les pentes positives et négatives des cavités du blindage sont la conséquence des conditions de gravure imparfaite de ces cavités pour dégager la membrane diélectrique.

Sur les figures IV.28, IV.29 et IV.30, nous avons reporté l'effet de l'angle de gravure θ et le rapport de forme w/a sur l'impédance caractéristique Z_c , la permittivité effective et la constante d'atténuation de la ligne micro-ruban sur membrane.

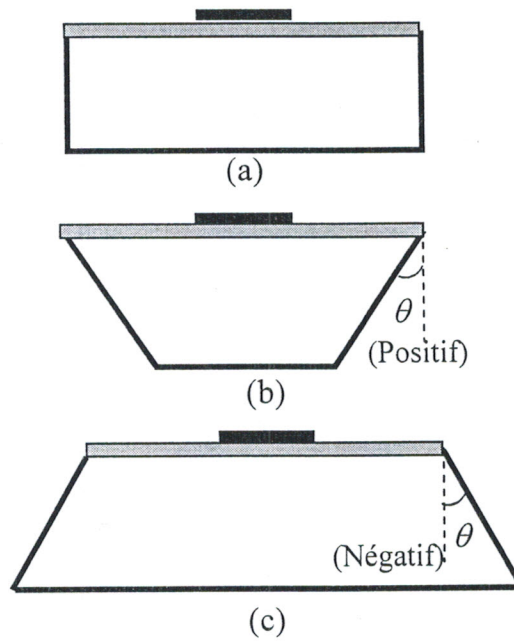


Figure IV.27 section transversale de la ligne micro-ruban partiellement blindée. (a) forme rectangulaire. (b) et (c) avec parois latérales obliques

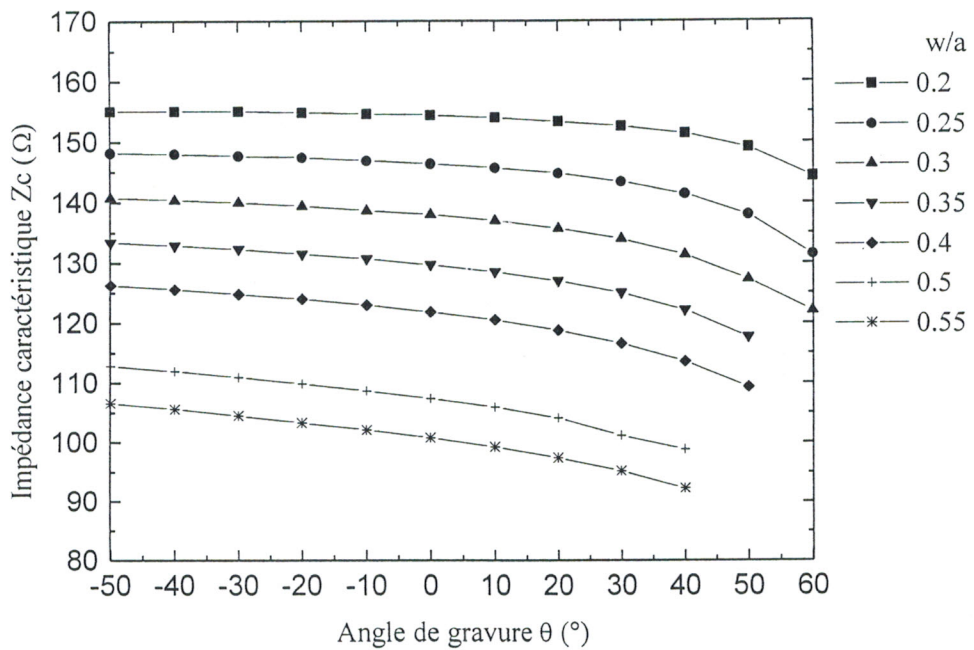


Figure IV.28 Effet de l'angle de gravure θ sur l'impédance caractéristique de la ligne avec w/a paramètre

La figure IV.28 montre que, pour un rapport de forme w/a fixé, l'impédance caractéristique Z_c de la ligne diminue avec la croissance de l'angle de gravure θ , ainsi pour une valeur donnée de θ , Z_c décroît avec l'augmentation du rapport w/a . Ces résultats s'expliquent par le fait que la faible distance entre le ruban central et les parois latérales de la cavité cause un plus grand confinement du champ électrique directement sous le conducteur central, qui implique l'augmentation de la capacité de la ligne par unité de longueur, d'où la réduction de l'impédance Z_c , l'augmentation de la permittivité ε_{eff} (figure IV.29) et de la constante d'atténuation α (figure IV.30). Cependant, les variations de ces paramètres sont négligeables pour des faibles valeurs de θ et w/a .

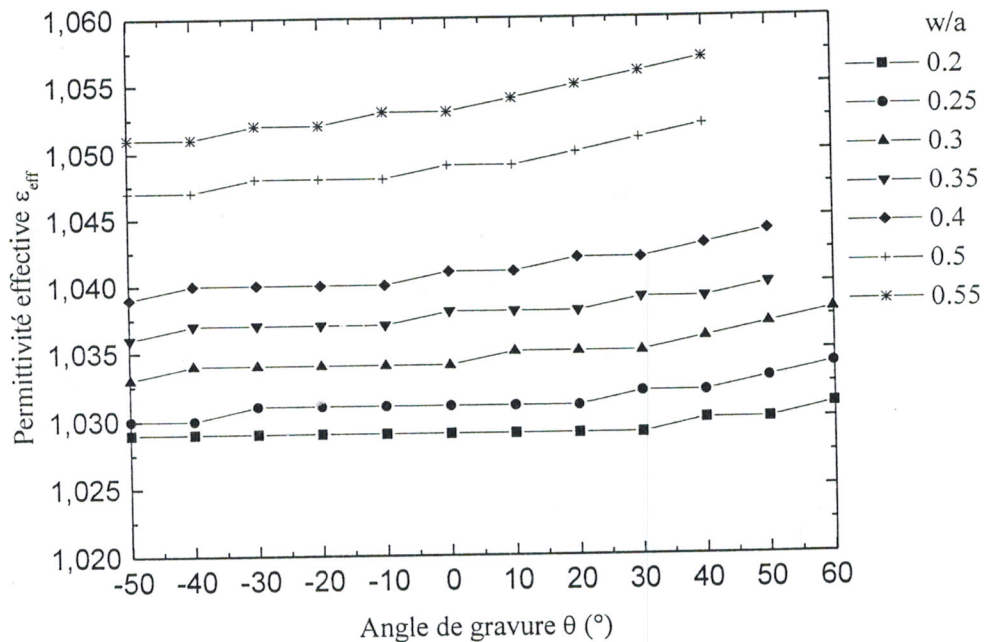


Figure IV.29 Effet de l'angle de gravure θ et du rapport w/a sur la permittivité effective de la ligne

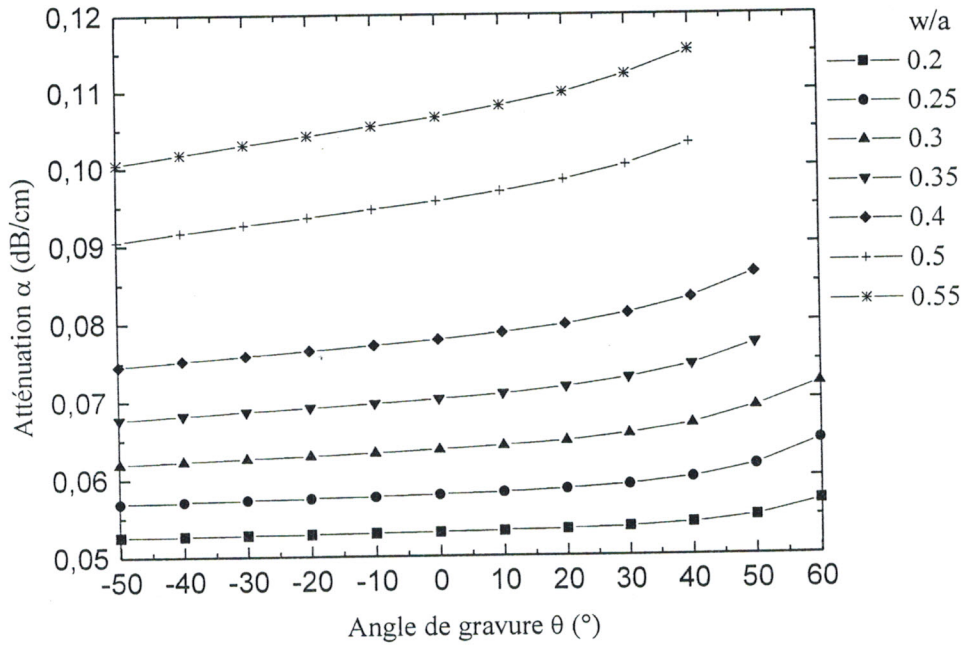


Figure IV.30 Effet de l'angle de gravure θ et du rapport w/a sur la constante d'atténuation de la ligne

IV.2.2.7 EFFET DU BLINDAGE COMPLET

Nous analysons dans ce cadre la structure présentée sur la figure IV.31

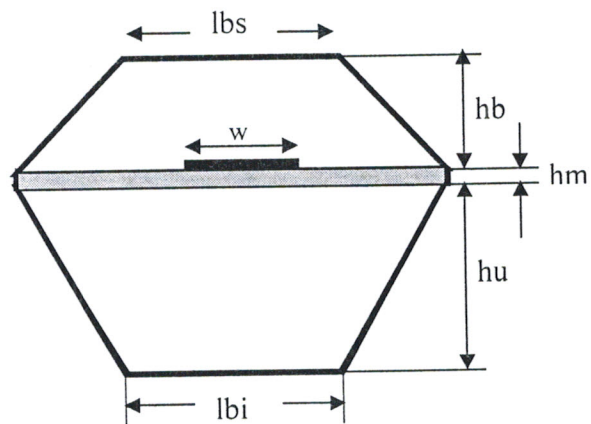


Figure IV.31 section transversale d'une ligne micro-ruban sur membrane de forme hexagonale

La dépendance de l'impédance caractéristique de la ligne en fonction de la largeur du blindage supérieur est illustrée sur la figure IV.32, pour les deux sections de lignes SMMC.

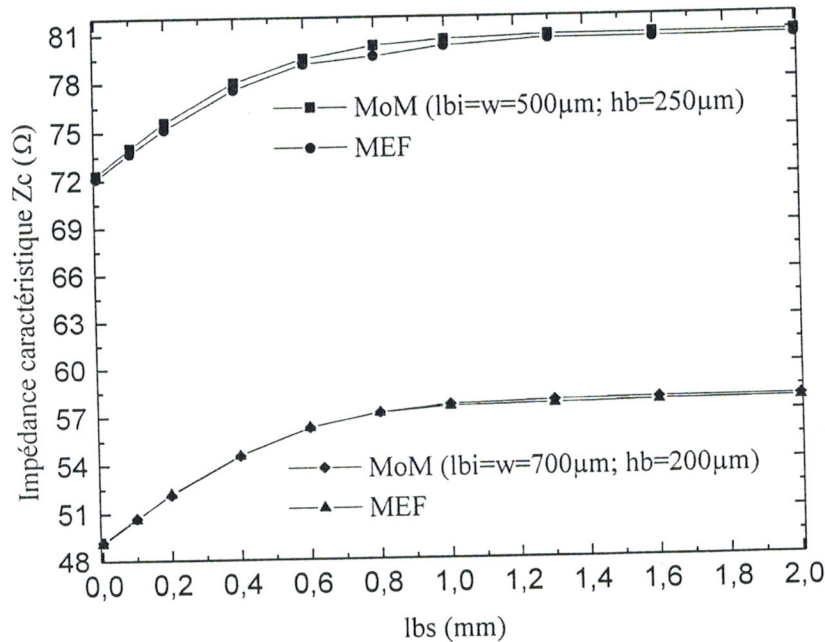


Figure IV.32 Effet de la largeur du blindage supérieur sur l'impédance caractéristique

Des résultats présentés sur la figure IV.32, on note que l'impédance caractéristique de la ligne augmente au fur et à mesure que la largeur du blindage supérieur augmente, en raison de la proportion croissante de flux électrique dans l'air. En comparant ces résultats avec ceux de la figure IV.24, on constate que la présence des parois conductrices sur la partie supérieure et sur les côtés fait diminuer l'impédance caractéristique de la ligne.

Alors que l'effet de lbs sur la constante diélectrique effective et la constante d'atténuation de la ligne hexagonale est illustré respectivement sur les figures IV.33 et IV.34.

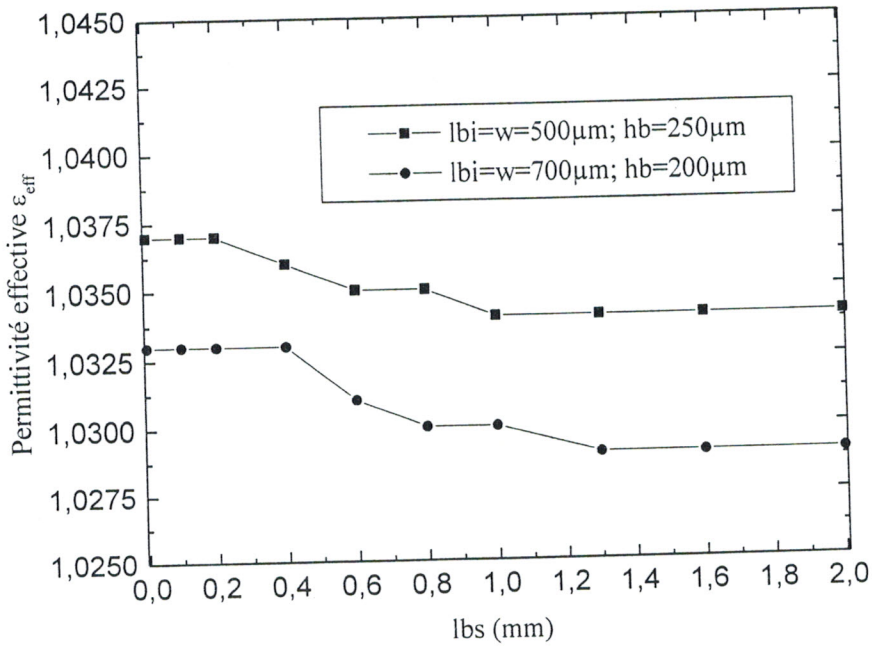


Figure IV.33 Effet de la largeur du blindage supérieur sur la permittivité effective de la ligne hexagonale

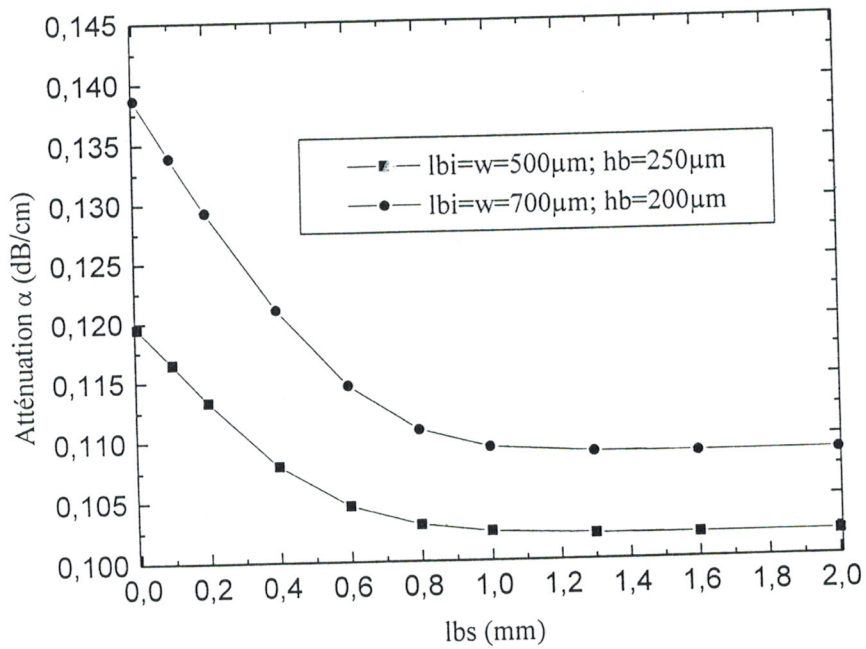


Figure IV.34 Effet de la largeur du blindage supérieur sur la constante d'atténuation de la ligne

La figure IV.35 illustre le diagramme de dispersion de la ligne micro-ruban sur membrane de forme hexagonale qui réalise une bande opérationnelle monomodale (TEM sans dispersion) de 103GHz, pour les dimensions géométriques suivantes : $w=500\mu\text{m}$, $hb=250\mu\text{m}$ et $lbi=lbs=750\mu\text{m}$.

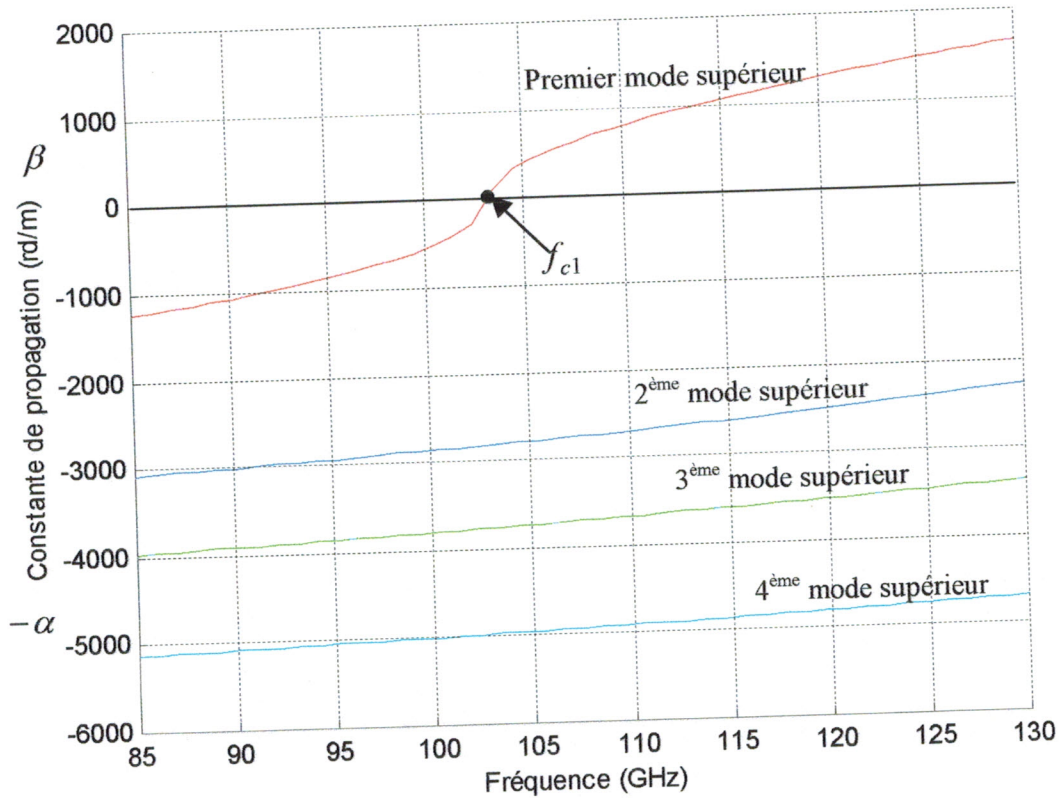


Figure IV.35 Diagramme de dispersion d'une ligne de forme hexagonale

IV.2.2.8 EFFET DU RAPPORT DE FORME w/h SUR L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE D'UNE LIGNE DE FORME DE LOSANGE

Pour $l_{bi}=l_{bs}=0$, la structure hexagonale présentée précédemment prend la forme d'un losange (figure IV.36)

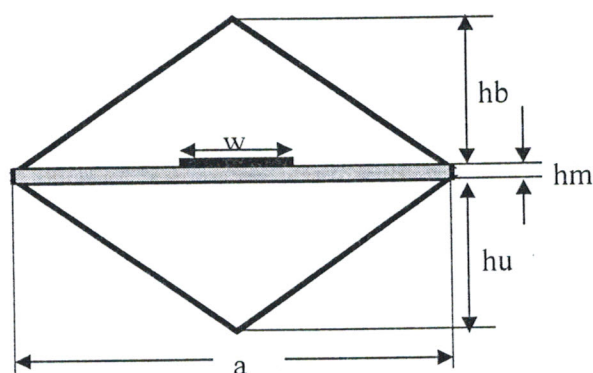


Figure IV.36 Surface transversale d'une ligne micro-ruban sur membrane en forme de losange

Ce type de ligne de transmission, présenté récemment dans la référence [71] offre des performances nettement supérieures à celles des lignes micro-rubans traditionnelles, en particuliers la réduction du couplage parasite (diaphonie) entre deux lignes adjacentes.

Dans ce qui suit, nous nous sommes intéressés à l'étude de l'influence du rapport de forme w/h sur l'impédance caractéristique de la ligne micro blindée sur membrane diélectrique en forme de losange.

En appliquant les deux logiciels MEF 2D et MoM 2D à cette structure (pour $h_b=h_u=h=1050\mu\text{m}$), nous trouvons les résultats présentés sur la figure IV.37 et qui montrent encore une fois la validité de ce formalisme numérique.

L'influence du rapport de forme w/h sur les paramètres électromagnétiques ϵ_{eff} et α de la ligne en forme de losange est représentée sur les figures IV.38 et IV.39.

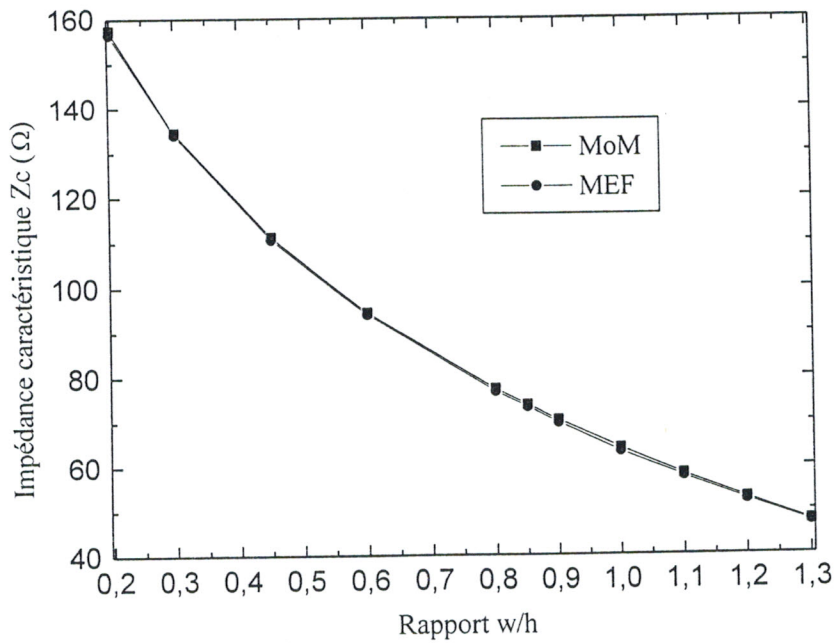


Figure IV.37 Effet du rapport de forme w/h sur l'impédance caractéristique de la ligne V blindée

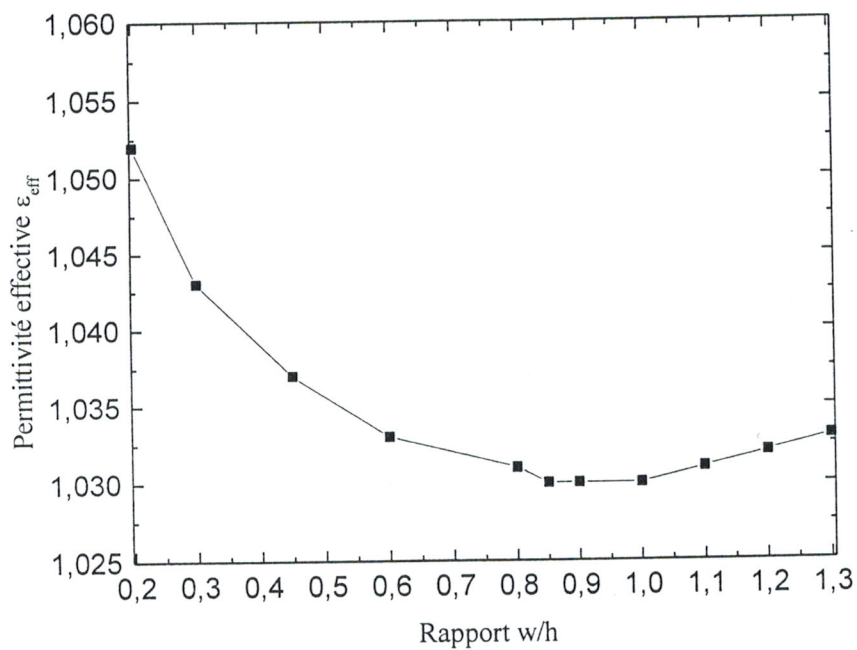


Figure IV.38 Effet du rapport de forme w/h sur la permittivité effective de la ligne V blindée

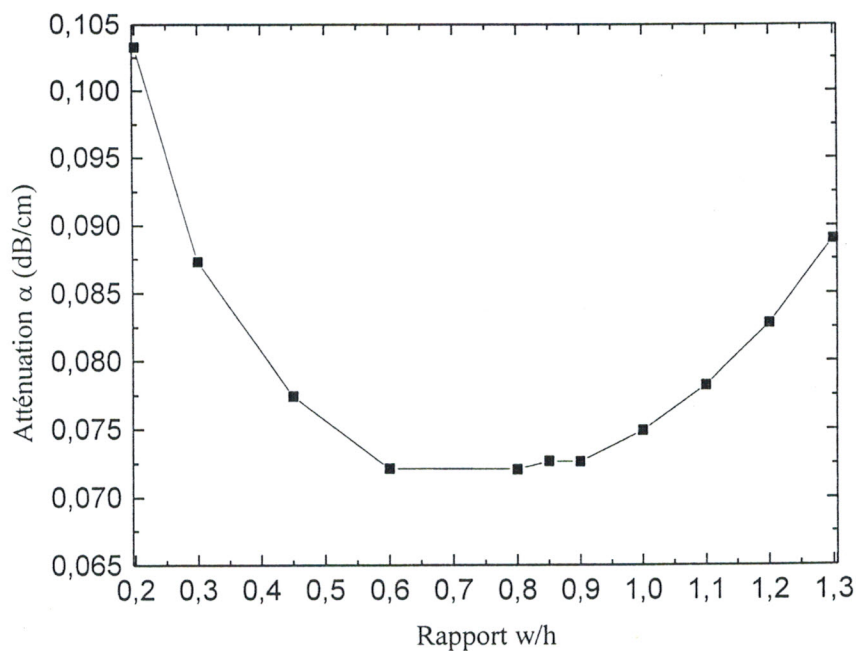


Figure IV.39 Effet du rapport de forme w/h sur la constante d'atténuation de la ligne V blindée

Le diagramme de dispersion de la ligne micro-ruban sur membrane en forme de losange est représenté sur la figure IV.40. On peut prévoir de cette figure une bande de fréquence monomodale de 105GHz et qui est une bande extrêmement élevée montrant ainsi, l'intérêt majeur de ces lignes sur membrane.

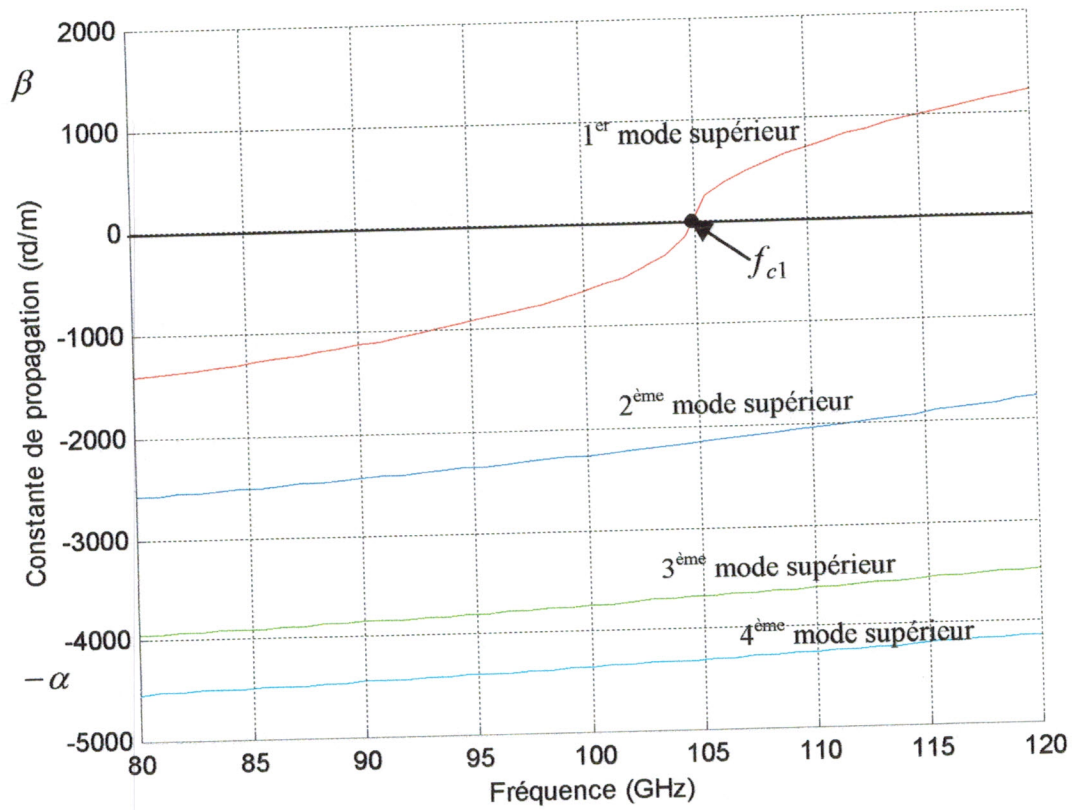


Figure IV.40 Diagramme de dispersion de la ligne de forme de losange

IV.2.3 LIGNE SMM

La section transversale d'une ligne SMM, uniforme selon la direction de propagation, est représentée sur la figure IV.41.

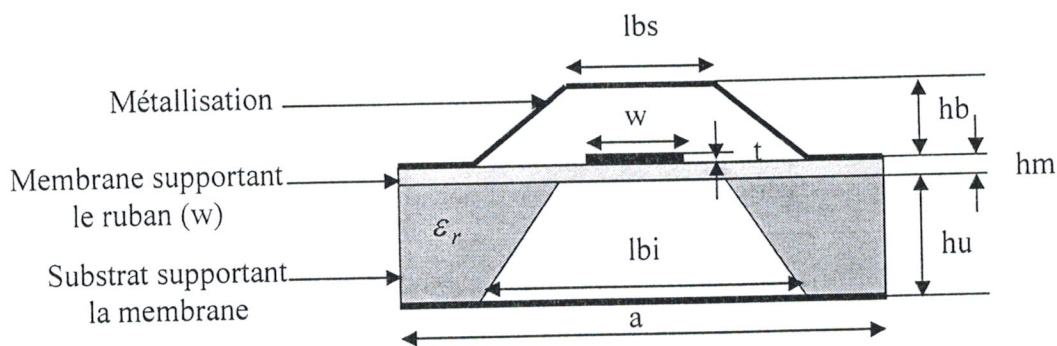


Figure IV.41 Section transversale de la ligne SMM

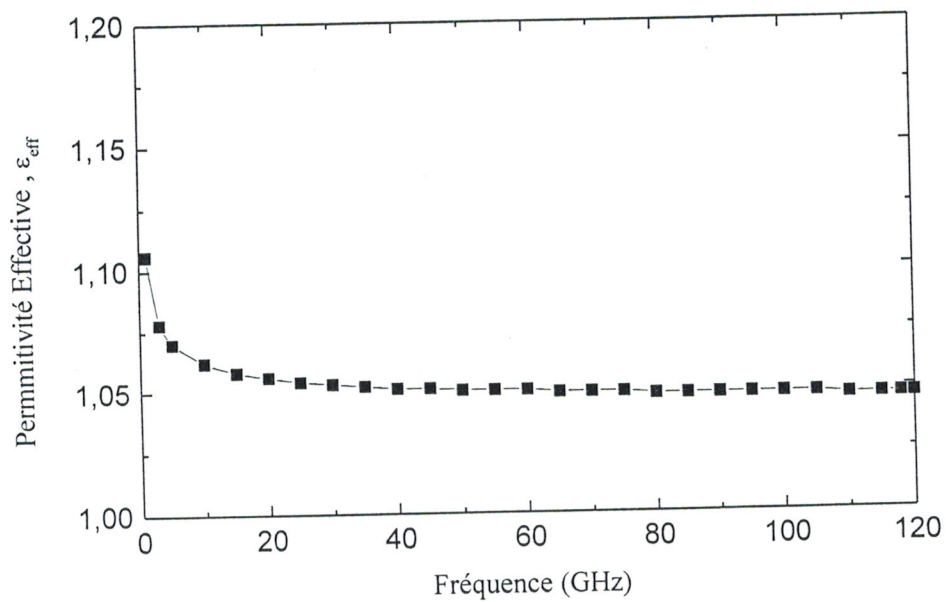
Les caractéristiques géométriques et électriques d'une telle structure sont :

- La largeur du ruban centrale $w = 98 \mu\text{m}$
- L'épaisseur du ruban $t = 1 \mu\text{m}$
- La conductivité du métal (Au) $\sigma = 3.9 * 10^7 (\Omega\text{m})^{-1}$
- La hauteur de la cavité inférieure $hu = 500 \mu\text{m}$, avec $\epsilon_r = 11.7$ pour le Si
- La hauteur de la cavité supérieure $hb = 50 \mu\text{m}$
- L'épaisseur de la membrane ($\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$) $hm = 1.5 \mu\text{m}$, avec $\epsilon_{rm} = 4.5$
- La largeur du blindage supérieur $lbs = 800 \mu\text{m}$
- La largeur de la cavité inférieure $lbi = 1000 \mu\text{m}$
- La largeur de la ligne $a = 1800 \mu\text{m}$

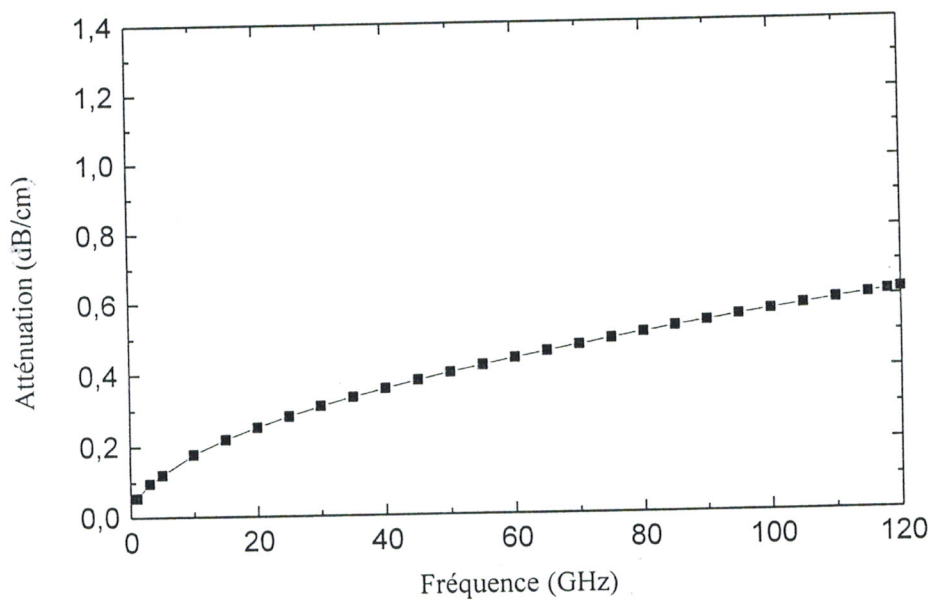
Cette ligne présente une impédance caractéristique de 86Ω , calculée par la MoM.

IV.2.3.1 EFFET DE LA FREQUENCE

Les résultats de simulation électromagnétique de cette structure dans la bande (2 –120)GHz sont présentés sur la figure IV.42.



(a)



(b)

Figure IV. 42 Influence de la fréquence sur les paramètres de propagation de la SMM.
 (a) Permittivité effective. (b) Atténuation

Sur la figure IV.42, on voit clairement que :

- La permittivité diélectrique effective (figure IV.42.a), qui traduit l'aspect inhomogène de la structure, est proche de celle de l'air (dû au substrat d'air de la ligne). Elle est également constante sur la bande de fréquence étudiée, ce qui montre l'absence de dispersion de ces circuits. Il est à noter, que l'augmentation légère de ϵ_{eff} à 1.05 est un résultat du confinement d'une fraction du champ dans les couches diélectriques minces de la membrane.
- La constante d'affaiblissement α (figure IV.42.b) qui traduit les pertes totales dans la structure est inférieure à 0.062 dB/mm jusqu'à 120 GHz, ce qui traduit de faibles pertes dans le circuit. En outre, l'augmentation de α est proportionnelle à la racine carrée de la fréquence (\sqrt{f}), ce qui prouve que les pertes sont dominées par des pertes métalliques.

Ces résultats trouvés par le logiciel des moments sont en très bon accord avec ceux expérimentaux présentés dans la référence [31] (figure IV.43).

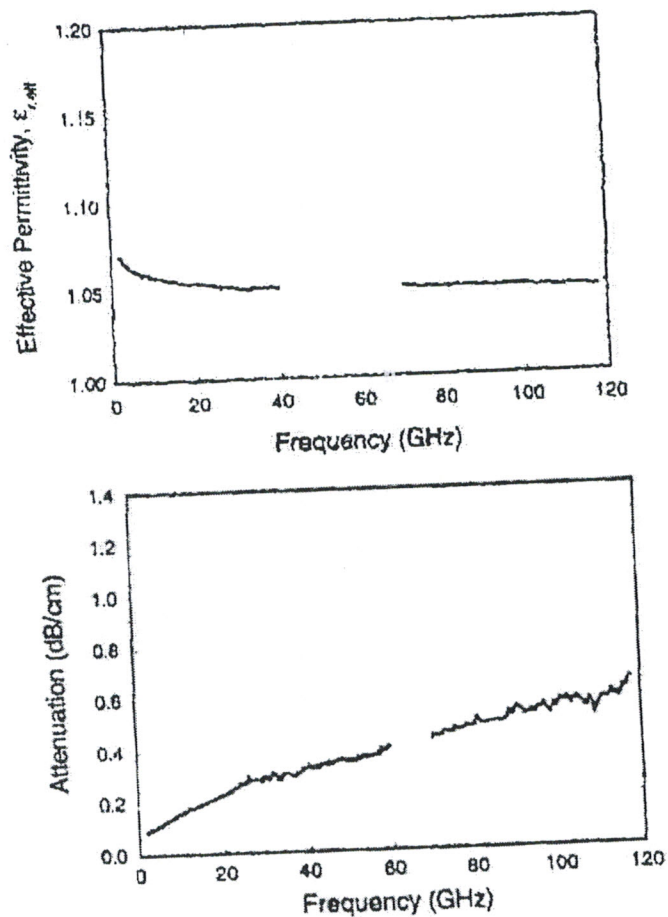


Figure IV.44 résultats de la référence [31]

IV.2.3.2 EFFET DU SUBSTRAT SUPPORTANT LA MEMBRANE

Dans le tableau IV.1, nous montrons l'influence du substrat de la cavité, supportant la membrane, sur les paramètres de propagation de la même structure précédente à $f=60\text{GHz}$.

Matériaux	Téflon	Duroid 5880	Duroid 6006	Saphire	Alumine	Silicium	GaAs	Geman- ium	Rutile
ϵ_r	2.1	2.26	6.36	9.4	9.6	11.7	12.8	16	100
ϵ_{eff}	1.049	1.049	1.049	1.05	1.05	1.05	1.05	1.05	1.05
$\alpha(\text{dB/mm})$	0.043	0.043	0.043	0.043	0.043	0.043	0.043	0.043	0.043

Tableau IV.1
Influence de ϵ_r du substrat supportant la membrane
sur les caractéristiques de la ligne SMM

On constate, que la structure présente toujours une permittivité effective proche de celle de l'air quelque soit le matériau utilisé et que les pertes sont minimales. En pratique le silicium est le plus utilisé, en raison de ses propriétés de micro-usinage et de son faible coût. C'est un excellent candidat pour des applications à des fréquences très élevées.

IV.2.3.3 EFFET DES PARAMETRES GEOMETRIQUES

Rappelons encore une fois, que le rapport de forme w/hb joue un rôle très important dans la conception des lignes planaires. Pour cela nous avons étudié son influence sur les différents paramètres électromagnétiques de la ligne SMM.

L'évolution de l'impédance caractéristique Z_c , de la permittivité effective ϵ_{eff} et de la constante d'atténuation α de la ligne SMM en fonction du rapport de forme w/hb , est représentée respectivement sur les figures IV.44, IV.45 et IV.46, le quotient l/b servant de paramètre. On constate de ces figures que :

- L'impédance caractéristique (figure IV.44) de la ligne SMM diminue vis à vis de l'augmentation du rapport de forme w/hb . Cependant, elle varie peu avec le rapport l/b .
- La permittivité effective (figure IV.45) de la ligne SMM prend des valeurs typiquement entre

1.03 et 1.13 et qui restent très proche de l'unité.

- La constante d'atténuation (figure IV.46) diminue au fur et à mesure que le rapport de forme w/hb augmente, car l'élargissement du conducteur central concourt évidemment à une augmentation de la section de passage du courant, indépendamment de l'effet de peau; ce qui entraîne une diminution des pertes métalliques.

Enfin, il nous semble utile de mentionner que cette ligne SMM assure une propagation monomodale (TEM) sans dispersion jusqu'à des fréquences dépassant 300GHz [27].

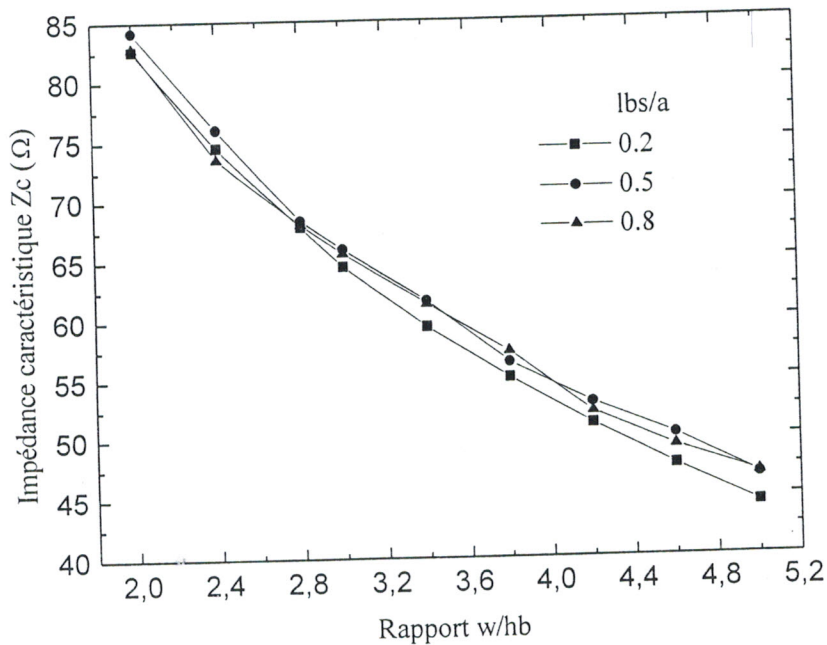


Figure IV.44 Effet des rapports de forme w/hb et lbs/a sur l'impédance caractéristique de la ligne SMM

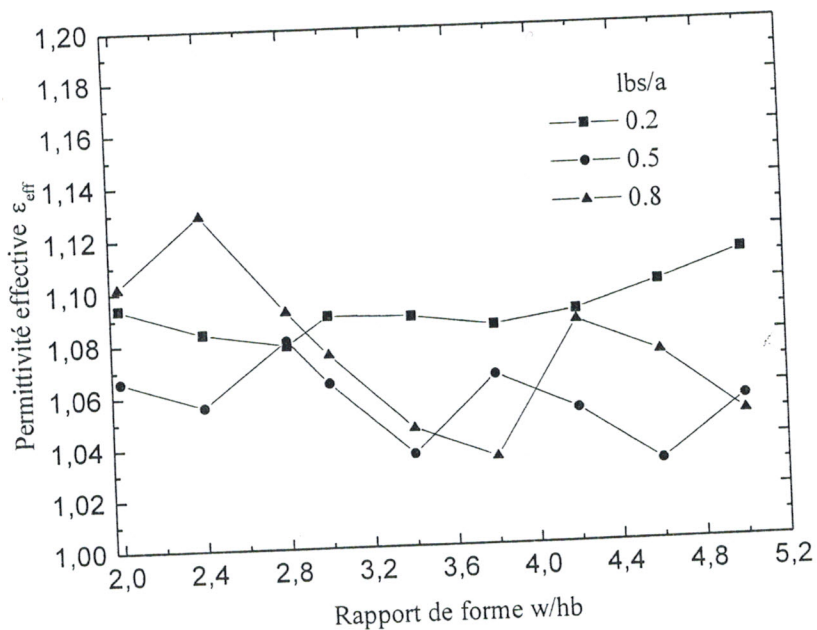


Figure IV.45 Effet de w/hb et lbs/a sur la permittivité effective de la ligne SMM

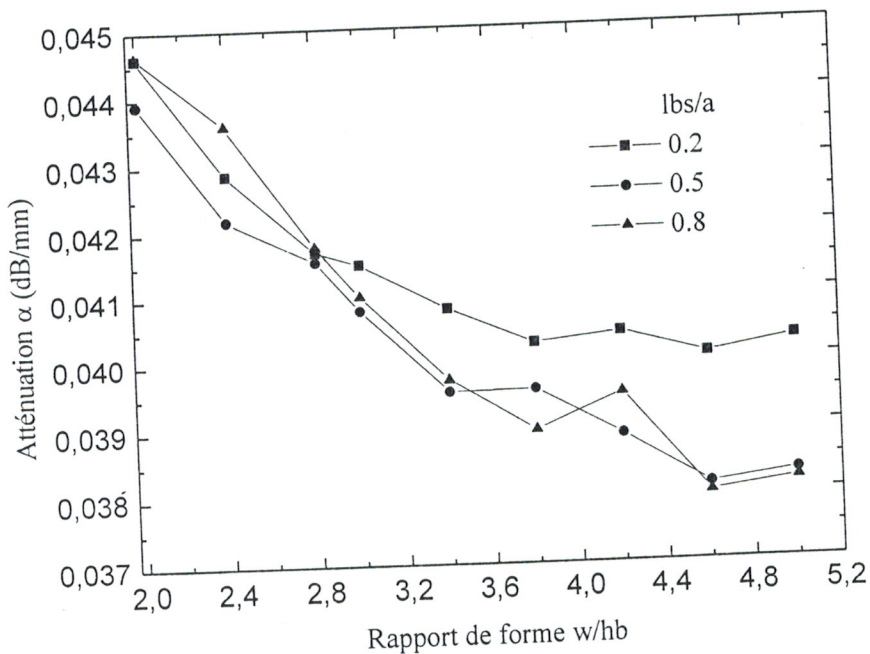


Figure IV.46 Effet du rapport w/hb et lbs/a sur l'affaiblissement de la ligne SMM

IV.2.4 LIGNE COPLANAIRE MICRO-BLINDEE SUR MEMBRANE (CMM)

La surface transversale de la ligne coplanaire micro-blindée sur membrane est présentée sur la figure IV.47. Elle correspond à la ligne coplanaire traditionnelle (LCP) (figure IV.48) posée sur une fine membrane diélectrique avec un blindage face arrière.

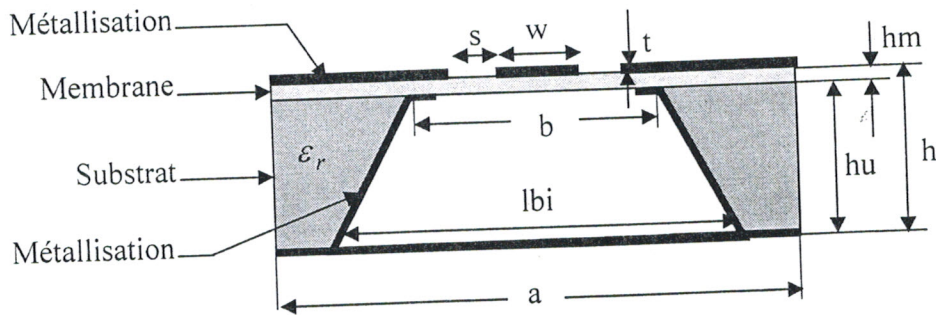


Figure IV.47 Section transversale de la ligne CMM

Les paramètres géométriques et physiques de la ligne CMM sont :

- La largeur du ruban central $w=250\mu\text{m}$ et $190\mu\text{m}$
- La séparation $s=25\mu\text{m}$ et $55\mu\text{m}$
- L'épaisseur des métallisations $t=1\mu\text{m}$
- La hauteur de la membrane ($\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$) $h_m=1.5\mu\text{m}$ avec $\epsilon_{rm} = 4.5$
- la largeur total de la ligne $a=1800\mu\text{m}$
- $h=355\mu\text{m}$; $l_{bi}=1500\mu\text{m}$; $b=1300\mu\text{m}$

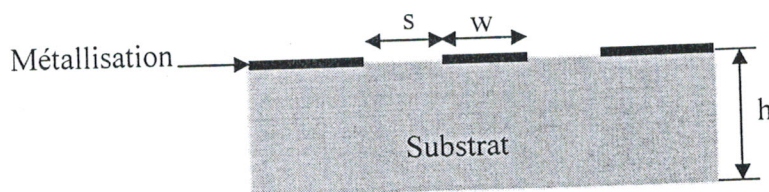


Figure IV.48 Section transversale de la ligne coplanaire traditionnelle (LCP)

IV.2.4.1 EFFET DE LA FREQUENCE

Le logiciel des moments (MoM 2D) appliqué à la ligne CMM, délivre les résultats présentés sur la figure IV.49.

Ces résultats montrent encore une fois que, la constante diélectrique effective ϵ_{eff} , est très proche de celle de l'air, ce qui assure à l'onde guidée une vitesse proche de celle de la lumière.

On constate également de cette figure, que ϵ_{eff} augmente de 1.09 à 1.12 lorsque la largeur de fente varie de 55 μm à 25 μm . Cette augmentation est la conséquence d'un important confinement du champ dans les fentes et dans la membrane. De plus, la dépendance de la permittivité effective, de la ligne en fonction de la largeur s des fentes, a la même allure que celle des lignes coplanaires traditionnelles sur GaAs ou Quartz [72].

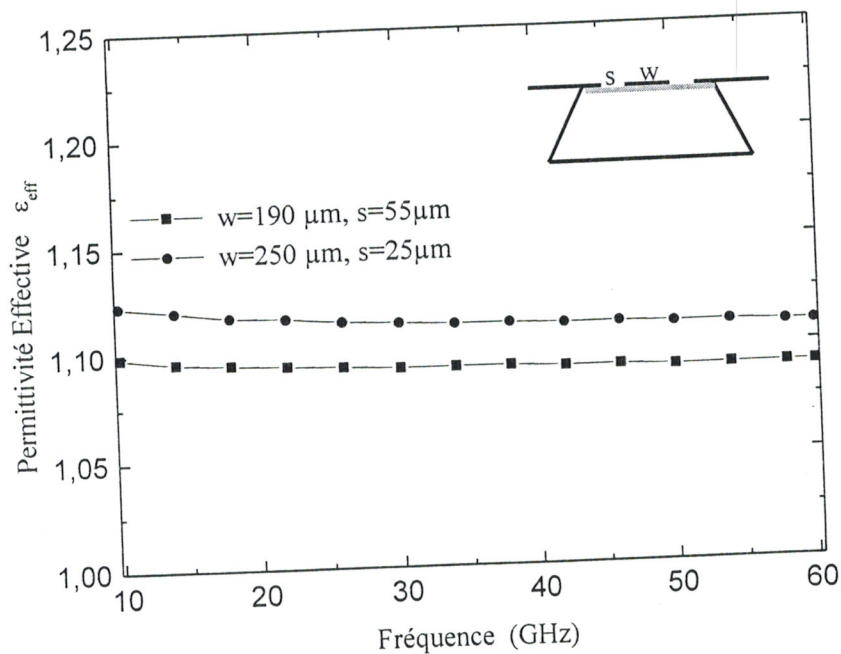


Figure IV.49 Influence de la fréquence sur la permittivité effective de la ligne CMM

Nous présentons dans le tableau IV.2, les résultats du calcul de l'impédance caractéristique Z_c et de la permittivité effective des lignes CMM et LCP.

Ligne	ϵ_r	Substrat	w(μm)	s(μm)	h(μm)	Z_c (Ω)	ϵ_{eff}
CMM1	1.0	Air	250	25	355	71.6	1.12
CMM2	1.0	Air	190	55	355	95.4	1.09
LCP1	4.0	Quartz	250	25	355	49.7	2.46
LCP2	12.8	GaAs	250	25	355	30.1	6.74

Tableau IV.2

Paramètres géométriques, physiques et électromagnétiques

La figure IV.50, illustre l'influence de la fréquence sur le coefficient d'atténuation α de la CMM et de la ligne LCP de dimensions géométriques définies sur le tableau IV.2, ce qui constitue un élément de comparaison entre les performances de ces deux lignes.

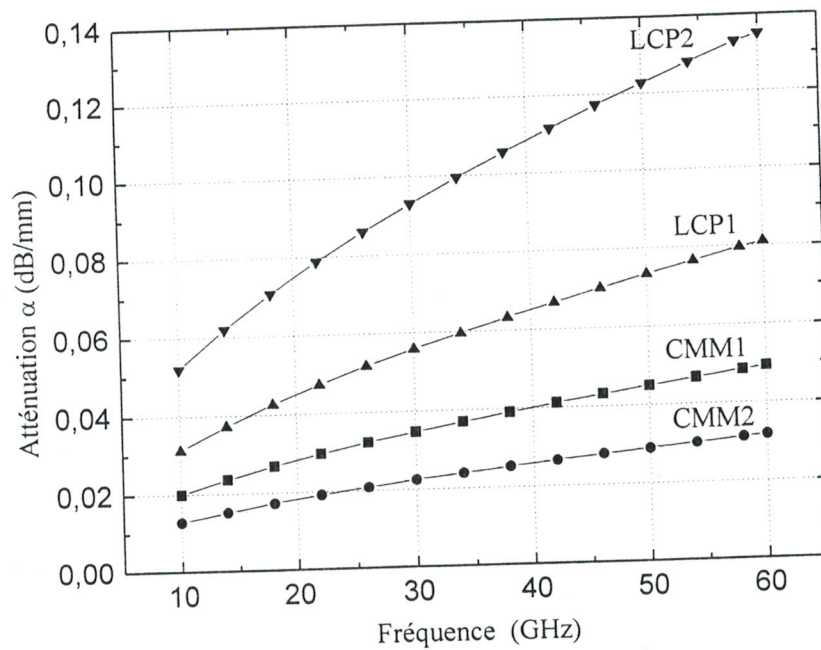


Figure IV.50 Influence de la fréquence sur le coefficient d'atténuation de la ligne CMM et la ligne LCP

Aux basses fréquences, on s'attend à ce que les performances des lignes CMM et LCP soient presque égales, puisque les pertes diélectriques et rayonnantes sont relativement faibles et l'atténuation est donc dominée par les pertes de conduction (métalliques). Pour les fréquences élevées (figure IV.50), la ligne CMM présente un gros avantage [41] puisqu'elle a des pertes diélectriques nulles et ne rayonne pas d'énergie dans le substrat, par rapport aux lignes coplanaires usuelles [72] (soutenues par un substrat épais). Dans ce cas la ligne CMM présente un affaiblissement linéique inférieur à 0.032 dB/mm obtenu à 60 GHz, pour une largeur de ruban $w=190 \mu\text{m}$.

Egalement la figure IV.50 montre que les pertes dans les lignes CMM ont les mêmes variations en fonction du rapport de forme $w/(w+2s)$ que celles des lignes coplanaires traditionnelles décrites par R.W. Jackson [73]. Pour un rapport de forme $RF = \frac{w}{w+2s} = 0.83$, la courbe relative à la ligne CMM1 présente des pertes beaucoup plus élevées que celles de la courbe CMM2 ayant pour $RF = 0.63$.

Afin de mettre en évidence l'effet de ce rapport de forme sur les paramètres électromagnétiques de la ligne CMM, nous avons simulé cette structure par les deux logiciels développés MoM 2D et MEF 2D.

IV.2.4.2 EFFET DU RAPPORT DE FORME $w/(w+2s)$

En appliquant les deux logiciels MoM 2D et MEF 2D à la ligne CMM (figure IV.47) ayant pour rapport $\frac{b}{a} = 1$, nous avons étudié l'influence du rapport de forme $\frac{w}{w+2s}$ sur l'impédance caractéristique Z_c , la permittivité effective et la constante d'atténuation de la ligne CMM.

Les graphes de la figure IV.51 illustrent les résultats de Z_c obtenus par les deux méthodes et démontrent encore une fois le très bon accord entre ces résultats.

On constate également de cette figure que l'impédance caractéristique diminue avec l'augmentation du rapport de forme $w/(w+2s)$ et du rapport w/h .

Alors que l'influence de ces rapports sur ϵ_{eff} et α est illustrée respectivement sur les figures IV.52 et IV.53.

La figure IV.53 confirme l'augmentation des pertes en fonction du rapport $w/(w+2s)$.

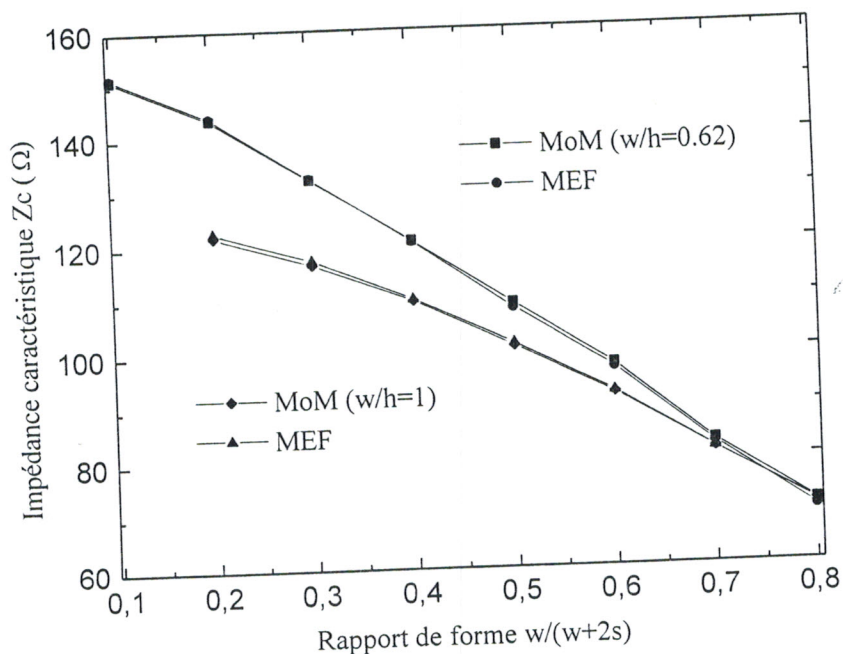


Figure IV.51 Effet du rapport $w/(w+2s)$ et w/h sur l'impédance caractéristique de la ligne CMM

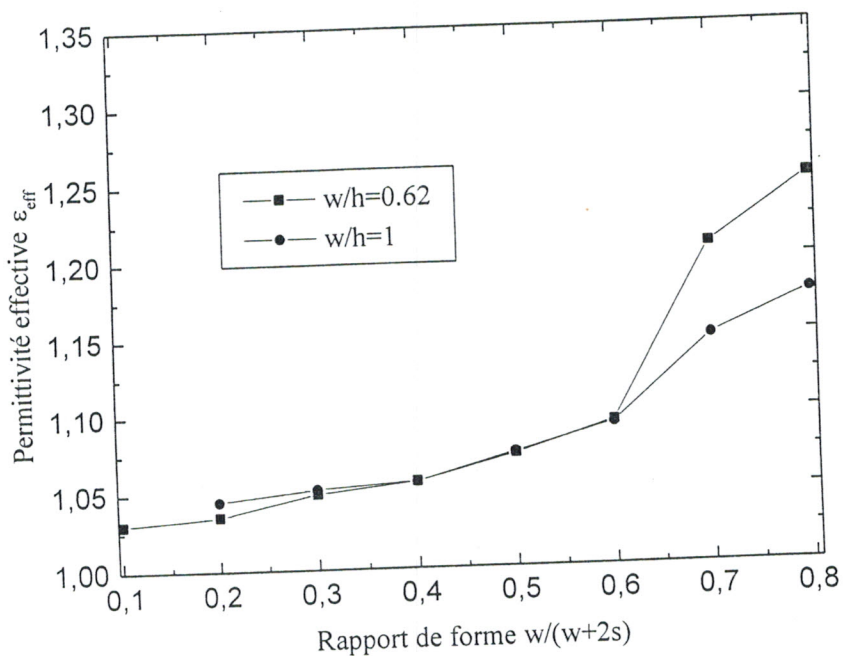


Figure IV.52 Effet du rapport $w/(w+2s)$ et w/h sur la permittivité effective de la ligne CMM

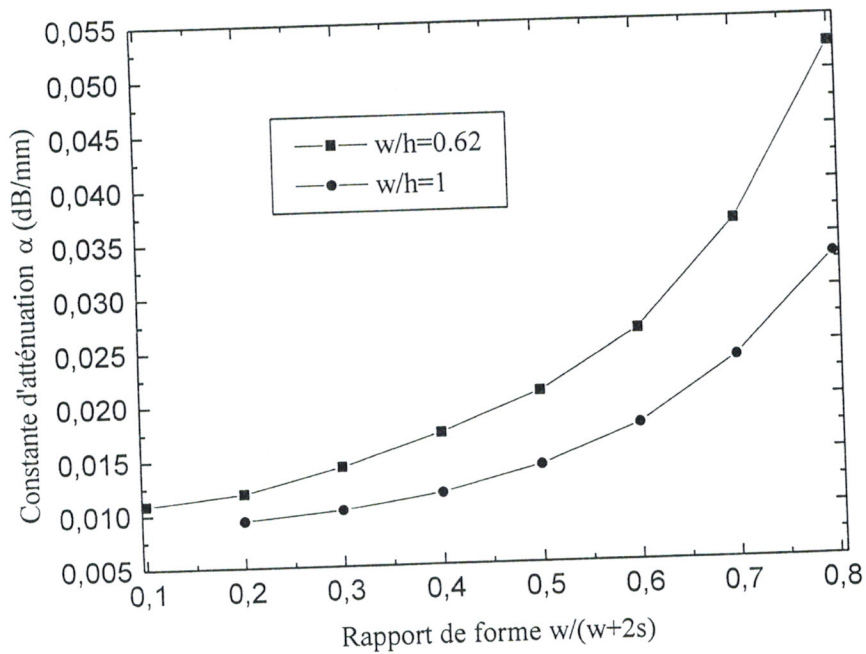


Figure IV.53 Effet du rapport $w/(w+2s)$ sur l'affaiblissement de la ligne CMM

IV.2.4.3 EFFET DE L'ANGLE DE GRAVURE θ

Suivant l'orientation et les conditions de gravure des cavités, la ligne CMM présente des parois latérales obliques avec pentes négatives ou positives (figure IV.54). Pour cela il nous semble intéressant d'étudier l'effet de cet angle de gravure θ sur les paramètres électromagnétiques de la ligne CMM.

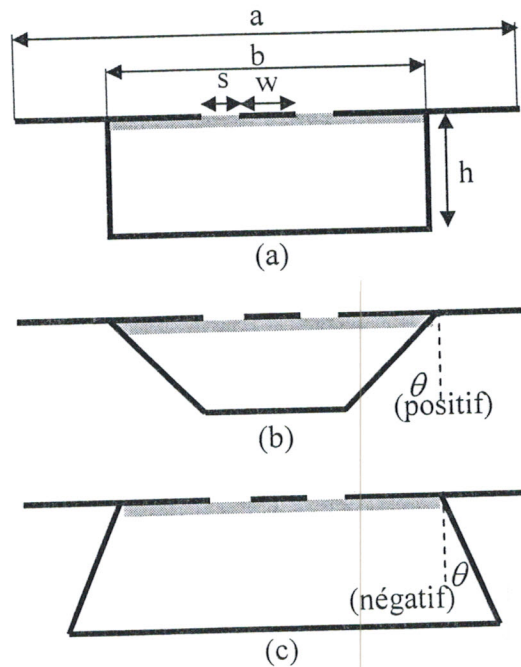


Figure IV.54 Ligne CMM. (a) Forme rectangulaire. (b) et (c) avec parois obliques

L'influence de l'angle de gravure θ sur l'impédance caractéristique de la ligne CMM, pour différents rapports de forme $RF = \frac{w}{w+2s}$, $\frac{w}{h}$ et $\frac{w+2s}{b}$ est reportée sur la figure IV.55. On constate de cette figure que l'impédance Z_c varie avec les paramètres géométriques (les rapports de forme) de la ligne pour différentes valeurs de θ . Pour des valeurs fixées des rapports de forme, on observe la décroissance de Z_c vis à vis l'augmentation de θ . Ce résultat est la conséquence d'un plus grand confinement du champ électrique sous le conducteur central. Cette décroissance de Z_c est négligeable pour des faibles valeurs de θ et $\frac{w+2s}{b}$.

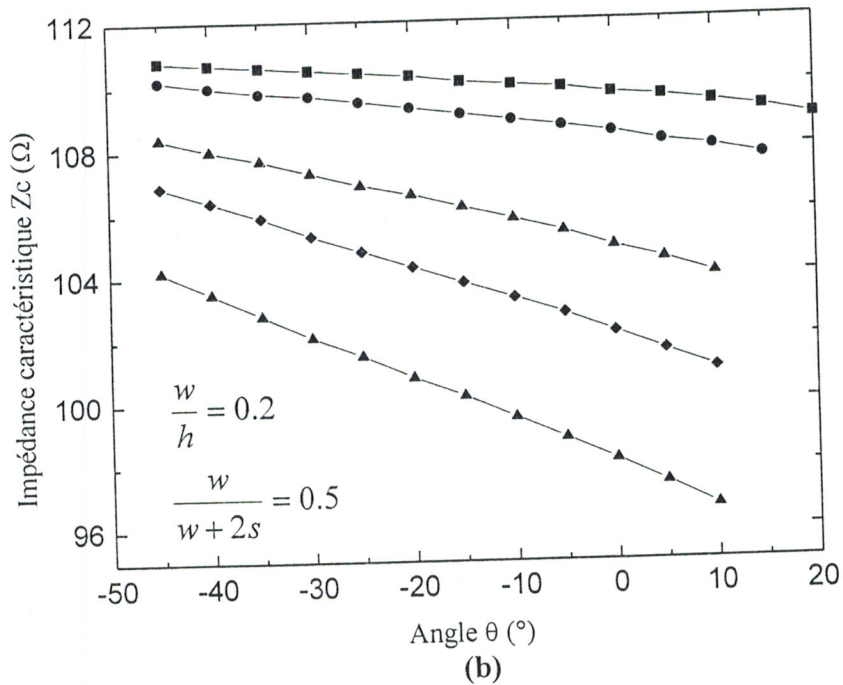
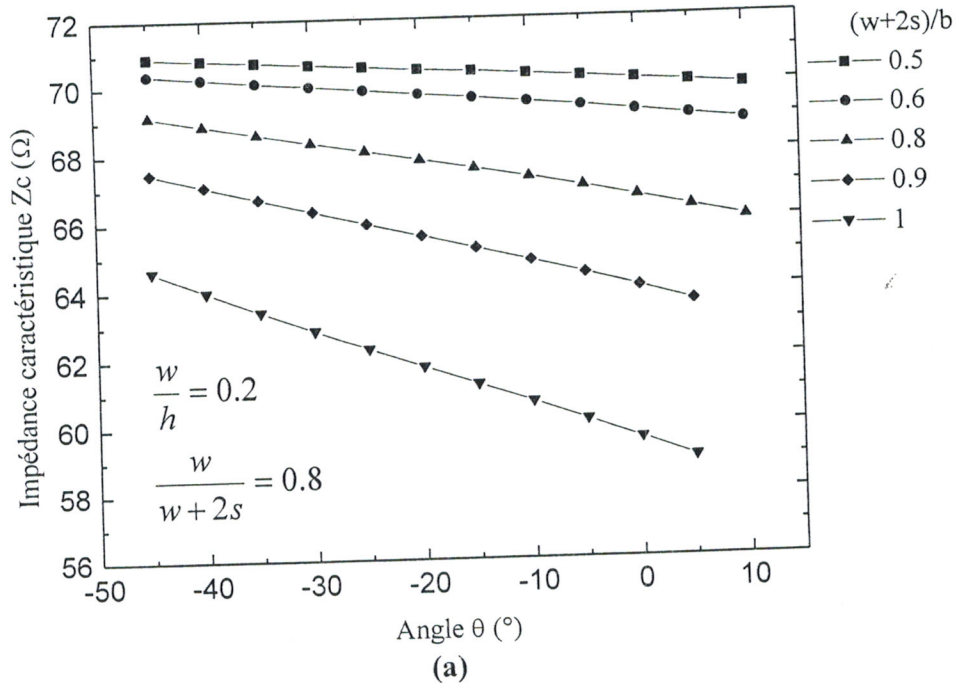
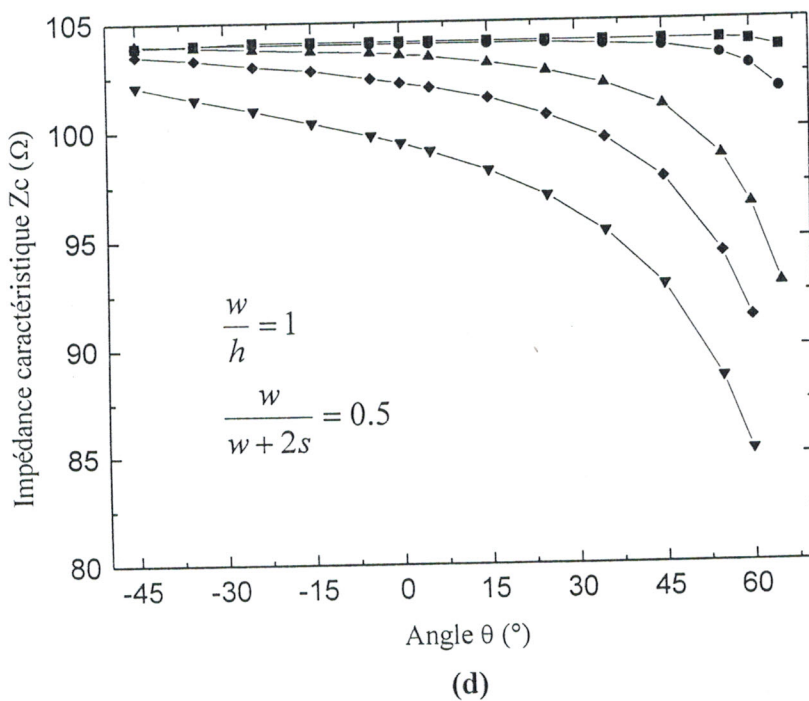
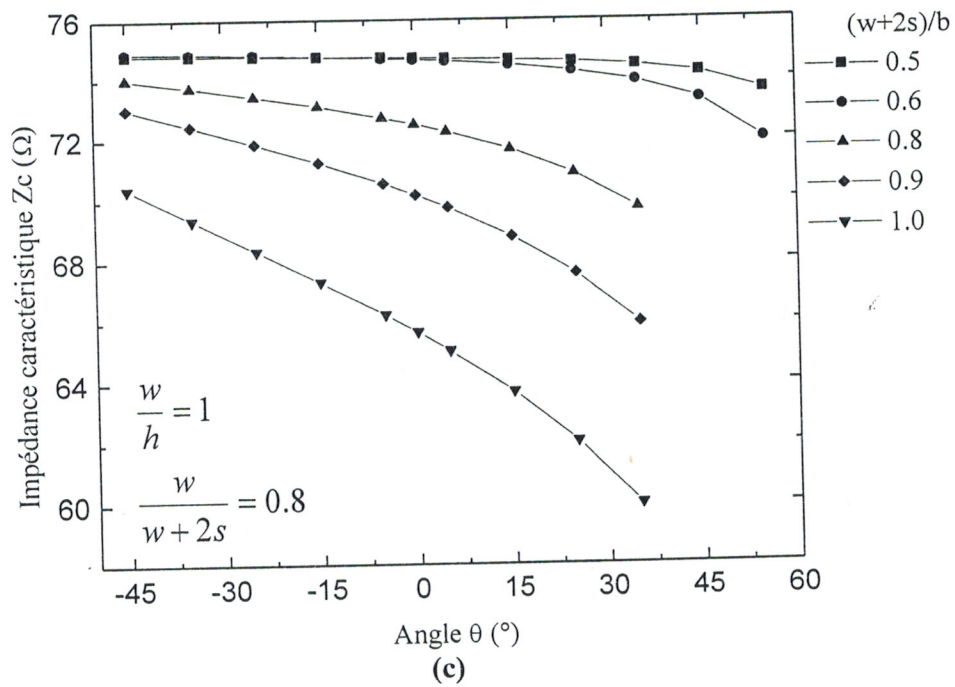


Figure IV.55 Effet de l'angle de gravure θ et des différents rapports géométriques sur l'impédance caractéristique de la ligne CMM (a) $w/h=0.2$, $RF=0.8$; (b) $w/h=0.2$, $RF=0.5$; (c) $w/h=1$, $RF=0.8$; (d) $w/h=1$, $RF=0.5$



IV.2.5 LIGNE COPLANAIRE MICRO-USINÉE COMPLÈTEMENT BLINDÉE (CMMC)

La section transversale d'une ligne CMMC, uniforme selon la direction de propagation est représentée sur la figure IV.56.

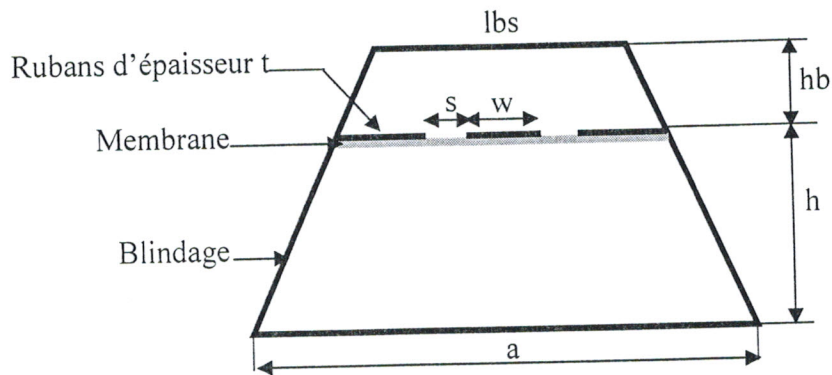


Figure IV.56 Section transversale de la ligne CMMC

Les paramètres géométriques d'une telle ligne sont :

- Largeur du ruban central $w=190\mu\text{m}$ et $250\mu\text{m}$
- La distance de séparation $s=55\mu\text{m}$ et $25\mu\text{m}$
- La hauteur du blindage inférieur $h=355\mu\text{m}$
- La hauteur du blindage supérieur $hb=60\mu\text{m}$
- La hauteur de la membrane $hm=1.5\mu\text{m}$, $\epsilon_{rm} = 4.5$
- la largeur de la ligne $a=1800\mu\text{m}$
- la largeur du blindage supérieur $lbs=1400\mu\text{m}$

IV.2.5.1 EFFET DE LA FREQUENCE

Les résultats de simulation électromagnétique de la ligne CMMC dans la bande de fréquence (10-80) GHz par la MoM sont illustrés sur les figures IV.57 et IV.58, et qui confirment également, une permittivité effective très proche de l'unité (figure IV.57) entraînant une propagation monomodale sans dispersion jusqu'à des fréquences très élevées, et des pertes très faibles (figure IV.58).

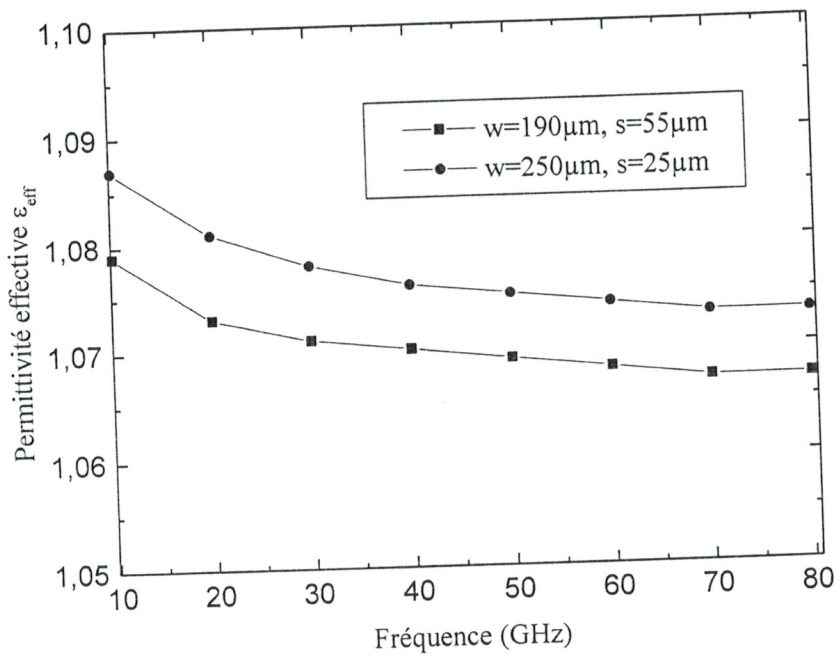


Figure IV.57 Effet de la fréquence sur la permittivité effective de la ligne CMMC

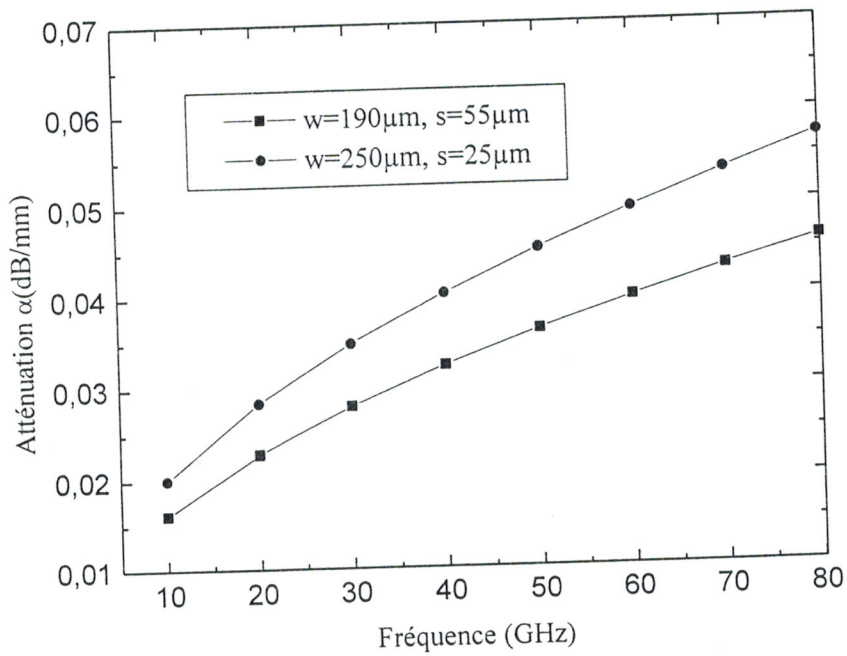


Figure IV.58 Effet de la fréquence sur l'atténuation de la ligne CMMC

IV.2.5.2 EFFET DES PARAMETRES GEOMETRIQUES

L'influence de la hauteur h_b du blindage supérieur sur l'impédance caractéristique de la ligne CMMC est représentée sur la figure IV.59, le rapport $RF = \frac{w}{w + 2s}$ servant de paramètre.

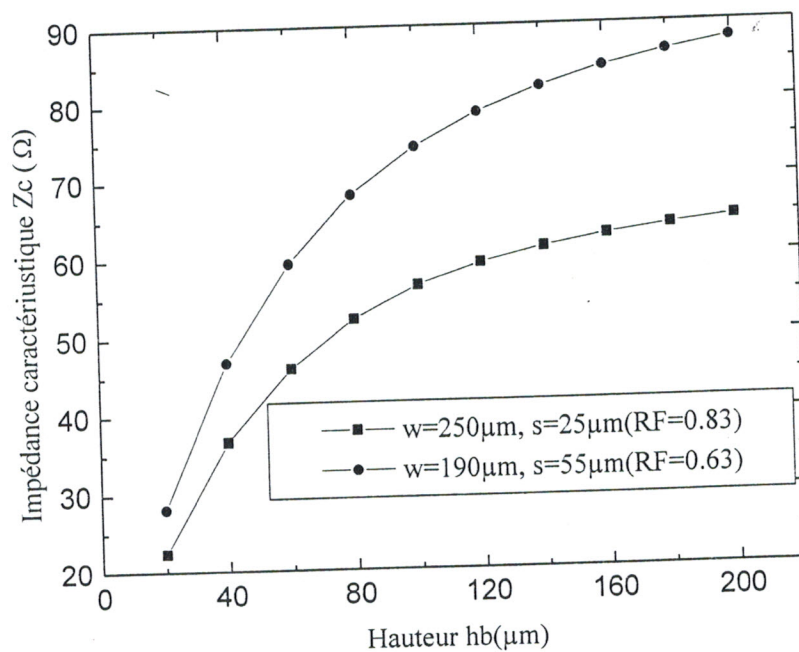


Figure IV.59 Effet de la hauteur h_b et du rapport RF sur l'impédance caractéristique de la ligne CMMC

Au vu de la figure IV.59, on constate que l'impédance de la ligne augmente vis à vis de l'augmentation de la hauteur du blindage, ceci est dû à la proportion croissante du flux électrique dans l'air.

Alors que l'influence de la hauteur h_b du blindage supérieur et du rapport de forme $RF = \frac{w}{w + 2s}$ sur la permittivité effective et sur la constante d'atténuation de la ligne CMMC est montrée respectivement sur les figures IV.60 et IV.61.

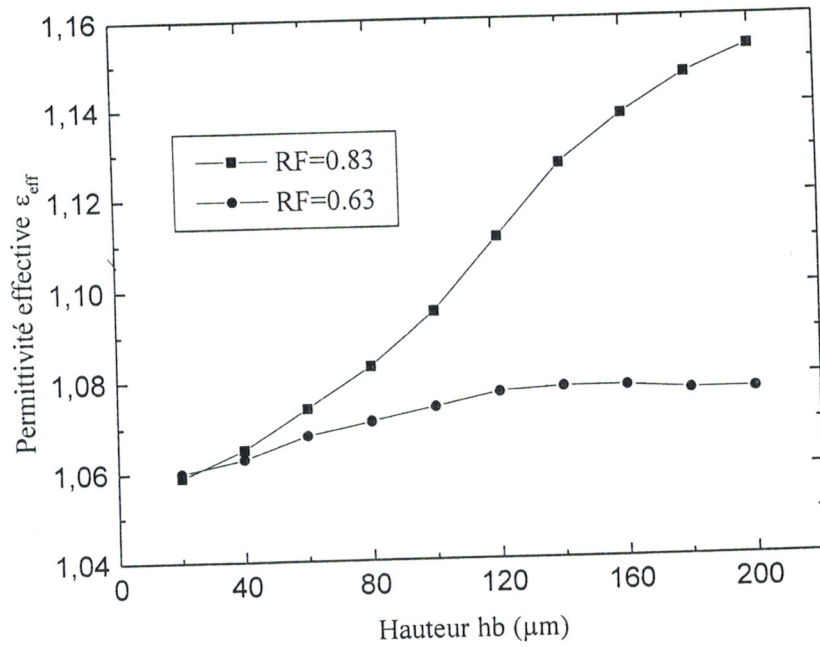


Figure IV.60 Effet de la hauteur h_b et le rapport RF sur la permittivité effective de la ligne CMMC

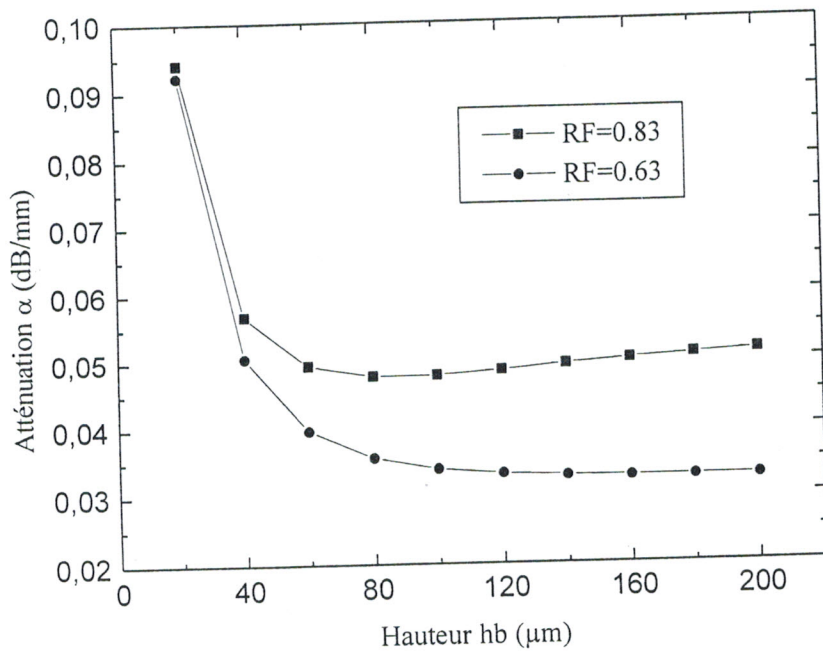


Figure IV.61 Effet de la hauteur h_b et du rapport RF sur l'atténuation de la ligne CMMC

V.2.6 CONCLUSION

Nous venons de montrer d'une part que les performances des circuits planaires, micro-usinés sur membrane diélectrique, se résument à une propagation d'un seul mode (TEM) sans dispersion sur une très large bande de fréquence, avec de faibles pertes dominées par les pertes métalliques. D'autre part, la fiabilité de ces résultats en comparaison avec ceux de la littérature atteste l'efficacité des logiciels développés MoM 2D et MEF 2D pour la caractérisation des lignes planaires de formes complexes dans le domaine des ondes millimétriques.

IV.3 CONCEPTION DES CIRCUITS MICRO-ONDES

IV.3.1 INTRODUCTION

Les lignes de transmission micro-usinées sur membrane diélectrique sont avérées être d'excellent candidats pour la conception des circuits utilisés dans le domaine des ondes millimétriques et sub-millimétriques.

Dans ce qui suit, notre intérêt se porte d'une part sur la conception de coupleurs directifs à base de lignes SMM vue leurs performances optimales jusqu'à 120 GHz; et d'autre part sur la conception de deux types de filtres. Le premier est de type passe-bas réalisé par la mise en cascade de tronçons de lignes CMM, et le deuxième est de type passe-bande conçu en exploitant le couplage électromagnétique entre des lignes SMM.

IV.3.2 COUPLEURS DIRECTIFS

IV.3.2.1 INTRODUCTION

Les coupleurs directifs sont des composants à quatre accès (quadriportes) couramment utilisés en micro ondes pour prélever une partie du signal dont on veut mesurer ou contrôler la fréquence ou la puissance [61].

Ces composants sont des éléments essentiels dans plusieurs applications tels que les mélangeurs équilibrés, les amplificateurs équilibrés, les déphaseurs, les atténuateurs, les modulateurs, les discriminateurs et les ponts de mesure [74].

Les coupleurs directifs à lignes parallèles sont constitués de deux lignes parallèles couplés et le champ électromagnétique de la première ligne induit alors un signal sur la seconde. L'étude de ce couplage dans le cas général fait appel à une mise en équation assez compliquée.

Aujourd'hui, les logiciels de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) rendent possible leur étude de façon très efficace. L'essentiel est alors de connaître les principes fondamentaux afin de pouvoir maîtriser ces outils de conception (Annexe I).

Avant de concevoir les coupleurs directifs, il est intéressant d'étudier le comportement électromagnétique de deux lignes micro-ruban sur membrane (SMM) couplées en parallèle. Cette étude est menée par le biais du logiciel des moments (MoM 2D).

IV.3.2.2 LIGNES SMM COUPLÉES EN PARALLELE

La géométrie d'étude est présentée sur la figure IV. 62

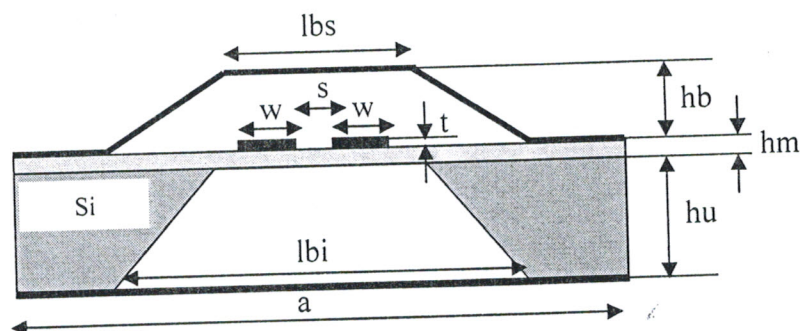


Figure IV.62 Section transversale de deux lignes SMM couplées

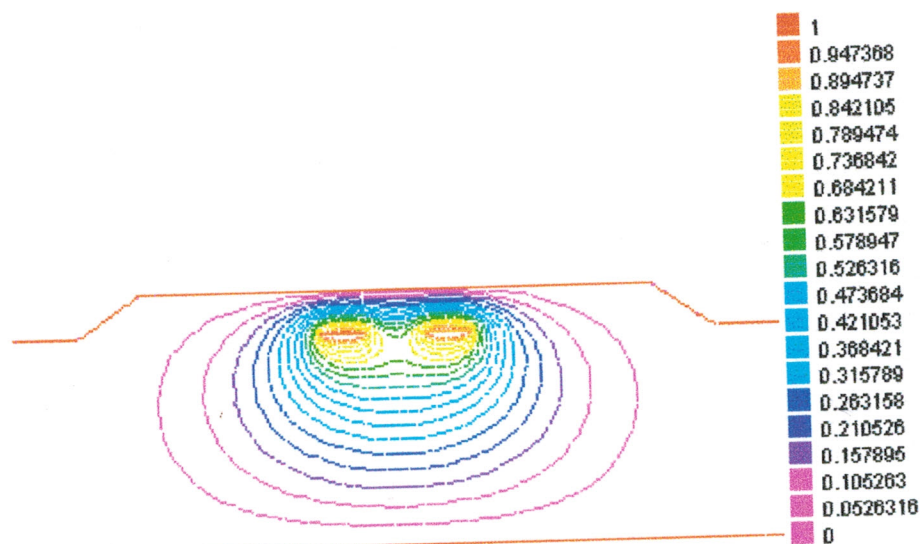
Cette ligne présente les paramètres géométriques et physiques suivantes :

- Largeur des rubans $w=98\mu\text{m}$
- Epaisseur des rubans $t=1\mu\text{m}$
- Hauteur de la cavité du circuit $hu=500\mu\text{m}$
- Hauteur de la cavité du blindage $hb=50\mu\text{m}$
- Epaisseur de la membrane ($\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$) $hm=1.5\mu\text{m}$, $\epsilon_{rm}=4.5$
- Largeur du blindage supérieur $Lbs=1200\mu\text{m}$
- Largeur du blindage inférieur $Lbi=1500\mu\text{m}$
- Largeur total de la ligne $a=1800\mu\text{m}$
- Fréquence de travail $f = 20 \text{ GHz}$

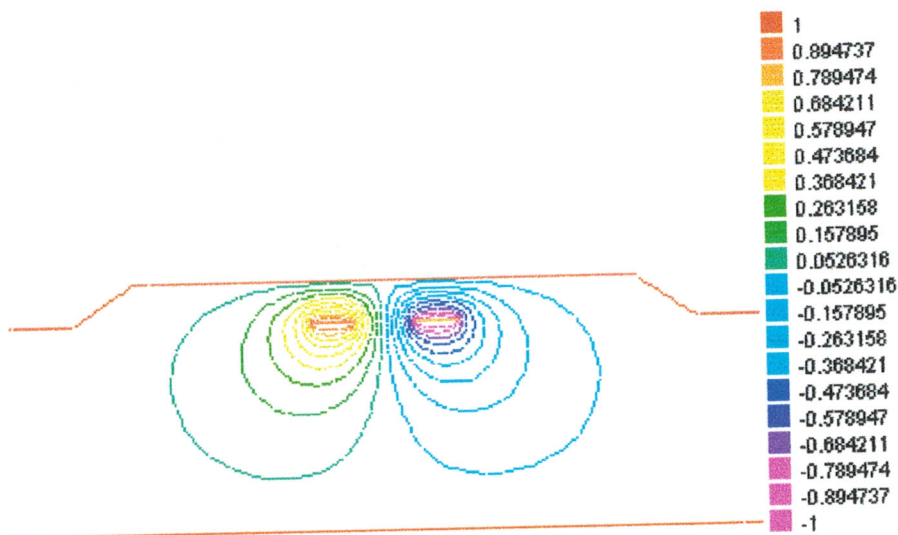
Dans notre étude, nous nous sommes intéressés plus particulièrement à l'influence des paramètres géométriques de la ligne sur les impédances caractéristiques des modes pair Z_{0e} et impair Z_{0o} , sachant que ces impédances sont des paramètres fondamentaux lors de conception de tout coupleur.

Rappelons que le mode pair est excité en reliant les deux lignes au même potentiel vis à vis de la masse prise comme référence, tandis que le mode impair est excité en alimentant les deux lignes par des tensions opposées (Annexe I). La forme des lignes équipotentielles de ces deux

excitations (pair et impair) déduites par la MEF est illustrée sur la figure IV.63.



(a) Mode pair



(b) Mode impair

Figure IV.63 formes des lignes équipotentielles des deux modes de propagation dans une ligne couplée

L'influence de la distance de séparation sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair est montrée sur les graphes de la figure IV.64 pour les dimensions géométriques précédentes avec s variable :

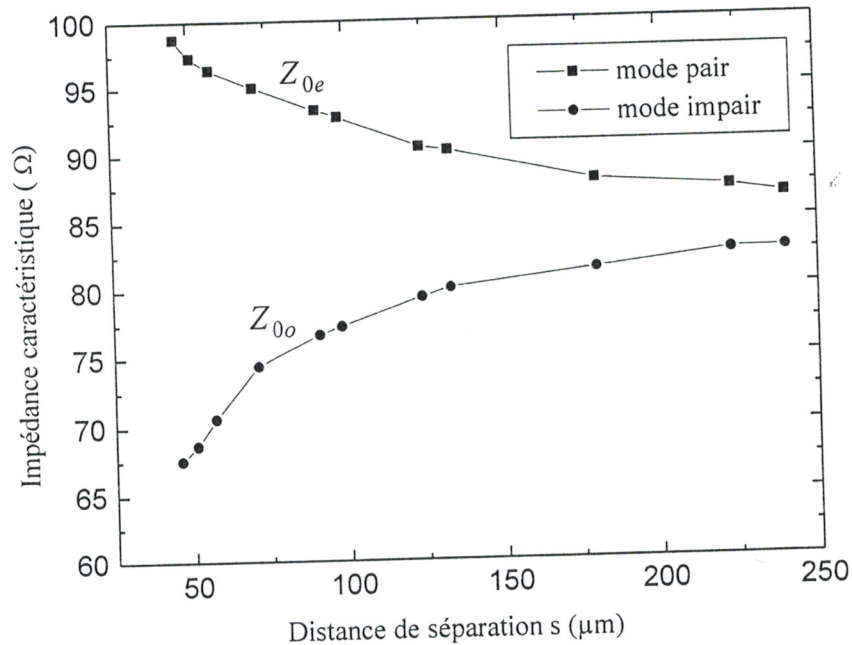


Figure IV.64 Influence de la distance de séparation s sur les impédances caractéristiques des modes pair Z_{0e} et impair Z_{0o}

Nous constatons à travers les courbes de la figure IV.64 qu'au fur et à mesure que la distance de séparation s augmente, l'impédance caractéristique du mode pair Z_{0e} diminue, tandis que l'impédance Z_{0o} du mode impair augmente. Pour s très élevée, les deux impédances tendent à s'égaliser à l'impédance caractéristique d'une ligne isolée.

La dépendance, des impédances Z_{0e} et Z_{0o} en fonction de w/hb et de s/hb , trouvée en utilisant le logiciel MoM 2D est illustrée sur la figure IV.65.

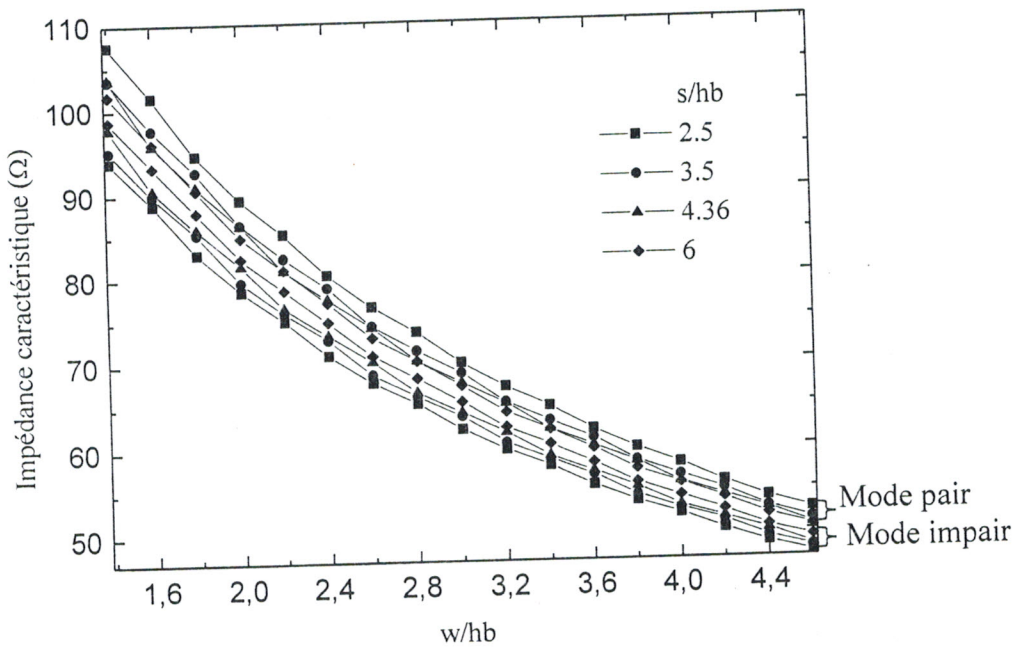
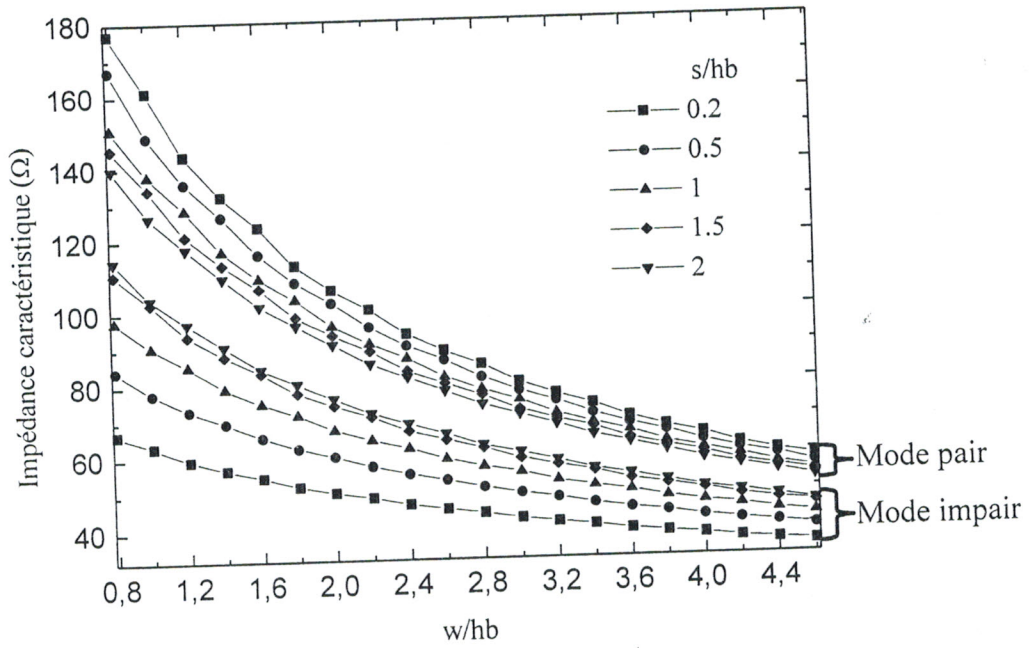


Figure IV.65 Influence des facteurs de forme w/hb et s/hb sur les impédances caractéristiques des modes pair et impair

IV.3.2.3 COUPLEURS DIRECTIFS

Récemment, un nouveau type de coupleur directif a été conçu et fabriqué sur une fine membrane diélectrique en utilisant la technique de micro-usinage. Ce coupleur est un coupleur conique asymétrique réalisé à base de la ligne SMM et présentant d'excellentes performances [31], tels que un couplage de 20dB, des pertes d'insertion moins de 0.5dB à 60GHz et une directivité minimale de 10dB dans la bande de fréquence (10-60) GHz.

La conception du coupleur directif SMM est basée sur la théorie des lignes de transmission présentée précédemment, en réalisant le coupleur par un raccordement de 9 sections de lignes de transmission de longueur 500µm comme présenté sur la figure IV.66.

Chaque section du coupleur est analysée séparément comme une ligne SMM couplée en parallèle. Les paramètres électromagnétiques des modes pair et impair trouvés numériquement par la MoM et ceux mesurés présentés dans la référence [31] sont illustrés dans le tableau IV.3.

Notant que les permittivités effectives ϵ_{effe} et ϵ_{effo} respectivement des modes pair et impair sont égales pour une large séparation s des lignes couplées; ceci prouve que la présence de la membrane affecte aux deux modes de propagation pair et impair des vitesses approximativement égales. Dans le cas d'une faible séparation s , l'influence de la membrane sur chaque mode est très différente. Pour le mode pair, en lequel le champ électrique est essentiellement perpendiculaire au plan de la membrane, il reste une très petite interaction avec la membrane et la constante diélectrique reste très proche de l'unité. Tandis que, pour le mode impair, la composante horizontale forte de la distribution du champ électrique engendre une augmentation de la constante diélectrique.

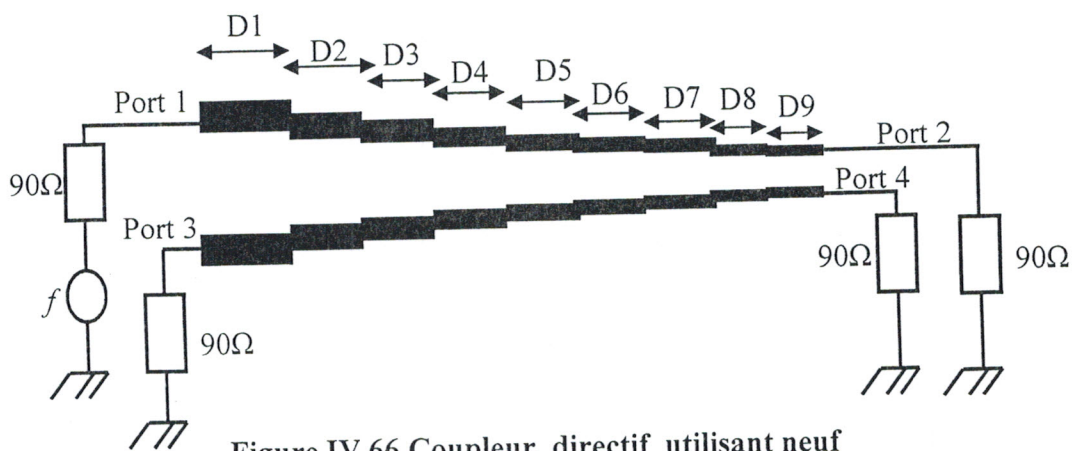


Figure IV.66 Coupleur directif utilisant neuf lignes SMM

W (μm)	S (μm)	Zoe (Ω)	Zoe (Ω) [31]	Zoo(Ω)	Zoo (Ω) [31]	ϵ_{effe}	ϵ_{effo}	v_e 10^8m/s	v_o 10^8m/s
98	218	87.65	88	82.81	83	1.074	1.082	2.893	2.882
97	133	90.66	92	80.47	81.7	1.074	1.088	2.892	2.874
96	91	94.25	95.8	77.42	78.7	1.067	1.104	2.903	2.853
95	71	96.62	98.6	75.53	76.6	1.072	1.105	2.895	2.852
94	57	98.99	101.2	72.22	74.5	1.074	1.15	2.892	2.796
94	51	100.8	102.4	70.59	73.1	1.057	1.164	2.916	2.778
93	46	102.6	103.2	69.60	71.6	1.05	1.172	2.926	2.769

Tableau IV.3
Paramètres électromagnétiques

Il apparaît clairement de ce tableau que nos valeurs numériques convergent vers celles déjà publiées [31].

• **Conception d'un coupleur utilisant neuf lignes SMM couplées :**

Pour pouvoir concevoir notre coupleur directif millimétrique utilisant neuf tronçons de lignes SMM couplées (figure IV.66), dont les matrices [L], [C], [R], et [G] de chaque tronçon de ligne SMM couplée sont présentées ci-dessous, il nous a fallu opter pour les paramètres géométriques suivants.

$$\begin{aligned}
 W_1 &= 98 \mu\text{m}, & S_1 &= 218 \mu\text{m}; \\
 W_2 &= 97 \mu\text{m}, & S_2 &= 133 \mu\text{m}; \\
 W_3 &= W_4 = 96 \mu\text{m}, & S_3 &= S_4 = 91 \mu\text{m}; \\
 W_5 &= W_6 = 95 \mu\text{m}, & S_5 &= S_6 = 71 \mu\text{m}; \\
 W_7 &= 94 \mu\text{m}, & S_7 &= 57 \mu\text{m}; \\
 W_8 &= 94 \mu\text{m}, & S_8 &= 51 \mu\text{m}; \\
 W_9 &= 93 \mu\text{m}, & S_9 &= 46 \mu\text{m}; \\
 D_i &= 500 \mu\text{m}, & i &= 1, \dots, 9
 \end{aligned}$$

$$[L_1] = \begin{bmatrix} 291.2 & 7.696 \\ 7.696 & 291.2 \end{bmatrix} \text{ (nH/m)} ;$$

$$[C_1] = \begin{bmatrix} 40.67 & -1.237 \\ -1.237 & 40.67 \end{bmatrix} \text{ (pF/m)}$$

$$[R_1] = \begin{bmatrix} 500.6 & 12.58 \\ 12.58 & 500.6 \end{bmatrix} \text{ (\Omega/m)} ;$$

$$[G_1] = [0]$$

$$[L_2] = \begin{bmatrix} 292.7 & 16.57 \\ 16.57 & 292.7 \end{bmatrix} \text{ (nH/m)} ;$$

$$[C_2] = \begin{bmatrix} 40.69 & -2.552 \\ -2.552 & 40.69 \end{bmatrix} \text{ (pF/m)}$$

$$[R_2] = \begin{bmatrix} 505.2 & 22.86 \\ 22.86 & 505.2 \end{bmatrix} \text{ (\Omega/m)} ;$$

$$[G_2] = [0]$$

$$[L_3] = [L_4] = \begin{bmatrix} 294 & 26.41 \\ 26.41 & 294 \end{bmatrix} \text{ (nH/m)} ;$$

$$[C_3] = [C_4] = \begin{bmatrix} 40.92 & -4.364 \\ -4.364 & 40.92 \end{bmatrix} \text{ (pF/m)}$$

$$[R_3] = [R_4] = \begin{bmatrix} 511 & 30.32 \\ 30.32 & 511 \end{bmatrix} \text{ (\Omega/m)} ;$$

$$[G_3] = [G_4] = [0]$$

$$[L_5] = [L_6] = \begin{bmatrix} 295.1 & 34.16 \\ 34.16 & 295.1 \end{bmatrix} \text{ (nH/m)} ;$$

$$[C_5] = [C_6] = \begin{bmatrix} 41.08 & -5.334 \\ -5.334 & 41.08 \end{bmatrix} \text{ (pF/m)}$$

$$[R_5] = [R_6] = \begin{bmatrix} 517.5 & 33.58 \\ 33.58 & 517.5 \end{bmatrix} \text{ (\Omega/m)} ;$$

$$[G_5] = [G_6] = [0]$$

$$[L_7] = \begin{bmatrix} 296.1 & 41.69 \\ 41.69 & 296.1 \end{bmatrix} \text{ (nH/m)} ;$$

$$[C_7] = \begin{bmatrix} 42.32 & -7.301 \\ -7.301 & 42.23 \end{bmatrix} \text{ (pF/m)}$$

$$[R_7] = \begin{bmatrix} 525.3 & 34.67 \\ 34.67 & 525.3 \end{bmatrix} (\Omega/m);$$

$$[G_7] = [0]$$

$$[L_8] = \begin{bmatrix} 295.6 & 45.46 \\ 45.46 & 295.6 \end{bmatrix} (\text{nH}/m);$$

$$[C_8] = \begin{bmatrix} 42.51 & -8.482 \\ -8.482 & 42.51 \end{bmatrix} (\text{pF}/m)$$

$$[R_8] = \begin{bmatrix} 527.7 & 34.27 \\ 34.27 & 527.7 \end{bmatrix} (\Omega/m);$$

$$[G_8] = [0]$$

$$[L_9] = \begin{bmatrix} 296.8 & 49.44 \\ 49.44 & 296.8 \end{bmatrix} (\text{nH}/m);$$

$$[C_9] = \begin{bmatrix} 42.6 & -9.297 \\ -9.297 & 42.6 \end{bmatrix} (\text{pF}/m)$$

$$[R_9] = \begin{bmatrix} 534.8 & 33.64 \\ 33.64 & 534.8 \end{bmatrix} (\Omega/m);$$

$$[G_9] = [0]$$

Nous montrons la réponse fréquentielle du coupleur ainsi conçu, sur les graphes de la figure IV.67.

Le couplage S_{31} indiquant le transfert de puissance entre les accès (1) et (3) est (20.4 ± 2.7) dB sur la bande (10 – 60) GHz, résultat en très bon accord avec celui mesuré dans la référence [31] (figure IV.69).

L'isolation S_{41} traduisant le transfert de puissance entre les accès (1) et (4) permet la détermination de la directivité (traduit la qualité du coupleur, Directivité = Isolation - Couplage) du coupleur qui vaut 4 dB à 36 GHz au lieu de 5 dB à 52 GHz présenté dans la référence [31].

Les pertes d'insertion S_{21} traduisant le transfert de puissance entre les accès (1) et (2) du coupleur, présentées sur la figure IV.68, restent inférieures à 0.33 dB jusqu'à 60 GHz.

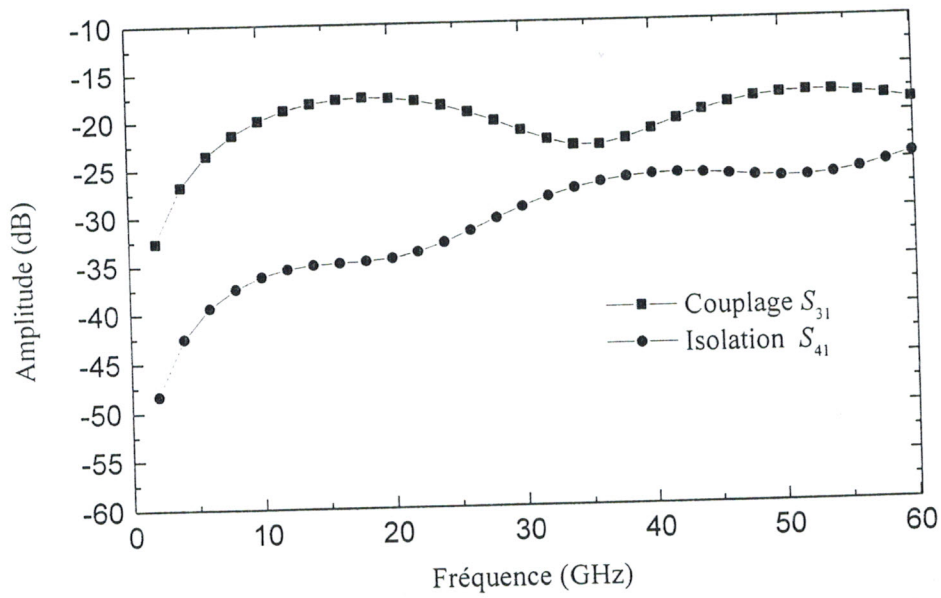


Figure IV.67 Réponse fréquentielle du coupleur SMM micro-usiné utilisant neuf lignes SMM couplées

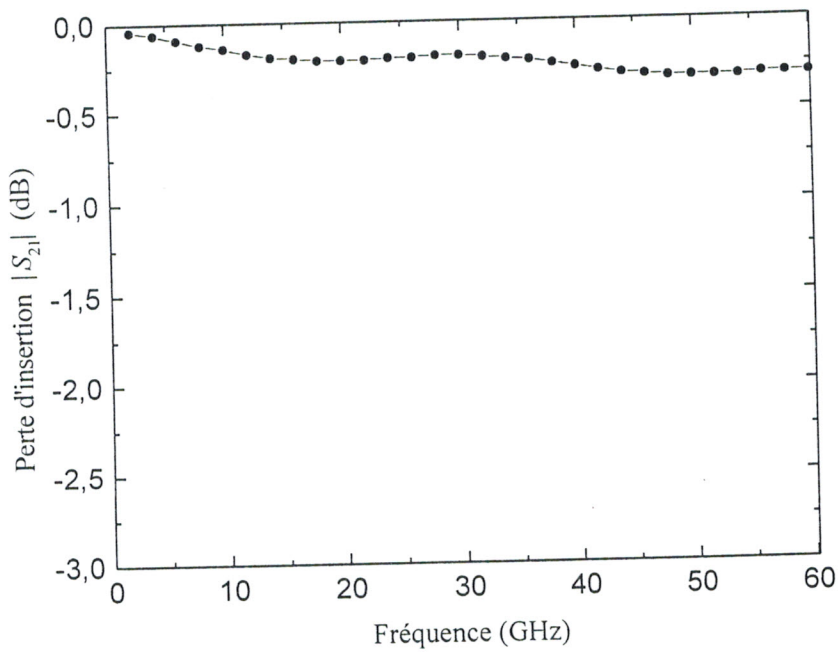


Figure IV.68 Perte d'insertion (S_{21}) du coupleur utilisant neuf lignes SMM couplées

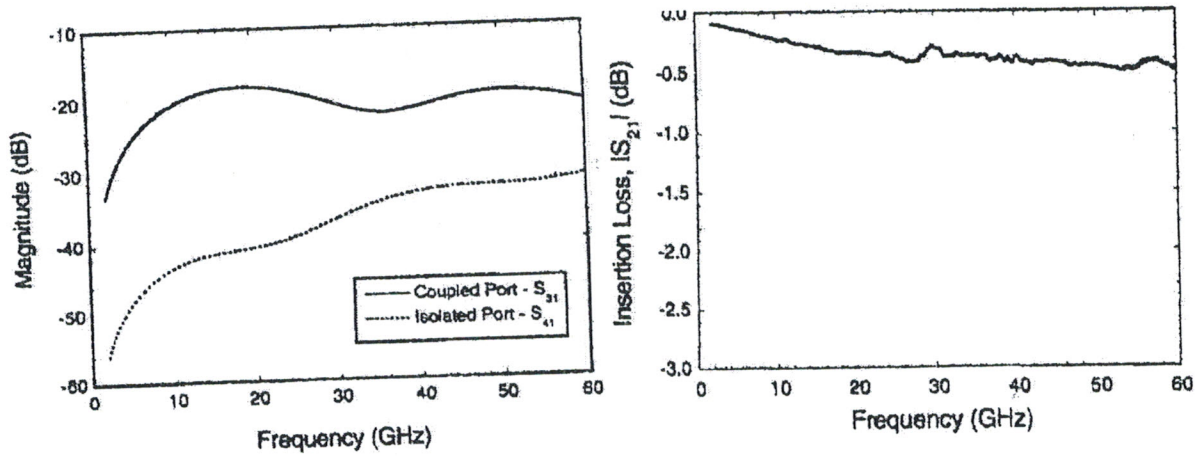


Figure IV.69 Réponse fréquentielle du coupleur de la référence [31]

- *Conception d'un coupleur utilisant six lignes SMM couplées*

Dans ce paragraphe, nous présentons un autre coupleur directif micro-usiné opérant dans la plage fréquentielle (10 – 80) GHz, réalisé à base de lignes SMM couplées de longueur 500 μm et d'impédance caractéristique 50 Ω (figure (IV.70)).

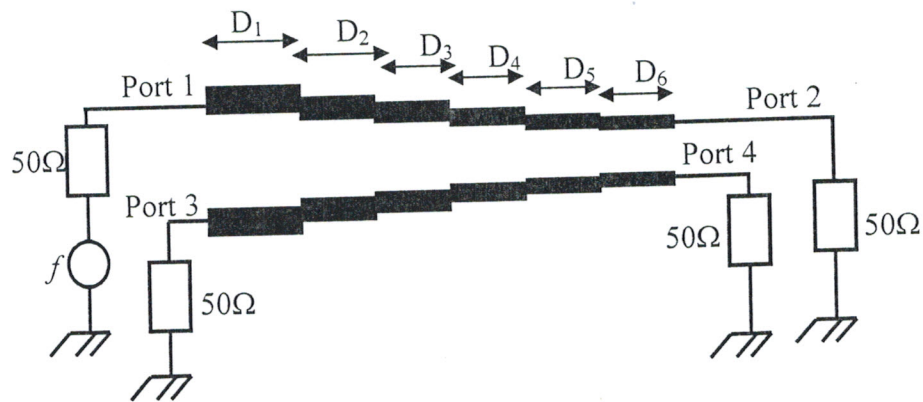


Figure IV.70 Coupleur directif utilisant six lignes SMM couplées

En suivant la même procédure de conception que précédemment, nous trouvons les résultats ci-dessous pour les paramètres géométriques indiqués dans le tableau IV.4.

W (μm)	S (μm)	Zoe(Ω)	Zoo(Ω)	ϵ_{effe}	ϵ_{effo}	v_e 10 ⁸ m/s	v_o 10 ⁸ m/s	α_e (dB/m)	α_o (dB/m)
277	332	50.57	49.5	1.055	1.056	2.919	2.917	38.69	38.45
226	286	50.79	49.3	1.06	1.063	2.912	2.908	38.82	38.57
225	165	52.03	48.3	1.056	1.067	2.917	2.903	38.78	38.73
224	105	53.48	47.03	1.052	1.075	2.923	2.892	38.52	39.41
223	55	55.82	44.42	1.042	1.094	2.937	2.866	37.74	42.37
221	48	50.03	56.54	1.043	1.113	2.935	2.842	37.65	43.78

Tableau IV.4
Paramètres électromagnétiques

$$[L_1] = \begin{bmatrix} 170.3 & 1.746 \\ 1.746 & 170.3 \end{bmatrix} \text{ (nH/m) ;}$$

$$[C_1] = \begin{bmatrix} 68.5 & -0.7505 \\ -0.7505 & 68.5 \end{bmatrix} \text{ (pF/m)}$$

$$[R_1] = \begin{bmatrix} 444.3 & 6.102 \\ 6.102 & 444.3 \end{bmatrix} \text{ (Ω/m) ;}$$

$$[G_1] = [0]$$

$$[L_2] = \begin{bmatrix} 170.8 & 2.381 \\ 2.318 & 170.8 \end{bmatrix} \text{ (nH/m) ;}$$

$$[C_2] = \begin{bmatrix} 68.67 & -1.052 \\ -1.052 & 68.67 \end{bmatrix} \text{ (pF/m)}$$

$$[R_2] = \begin{bmatrix} 446 & 7.985 \\ 7.985 & 446 \end{bmatrix} \text{ (Ω/m) ;}$$

$$[G_2] = [0]$$

$$[L_3] = \begin{bmatrix} 171.3 & 5.863 \\ 5.863 & 171.3 \end{bmatrix} \text{ (nH/m) ;}$$

$$[C_3] = \begin{bmatrix} 68.57 & -2.674 \\ -2.674 & 68.57 \end{bmatrix} \text{ (pF/m)}$$

$$[R_3] = \begin{bmatrix} 447.9 & 16.69 \\ 16.69 & 447.9 \end{bmatrix} (\Omega/m); \quad [G_3] = [0]$$

$$[L_4] = \begin{bmatrix} 171.6 & 10.12 \\ 10.12 & 171.6 \end{bmatrix} (\text{nH}/m); \quad [C_4] = \begin{bmatrix} 68.75 & -4.775 \\ -4.775 & 68.75 \end{bmatrix} (\text{pF}/m)$$

$$[R_4] = \begin{bmatrix} 450.5 & 23.82 \\ 23.82 & 450.5 \end{bmatrix} (\Omega/m); \quad [G_4] = [0]$$

$$[L_5] = \begin{bmatrix} 171 & 17.77 \\ 17.77 & 171 \end{bmatrix} (\text{nH}/m); \quad [C_5] = \begin{bmatrix} 69.92 & -8.94 \\ -8.94 & 69.92 \end{bmatrix} (\text{pF}/m)$$

$$[R_5] = \begin{bmatrix} 458.3 & 26.73 \\ 26.73 & 458.3 \end{bmatrix} (\Omega/m); \quad [G_5] = [0]$$

$$[L_6] = \begin{bmatrix} 171.7 & 19.7 \\ 19.7 & 171.7 \end{bmatrix} (\text{nH}/m); \quad [C_6] = \begin{bmatrix} 70.56 & -10.3 \\ -10.3 & 70.56 \end{bmatrix} (\text{pF}/m)$$

$$[R_6] = \begin{bmatrix} 464.4 & 25.71 \\ 25.71 & 464.4 \end{bmatrix} (\Omega/m); \quad [G_6] = [0]$$

La réponse fréquentielle du coupleur directif utilisant six lignes SMM couplées est présentée sur la figure IV.71

On constate des graphes IV.71 et IV.72 que ce coupleur présente un couplage de 20 dB avec des pertes d'insertion moins de 0.2 dB sur une très large bande de fréquence (10-80) GHz et une directivité minimale de 9 dB à 80 GHz.

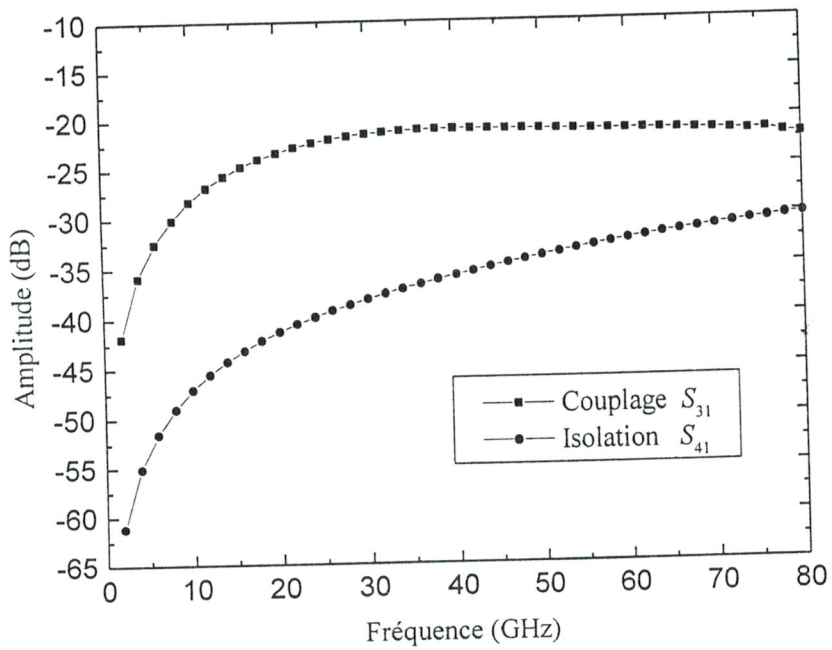


Figure IV.71 Réponse fréquentielle du coupleur utilisant six lignes SMM couplées

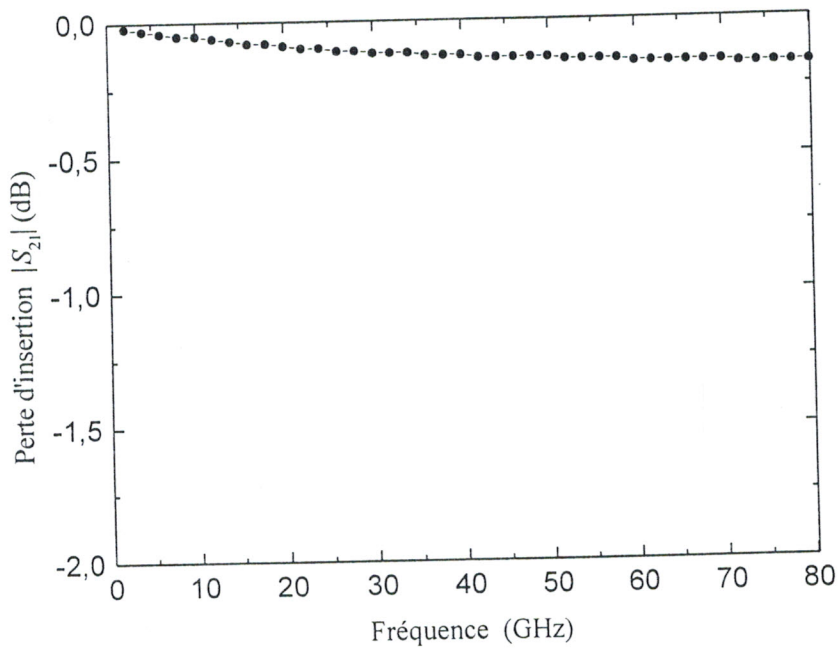


Figure IV.72 Perte d'insertion (S_{21}) du coupleur utilisant six lignes SMM couplées

IV.3.2.4 CONCLUSION

Nous venons de présenter deux coupleurs directifs micro-usinés. Ces coupleurs conçus à base de lignes SMM ont montré de très bonnes performances dans la bande des ondes millimétriques (10 – 60) GHz. Ces résultats très encourageants confirment l'intérêt de la technologie micro-usinée sur membrane pour la réalisation des circuits millimétriques.

IV.3.3 FILTRES MILLIMÉTRIQUES

IV.3.3.1 INTRODUCTION

Les filtres sont des dispositifs passifs qui ont pour but de sélectionner, éliminer ou séparer des signaux situés dans des bandes de fréquences différentes, d'où les noms de filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande et stop bande.

Ils peuvent être utilisés en association avec d'autres éléments ou dispositifs passifs, comme cela est le cas dans les multiplexeurs ou diplexeurs utilisés en télécommunications. Ils sont aussi utilisés dans les circuits actifs tels que les amplificateurs, les mélangeurs, etc....[75], [76].

Récemment plusieurs filtres planaires millimétriques ont été réalisés par la technique de micro-usinage présentant ainsi d'excellentes performances. Des filtres passe-bande d'onde sub-millimétrique (jusqu'à 250 GHz) ont été réalisés en utilisant la ligne CMM, d'autres filtres passe-bas réalisés à base de la ligne CMM ou la ligne SMM ont été testés et ils ont montré de très bonnes performances par comparaison à ceux utilisant des lignes à substrat traditionnel.

L'objectif visé à travers notre étude dans ce paragraphe, concerne la modélisation et la validation des résultats expérimentaux présentés dans la littérature scientifique. Nous nous intéressons d'une part aux filtres passe-bas de fréquences de coupures de 29.9 GHz et 100 GHz, d'autre part aux filtres passe-bandes interdigitaux conçus autour de 15 GHz.

IV.3.3.2 FILTRES PASSE-BAS

Les filtres passe-bas sont conçus par la mise en cascade de tronçons de lignes micro bandes, de grande largeur et de faible largeur, comme le montre les figures IV.73 et IV.76.

Les résultats de conception par la MoM de deux filtres passe-bas à 5 éléments et 7 éléments réalisés à base de la ligne CMM (figure IV.47) seront présentés.

• **Filtre à 5 éléments :**

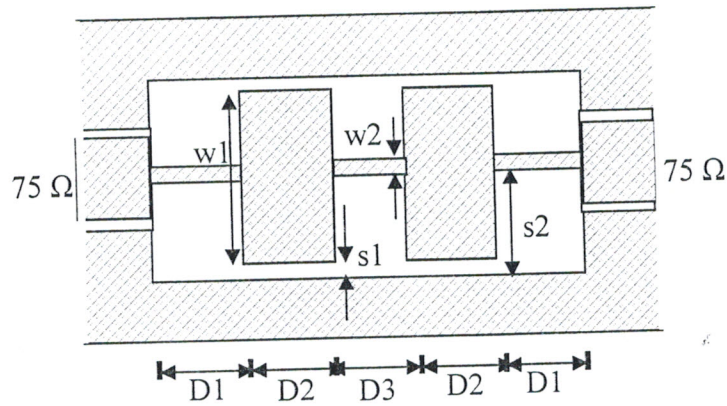


Figure IV. 73 Filtre passe-bas à 5 éléments

Pour concevoir ce filtre passe-bas réalisé selon le profil donné sur la figure IV.73, il faut tout d'abord déterminer les paramètres primaires de chaque section. Pour cela, nous avons appliqué le logiciel MoM 2D à un système de ligne CMM (figure IV.47) ayant les caractéristiques géométriques et électriques suivantes :

$h = 355 \mu\text{m}$; $hm = 1.5 \mu\text{m}$ ($\epsilon_{rm} = 4.5$) ; $l_{bi} = 1800 \mu\text{m}$; $a = 2000 \mu\text{m}$

$w1 = 1320 \mu\text{m}$; $w2 = 40 \mu\text{m}$; $s1 = 40 \mu\text{m}$

$D1 = 745 \mu\text{m}$; $D2 = 1200 \mu\text{m}$; $D3 = 1189 \mu\text{m}$

Fréquence de travail $f = 25 \text{ GHz}$

Nous trouvons les résultats suivants :

Ligne CMM de largeur w1	Ligne CMM de largeur w2
$Z_{c1} = 44.17 \Omega$	$Z_{c2} = 244.6 \Omega$
$L_1 = 150.3 \text{ nH} / \text{m}$	$L_2 = 832 \text{ nH} / \text{m}$
$C_1 = 77.52 \text{ pF} / \text{m}$	$C_2 = 14.01 \text{ pF} / \text{m}$
$R_1 = 147.7 \Omega / \text{m}$	$R_2 = 967.1 \Omega / \text{m}$
$G_1 = 0$	$G_2 = 0$

La réponse fréquentielle du filtre ainsi conçu, alimenté à travers une impédance de 75Ω , est illustrée sur la figure IV.74.

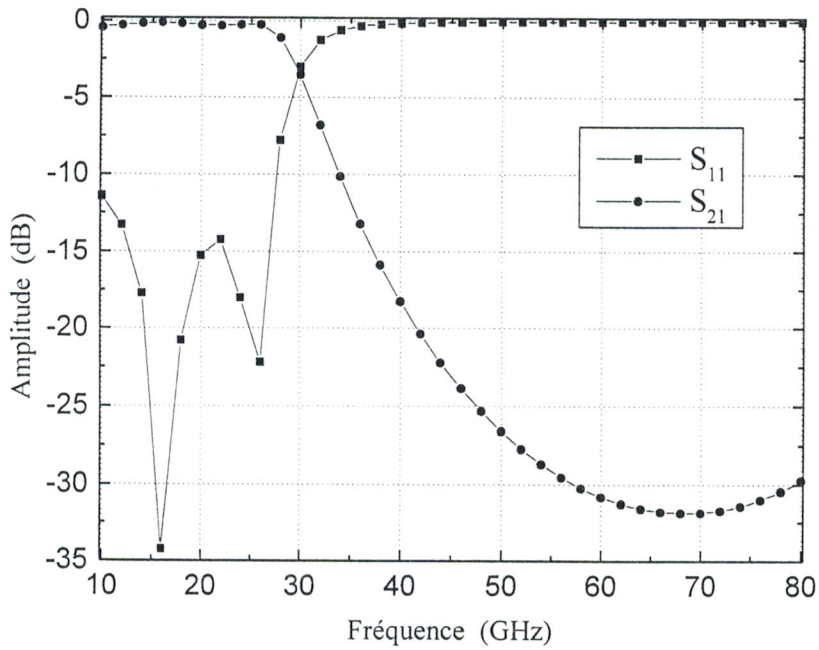


Figure IV.74 Réponse fréquentielle du filtre passe-bas à 5 éléments

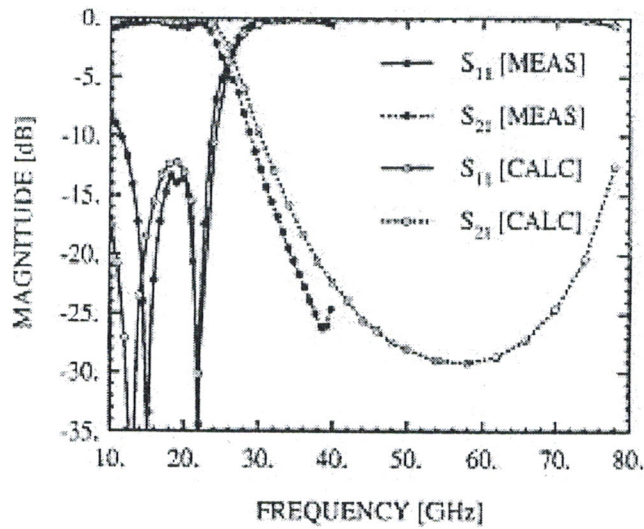


Figure IV.75 Réponse fréquentielle du filtre passe-bas à 5 éléments de la référence [41]

Le filtre présente une fréquence de coupure approximativement égale à 29.9 GHz avec des pertes d'insertion inférieures à 0.6 dB jusqu'à 28 GHz, en raison d'absence des pertes diélectriques et rayonnantes de la ligne CMM.

Les résultats numériques ainsi obtenus sont en très bon accord avec ceux de la référence [41] (figure IV.75).

• **Filtre à 7 éléments :**

La géométrie du filtre passe-bas à 7 sections de ligne CMM (figure IV.47) est présentée sur la figure IV.76. Les caractéristiques géométriques sont :

- $w_1 = 540 \mu\text{m}$; $s_1 = 20 \mu\text{m}$; $w_2 = 20 \mu\text{m}$;
- $D_1 = 220 \mu\text{m}$; $D_2 = 340 \mu\text{m}$; $D_3 = 360 \mu\text{m}$; $D_4 = 420 \mu\text{m}$
- Fréquence de travail $f = 60 \text{ GHz}$.

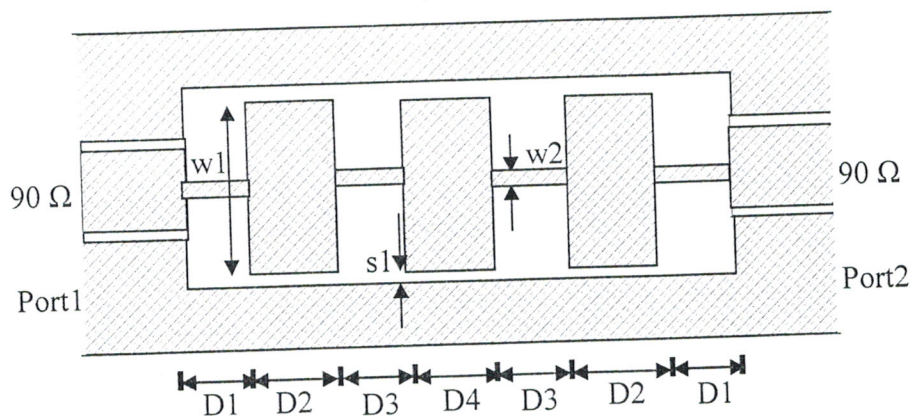


Figure IV. 76 Filtre passe-bas à 7 éléments

L'analyse de chaque tronçon de ligne CMM constituant le filtre en utilisant notre logiciel MoM 2D, nous fournit les résultats suivants :

Ligne CMM de largeur w_1	Ligne CMM de largeur w_2
$Z_{c1} = 53.35 \Omega$	$Z_{c2} = 256.1 \Omega$
$L_1 = 185 \text{ nH} / \text{m}$	$L_2 = 887 \text{ nH} / \text{m}$
$C_1 = 65.5 \text{ pF} / \text{m}$	$C_2 = 13.64 \text{ pF} / \text{m}$
$R_1 = 566.5 \Omega / \text{m}$	$R_2 = 2722 \Omega / \text{m}$
$G_1 = 0$	$G_2 = 0$

La réponse fréquentielle du filtre passe-bas ainsi conçu dans la bande (40 – 140) GHz, est montrée sur la figure IV.77.

Le filtre présente une fréquence de coupure de 100GHz avec des pertes d'insertion inférieures à 1 dB jusqu'à 96 GHz, et une réjection supérieure à 20 dB pour des fréquences supérieures à 125 GHz

Les performances illustrées sur cette figure sont en très bon accord avec ceux mesurées (figure IV.78), simulées dans la référence [42] par la technique numérique FDTD (Finite Difference Time Domain).

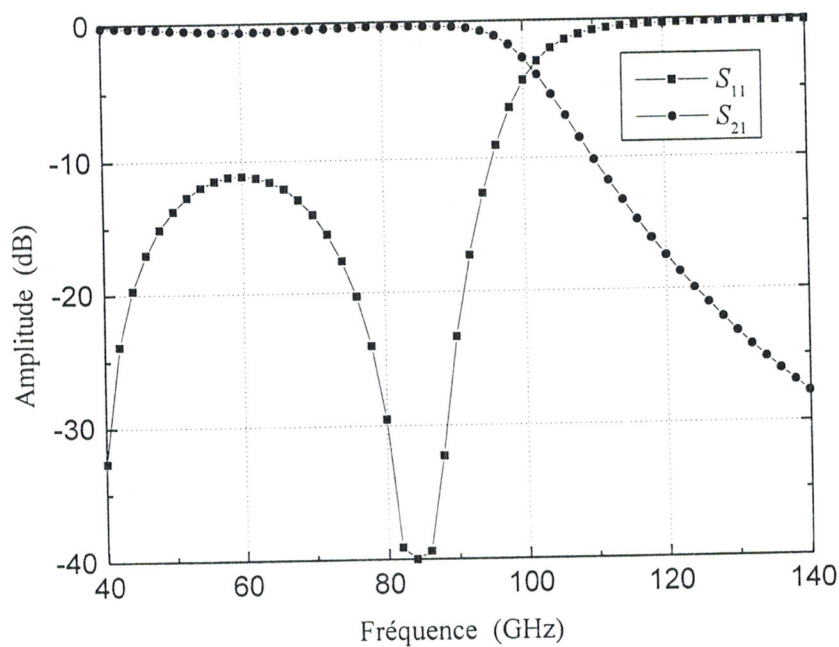


Figure IV.77 Réponse fréquentielle du filtre passe-bas micro-usiné à 7 sections

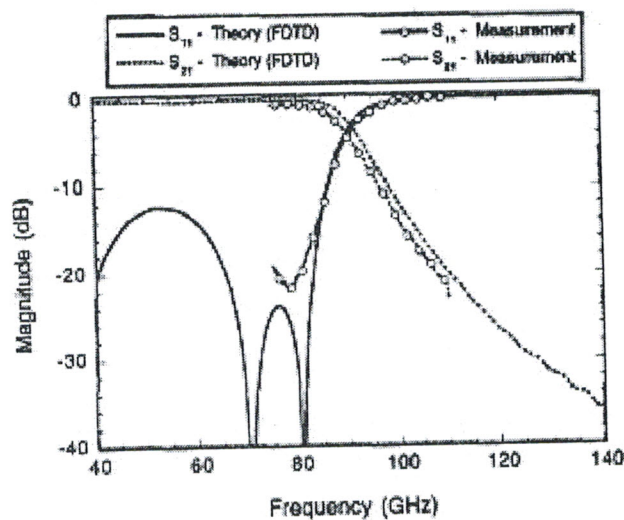


Figure IV.78 Réponse fréquentielle du filtre passe-bas micro-usiné à 7 sections de la référence [42]

IV.3.3.3 FILTRE PASSE-BANDE INTERDIGITAL

Les filtres interdigitaux (figure IV.79) peuvent être considérés comme des filtres à lignes couplées. Pour ce type de filtre passe-bande, les lignes d'entrée et de sortie sont en circuit ouvert à leurs extrémité tandis que les lignes intermédiaires sont en court-circuit à une extrémité et en circuits ouvert à l'autre ; les cotés des court-circuits et des circuits ouverts étant alternativement inversés.

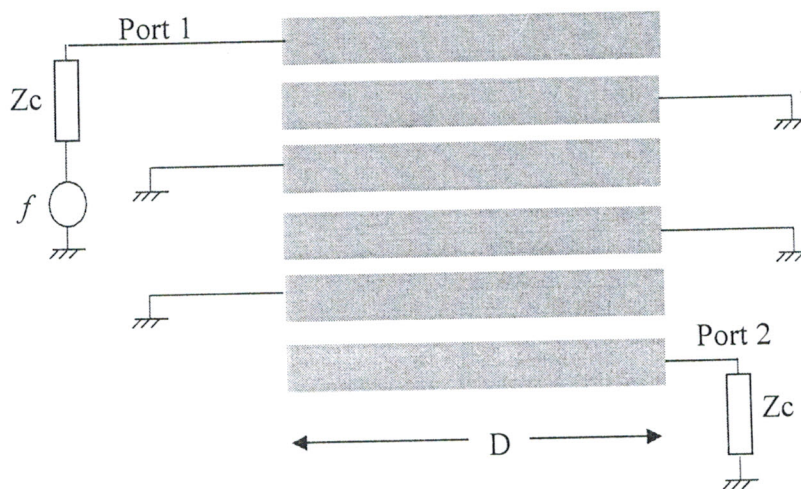


Figure IV.79 Filtre SMM interdigital à 6 éléments

Le filtre interdigital micro-usiné présenté dans la référence [36] est réalisé à base d'une ligne SMM (figure IV.41) à six rubans couplés en parallèle comme présenté ci-dessous.

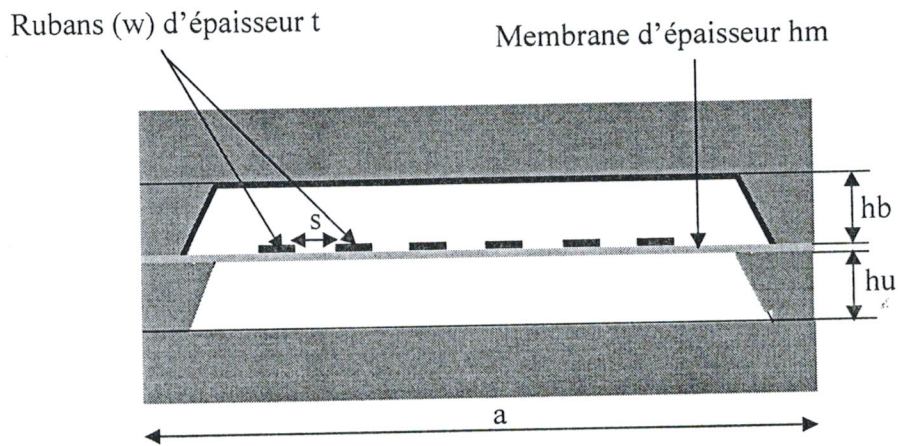


Figure IV. 80 Section transversale de la ligne SMM à six rubans utilisée pour la réalisation du filtre interdigital

Pour concevoir ce type de filtre interdigital micro-usiné, les paramètres matriciels primaires [L], [C], [R], et [G] présentés ci-dessous, de la structure de la figure IV.80, sont obtenus pour les caractéristiques géométriques suivantes :

$w_1 = w_6 = 122 \mu\text{m}$;	$s_1 = s_5 = 115 \mu\text{m}$
$w_2 = w_5 = 317 \mu\text{m}$;	$s_2 = s_4 = 141 \mu\text{m}$
$w_3 = w_4 = 304 \mu\text{m}$;	$s_3 = 149 \mu\text{m}$
$h_u = h_b = 355 \mu\text{m}$;	$h_m = 1.5 \mu\text{m} (\epsilon_{rm} = 4.5)$
$a = 2347 \mu\text{m}$	
Fréquence du travail	$f = 15 \text{ GHz}$
Longueur du filtre	$D = 4.75 \text{ mm}$

Les paramètres primaires $[L]$, $[C]$, $[R]$ et $[G]$ valent :

$$[L] = \begin{bmatrix} 542.3 & 112.2 & 23.61 & 4.888 & 1.344 & 1.47 \\ 112.2 & 349.8 & 68.95 & 14.07 & 3.068 & 1.344 \\ 23.61 & 68.95 & 352.9 & 66.51 & 14.07 & 4.888 \\ 4.888 & 14.07 & 66.51 & 352.9 & 68.95 & 23.61 \\ 1.344 & 3.068 & 14.07 & 68.95 & 349.8 & 112.2 \\ 1.470 & 1.344 & 4.888 & 23.61 & 112.2 & 542.3 \end{bmatrix} \quad (\text{nH/m})$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 21.97 & -7.028 & -0.0960 & -0.0022 & -0.0056 & -0.0401 \\ -7.028 & 35.33 & -6.413 & -0.1017 & -0.0031 & -0.0056 \\ -0.0960 & -6.413 & 33.94 & -6.120 & -0.1017 & -0.0022 \\ -0.0022 & -0.1017 & -6.120 & 33.94 & -6.413 & -0.0960 \\ -0.0056 & -0.0031 & -0.1017 & -6.413 & 35.33 & -7.028 \\ -0.0400 & -0.0056 & -0.0022 & -0.0960 & -7.028 & 21.97 \end{bmatrix} \quad (\text{pF/m})$$

$$[R] = \begin{bmatrix} 260.3 & 5.036 & -3.639 & -1.463 & -0.2401 & -0.625 \\ 5.036 & 121.1 & 2.968 & -1.802 & -0.8516 & -0.2401 \\ -3.639 & 2.968 & 123.6 & 4.139 & -1.802 & -1.463 \\ -1.463 & -1.802 & 4.139 & 123.6 & 2.968 & -3.639 \\ -0.2401 & -0.8516 & -1.802 & 2.968 & 121.1 & 5.036 \\ 0.625 & -0.2401 & -1.463 & -3.639 & 5.036 & 260.3 \end{bmatrix} \quad (\Omega/\text{m})$$

$$[G] = [0]$$

La réponse fréquentielle du filtre interdigital est présentée sur la figure IV.81.

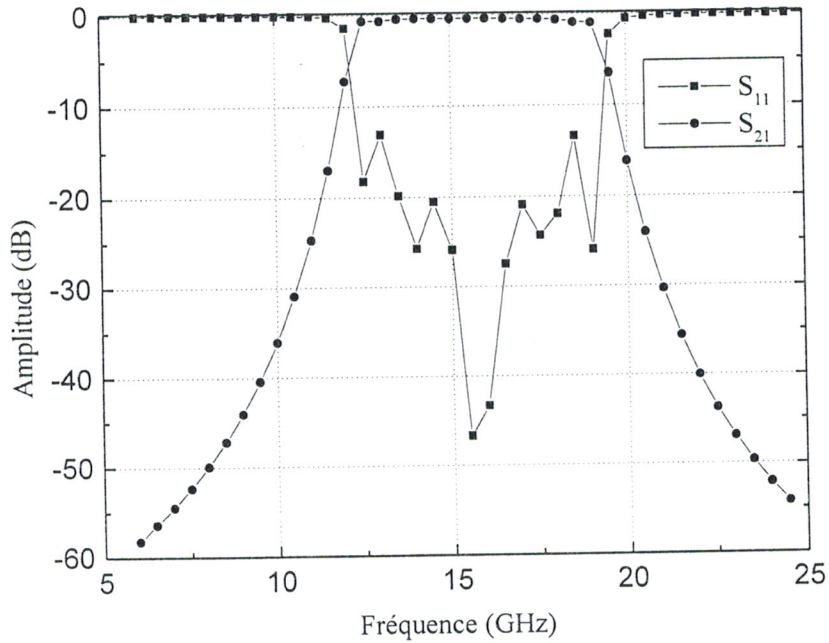


Figure IV.81 Réponse fréquentielle du filtre interdigital

Cette figure montre que la bande passante du filtre à 3 dB est de 7%, avec une perte d'insertion de 0.39 dB à la fréquence centrale (15.7 GHz).

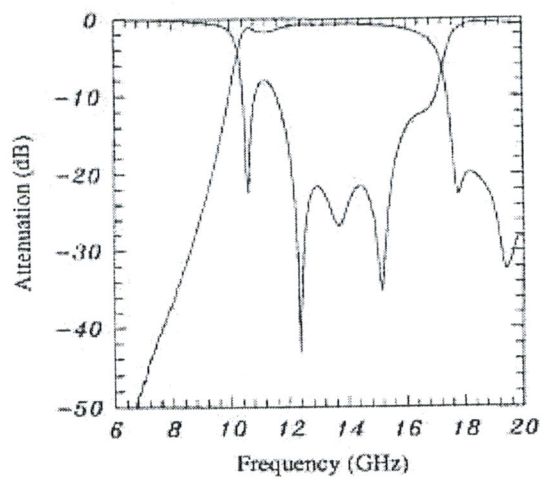


Figure IV.82 Réponse fréquentielle du filtre interdigital [36]

IV.3.4 CONCLUSION

Les résultats, que nous venons de présenter dans cette section sont très encourageants. La technologie de micro-usinage permet de réaliser des composants millimétriques planaires avec de très bonnes performances.

L'ensemble des coupleurs et des filtres réalisés présentent des pertes d'insertion un peu supérieures à celles obtenues par des composants en guide d'ondes, mais les performances que nous avons obtenues sont très nettement supérieures à celles des techniques planaires classiques. Ceci confirme donc l'intérêt de la technologie de micro-usinage sur membrane pour la réalisation de composants ou de sous systèmes millimétriques.

CONCLUSION GENERALE

ANNEXE I

**LIGNES A MICROBANDES COUPLEES EN
PARALLELE ET COUPLEURS DIRECTIS**

I.1 INTRODUCTION

Les coupleurs directs sont des dispositifs à quatre accès comme le montre la figure I.1

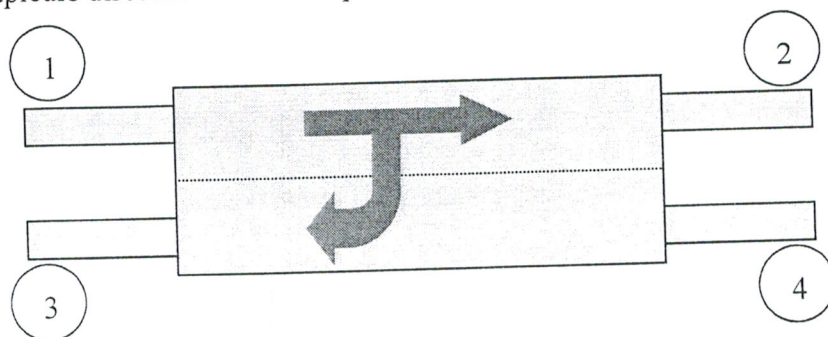


Figure I.1 Coupleur directif

Une onde incidente qui alimente l'accès (1) se propage vers l'accès (2). Une partie, plus ou moins importante de l'onde incidente est couplée à l'accès (3) et rien n'est transmis vers l'accès (4) si le coupleur est idéal. Ce principe de fonctionnement montre l'intérêt des coupleurs dans plusieurs applications hyperfréquences tel que le réflectomètre.

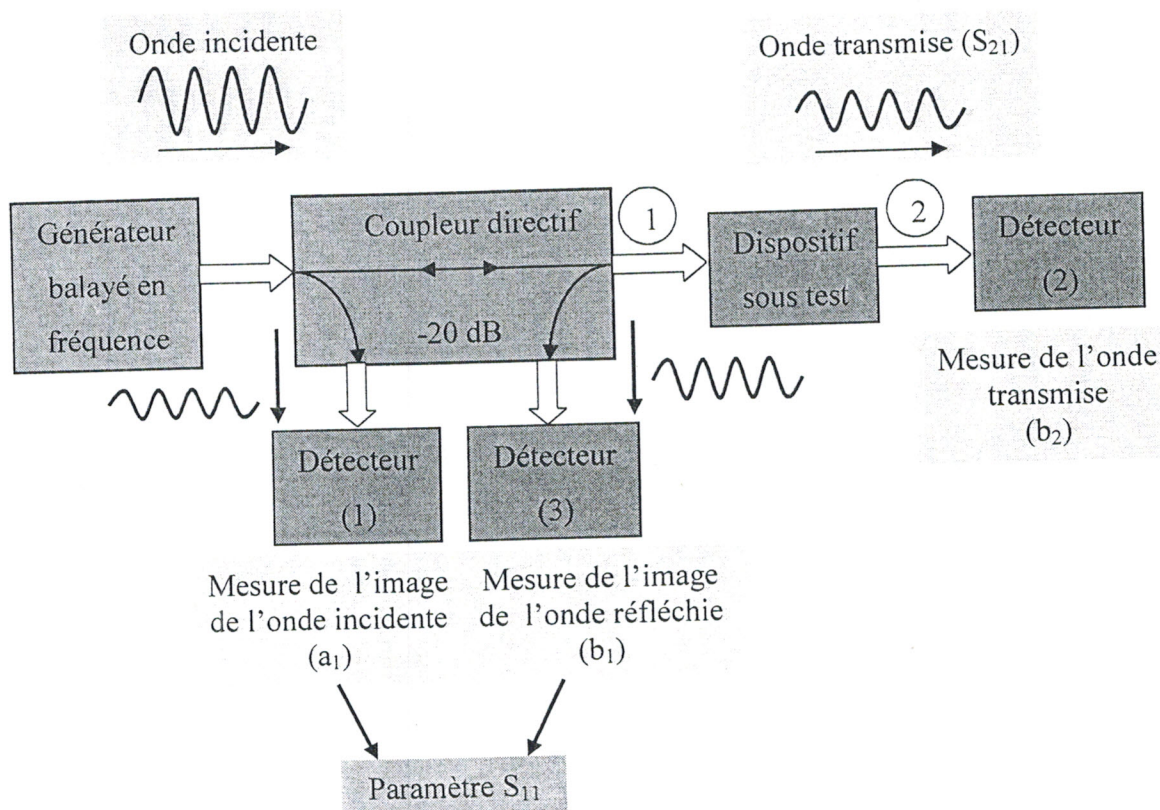


Figure I.2 Schéma du principe d'un réflectomètre

On voit sur la figure I.2, que le coupleur permet de séparer les ondes incidentes et réfléchies vis à vis du dispositif sous test. La mesure des amplitudes de ces ondes permet de déterminer le paramètre S_{11} en divisant l'image de l'onde réfléchie b_1 par l'image de l'onde incidente a_1 .

I.2 PARAMETRES CARACTERISTIQUES DES COUPLEURS [74]

On caractérise les performances d'un coupleur par les paramètres suivant :

Le couplage $C = 10 \log \frac{P_1}{P_3}$, est la grandeur par laquelle on désigne un coupleur et qui définit la fraction de puissance couplée au bras opposé du coupleur.

L'isolation $I = 10 \log \frac{P_1}{P_4}$, définit le degré d'isolation entre les accès (4) et (1).

La directivité $D = 10 \log \frac{P_3}{P_4}$, traduit la valeur du couplage indésirable qui peut apparaître à l'accès (4).

La directivité peut être déduite de l'isolation et le couplage par : $D = I - C$

Le facteur de transmission $T = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$, donne la fraction de puissance transmise à travers les accès (1) et (2) de la ligne primaire.

I.3 COUPLEURS A LIGNES PARALLELES

Le comportement de toute paire de lignes de transmission parallèles couplées, peut être décrit par la configuration suivante :

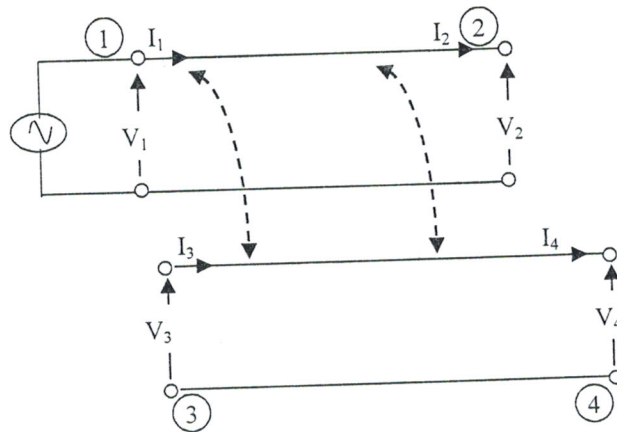


Figure I.3 Deux lignes de transmission couplées en parallèle

I.3.1 EQUATIONS DE DEUX LIGNES COUPLEES [74], [79]

Pour une ligne unique, on utilise le modèle des télégraphistes (R_0 , L_0 , C_0 , G_0) donnant le schéma équivalent d'un tronçon de ligne de longueur dz (figure I.4.a).

Pour une ligne à faible pertes, R_0 et G_0 sont nuls et on obtient le schéma de la figure I.4.b.

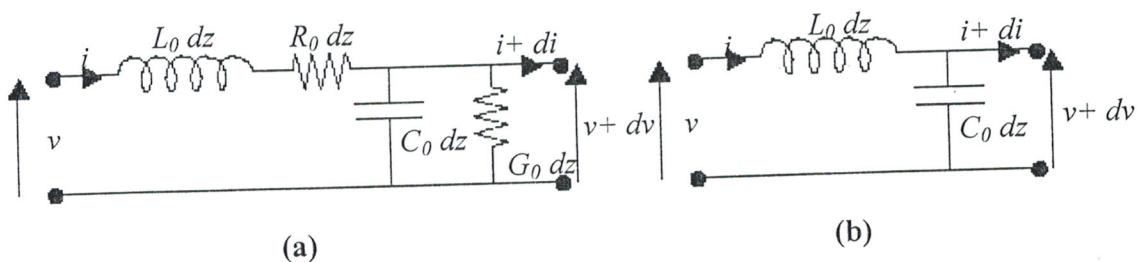


Figure I.4 Modèle des télégraphistes (a) général ; (b) sans pertes

Si l'on considère de faibles variations de tension et de courant (soit dz très petit devant la longueur d'onde), on écrit $dz \rightarrow \partial z$.

Les équations de kirchoff pour une seule ligne sont :

$$\begin{cases} -\frac{\partial v}{\partial z} = L_0 \frac{\partial i}{\partial t} & (I.1) \\ -\frac{\partial i}{\partial z} = C_0 \frac{\partial v}{\partial t} & (I.2) \end{cases}$$

Des équations (I.1) et (I.2) on tire l'équation des télégraphistes :

$$\frac{\partial^2 v}{\partial z^2} = L_0 C_0 \frac{\partial^2}{\partial t^2} = \frac{1}{v_\phi^2} \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \quad (I.3)$$

Par identification la vitesse de propagation de l'onde (ou vitesse de phase) s'écrit donc

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

On suppose que les deux lignes couplées sont identiques. D'autre part, on suppose que le mode qui propage sur chacune des lignes est TEM, ce qui désigne que nous ne prendrons pas en compte les pertes.

Le schéma équivalent de deux lignes couplées sans pertes est donné sur la figure I.5.

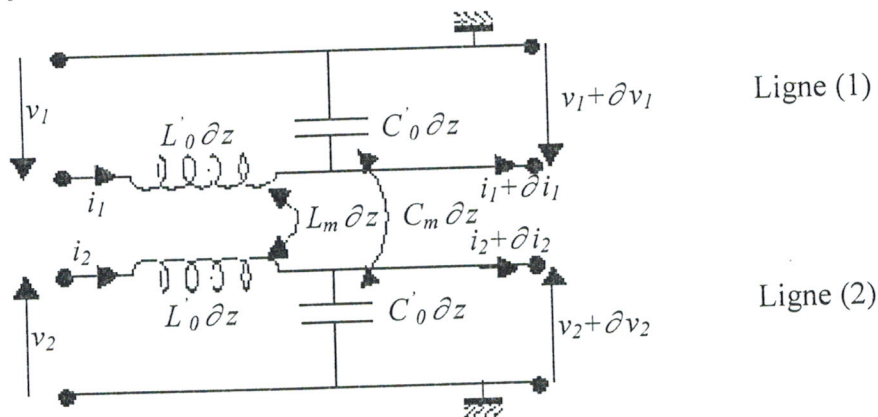


Figure I.5 Schéma équivalent de deux lignes couplées

Si on rapproche les deux lignes, les lignes de champ électrique et magnétique se déforment ; les paramètres caractéristiques deviennent L'_0 et C'_0 , différents respectivement de L_0 et C_0 .

L'induction magnétique entre les conducteurs des deux lignes peut être caractérisée par une induction mutuelle linéique L . De la même manière, le couplage électrique est caractérisé par une capacité de couplage linéique C_m .

Les équations de Kirchoff deviennent pour la ligne (1) :

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{\partial v_1}{\partial z} = L_0' \frac{\partial i_1}{\partial t} + L_m \frac{\partial i_2}{\partial t} \end{array} \right. \quad (I.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{\partial i_1}{\partial z} = C_0' \frac{\partial v_1}{\partial t} + C_m \frac{\partial (v_1 - v_2)}{\partial t} \end{array} \right. \quad (I.5)$$

En posant $C = C_0' + C_m$ et $L = L_0'$, les équations de Kirchoff s'écrivent alors de façon symétrique :

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{\partial v_1}{\partial z} = L \frac{\partial i_1}{\partial t} + L_m \frac{\partial i_2}{\partial t} \end{array} \right. \quad (I.6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{\partial i_1}{\partial z} = C \frac{\partial v_1}{\partial t} - C_m \frac{\partial v_2}{\partial t} \end{array} \right. \quad (I.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{\partial v_2}{\partial z} = L_m \frac{\partial i_1}{\partial t} + L \frac{\partial i_2}{\partial t} \end{array} \right. \quad (I.8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{\partial i_2}{\partial z} = -C_m \frac{\partial v_1}{\partial t} + C \frac{\partial v_2}{\partial t} \end{array} \right. \quad (I.9)$$

1.3.2 RESOLUTION DES EQUATIONS COUPLEES

En régime harmonique, les tensions s'écrivent de la forme : $v_1 = V_1 \exp j(\omega t - \beta z)$ et $v_2 = V_2 \exp j(\omega t - \beta z)$ où V_1 et V_2 représentent les amplitudes complexes associées au tensions $v_1(t)$ et $v_2(t)$ et β est la constante de propagation longitudinale.

En notant de même les courants, les équations (I.6) à (I.9) s'écrivent alors :

$$j\beta \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \\ V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} 0 & L & 0 & L_m \\ C & 0 & -C_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L \\ -C_m & 0 & C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \\ V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} -\frac{\beta}{\omega} & L & 0 & L_m \\ C & -\frac{\beta}{\omega} & -C_m & 0 \\ 0 & L_m & -\frac{\beta}{\omega} & L \\ -C_m & 0 & C & -\frac{\beta}{\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \\ V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [0] \quad (\text{I.11})$$

$$\text{Ce qui donne : } -\frac{\beta}{\omega} V_1 + L I_1 + L_m I_2 = 0 \quad (\text{I.12})$$

$$C V_1 - \frac{\beta}{\omega} I_1 - C_m V_2 = 0 \quad (\text{I.13})$$

$$L_m I_1 - \frac{\beta}{\omega} V_2 + L I_2 = 0 \quad (\text{I.14})$$

$$-C_m V_1 + C V_2 - \frac{\beta}{\omega} I_2 = 0 \quad (\text{I.15})$$

Pour que ce système d'équations linéaires ait au moins une solution, il faut que le déterminant de la matrice des coefficients soit nul, ce qui donne :

$$\begin{vmatrix} -\frac{\beta}{\omega} & L & 0 & L_m \\ C & -\frac{\beta}{\omega} & -C_m & 0 \\ 0 & L_m & -\frac{\beta}{\omega} & L \\ -C_m & 0 & C & -\frac{\beta}{\omega} \end{vmatrix} = 0 \quad (\text{I.16})$$

On obtient finalement deux solutions différentes correspondant aux deux modes de propagation progressif et régressif.

1.3.3 MODES NORMAUX SOLUTIONS DES EQUATIONS COUPLEES

Par un changement de variable, on peut obtenir des équations différentielles non couplées. Les modes solutions de ces équations non couplées sont appelés modes normaux.

La solution générale se construit à partir d'une superposition des modes normaux.

Pour découpler ces équations, on pose $V_e = V_1 + V_2$ et $V_o = V_1 - V_2$.

V_e et V_o correspondent respectivement aux modes « pair ou even ou commun » et « impair ou odd ou différence ».

De la même façon, on pose pour les courants : $I_e = I_1 + I_2$ et $I_o = I_1 - I_2$

I.3.3.1 EQUATIONS DE DISPERSION

Les équations de dispersion sont celles qui relient la pulsation ω à l'exposant de propagation β

A partir des équations (I.12) à (I.15), on obtient :

$$\frac{\beta_e}{\omega} V_e = L(1 + k_L) I_e \quad (I.17)$$

$$\frac{\beta_e}{\omega} I_e = C(1 - k_C) V_e \quad (I.18)$$

$$\frac{\beta_o}{\omega} V_o = L(1 - k_L) I_o \quad (I.19)$$

$$\frac{\beta_o}{\omega} I_o = C(1 + k_C) V_o \quad (I.20)$$

où $k_C = \frac{C_m}{C}$ et $k_L = \frac{L_m}{L}$ sont appelés les coefficients de couplage.

Si l'on exploite les équations (I.17) et (I.18) d'une part et les équations (I.19) et (I.20) d'autre part, on obtient facilement :

$$\left(\frac{\beta_e}{\omega} \right)^2 = LC(1 + k_L)(1 - k_C) \quad (I.21)$$

$$\left(\frac{\beta_o}{\omega} \right)^2 = LC(1 - k_L)(1 + k_C) \quad (I.22)$$

Par définition, la constante de propagation β s'écrit : $\beta = \frac{\omega}{v_\phi}$ où v_ϕ est la vitesse de

phase.

On déduit, donc, des équations (I.21) et (I.22), les vitesses de propagation de chaque mode.

$$v_{\phi e} = \frac{\omega}{\beta_e} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{1}{\sqrt{(1 + k_L)(1 - k_C)}} = \frac{v_\phi}{\sqrt{(1 + k_L)(1 - k_C)}} \quad (I.23)$$

$$v_{\varphi 0} = \frac{\omega}{\beta_0} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{1}{\sqrt{(1-k_L)(1+k_c)}} = \frac{v_\varphi}{\sqrt{(1-k_L)(1+k_c)}} \quad (I.24)$$

$$v_\varphi = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ vitesse de propagation dans la ligne isolée}$$

Si dans un plan transversal aux deux lignes, le diélectrique est inhomogène (cas des lignes micro-rubans), les vitesses de phase des deux modes ne sont pas identiques et l'étude analytique est très complexe.

Par contre si le diélectrique est homogène, l'onde qui propage est TEM pure et les vitesses sont identiques et égales à :

$$v_\varphi = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0}} = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Ceci entraîne : $k_L = k_C = k$

Nous nous limiterons par la suite à l'étude du couplage entre deux lignes identiques, et de surcroît ayant un diélectrique homogène dans tout le volume utile des deux lignes

I.3.3.2 PROPRIETES DES MODES PAIR ET IMPAIR

- **Mode pair :**

- L'équation de dispersion s'écrit : $\left(\frac{\beta}{\omega}\right)^2 = LC(1-k^2) \quad (I.25)$

- L'impédance caractéristique s'écrit, en utilisant les équations (I.17) et (I.25)

$$Z_{0e} = \frac{V_e}{I_e} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} = Z_c \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} \quad (I.26)$$

avec $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$ est l'impédance caractéristique de la ligne isolée.

- L'excitation du mode pair s'effectue de manière à éviter que le mode impaire soit excité, ce qui se réalise en reliant les deux lignes au même potentiel vis à vis de la masse, prise comme référence. Un exemple d'excitation du mode pair des lignes micro-rubans couplées est présenté sur la figure I.6.a

- **Mode impair :**

- L'équation de dispersion est identique au mode pair : $\left(\frac{\beta}{\omega}\right)^2 = LC(1-k^2)$ (I.27)

- L'impédance caractéristique s'écrit, en utilisant les équations (I.19) et (I.26),

$$Z_{0o} = \frac{V_o}{I_o} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} = Z_c \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} \quad (I.28)$$

On remarque que $Z_{0e} Z_{0o} = Z_c^2$

- L'excitation du mode impair s'effectue en alimentant les deux lignes par des tensions opposées (figure I.6.b)

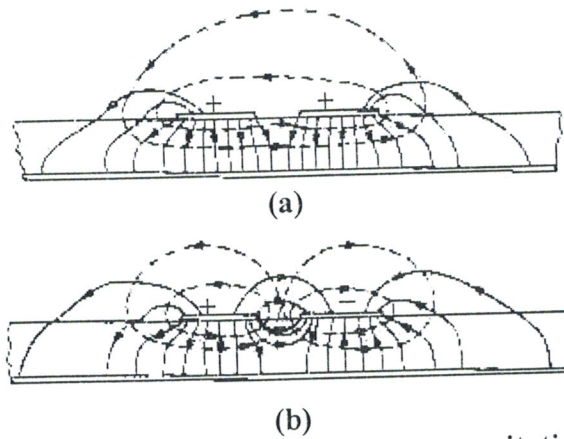


Figure I.6 Répartition du champ causé par une excitation, (a) mode pair, (b) mode impair sur des lignes à micro-rubans couplées en parallèle

I.4 APPLICATION AUX COUPLEURS A LIGNES PARALLELES SYMETRIQUES

On considère un coupleur symétrique, de longueur d , adapté aux quatre accès et excité à l'accès (1) par un générateur sinusoïdal de force électromotrice E_g (figure I.7)

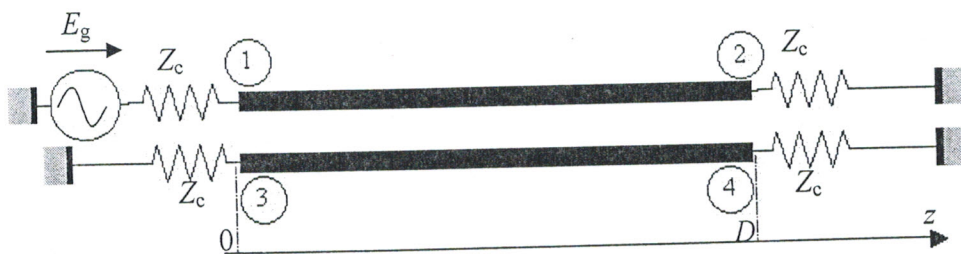


Figure I.7 Représentation de deux lignes couplées

Il existe quatre modes dans la structure, un mode pair progressif se dirigeant vers les z croissants, un mode pair régressif, un mode impair progressif et un mode impair régressif. Ce

sont les conditions aux limites en $z=0$ et $z=D$ où s'arrête le couplage entre les deux lignes, qui vont déterminer l'influence respective des quatre modes.

Pour la mise en équation, plusieurs méthodes d'analyse sont possibles, nous choisissons d'appliquer les conditions aux limites sur les ondes normalisées a_i et b_i .

On considère que le générateur impose à l'entrée de l'accès (1) une onde a_1 . On répartit cette excitation sur les deux modes propres (figure I.8)

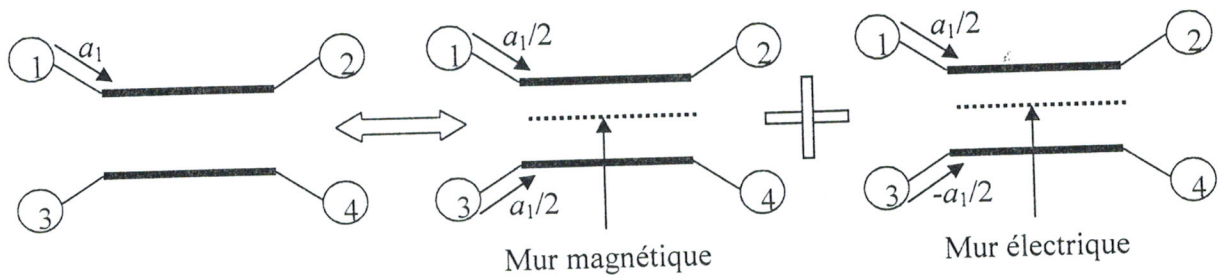


Figure I.8 Répartition de l'excitation sur les deux modes

La présence d'un mur magnétique ou électrique permet de traiter chaque demi-structure comme un quadripôle et non comme un octopôle, ce qui facilite le calcul des ondes émergentes.

• Mode pair :

Le schéma à considérer pour le mode pair est donné sur la figure I.9

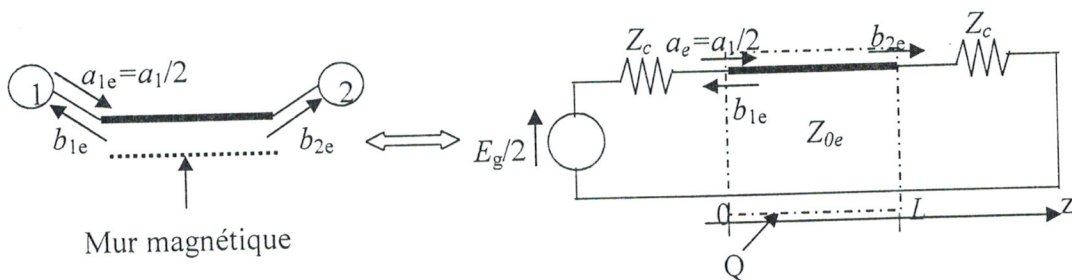


Figure I.9 Schéma du quadripôle dans le cas du mode pair

b_{1e} et b_{2e} sont les ondes émergentes aux accès (1) et (2). Le quadripôle défini sur la figure I.9 constitue une ligne de propagation, d'impédance caractéristique Z_{0e} , chargée par une impédance Z_c de part et d'autre et présentant un déphasage $\theta = \beta D$ (D : représente la distance

de couplage) entre l'onde entrante a_{1e} et l'onde émergente b_{1e} . Le calcul des paramètres S est classique et donne :

$$\begin{bmatrix} b_{1e} \\ b_{2e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_e & T_e \\ T_e & \Gamma_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1e} \\ a_{2e} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} b_{3e} \\ b_{4e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_e & T_e \\ T_e & \Gamma_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{3e} \\ a_{4e} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

avec $a_{1e} = a_{3e} = \frac{a_1}{2}$

$$\text{et} \quad \Gamma_e = \frac{j \left(\frac{Z_{0e}}{Z_c} - \frac{Z_c}{Z_{0e}} \right) \sin \theta}{2 \cos \theta + j \left(\frac{Z_{0e}}{Z_c} - \frac{Z_c}{Z_{0e}} \right) \sin \theta} \quad (\text{I.30})$$

$$T_e = \frac{2}{2 \cos \theta + j \left(\frac{Z_{0e}}{Z_c} + \frac{Z_c}{Z_{0e}} \right) \sin \theta} \quad (\text{I.31})$$

• Mode impair :

Le schéma à considérer pour le mode impair est donné sur la figure I.10

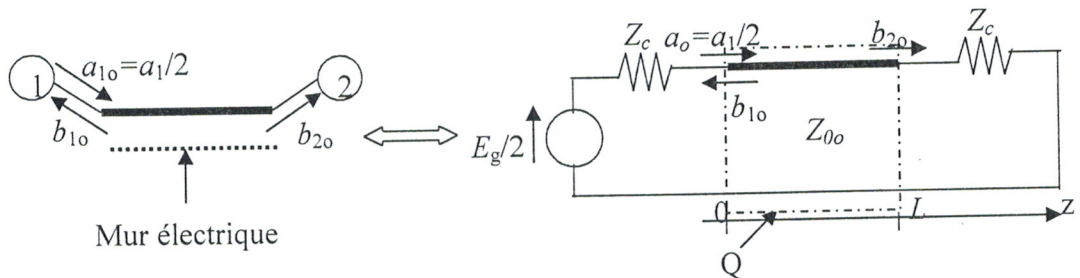


Figure I.10 Schéma du quadripôle dans le cas du mode impair

Suivant le même raisonnement du mode pair, on définit :

$$\begin{bmatrix} b_{1o} \\ b_{2o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_o & T_o \\ T_o & \Gamma_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1o} \\ a_{2o} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} b_{3o} \\ b_{4o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_o & T_o \\ T_o & \Gamma_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{3o} \\ a_{4o} \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

avec $a_{1o} = -a_{3o} = \frac{a_1}{2}$

$$\text{et } \Gamma_o = \frac{j \left(\frac{Z_{0o}}{Z_c} - \frac{Z_c}{Z_{0o}} \right) \sin \theta}{2 \cos \theta + j \left(\frac{Z_{co}}{Z_c} + \frac{Z_c}{Z_{0o}} \right) \sin \theta} \quad (\text{I.33})$$

$$T_o = \frac{2}{2 \cos \theta + j \left(\frac{Z_{0o}}{Z_c} + \frac{Z_c}{Z_{0o}} \right) \sin \theta} \quad (\text{I.34})$$

• **Matrice S du coupleur complet :**

On superpose les deux modes :

$$b_1 = b_{12} + b_{1o} = \Gamma_e a_{1e} + \Gamma_o a_{1o} = (\Gamma_e + \Gamma_o) \frac{a_1}{2} = S_{11} a_1 \quad (\text{I.35})$$

$$b_2 = b_{2e} + b_{2o} = T_e a_{1e} + T_o a_{1o} = (T_e + T_o) \frac{a_1}{2} = S_{21} a_1 \quad (\text{I.36})$$

$$b_3 = b_{3e} + b_{3o} = \Gamma_e a_{3e} + \Gamma_o a_{3o} = (\Gamma_e - \Gamma_o) \frac{a_1}{2} = S_{31} a_1 \quad (\text{I.37})$$

$$b_4 = b_{4e} + b_{4o} = T_e a_{3e} + T_o a_{3o} = (T_e - T_o) \frac{a_1}{2} = S_{41} a_1 \quad (\text{I.38})$$

Le quadripôle est symétrique, sa matrice $[S]$ de répartition l'est également et l'on a :

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{\Gamma_e + \Gamma_o}{2} & \frac{T_e + T_o}{2} & \frac{\Gamma_e - \Gamma_o}{2} & \frac{T_e - T_o}{2} \\ \frac{T_e + T_o}{2} & \frac{\Gamma_e + \Gamma_o}{2} & \frac{T_e - T_o}{2} & \frac{\Gamma_e - \Gamma_o}{2} \\ \frac{\Gamma_e - \Gamma_o}{2} & \frac{T_e - T_o}{2} & \frac{\Gamma_e + \Gamma_o}{2} & \frac{T_e + T_o}{2} \\ \frac{T_e - T_o}{2} & \frac{\Gamma_e - \Gamma_o}{2} & \frac{T_e + T_o}{2} & \frac{\Gamma_e + \Gamma_o}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

pour obtenir un coupleur directif, on doit avoir $b_4 = 0$, soit $T_e = T_o$ (équation (I.38)). Ceci

entraîne (équations (I.31) et (I.34)) $\frac{Z_{0e}}{Z_c} + \frac{Z_c}{Z_{0e}} = \frac{Z_{0o}}{Z_c} + \frac{Z_c}{Z_{0o}}$, ce qui donne : $Z_{0e} Z_{0o} = Z_c^2$.

En remplaçant dans les équations (I.30) et (I.33), on trouve alors : $\Gamma_o = -\Gamma_e$, ce qui entraîne $b_1 = 0$. Donc le coupleur est adapté, par conséquent $S_{ii} = \frac{\Gamma_e + \Gamma_o}{2} = 0$.

En utilisant les équations (I.26), (I.28), (I.30), (I.33) et (I.37), on calcule :

$$S_{31} = \frac{jk \sin \theta}{\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta}$$

En utilisant les équations (I.26), (I.28), (I.31), (I.34) et (I.36), on calcule :

$$S_{21} = \frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta}$$

Nous obtenons un couplage maximum si : $\sin \theta = 1 \Rightarrow \cos \theta = 0$.

Ceci est vérifié si la longueur D de la ligne respecte la condition suivante :

$$\theta = \beta D = \frac{2\pi}{\lambda} D = \frac{\pi}{2} + h\pi; \quad h \in \mathbb{Z}.$$

Dans ce cas, la matrice $[S]$ complète du coupleur directif devient :

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

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **M. V. Schneider** « Microstrip lines for microwave integrated circuits »
The Bell System Technical Journal, pp. 1421- 1444, May-June 1969
- [2] **M. V. Schneider** « Dielectric loss in integrated microwave circuits »
The Bell System Technical Journal, pp. 2325- 2332, September 1969
- [3] **K. Beilenhoff, H. Klingbeil, W. Heinrich, H. L. Hartnagel** « Open and short circuits in coplanar MMIC's »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.41, N°9, pp. 1534-1737, September 1993
- [4] **Seiichi Banba, Hiroyo Ogawa** « Multilayer MMIC directional couplers using thin dielectric layers »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°6, pp. 1270-1275, June 1995
- [5] **Michael Tran, Cam Nguyen** « Modified broad-side coupled microstrip lines suitable for MIC and MMIC applications and a new class of broadside- coupled band-pass filters »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.41, N°8, pp. 1336-1342, August 1993
- [6] **Chu An Dong Zhao, Ikuo Awai** « Applications of the finite difference techniques to the compensated VIP 3dB directional coupler »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.44, N°11, pp.2045-2052, November 1996
- [7] **Moncef Kadi, Mohamed Kahdi Riabi** « Caractérisation rigoureuse d'un coupleur directif en lignes à ailettes »
IMCES'99, Sidi Bel Abbès, pp.114-119, , le 17 et 18, Mai 1999

- [8] **Matthew Gillick, I. D. Robertson, J. S. Joshi** « Design analysis of novel coupling structures for multilayer MMIC's »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.41, N°2, pp.346-349, February 1993
- [9] **N. I. Dib, Linda P.B. Katehi, G. E. Ponckak, R. N. Simons** « Theoretical and experimental characterization of coplanar waveguide discontinuities for filter applications »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.39, N°5, pp.873-882, May 1991.
- [10] **C. J. Railton, S. A. Meade** « Fast rigorous analysis of shielded planar filters »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°5, pp.878-985, May 1992
- [11] **F. Lih, Chien Wen chiu, Ruey Beei Wu** « Coplanar waveguide band-pass filter A Ribbon-of- Brich-Wall design »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°7, pp.1589-1596, July 1995
- [12] **Harold E. Stinelfer** « An accurate calculation of uniform microstrip transmission lines »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-16, N°7, pp.439-444, July 1968
- [13] **Raj Mittra, Tutsuo Ttoh** « Analysis of microstrip transmission lines »
Advances in Microwaves LEO Young H. SOBOL, Vol.8, pp. 67-141, 1974
- [14] **N.Ben Ahmed, M. Feham** « Analyse des lignes microrubans par la méthode des différences finies »
Revue Génie Electrique, Vol. N°2, pp. 5-7, Juin 1998

- [15] **K.C. Gupta, Ramesh Garg, I. Bahl, Prakash Bhartia** « Microstrip lines and slot lines »
Norwood, MA 02062, Artech House, 1996.
- [16] **M. S. Alam, M. Koshiba, K. Hirayama, Y. Hayashi** « Analysis of lossy planar transmission lines by using a vector finite element method »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°10, October, 1995
- [17] **P. Sewell, Tullio Rozzi** « Characterization of air-bridges in MM-wave coplanar waveguide using the complete mode spectrum of CPW »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.42, N°11, pp.2078-2086, November, 1992
- [18] **Chih When Kuo, Tatsuo Itoh** « Characterization of shielded coplanar type transmission line junction discontinuities incorporating the finite metallization thickness effect »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, N°1, pp.73- 80, January 1992
- [19] **Jeng-Yi Ke, Chun Hsing Chen** « Dispersion and attenuation characteristics of coplanar waveguides with finite metallization thickness and conductivity »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°5, pp.1128-1135, May 1995
- [20] **A. C. Reyes, S. M. Ghazaly, S. J. D. Patterson** « Coplanar waveguides and microwave inductors on silicon substrates »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°9, pp.2016-2022, September 1995
- [21] **Gabriel G. Rebeiz** « Millimeter wave and terahertz integrated circuit antennas »
IEEE, Vol. 80, pp 1748-1770, 1993

- [22] **T. M. Weller, L. P. B. Katehi, M. I. Herman, P. D. Wamhof** « Membrane technology (MIST-T) applied to microstrip : A 33 GHz Wilkinson power divider »
IEEE MTT-S Digest, pp 911-914, 1994
- [23] **R. F. Drayton, L. P. B. Katehi** « Development of self-packaged high frequency circuits using micromachining techniques »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°9, pp.2073-2080, September 1995
- [24] **T. M. Weller, G. M. Rebeiz, L. P. B. Katehi** « Experimental results on microshield transmission line circuits »
IEEE MTT-S Digest, pp.827-830, 1993
- [25] **F. Schneider, N. H. Huynh, W. Heinrich** « Modeling of planar Sub-millimeter wave transmission lines »
[http:// www.fbh_berlin.de/jb_96/jb364.pdf](http://www.fbh_berlin.de/jb_96/jb364.pdf)
- [26] **Jeng Yi Ke, Chun Hsiung Chen** « Dispersion and attenuation characteristics of coplanar waveguides with finite metallization thickness and conductivity »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°5, pp.1128-1135, May 1995
- [27] **Linda P. B. Katehi, Gabriel M. Rebeiz** « Novel micromachined approaches to MMICs using low- parasitic, high-performance transmission Media and environments »
IEEE MTT-S Digest, pp.1145-1148, 1996
- [28] **N. S. Barker, Gabriel M. Rebeiz** « Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide band switches »
IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol.46, N°11, pp.1881-1890, November 1998
- [29] **S. V. Robertson, M. Matloubian, M. Case, L. P. B. Katehi** « A Si Micromachined Conformal Package for a Ka-Band Low Noise HEMT Amplifier »
IEEE, June 1997

- [30] T. M. Weller, L. P. B. Katehi, M. I. Herman, P. D. Wamhof, K. Lee, E. A. Kolawa, B. H. Tai «New results using membrane supported circuits : A Ka-band power amplifier and survivability testing »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.44, N°9, pp.1603-1606, September 1996
- [31] S. V. Robertson, A. R. Brown, L. P. B. Katehi, G. M. Rebeiz « A 10-60 GHz micromachined directional coupler »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.46, N°11, pp.1845-1849, November 1998
- [32] Chen Yu Chi, Gabriel M. Rebeiz « Design of lange couplers and single sideband mixers using micromachining techniques »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.45, N°2, pp.291- 294, February 1995
- [33] J. Papapolymerou, J. C. Cheng, J. East, L. P. B. Katehi « A micromachined high Q-X-Band resonator »
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol 7, N° 6, pp 168-170, June 1997
- [34] A. R. Brown, Pierre Blondy, G. M. Rebeiz « Microwave and millimeter wave high-Q micromachined resonators »
International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering, 1998
- [35] A. R. Brown, G. M. Rebeiz « A Ka-band micromachined low-phase noise oscillator »
IEEE Transactions on MTT, April 1999
- [36] Chen Yu Chi, Gabriel M. Rebeiz « Planar microwave and millimeter-wave lumped elements and coupled- line filters using micromachining techniques »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°4, pp.730- 738, April 1995

- [37] M. Stotz, G. G. Wald, H. Haspeklo, J. Wenger « Planar millimeter-wave antennas using Si Nx-membranes on GaAs »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.44, N°9, pp.1593-1595, September 1996
- [38] P. R. Acharya, H. Ekstrom, S. S. Gearhart, S. Jacobsson, J. F. Johansson, E. L. Kollberg, G. M. Rebeiz « Tapered slotline antennas at 802 GHz »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.41, N°10, pp.1715-1719, October 1993
- [39] W. Y. Ali Ahmed, Al « A 80-106 GHz quasi integrated low noise schotteky receiver »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.41, N°4, pp.558- 564, April 1993
- [40] T. M. Weller, G. M. Rebeiz, L. P. B. Katehi « A 250 GHz Microshield bandpass filter »
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol 5, N° 5, pp 153-155, May 1995
- [41] T. M. Weller, G. M. Rebeiz, L. P. B. Katehi « High performance microshield line components »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°3, pp.534- 543, March 1995
- [42] S. V. Robertson, L. P. B. Katehi, G. M. Rebeiz « Micromachined W-band filters »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.44, N°4, pp.598- 606, April 1996
- [43] P. Blondy, A. Brown, D. Cros, G. M. Rebeiz « Low loss micromachined filters for millimeter-wave telecommunications systems »
IEEE MTT-S, Baltimore 1998

- [44] **Pierre Blondy** « Analyse et conception de nouvelles technologies de circuits millimétriques sur Silicium »
Thèse De Doctorat d'Etat de l'Université de Limoges, 1998
- [45] **A. R. Brown, Gabriel M. Rebeiz** « Micromachined micropackaging filter banks »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.8, N°4, pp.158- 160, April 1998
- [46] **N. I. Dib, W. P. Harocopus, L. P. B. Katehi, C. C. Ling, G. M. Rebeiz** « Study of a novel planar transmission line »
IEEE MTT-S Digest, Boston, pp. 623-626, 1991
- [47] **H. J. Cheng, J. F. Whitaker, T. M. Weller, L. P. B. Katehi** « Terahertz-band width characterization of planar waveguide on dielectric membrane via time domain electro-optic sampling »
IEEE MTT-S IMS Digest, pp. 477-480, 1994
- [48] **A. C. Polycarpou, P. A. Tirkas, C. A. Balanis** « The Finite-Element Method for Modeling Circuits and Interconnects for Electronic Packaging »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.45, N°10, pp.1868-1874, October 1997
- [49] **H. Aubourg, P. Guillon** « A Mixed Finite Element Formulation for microwave device problems. Application to MIC structures»
Journal of electromagnetic waves and applications, Vol.5, pp.371- 386, 1995
- [50] **Andrew G. Engel, L. P. B. Katehi** « Frequency and Time Domain Characterization of Microstrip-Ridge structures»
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.41, N°8, pp.1251-1262, August 1993

- [51] **Lei Zhu, Ke Wu** « Characterization of unbonded multiport microstrip passive circuits using an explicit network-based method of moments »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.45, N°12, pp.2114-2124, December 1997
- [52] **Stephen D. Gedney** « Finite-Difference Time-Domain Analysis of microwave circuit devices on high performance vector/parallel computers »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°10, pp.2510-2516, October 1995
- [53] **M. Nagheb, I. Wolff** « Equivalent capacitances of coplanar waveguide discontinuities and interdigitated capacitors using a three-dimensional Finite Difference Method »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.38, N°12, pp.1808-1814, December 1990
- [54] **S. B. Worm, R. Pregle** « Hybrid mode analysis for arbitrary shaped planar microwave structures by the Method of Lines »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.32, pp.191-196, February 1984
- [55] **A. Larminat, H. Baudrand** « Caractérisation de structures inhomogènes de forme quelconques »
9^{ème} Journées Nationales Micro-Ondes, Paris CNAM, 4-6, Avril 1995
- [56] **T. Itoh** « Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures »
Wiley and Sons, New York, 1989
- [57] **J. Uher, S. Liang, W. J. R. Hoefter** « S-Parameters of microwave components computed with the 3-D condensed symmetrical TLM node »
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, Dallas, TX, pp 653-656, 1990

- [58] **A. Djordjevic, M. B. Bazdar, T. K. Sarkar, R. F. Harrington** « Matrix parameters for multiconductor transmission lines »
Software and User's Manual, Artech House, Boston 1996
- [59] **A. Djordjevic, C. D. Darco, M. C. Goran, T. K. Sarkan, M. B. Bazdar** « Circuit analysis models for multiconductor transmission lines »
Software and User's Manual, Artech House, Boston 1997
- [60] **E. Roubine** « Lignes et antennes »
Edition de la Revue d'Optique 1954
- [61] **Fred Gardiol** « Traité d'Electricité, Volume III : Electromagnétisme »
Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1996
- [62] **M. Feham** « Analyse rigoureuse par la méthode des éléments finis des structures résonnantes passives micro-ondes. Applications au filtre millimétrique à résonateur diélectrique »
Thèse de Doctorat d'Etat en Electronique, Université de Tlemcen, 1996
- [63] **S. A. M. Zerrouk** « Supports de transmission et composants Micro ondes »
OPU, Juillet 1995
- [64] **Fred Gardiol** « Traité d'Electricité, Volume XIII : Hyperfréquences »
Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1987
- [65] **A. Djordjevic, M. Bazdar, G. Vitosevic, T. Sarkar, R. F. Harrington**
« Scattering parameters of microwave networks with multiconductor transmission lines »
Software and Users Manual, Artech House, 1990
- [66] **S. Dali, H. Mohammedi** « Mailleur automatique 2D en éléments finis et application a la caractérisation des grandeurs électromagnétiques des lignes »
Mémoire de Fin d'Etude pour l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique, Université de Tlemcen, 1997

[75] **Paul F. Combes** « Micro-ondes : 2 circuits passifs, propagation, antennes, cours et exercice »

Dunod, Paris 1997

[76] **G. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones** « Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling structures »

Artech House Books. Dedham, MA. 1980

[77] **S. Dali, N. Ben Ahmed, M. Feham** « Design of a (10-80) GHz directional coupler using the shielded membrane microstrip line »

Article Transmit to IEEE, July 2001

[78] **N. Ben Ahmed, M. Feham, S. Dali** « Design of tunable bandstop filters using multilayers microstrip »

Applied Microwave and Wireless, Vol.13, N°7, pp 82-91, July 2001

[79] **Adam Abramowicz** « New model of coupled transmission lines »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.43, N°6, June 1995

RESUME

L'explosion du marché des communications personnelles a permis de voir apparaître de nouvelles technologies pour les applications aux fréquences millimétriques. Cette nouvelle filière technologique de micro-usinage permet de suspendre de fonctions millimétriques sur une fine membrane diélectrique éliminant ainsi la majorité des problèmes liés à la présence d'un substrat diélectrique. Dans une première étape, notre intérêt s'est porté sur la caractérisation numérique des lignes de transmission planaires utilisant cette technologie par deux logiciels développés MoM 2D et MEF 2D. Dans une deuxième étape, nous avons conçu des coupleurs directifs millimétriques de 20dB à base des lignes SMM (Shielded Micromachined Microstrip), et des filtres micro-ondes à large bande avec des réjections abruptes des fréquences indésirables à base de tronçons de lignes SMM et CMM (Coplanaire Micro-usinée sur Membrane). Les résultats obtenus montrent les potentialités de cette technologie de micro-usinage.

Mots clés

- Fréquences millimétriques
- Micro-ondes
- Micro-usinage
- Lignes planaires
- Filtres planaires millimétriques
- Coupleurs directifs
- Méthode des éléments finis
- Méthode des moments
- Grandeurs électromagnétiques
- Modes de propagation