

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ELECTRIQUE
M.Ing.

PAR
MOHAMED CHERIF DILMI

ANALYSE ET IMPLÉMENTATION D'UN MODÈLE D'UNE LIGNE DE
TRANSMISSION ARBITRAIRE DANS UN SIMULATEUR

MONTREAL, LE 3 OCTOBRE 2002

© droits réservés de Mohamed Cherif Dilmi

**CE PROJET A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :**

- **M. Ammar Kouki, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure**
- **M. Naïm Batani, président du jury
Département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure**
- **M. Fadhel Ghannouchi, examinateur externe
Département de génie électrique et informatique,
École Polytechnique de Montréal**

**IL A FAIT L'OBJET D'UNE PRÉSENTATION DEVANT JURY ET UN
PUBLIC**

LE 30 Mai 2002

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

ANALYSE ET IMPLÉMENTATION D'UN MODÈLE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION ARBITRAIRE DANS UN SIMULATEUR

Mohamed Dilmi

SOMMAIRE

Aujourd'hui, les circuits d'adaptation d'impédance et de filtrage micro-ondes sont communément constitués par des sections uniformes de lignes de transmission. Leur utilisation dans la conception des circuits intégrés présente une limitation due aux dimensions physiques énormes et aux effets parasites introduits par les discontinuités de la surface conductrice. Afin d'améliorer les performances des circuits d'adaptation, il est recommandé d'utiliser les lignes de transmission non uniformes dans la conception de ces circuits. En dépit de multiples avantages qu'offrent les lignes de transmission non uniforme leur utilisation reste limitée, due principalement à l'absence d'une technique puissante de conception et de modèle des lignes de transmission à formes arbitraires intégrées dans des simulateurs.

Nous avons intégré une technique numérique basée sur la méthode des moments, pour la simulation d'une ligne à formes arbitraires. Cette technique nous a permis d'explorer les performances et les caractéristiques des nouvelles lignes non uniformes. Ces nouvelles lignes constituent les solutions de base de départ pour diverse application. La conception pour la première fois à notre connaissance à l'aide de modèles implantés dans le simulateur « HP-ADS », des nouvelles topologies des transformateurs d'impédance et des structures de filtrage large bande plus performante que les topologies conventionnelles.

Afin de réaliser notre objectif, nous avons développé et codé en C++ dans un premier temps, la méthode des moments pour l'analyse des lignes à formes arbitraires. Un grand effort a été consacré à la vérification des résultats de simulation obtenus pour des modèles variés. La précision des résultats d'analyses a été vérifiée par comparaison aux résultats de simulation obtenus par les logiciels commerciaux « HP-ADS » et « Momentum » et des publications.

L'excellent accord de ces résultats montre la validité de la méthode pour l'analyse et la caractérisation des structures à formes arbitraires. Cette méthode est caractérisée par un temps de calcul court, la précision, la simplicité de sa formulation. Au niveau intérêt et potentiel d'utilisation, ces lignes trouvent leur place dans la conception de la majorité des circuits passifs tels que les coupleurs large bande, les résonateurs, les combineurs/diviseurs de puissance et aussi dans divers circuits utilisés dans les systèmes de télécommunications.

REMERCIEMENTS

Au nom de Dieu le clément Miséricordieux, j'ai entrepris des études de Maîtrise et c'est avec ta grâce et ton aide, Allah, que j'ai pu en venir à bout. Louanges et grâces à toi Seigneur.

Plus que tout être et toute chose, je remercie mes parents du fond du cœur pour tout ce qu'ils ont fait de moi et tout ce qu'ils ont fait pour moi. Ma reconnaissance pour leurs infinis bienfaits est sans bornes.

Ma profonde gratitude va aussi au professeur Ammar Kouki pour sa supervision et ses précieuses directives qui ont contribué au bon avancement du projet de recherche.

Mes remerciements vont ensuite à tous mes amis qui m'ont soutenu tout au long de mon travail.

Je remercie, finalement, le personnel de l'Ecole de Technologie Supérieure et les étudiants du laboratoire LACIME et LCA pour le chaleureux climat qu'ils su créer et maintenir tout au long du temps que j'ai passé au sein de l'école.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	i
REMERCIEMENTS.....	iii
TABLE DES MATIÈRES.....	iv
LISTES DES FIGURES	vi
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 CIRCUITS DE FILTRAGE ET D'ADAPTATION	5
1.1 Techniques d'adaptation en micro-ondes	5
1.1.1 Technique de l'adaptation conjuguée.....	6
1.1.2 Adaptation Z_0	8
1.2 Transformateur d'impédance à bande étroite	10
1.2.1 Stub en parallèle/série.....	10
1.2.2 Ligne quart d'onde	12
1.2.3 Transformateur d'impédance LC.....	13
1.2.4 Ligne de transmission uniforme	14
1.3 Transformateurs d'impédance large bande.....	16
1.3.1 Transformateurs d'impédance à sections uniformes.....	16
en cascade.....	16
1.3.2 Lignes de transmission non uniformes	21
1.3.3 Ligne de transmission arbitraire.....	30
1.4 Filtres micro-ondes	31
1.4.1 Caractéristiques des lignes de transmission périodique	32
1.4.2 Analyse d'une structure périodique infinie	33
1.5 Conclusion	37
CHAPITRE 2 ANALYSE DES LIGNES NON UNIFORMES A L'AIDE DE LA METHODE DES MOMENTS.....	38
2.1 Introduction	38
2.2 Méthode des moments	40
2.3 Analyse d'une ligne arbitraire par la méthode des Moments.....	43
2.3.1 Calcul des paramètres RLCG d'une ligne arbitraire.....	52
2.4 Résultats de simulation	55

2.5	Conclusion	67
CHAPITRE 3	INTÉGRATION DU MODÈLE DANS LE SIMULATEUR.....	68
3.1	Introduction	68
3.2	Fonctionnalité du programme et algorithme	69
3.3	Interface HP-ADS.....	73
3.4	Résultats de simulation	78
3.5	Association d'un masque à un modèle dans Le simulateur ADS.....	93
3.6	Conclusion	96
CHAPITRE 4	APPLICATION DES LIGNES DE TRANSMISSION NON UNIFORME A DES CIRCUITS D'ADAPTATION ET DE FILTRAGE.....	97
4.1	Introduction	97
4.2	Section d'une ligne de transmission sinusoïdale	97
4.3	Section multiple d'une ligne de transmission sinusoïdale.....	102
4.4	Résultats de simulation	104
4.5	Application à la conception de filtre périodique large bande.....	114
4.6	Conclusion	117
CONCLUSION		118
RECOMMANDATIONS		120
BIBLIOGRAPHIE		121

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1 Dispositif simple d'une source micro-ondes V_g alimentant une charge	6
Figure 2 Adaptation d'une charge d'impédance Z_L et un générateur d'impédance interne Z_s	8
Figure 3 Ligne de transmission utilisée pour l'adaptation Z_0	8
Figure 4 Adaptation d'une charge Z_L et d'une ligne d'impédance caractéristique Z_0 utilisant un transformateur d'impédance	9
Figure 5 Adaptation d'une charge Z_L et d'une source Z_s utilisant un "stub" en circuit ouvert en parallèle	10
Figure 6 Adaptation d'une charge résistive Z_L et une ligne d'impédance Z_0 utilisant un transformateur quart d'onde ...	12
Figure 7 Adaptation d'une charge Z_L et d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 utilisant un transformateur LC ...	13
Figure 8 Adaptation d'une charge Z_L à une source Z_s utilisant une ligne de transmission uniforme d'impédance caractéristique Z_1	15
Figure 9 Coefficient de réflexion partiel d'un transformateur multisection	17
Figure 10 Topologie d'un transformateur d'impédance caractéristique monotone	18
Figure 11 Topologie d'un transformateur d'impédance caractéristique non monotone	19
Figure 12 Modèle d'une ligne de transmission non uniforme utilisée pour adapter une charge quelconque Z_L	22
Figure 13 Adaptation d'une charge Z_L à l'aide d'une ligne de transmission non uniforme d'impédance caractéristique $Z(z)$..	22
Figure 14 Profil exponentiel d'une impédance caractéristique d'une ligne de transmission	25

Figure 15	Coefficient de réflexion d'une impédance caractéristique à profil exponentiel.....	26
Figure 16	Profil triangulaire d'une impédance caractéristique.....	28
Figure 17	Coefficient de réflexion d'une impédance caractéristique à profil triangulaire.....	29
Figure 18	Représentation schématique d'une ligne arbitraire	30
Figure 19	Structure d'un filtre utilisant des « stub » périodiques le long d'une ligne micro-ruban.....	33
Figure 20	Circuit équivalent d'une ligne de transmission périodique chargée.....	34
Figure 21	Modèle d'une ligne de transmission arbitraire	43
Figure 22	Discretisation d'une ligne non uniforme.....	53
Figure 23	Algorithme d'un processus de modélisation.....	58
Figure 24	Profil de l'impédance caractéristique et de la largeur d'un "taper" linéaire.....	59
Figure 25	Coefficient de transmission S_{21} d'un "taper" linéaire.....	60
Figure 26	Coefficient de réflexion S_{11} d'un "taper" linéaire.....	61
Figure 27	Coefficient de réflexion S_{11} d'un "taper" linéaire en circuit ouvert.....	62
Figure 28	Coefficient de réflexion S_{11} d'un "taper" linéaire en court-circuit	63
Figure 29	Profil de l'impédance caractéristique et de la largeur d'un "end to end Taper"	64
Figure 30	Coefficient de transmission S_{21} d'un "end to end taper".....	65
Figure 31	Coefficient de réflexion S_{11} d'un "end to end taper".....	66
Figure 32	Algorithme du modèle d'une ligne arbitraire	71
Figure 33	Définition des paramètres d'une ligne non uniforme dans "User-Compiled-Model"	72
Figure 34	Différents modèles intégrés dans HP-ADS.....	76

Figure 35	Librairie de lignes non uniforme intégrée dans le simulateur HP-ADS	77
Figure 36	Différents fichiers générés lors de la compilation d'un modèle	78
Figure 37	Comparaison entre un "taper" intégré et celui d'ADS	79
Figure 38	Réponse fréquentielle du coefficient de réflexion et de transmission du Modèle intégré et celui d'ADS	80
Figure 39	Comparaison entre «taper» en circuit ouvert d'ADS et du modèle	81
Figure 40	Coefficient de réflexion S_{11} d'un "taper" en circuit ouvert.....	82
Figure 41	Comparaison entre un "taper" en court-circuit d'ADS et du modèle intégré	83
Figure 42	Coefficient de réflexion S_{11} d'un "taper" en court-circuit	84
Figure 43	Simulation en paramètre S d'une ligne de transmission sinusoïdale	85
Figure 44	Comparaison du coefficient de réflexion du modèle intégré et celui de Momentum	86
Figure 45	Comparaison du coefficient de transmission du modèle intégré et celui de Momentum	86
Figure 46	Simulation du modèle d'une ligne sinusoïdale en circuit ouvert.....	87
Figure 47	Coefficient de réflexion d'une ligne sinusoïdale en circuit ouvert.....	87
Figure 48	Simulation du modèle d'une ligne sinusoïdale en court-circuit ..	88
Figure 49	Coefficient de réflexion d'une ligne sinusoïdale en court-circuit	88
Figure 50	Simulation en paramètre S d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque	89
Figure 51	Résultat de simulation des paramètres S d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque.....	90
Figure 52	Simulation du modèle d'une ligne sinusoïdale en circuit ouvert.	90

Figure 53	Coefficient de réflexion d'une ligne sinusoïdale réciproque en circuit ouvert.....	91
Figure 54	Simulation du modèle d'une ligne sinusoïdale en court-circuit ..	91
Figure 55	Coefficient de réflexion d'une ligne sinusoïdale réciproque en court-circuit	92
Figure 56	Utilisation de la fonctionnalité "Parameter Sweep"	92
Figure 57	Résultat de simulation à l'aide de "Parameter Sweep"	93
Figure 58	Représentation d'un masque d'une ligne sinusoïdale en technologie micro-ruban	95
Figure 59	Représentation d'un masque d'une ligne sinusoïdale réciproque en technologie micro-ruban	96
Figure 60	Profil de l'impédance caractéristique et de la largeur d'une ligne sinusoïdale en technologie micro-ruban	100
Figure 61	Profil de l'impédance caractéristique et de la largeur d'une ligne sinusoïdale réciproque en technologie micro-ruban...	101
Figure 62	Adaptation d'une charge complexe à l'aide d'une ligne de transmission sinusoïdale	106
Figure 63	Coefficient de réflexion d'une ligne micro-ruban à profil sinusoïdal synthétisé pour adapter une charge complexe à 50 Ω	106
Figure 64	Adaptation d'une charge complexe à l'aide d'une ligne de transmission sinusoïdale	107
Figure 65	Coefficient de réflexion d'une ligne micro-ruban à profil sinusoïdal synthétisé pour adapter une charge complexe à 50 Ω	107
Figure 66	Adaptation d'une charge complexe à l'aide d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque.....	108
Figure 67	Coefficient de réflexion d'une ligne micro-ruban à profil sinusoïdal réciproque synthétisé pour adapter une charge complexe à 50 Ω	108

Figure 68	Adaptation d'une charge complexe à l'aide d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque.....	109
Figure 69	Coefficient de réflexion d'une ligne micro-ruban à profil sinusoïdal réciproque synthétisé pour adapter une charge complexe à $50\ \Omega$	109
Figure 70	Comparaison entre un transformateur conventionnel et celui à base d'une cellule sinusoïdale.....	110
Figure 71	Comparaison du coefficient de réflexion d'une cellule sinusoïdale et d'un transformateur conventionnel	110
Figure 72	Comparaison entre une adaptation à l'aide d'un "stub" en circuit ouvert d'une ligne de transmission sinusoïdale et celui d'une ligne uniforme.....	111
Figure 73	Coefficient de réflexion de deux circuits d'adaptation d'un "stub" en circuit ouvert d'une ligne sinusoïdale et celui d'une ligne uniforme	112
Figure 74	Circuit d'adaptation d'une charge complexe à base de trois sections de lignes sinusoïdales	113
Figure 75	Coefficient de réflexion d'un Circuit d'adaptation d'une charge complexe à base de trois sections de lignes sinusoïdales....	113
Figure 76	Synthèse d'un filtre coupe bande à l'aide d'une ligne de transmission périodique	116
Figure 77	Coefficient de réflexion du filtre synthétisé.....	116
Figure 78	Coefficient de transmission du filtre synthétisé	117

INTRODUCTION

1. Motivation

La croissance fulgurante des technologies de fabrication micro-ondes n'ont cessé d'évoluer dans le but de satisfaire des contraintes telles que l'intégration, le coût de fabrication et les performances désirées.

De nos jours, les circuits d'adaptation et de filtrage micro-ondes sont conçus à l'aide de lignes de transmission uniformes. Ces topologies présentent des contraintes majeures telles que :

- L'adaptation à large bande.
- Dimension physique grande du circuit d'adaptation.
- L'introduction d'effets parasites par les discontinuités de la surface conductrice. À des fréquences élevées il y a apparition de modes de propagation d'ordre supérieur, ce qui limite la fréquence maximale d'opération.

Il est souhaitable que les circuits d'adaptation d'impédance et de filtrage micro-ondes aient les meilleures performances possibles. Dans le but d'améliorer les performances des circuits d'adaptation d'impédance et de minimiser les effets cités ci-dessus et d'après plusieurs publications et auteurs [1]-[2], il est recommandé d'utiliser des lignes de transmission non uniformes dans la conception de ces circuits. Cependant, l'utilisation de ces nouvelles topologies est limitée à des cas particuliers. Cette limitation est due à l'absence de modèles précis et fiables intégrés dans des outils de CAO.

2. Objectifs

Dans cette perspective, l'objectif de ce travail consiste à :

- 1- Analyser des lignes non uniformes.
- 2- Implémenter une technique numérique pour la simulation rapide et précise des lignes de transmission à formes arbitraires dans un outil de CAO tel que HP-ADS.
- 3- Construire une bibliothèque de lignes non uniformes, telles qu'en lignes sinusoïdales, "stub" non uniforme en circuit ouvert ou en court-circuit.
- 4- Tester et valider les modèles intégrés versus le simulateur.
- 5- Associer le masque correspondant à chaque structure.
- 6- Appliquer ces nouvelles topologies à l'adaptation large bande et le filtrage coupe bande.

3. Plan du mémoire

Ce mémoire est organisé de la façon suivante :

Le chapitre un contient un rappel des concepts des circuits d'adaptation les plus connus. leurs avantages et inconvénients sont également discutés. Une introduction aux lignes de transmission non uniformes et à la conception des transformateurs d'impédance sont également présentées. À

la fin de ce chapitre, des généralités sur les caractéristiques des structures périodiques en technologies planaires et une méthode d'analyse d'une structure périodique sont introduites.

Le chapitre deux est axé sur le développement de la technique numérique pour l'analyse d'une ligne arbitraire par la méthode des moments. La formulation mathématique du problème et sa résolution par la méthode des moments sont présentées. Un modèle simple pour le calcul des paramètres intrinsèques d'une ligne non uniforme (RLCG) est traité, qui est nécessaire pour le calcul de l'impédance $Z(z,f)$ et l'admittance $Y(z,f)$. Dans la dernière partie de ce chapitre nous développons l'implantation et la validation dans Matlab de quelques modèles de ligne non uniformes.

Le chapitre trois est consacré au développement du code du modèle et son intégration dans le simulateur HP-ADS. Également, dans cette partie, nous discutons de l'interface et des caractéristiques qu'offre le simulateur HP-ADS pour l'intégration de nouveaux modèles. En outre, la structure des différentes parties du programme relatif au modèle est expliquée. Ceci nous a amené à développer une nouvelle librairie d'éléments de lignes non uniformes pour la conception de nouvelles topologies de circuits d'adaptation et de filtrage coupe bande. Enfin, pour passer à l'étape de fabrication, nous avons introduit dans ce chapitre les notions de base du langage AEL (Application Language Extension) de HP-Plotemy. Ceci nous a permis de développer un programme en AEL pour la génération du masque "layout" et, par la suite, de l'associer au modèle correspondant.

Le chapitre quatre introduit les propriétés caractéristiques des nouvelles lignes de transmission non uniforme et leur domaine d'application dans la

conception des transformateurs d'impédances. La seconde partie de ce chapitre traite de l'utilisation de la librairie de lignes non uniformes intégrée dans le simulateur « HP-ADS ». Ainsi, nous avons pu, à partir des modèles de base tels que la ligne modulée en cosinus, générer une ligne de transmission arbitraire grâce à l'utilisation de l'outil d'optimisation de « HP-ADS ». Par conséquent, une variété de circuits d'adaptation d'impédance et de filtres large bande ont été synthétisés.

La dernière section illustre un sommaire du travail accompli avec quelques recommandations et suggestions pour des études ultérieures.

CHAPITRE 1

CIRCUITS DE FILTRAGE ET D'ADAPTATION MICRO-ONDES

Ce chapitre est divisé en deux parties. La première est consacrée à un résumé bibliographique des circuits d'adaptation conventionnels. Leurs avantages et inconvénients y sont discutés. Un historique de l'évolution des lignes de transmission non uniforme est également présenté dans cette partie. La seconde partie traite des caractéristiques d'une structure périodique en technologie planaire, en vue de leur application potentielle à des circuits de filtrage.

1.1 Techniques d'adaptation en micro-ondes

Les circuits d'adaptation d'impédance occupent une place importante dans le processus de conception des dispositifs micro-ondes. L'idée de base de l'adaptation est le transfert maximal de la puissance de la source à la charge, ou bien la diminution ou l'élimination des réflexions au niveau de la charge. C'est ainsi que les circuits d'adaptation micro-ondes sont utilisés pour l'adaptation des charges arbitraires, placées aux entrées/sorties de divers circuits micro-ondes tels que les amplificateurs et les oscillateurs... Par conséquent, ils jouent un rôle important dans l'amélioration des performances électriques et physiques des dispositifs micro-ondes et des systèmes où ils sont utilisés. Dans la bibliographie, nous retrouvons deux techniques pour améliorer une adaptation :

- L'adaptation conjuguée.
- L'adaptation à Z_0 .

1.1.1 Technique de l'adaptation conjuguée

Cette technique est généralement utilisée dans la conception des amplificateurs LNA « low noise amplifier » pour adapter l'étage d'entrée ou celui de la sortie: de même, on l'applique pour adapter le « feeder » à l'antenne. De là nous pouvons déduire que ce mode d'adaptation est basé sur le transfert maximal de la puissance de la source à la charge, ce transfert étant réalisé dans le cas où l'impédance de la charge ($Z_L(f)$) est égale au conjugué de l'impédance de la source ($Z_s(f)$), c'est à dire :

$$Z_L(f) = Z_s^*(f) \quad (1-1)$$

La figure 1 illustre une configuration typique d'une source qui alimente une charge par l'intermédiaire d'une ligne de transmission. On veut analyser cette structure pour trouver les conditions nécessaires pour avoir un transfert maximum de puissances .

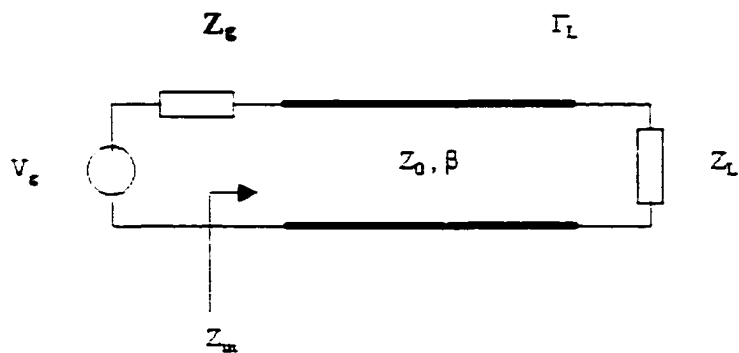


Figure 1 Dispositif simple d'une source micro-ondes V_g alimentant une charge

La puissance fournie à la charge est donnée par :

$$P = \frac{1}{2} |V_s|^2 \frac{R_{in}}{(R_{in} + R_g)^2 + (X_{in} + X_g)^2} \quad (1-2)$$

pour maximiser P, il faut avoir :

$$\begin{cases} \frac{\partial P}{\partial R_{in}} = 0 \\ \frac{\partial P}{\partial X_{in}} = 0 \end{cases} \quad (1-3)$$

la solution du système est donnée par :

$$Z_{in} = Z_g^* \quad (1-4)$$

En pratique, la réalisation de $Z_{in} = Z_g^*$ est difficile, car il est impossible d'ajuster Z_{in} . Ainsi, pour pallier à cette difficulté, nous insérons un transformateur entre la source et la charge. Avec cette configuration, l'impédance d'entrée vue du côté du transformateur doit être égale au conjugué de l'impédance de la source à la fréquence d'opération f . La figure 2 illustre l'utilisation d'un transformateur d'impédance pour adapter une charge Z_L à la source Z_s .

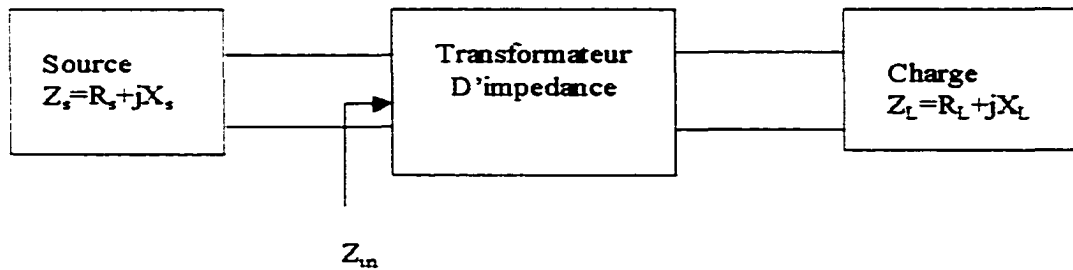


Figure 2 Adaptation d'une charge d'impédance Z_L et un générateur d'impédance interne Z_s

1.1.2 Adaptation à Z_0

La figure 3 montre une configuration où une ligne d'impédance caractéristique Z_0 , est terminée par une charge d'impédance Z_L . Lorsque cette dernière est différente de Z_0 une onde réfléchie est générée au niveau de la charge et retourne vers la source. Une adaptation est réalisée si Z_L est égale à l'impédance caractéristique de la ligne, dans ce cas le coefficient Γ au plan de la charge est nul et le taux d'onde stationnaire sur la ligne de transmission vaut l'unité.

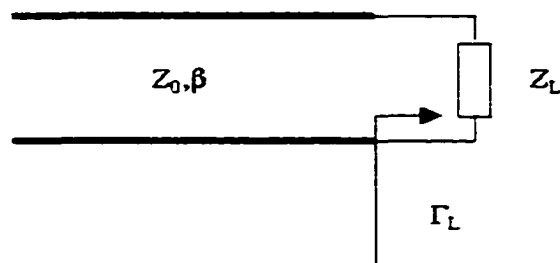


Figure 3 Ligne de transmission utilisée pour l'adaptation Z_0

Dans le cas où la charge Z_L est différente de l'impédance caractéristique de la ligne, un transformateur d'impédance est utilisé pour réaliser la condition de l'adaptation Z_0 . Ainsi, l'impédance d'entrée du transformateur doit être égale à l'impédance caractéristique Z_0 . La figure 4 illustre cette technique.

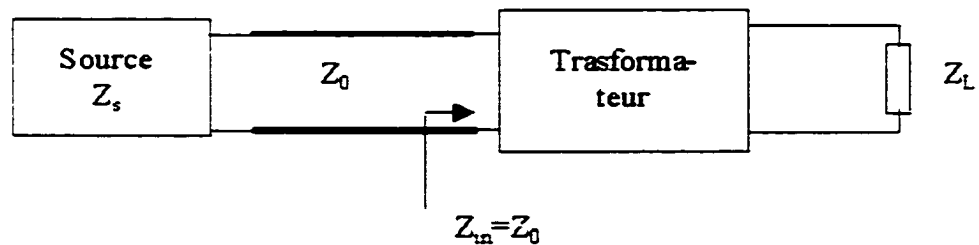


Figure 4 Adaptation d'une charge d'impédance Z_L et d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 utilisant un transformateur d'impédance

En général, il est difficile voire même impossible de réaliser une adaptation à Z_0 ou conjuguée ($Z_m = Z_r^*$) sur une large bande de fréquence. Ainsi, l'adaptation sur une large bande demeure un problème courant et sa résolution nécessite l'utilisation d'autres techniques. Par ailleurs, d'autres critères importants doivent être pris en compte lors de la conception, tels la réduction ou la miniaturisation de la taille du circuit, qui entraîne la réduction du nombre de transformateurs, l'ajustement et l'étude de la sensibilité.

Les techniques d'analyse et de conception des transformateurs d'impédance peuvent être classées en deux catégories selon leurs caractéristiques:

- Transformateur d'impédance à bande étroite.

- Transformateur d'impédance large bande.

1.2 Transformateur d'impédance à bande étroite

Dans la littérature, les topologies les plus utilisées sont le « stub » en parallèle/série, la ligne quart d'onde, le transformateur LC et la section de ligne de transmission. Chacune de ces techniques est discutée en détail dans les sections suivantes.

1.2.1 Stub en parallèle/série

Cette adaptation utilise un seul « stub » placé en parallèle ou en série à la ligne de transmission connectée à la charge. Le « stub » peut être en court-circuit ou en circuit ouvert, de longueur ajustée et placée à une certaine distance d de la charge. La figure 5 montre la configuration d'un circuit d'adaptation utilisant un « stub » en parallèle.

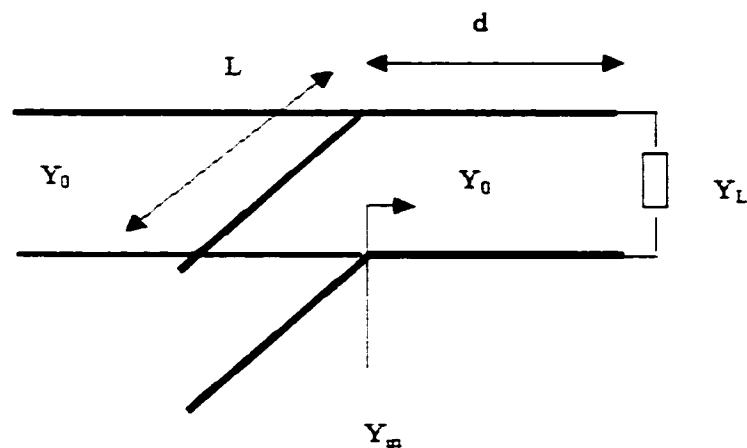


Figure 5 Adaptation d'une charge Z_L et d'une source Z_S utilisant un « stub » en circuit ouvert en parallèle

La configuration de « stub » en circuit ouvert placé en parallèle est la plus utilisée en pratique, étant donné qu'elle est facile à réaliser et ne nécessite pas une mise à la masse.

Par ailleurs, la meilleure méthode pour calculer pratiquement les longueurs d et L désirées, afin d'obtenir la condition d'adaptation $Z_{in}=Z_0$, est l'utilisation de l'abaque de Smith. Cette méthode est décrite dans plusieurs ouvrages de micro-ondes [3]-[4]-[5] et ne sera donc pas exposée. Pour la conception assistée par ordinateur CAO, la solution analytique est nécessaire. De plus, cette dernière est plus précise que celle trouvée par l'abaque de Smith.

L'avantage de cette technique réside dans le fait qu'elle peut adapter des charges quelconques à 50Ω .

Cependant elle présente des limitations telles que :

- Adaptation à une seule fréquence, ainsi on a une sensibilité aux variations de la charge avec la fréquence.
- Besoin d'accorder le circuit.
- Pertes par rayonnement aux fréquences élevées.
- L'utilisation du trou pour la connexion à la masse (cas d'un "stub" en court-circuit) ; de plus, celui-ci introduit un effet parasite en haute fréquence.

1.2.2 Ligne quart d'onde

Ce circuit est simple à réaliser. Il sert à adapter des charges purement réelles sur une bande étroite [3]-[5]. Aussi, ce type de ligne peut être utilisé pour l'adaptation large bande par un cascading de plusieurs sections. L'inconvénient du transformateur quart d'onde est qu'il permet l'adaptation d'une charge réelle uniquement. Cependant, il est possible de transformer une charge complexe en une charge réelle par l'insertion d'un « stub » en court-circuit ou en circuit ouvert. Toutefois, cette technique perturbe la dépendance fréquentielle de la charge équivalente, ce qui a un effet sur la réduction de la bande d'adaptation.

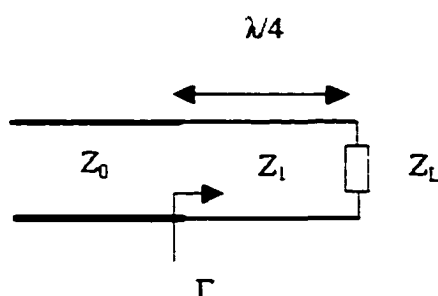


Figure 6 Adaptation d'une charge résistive Z_L à Z_0 , utilisant un transformateur quart d'onde $\lambda/4$

En revanche, c'est une technique simple qui peut être élargie à la conception des transformateurs d'impédances à sections uniformes en cascade [3][5]. Une autre limitation de cette approche est l'adaptation à une seule fréquence et le choix du substrat permettant la réalisation physique de l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde, avec le procédé de fabrication.

En ce qui a trait à la configuration illustrée à la figure 6, l'impédance caractéristique du transformateur quart d'onde permettant l'adaptation est donnée par :

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (1-5)$$

1.2.3 Transformateur d'impédance LC

Les transformateurs L-C sont des circuits d'adaptation simples [3]. Ces transformateurs sont basés sur l'utilisation de deux réactances afin d'adapter une ligne de transmission à n'importe quelle charge complexe. Il existe deux configurations possibles telles qu'illustrées à la figure 7.

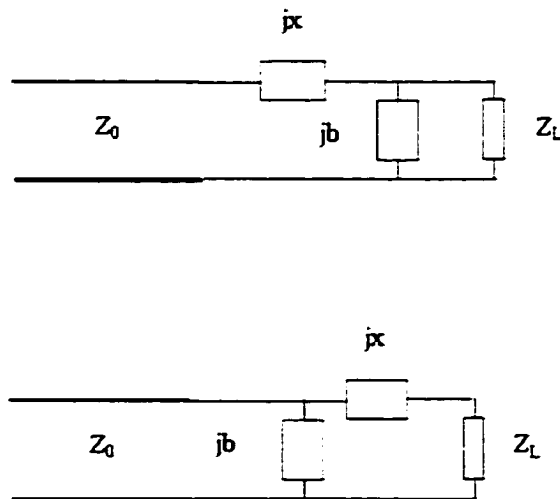


Figure 7 Adaptation d'une charge Z_L à d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 ,utilisant un transformateur LC

Dans ces cas, la réactance peut être une capacité ou une inductance, dépendamment de la charge à adapter. Ainsi il existe huit combinaisons possibles selon le choix de réactance jx et de susceptance jb . Le cas le plus simple est l'adaptation d'une charge résistive R_L et une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 .

Le transformateur LC offre l'avantage d'être applicable pour adapter des charges quelconques. Cependant, son utilisation pratique à des fréquences élevées présente une limitation due à la difficulté qu'engendre la réalisation de ces composantes. Les éléments R , L et C sont pratiquement réalisables pour l'utilisation dans des circuits micro-ondes, seulement si leurs tailles électriques sont très petites relativement à la longueur d'onde. Dans ce cas, ces composantes peuvent être utilisées jusqu'à une fréquence de 60 GHz [10] dans des circuits hybrides et MMIC. Cependant, leur utilisation à haute fréquence est limitée par des effets tels que les capacités, inductances parasites, résonances non contrôlées, effets de bout, pertes et perturbation causées par le plan de masse.

Une technique est décrite dans l'ouvrage [6] utilisant la théorie des lignes de transmission pour modéliser des éléments passifs tels qu'une capacité et une inductance. Toutefois, cette méthode a des effets négatifs tels que les couplages parasites et les interférences électromagnétiques causées par les sections proches. Ainsi, l'utilisation de ces modèles à des fréquences élevées est limitée.

1.2.4 Ligne de transmission uniforme

Cette technique est décrite dans plusieurs ouvrages [7]-[8]. Une représentation schématique de cette technique est donnée à la figure 8 .

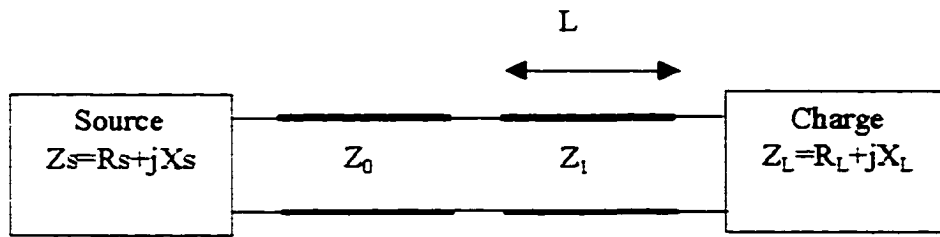


Figure 8 Adaptation d'une charge Z_L à une source Z_s utilisant une ligne de transmission uniforme d'impédance caractéristique Z_1

Cette méthode utilise une courte section d'une ligne de transmission uniforme ayant une impédance caractéristique Z_1 pour adapter une charge complexe d'impédance Z_L et une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 . La longueur L et l'impédance caractéristique de la ligne sont les paramètres à déterminer pour assurer l'adaptation à Z_0 .

$$Z_1 = \sqrt{R_L Z_0 - \frac{X_L^2 Z_0}{Z_0 - R_L}} \quad (1-8)$$

$$\tan \beta L = \frac{Z_0 - R_L}{X_L Z_0} \quad (1-9)$$

D'après les équations (1-8) et (1-9), les paramètres caractéristiques de la ligne de transmission dépendent essentiellement du choix des charges à adapter. Par ailleurs, les valeurs pratiques de Z_1 sont limitées par les procédés de fabrication tels que la tolérance, les pertes ohmiques et la capacité de la ligne à supporter des puissances élevées. L'avantage de cette technique réside dans le fait que pour une application d'adaptation désirée,

la longueur physique de la ligne est plus petite qu'un quart d'onde à la fréquence de d'opération. Ainsi, la taille du circuit est minimisée.

1.3 Transformateurs d'impédance à large bande

Les structures vues dans les sections précédentes ont des performances réduites au niveau de la bande passante. Ainsi, leur utilisation dans des applications large bande est très limitée.

Cependant, il existe dans la littérature d'autres transformateurs d'impédance tels que :

- Les transformateurs d'impédance à plusieurs sections uniformes en cascade « multi-sections transformers ».
- Les transformateurs d'impédance conçus en lignes de transmission non uniformes « tapered lines ».

Ces transformateurs sont mieux adaptés pour des applications larges bande.

1.3.1 Transformateurs d'impédance à sections uniformes en cascade

Soit le transformateur illustré à la figure 9, ayant N sections de longueur égales L . On suppose que l'impédance de la charge Z_L est réelle, et Z_N est l'impédance caractéristique de la N ème section qui varie d'une façon monotone le long du transformateur. En vertu du principe de la « Theory of Small Reflexion » on peut approximer $\Gamma(\theta)$ par l'expression :

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_0 + \Gamma_1 \exp(-2j\theta) + \Gamma_2 \exp(-4j\theta) + \dots + \Gamma_N \exp(-2jN\theta) \quad (1-10)$$

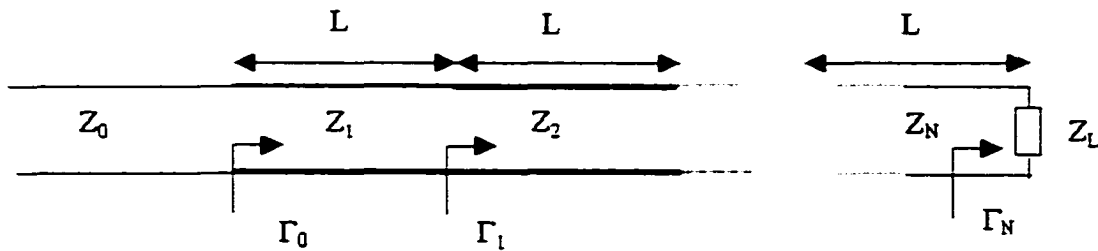


Figure 9 Coefficient de réflexion partiel d'un transformateur multisections

Dans la figure 9 où l'équation (1-10) les différentes variables correspondent à:

L est la longueur de la $i^{\text{ème}}$ section.

Z_i est l'impédance caractéristique de la $i^{\text{ème}}$ section.

Γ_i est le coefficient de réflexion partiel de la $i^{\text{ème}}$ section.

Γ est le coefficient de réflexion totale de la ligne.

Θ est la longueur électrique de la $i^{\text{ème}}$ section

À partir de l'équation (1-10), nous concluons qu'on peut synthétiser n'importe quel coefficient de réflexion en fonction de θ par un choix judicieux des coefficients de réflexion Γ_i et le nombre de section N .

Les transformateurs à sections uniformes sont divisés en deux classes : transformateur monotone et non monotone.

- **Transformateur monotone** : c'est un cascading de N sections uniformes de longueur $\lambda_g/4$. L'impédance caractéristique de ces sections varie d'une façon monotone. La figure 10 montre un transformateur ayant une impédance caractéristique monotone.

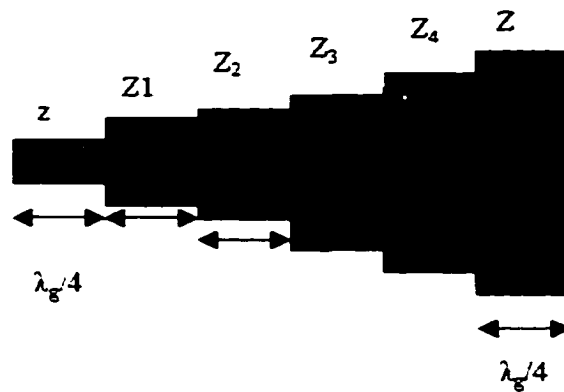


Figure 10 Topologie d'un transformateur d'impédance caractéristique monotone

- **Transformateur non monotone** : c'est un cascading de N sections de longueurs différentes, caractérisé par une distribution arbitraire de l'impédance caractéristique. La figure 11 représente un transformateur ayant une impédance caractéristique arbitraire.

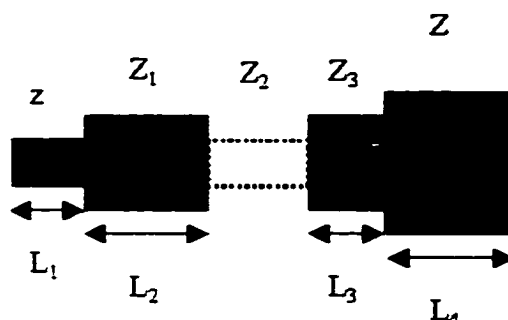


Figure 11 Topologie d'un transformateur d'impédance caractéristique non monotone

Dans les figures 10 et 11 les deux impédances z et Z représentent les deux charges résistives, ou bien les impédances de deux lignes de transmission à adapter: Z_i ($i=1,2..N$) est l'impédance de la $i^{\text{ème}}$ section quart d'onde.

- **Transformateur binomial** : ce transformateur est caractérisé par une réponse optimale de son coefficient de réflexion plat au voisinage de la fréquence d'opération. Le coefficient de réflexion d'un transformateur binomial est donné par :

$$\Gamma(\theta) = A(1 + \exp(-2j\theta))^N \quad (1-11)$$

N est le nombre de section.

Cette réponse est obtenue, par dérivation du module $\Gamma(\theta)$, $(N-1)$ fois, et en égalant les dérivées à zéro à la fréquence d'opération, ainsi nous avons :

$$A = 2^{-N} \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1-12)$$

Z_{N+1} est déterminée par:

$$\ln(Z_{n+1}) = \ln(Z_n) + 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_L}{Z_0} \quad (1-13)$$

La bande passante est donnée par

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\Gamma_m}{|A|} \right)^{1/N} \right] \quad (1-14)$$

Z_L est l'impédance de la charge à adapter.

Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne.

Γ_m est le coefficient de réflexion maximal qu'on peut tolérer sur la bande passante.

f_0 est la fréquence d'opération.

Les avantages de ces topologies sont les suivants :

1. Elles possèdent les caractéristiques des structures de filtrage passe bande.
2. Elles sont facilement réalisables en technologie de circuits planaires.

En revanche, les inconvénients de ces topologies sont :

1. Adaptation de charges résistives uniquement. Ceci limite l'utilisation de ces transformateurs à d'autres applications.
2. Faible adaptation aux extrémités de la bande de fréquences d'opération [3].
3. Dans une conception désirée, un nombre suffisant de sections de longueur $\lambda/4$ est nécessaire : ceci a pour effet d'augmenter la taille du circuit d'adaptation. Par conséquent ce dernier introduit des pertes considérables à des fréquences élevées.
4. Manque de modèles précis et adéquats des discontinuités et de leurs effets. Ceci rend difficile de simuler avec précision à des fréquences élevées.

1.3.2 Lignes de transmissions non uniformes

Nous avons présenté dans la section précédente, l'adaptation d'une charge résistive quelconque à une impédance Z_0 à l'aide d'un transformateur multisections. À la limite, quand le nombre de sections N est infiniment grand, la variation ΔZ de l'impédance caractéristique entre les sections successives diminue. Ainsi, nous obtenons une impédance caractéristique qui varie d'une façon continue. Ce type de ligne est nommé « tapered line ». Il y a lieu de noter, qu'il existe différents types de «taper» caractérisé par le profil de l'impédance caractéristique, comme le «taper» exponentielle, le «taper» triangulaire, le «taper» « Klopfenstein » et le «taper» parabolique .

Les figures 12 et 13 illustrent une ligne de transmission de type « taper » et son modèle.

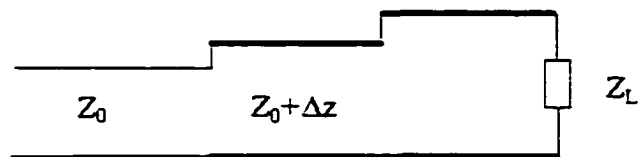


Figure 12 Modèle d'une ligne de transmission non uniforme utilisée pour adapter une charge quelconque Z_L

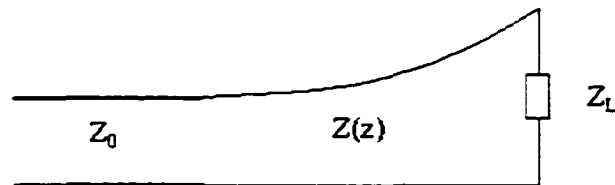


Figure 13 Adaptation d'une charge Z_L à l'aide d'une ligne de transmission non uniforme d'impédance caractéristique $Z(z)$

Dans l'état actuel de la recherche, la conception des transformateurs d'impédance à lignes de transmission non uniformes est réalisée selon deux techniques. La première technique est basée sur la théorie des circuits équivalents. Ainsi, pour certaines lignes non uniformes, des circuits électriques équivalents ont été établis et seule la ligne à forme parabolique peut être utilisée pour adapter des charges complexes particulières sur une bande étroite de fréquence. Les principes de cette technique sont rapportés dans [30].

La deuxième technique s'appuie sur une méthode analytique en vue de résoudre l'équation différentielle établie entre le coefficient de réflexion d'entrée $\Gamma(f)$ et l'impédance caractéristique $Z(z)$ d'une ligne de transmission non uniforme donnée [9]. Cependant, cette approche présente un inconvénient, c'est la difficulté d'obtenir une solution analytique convenable pour $Z(z)$ arbitraire. Ainsi, l'application de cette technique est limitée à l'analyse et à la conception des lignes à formes particulières. Les lignes les plus répandues qui en découlent sont : la ligne exponentielle, la ligne triangulaire et la ligne klopfenstein. Ces topologies sont utilisées pour l'adaptation de charges résistives uniquement [10].

Une particularité des lignes non uniformes est que la bande passante dépend du type du « taper ».

Selon la figure 12 on a :

$$\Delta\Gamma = \frac{(Z + \Delta Z) - Z}{(Z + \Delta Z) + Z} \approx \frac{\Delta Z}{2Z} \quad (1-15)$$

À la limite, quand ΔZ tend vers zéro, nous obtenons :

$$d\Gamma = \frac{dZ}{2Z} = \frac{1}{2} \frac{d\left(\ln\left(\frac{Z}{Z_0}\right)\right)}{dz} dz \quad (\Delta Z \rightarrow 0) \quad (1-16)$$

et, par application de la notion des petites réflexions « Theory of Small Reflexions » [10] :

Le coefficient de réflexion totale à $z=0$ est obtenu par sommation des coefficients de réflexions partielles.

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \int_{z=0}^{z=L} \exp(-2j\beta z) \cdot \frac{d}{dz} \ln\left(\frac{Z}{Z_0}\right) dz \quad (1-17)$$

- **Ligne de transmission à profil d'impédance exponentielle**

L'impédance caractéristique de cette ligne est donnée par [10] :

$$Z(z) = Z_0 \exp(az), \quad 0 \leq z \leq L \quad (1-18)$$

Le coefficient de réflexion $\Gamma(\theta)$ est donné par :

$$\Gamma(\theta) = \frac{\ln(Z_L/Z_0)}{2} \exp(-j\beta L) \frac{\sin \beta L}{\beta L} \quad (1-19)$$

Les figures 14 et 15 illustrent l'impédance caractéristique et le module du coefficient de réflexion d'une ligne de transmission à profil d'impédance caractéristique exponentielle.

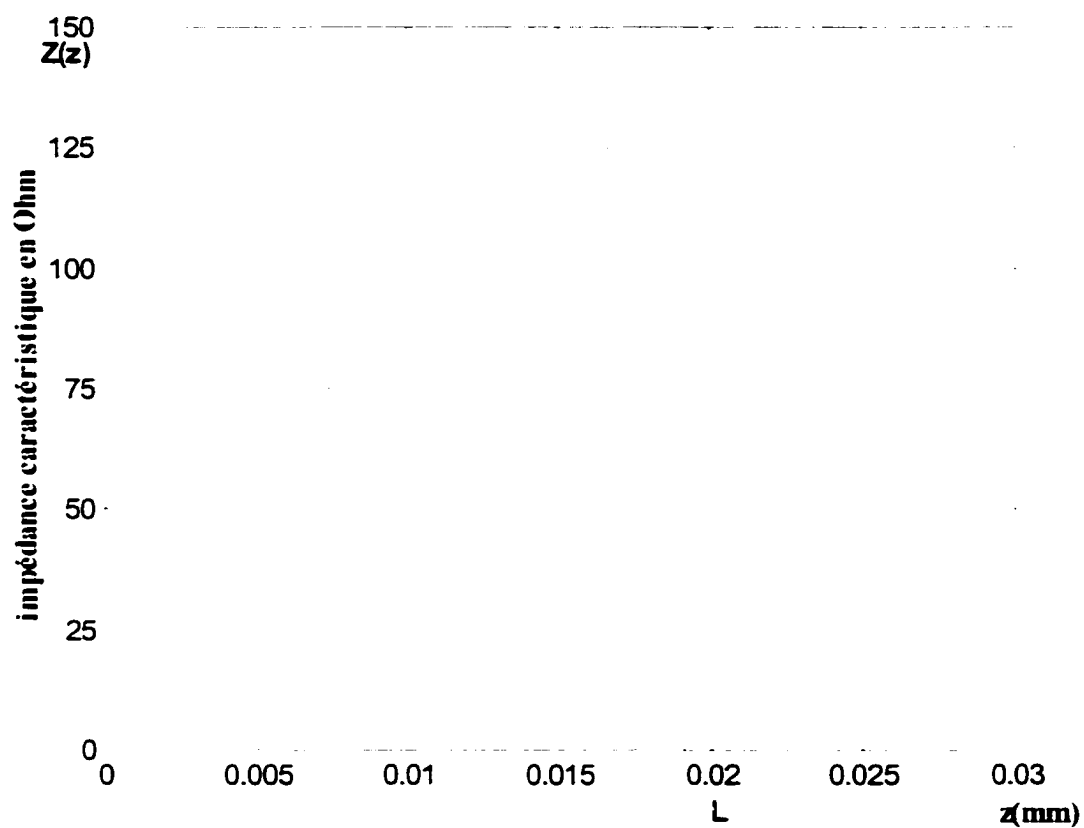


Figure 14 Profil exponentiel d'une impédance caractéristique d'une ligne de transmission

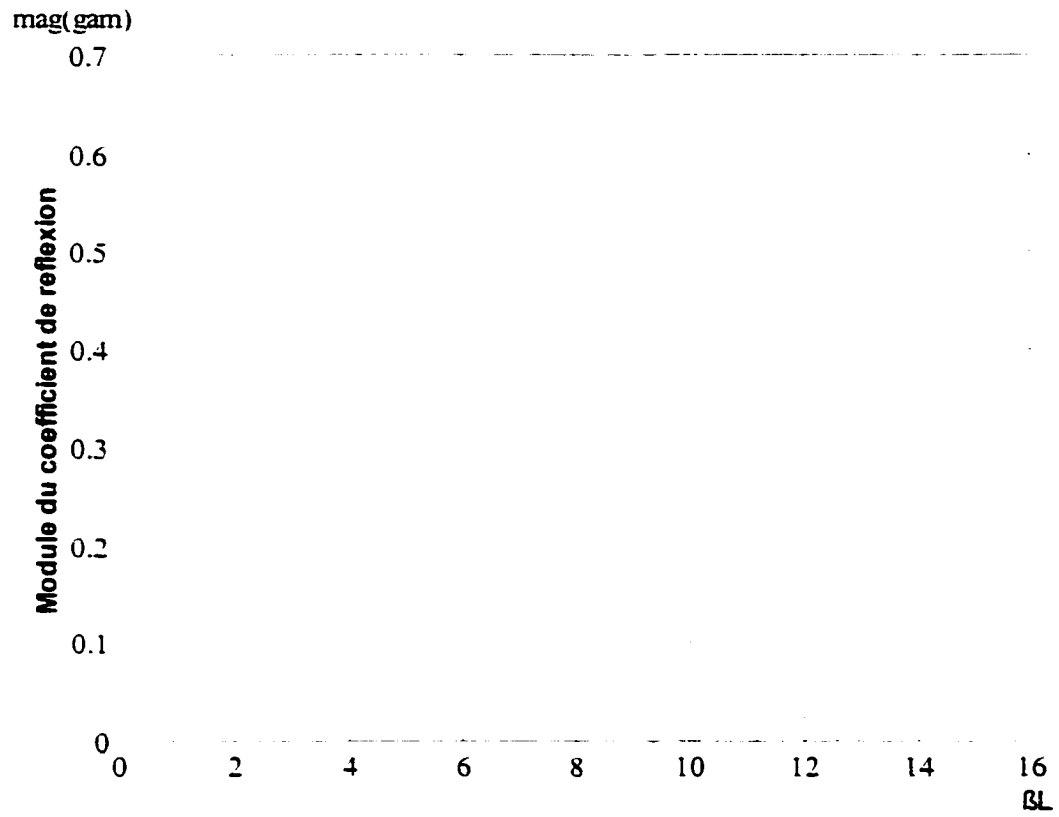


Figure 15 Coefficient de réflexion d'une impédance caractéristique à profil exponentiel

- **Ligne de transmission à profil d'impédance triangulaire**

L'impédance caractéristique est donnée par [10] :

$$Z(z) = Z_0 \exp\left(2\left(\frac{z}{L}\right)^2 \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)\right), \quad 0 \leq z \leq L/2 \quad (1-20)$$

$$Z(z) = Z_0 \exp\left[\left(\frac{4z}{L} - 2\left(\frac{z}{L}\right)^2 - 1\right) \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)\right], \quad L/2 \leq z \leq L \quad (1-21)$$

Le coefficient de réflexion est donné par :

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \exp(-j\beta L) \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right) \left[\frac{\sin(\beta L/2)}{\beta L/2} \right] \quad (1-22)$$

Les figures 16 et 17 illustrent l'impédance caractéristique et le module du coefficient de réflexion.

Dans la littérature, les lignes non uniformes sont modélisées par des modèles simples, ce qui influence leurs performances électriques. Les lacunes de ces lignes non uniformes connues sont :

- Adaptation des charges réelles, sauf le cas de la ligne parabolique.
- Les grandeurs physiques sont importantes dès qu'on veut optimiser les performances du circuit global.

Les raisons qui incombent à ces lacunes peuvent être expliquées comme suit :

- Difficulté d'obtenir une solution analytique selon les performances désirées.
- Le passage d'une ligne de transmission arbitraire à son circuit équivalent n'est pas systématique; l'existence de ce dernier permet l'analyse et l'étude de son dual qu'est la ligne non uniforme.

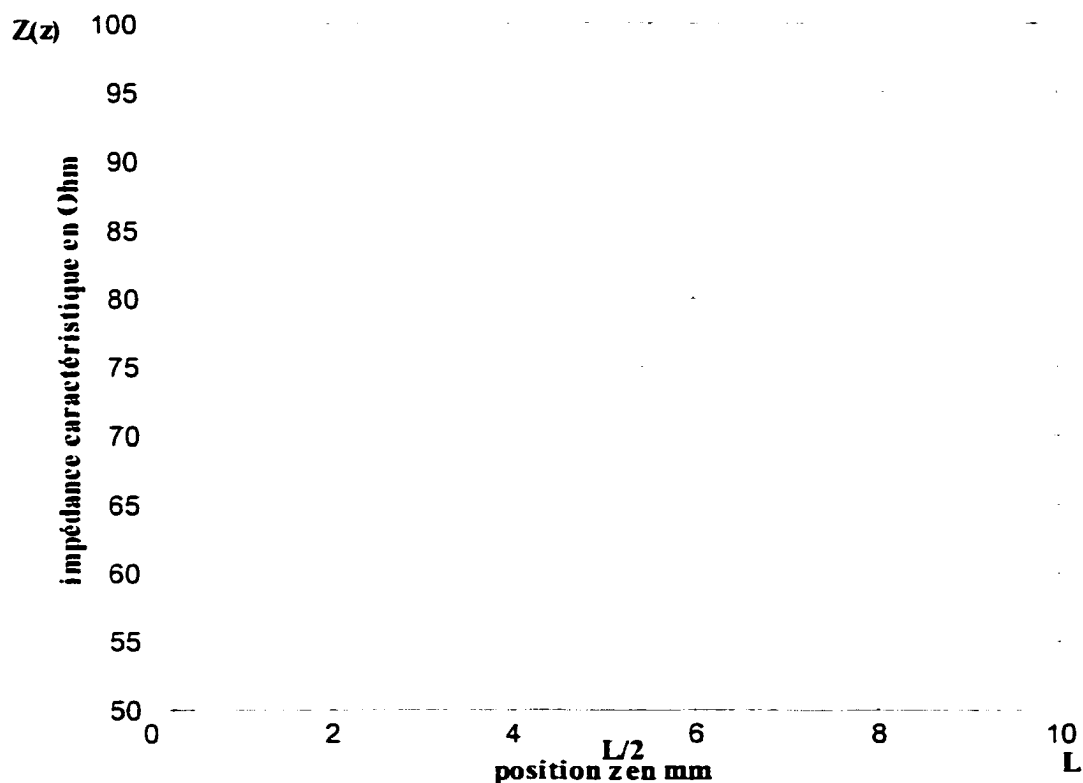


Figure 16 Profil triangulaire d'une impédance caractéristique

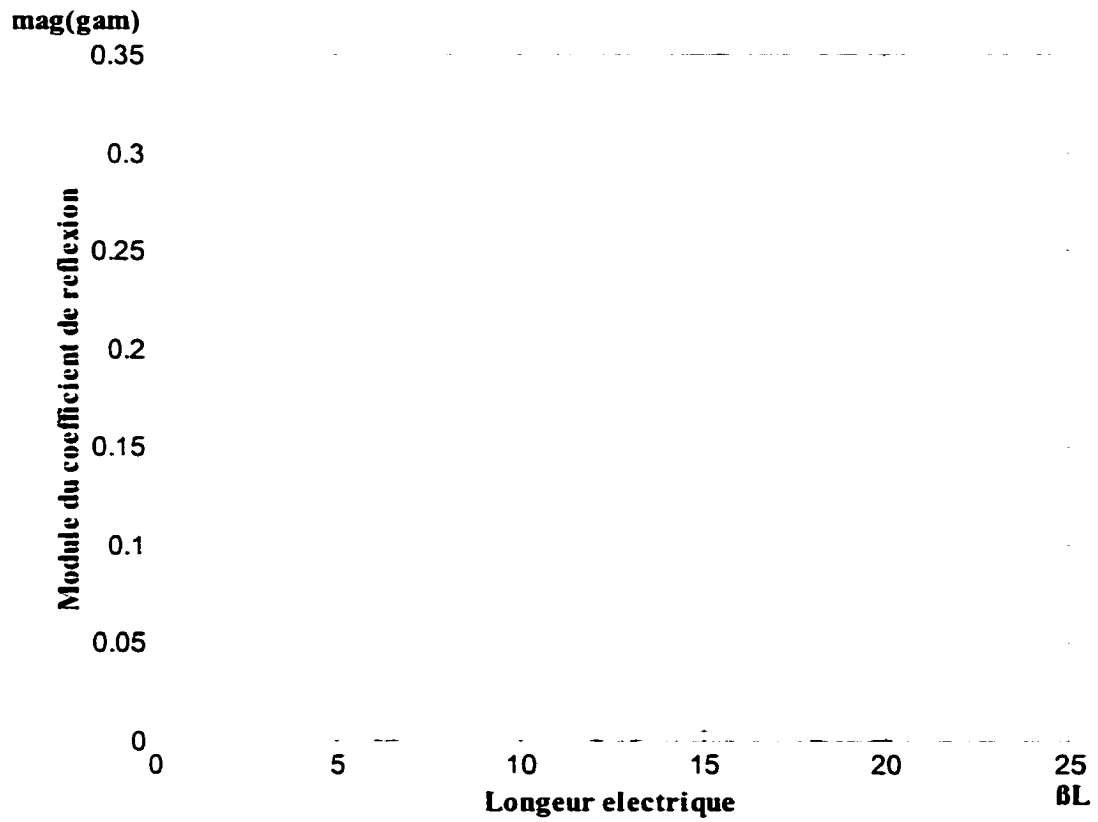


Figure 17 Coefficient de réflexion d'une impédance caractéristique à profil triangulaire

1.3.3 Ligne de transmission arbitraire

Les spécifications et les performances désirées d'un transformateur d'impédance sont définies dans une technologie donnée. Par ailleurs, la géométrie d'une ligne de transmission non uniforme reflète ses performances. Une ligne de transmission à forme arbitraire (voir figure 18) peut avoir les performances et les caractéristiques désirées. Cette ligne peut être synthétisée grâce à une solution de départ (ligne non uniforme) choisie. Toutefois, pour atteindre ces performances, une optimisation s'avère nécessaire. Dans un tel cas, le problème est réduit à minimiser une fonction objective donnée en fonction des grandeurs physiques de la ligne sur une plage de fréquence désirée. Il faut noter qu'un certain nombre d'itérations s'avère nécessaire pour atteindre les spécifications désirées. Cette tâche est facilitée par des routines d'optimisation préétablies.

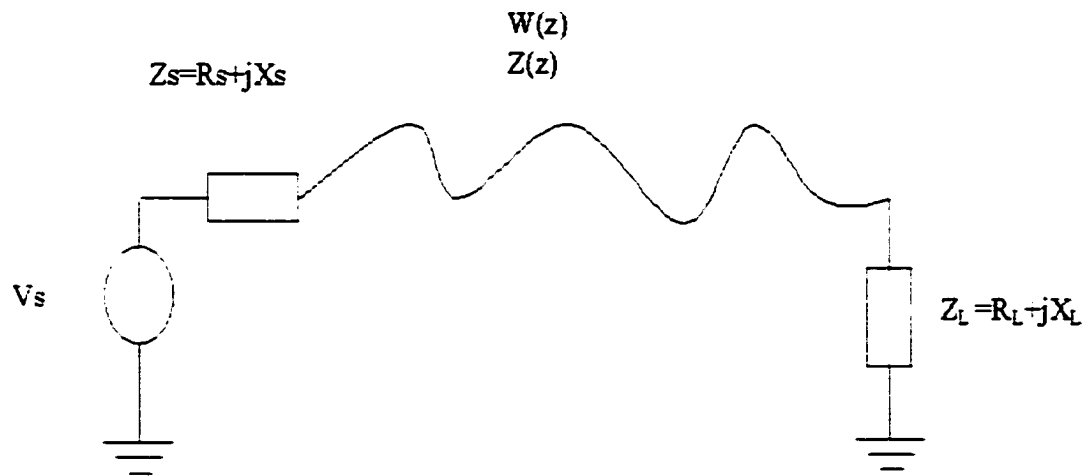


Figure 18 Représentation schématique d'une ligne arbitraire

Un bon choix de transformateurs d'impédance dans les systèmes micro-ondes permettrait de minimiser les pertes, de simplifier les formes, d'améliorer les performances électriques et d'éliminer les effets parasites introduits par les discontinuités. d'où l'importance de ces nouvelles topologies.

Ces nouvelles topologies de transformateurs d'impédance offrent les avantages suivants :

1. Adaptation sur une large bande de fréquence.
2. Elimination des discontinuités et de leurs effets.
3. Dimension physique réduite. Par conséquent, les pertes sont réduites.
4. Réalisation possible avec les technologies MMIC/MHMIC.

1.4 Filtres micro-ondes

Un filtre micro-onde est un circuit à deux accès, utilisé pour contrôler la réponse fréquentielle d'un système de radiocommunication. Les différents filtres qu'on trouve sont : filtre passe-bas, passe-bande et coupe-bande. La théorie des filtres et leur conception a débuté avant la deuxième guerre mondiale. Parmi les scientifiques ayant contribué au développement de cette discipline nous trouvons Mason, Sykes et Darlington.

Parmi les méthodes de conception « The image Parameter Method » fut développée vers la fin de 1930, elle a contribué au succès de la radio.

Cependant la plupart des logiciels de conception des filtres sont basés sur la méthode « insertion loss method ». Les filtres sont divisés en deux classes :

- Les filtres planaires.
- Les filtres non planaires développés en technologie des guides d'ondes.

Cependant, la miniaturisation et les objectifs du marché « grand public » en technologie MHMIC/MMIC motivent un grand intérêt à la technologie planaire. C'est la raison pour laquelle un effort a été déployé au niveau de la modélisation des structures non uniforme. Les filtres planaires à lignes non uniformes continues sont de plus en plus recherchés sur le marché. Leur potentiel tient à leur facilité d'intégration avec d'autres dispositifs planaires, leur capacité d'opérer à large bande et enfin, leur coût réduit de fabrication.

1.4.1 Caractéristiques des filtres à lignes de transmission périodique

Ces filtres sont classés en deux groupes :

- Lignes de transmission où l'on insère des charges identiques (diaphragme), d'une façon périodique.
- Lignes de transmission ayant des propriétés électriques variant périodiquement dans la direction de propagation. Par exemple, le cas d'un guide cylindrique où la constante du diélectrique varie d'une façon périodique dans la direction de propagation.

La figure 15 illustre la géométrie d'un « stub » périodique le long d'une ligne micro ruban.



Figure 19 Structure d'un filtre utilisant des "stub" périodiques le long d'une ligne micro-ruban

Les filtres périodiques sont caractérisés par des bandes passantes discrètes séparées par des bandes coupées. Cette propriété électrique avantageuse a démontré un grand potentiel dans la détermination des performances des nouveaux circuits de filtrage micro-ondes.

Une ligne de transmission périodique, en technologie planaire, est réalisée en variant périodiquement sa largeur $W(z)$ ou son impédance caractéristique $Z(z)$, dans la direction de propagation z . Son équation est donnée par :

$$W(z) = w_0 (1 - m \cos(2\pi n z / L)) \quad (1-23)$$

m est l'indice de modulation.

n est le nombre de période de longueur L .

1.4.2 Analyse d'une structure périodique infinie

Une structure périodique est modélisée par le circuit équivalent donné par la figure 20.

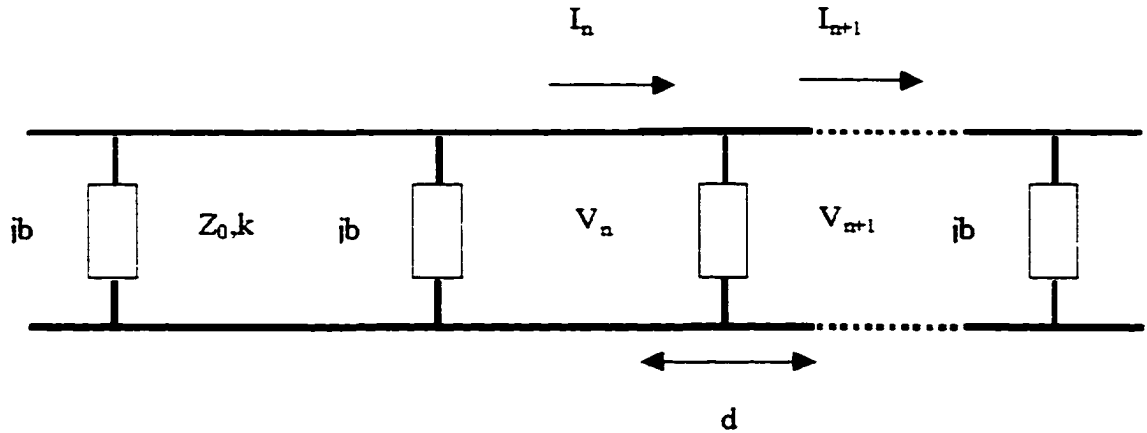


Figure 20 Circuit équivalent d'une ligne de transmission périodique chargée

Chaque cellule a une longueur d . La ligne non chargée a une impédance caractéristique Z_0 et une constante de propagation k . Déterminons la constante de propagation γ de la structure périodique.

Pour la n ème cellule nous avons la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n-1} \\ I_{n-1} \end{bmatrix} \quad (1-24)$$

La n ème cellule est constituée de la mise en série de deux cellules de longueur $d/2$, et d'une cellule de susceptance $j b$ (normalisé à Z_0) d'où :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta - b/2\sin\theta & j(\sin\theta + b/2\cos\theta - b/2) \\ j(\sin\theta b/2\cos\theta + b/2) & \cos\theta - b/2\sin\theta \end{bmatrix} \quad (1-25)$$

$$\theta = kd \quad (1-26)$$

pour une onde se propageant dans la direction des z positifs, la tension et le courant complexe s'écrivent :

$$V(z) = V(0)\exp(-\gamma z) \quad (1-27)$$

$$I(z) = I(0)\exp(-\gamma z) \quad (1-28)$$

Ainsi, nous déduisons au plan de référence $(n+1)$ que :

$$V_{n-1} = V_n \exp(-\gamma d) \quad (1-29)$$

$$I_{n-1} = I_n \exp(-\gamma d) \quad (1-30)$$

Par combinaison de (1-29) et (1-30) dans (1-24) nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} A - \exp(\gamma d) & B \\ C & D - \exp(\gamma d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n-1} \\ I_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1-31)$$

pour une solution non triviale, le déterminant doit s'annuler, d'où :

$$\cosh(\gamma d) = \cos(\theta) - b/2\sin(\theta) \quad (1-32)$$

$$\text{et } \gamma = \alpha + j\beta \quad (1-33)$$

Le terme de droite de l'équation (1-32) est purement réel. Ainsi, par comparaison, nous aurons $\alpha=0$ ou bien $\beta=0$.

Cas1: $\alpha=0, \beta \neq 0$, définit la bande passante de la structure et l'équation

(1-32) est réduite à :

$$\cos(\beta d) = \cos(\theta) - b/2 \sin(\theta) \quad (1-34)$$

β à déterminer et la solution existe pour :

$$\cos(\theta) - b/2 \sin(\theta) \leq 1 \quad (1-35)$$

Cas2: $\alpha \neq 0, \beta=0, \pi$, définit la bande atténuée de la structure et l'équation

(1-32) est réduite à :

$$\cosh(\alpha d) = \left| \cos(\theta) - b/2 \sin(\theta) \right| \geq 1 \quad (1-36)$$

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les notions de base des circuits d'adaptation classiques et les structures périodiques en technologie planaire sont présentées et analysées. Les différentes topologies des transformateurs d'impédance les plus connues sont traitées également. Les transformateurs d'impédance à sections uniformes en cascade offrent l'adaptation sur une bande sélective de fréquences. Cependant, ils sont applicables pour les charges résistives uniquement. Les lignes de transmission non uniformes à forme exponentielle et triangulaire opèrent sur de larges bandes pour des applications particulières. La ligne de transmission à forme arbitraire est introduite. Celle-ci offre plusieurs avantages pour les applications large bande. Cette structure est retenue comme outil pour la conception de circuits d'adaptation micro-ondes. Dans le chapitre suivant, nous introduisons une technique numérique basée sur la méthode des moments pour l'analyse d'une ligne de transmission arbitraire en technologie micro-ruban. Une implémentation de plusieurs structures, afin de valider la méthode, sont réalisées à l'aide de Matlab.

CHAPITRE 2

ANALYSE DES LIGNES NON UNIFORMES A L'AIDE DE LA METHODE DES MOMENTS

2.1 Introduction

De nos jours, l'évolution technologique est orientée vers la miniaturisation et les circuits rapides. Ainsi, plusieurs défis sont posés aux disciplines micro-ondes et microélectronique. Les défis contraignant les lignes de transmission uniformes sont : l'intégration (réduction de la taille du circuit), une largeur de bande plus grande, la minimisation des effets des discontinuités, et enfin l'optimisation des performances de l'ensemble du circuit.

Plusieurs auteurs ont recommandé [9]-[12] l'utilisation de nouvelles topologies telles que les lignes de transmission arbitraires. Ces lignes offrent des potentiels qui sont à l'heure actuelle inexploités, dû à l'absence de modèles dans des outils de simulations comme « HP-ADS ».

Dans cette optique, et afin d'exploiter le potentiel de ces nouvelles topologies, il est nécessaire d'intégrer un modèle d'une ligne de transmission arbitraire dans un outil de CAO. Cette intégration doit passer par le développement d'un modèle mathématique pour la simulation de ces lignes de transmission.

La figure 23 montre les étapes de l'intégration d'un modèle mathématique. Depuis les années cinquante, des techniques analytiques ont été développées pour l'analyse et la conception des lignes de transmission non uniformes.

Avec ces techniques, le coefficient de réflexion et l'impédance caractéristique d'une ligne non uniforme donnée sont reliés par une équation différentielle du second ordre « Riccati-type Equation ». Malheureusement, cette équation n'admet pas de solution analytique [11].

Etant donné la difficulté qu'engendre la résolution de l'équation différentielle mentionnée, des techniques d'analyses sont souvent appliquées. La plupart de ces techniques considèrent la ligne non uniforme comme étant composée des sections uniformes en cascade [9], [12], [13]. Cependant, le temps de calcul, la convergence et la précision des résultats dépendent largement du nombre de sections utilisées. Ceux-ci rend imprécis les résultats de simulation du fait qu'un grand nombre de sections uniformes doit être pris pour modéliser correctement une ligne de transmission non uniforme à profil continu. Une autre technique a été développée pour caractériser une ligne de transmission non uniforme par la résolution des équations des télégraphistes [14]. Cette technique est basée sur la méthode des moments utilisant les polynômes de Chebychev comme fonctions de base pour représenter la tension et le courant sur la ligne. La précision de cette méthode se dégrade rapidement dans les bandes de fréquences élevées. Cette dégradation est due à la nature de ces polynômes ayant une distribution fixe sur le domaine spatial, alors que les variations des ondes deviennent de plus en plus importantes au fur et à mesure que la fréquence augmente. L'utilisation d'un grand nombre de fonctions de base sera alors nécessaire pour assurer la convergence et la précision de cette technique. Ceci a pour effet d'augmenter énormément le temps de calcul et l'espace mémoire durant l'analyse. Afin de pallier à cette limitation, une nouvelle technique a été développée [15]-[16] pour l'analyse des lignes de transmission à formes arbitraires. Cette technique est basée sur la méthode

des moments afin de résoudre l'équation de propagation associée à une ligne arbitraire. Avec cette technique, la clé pour une solution efficace et précise est la représentation appropriée de la tension et du courant sur la ligne de transmission considérée [17]. Pour cela, les fonctions de base doivent être continues, intégrables et doivent présenter des distributions similaires à celles des ondes dans le domaine d'utilisation. Afin d'accomplir cette tâche, des nouvelles fonctions de base à forme exponentielle ont été choisies en fonction de la fréquence et de la position.

Par ailleurs, cette technique est valide pour des structures TEM ou quasi-TEM où la définition de l'impédance caractéristique Z_0 et la constante de propagation γ est bien établie et en absence de tout mode d'ordre supérieur. Les géométries auxquelles cette technique est valide doivent avoir des variations lentes de manière à ne pas exciter des modes d'ordre supérieur.

Dans ce qui suit, nous présentons des généralités sur la méthode des moments, afin de l'appliquer à l'analyse d'une ligne arbitraire.

2.2 Méthode des moments

Le concept de base de la méthode des moments est la transformation d'une équation fonctionnelle en un système d'équations, et par la suite, la résolution de ce dernier par une technique numérique [29].

Considérant l'équation non homogène de type :

$$L(f)=g \tag{2-1}$$

L est un opérateur linéaire. g est une fonction connue et f fonction à déterminer.

Soit le développement de f :

$$f = \sum_n \alpha_n \cdot f_n \quad (2-2)$$

α_n sont des constantes à déterminer

f_n : fonction de base.

Par combinaison de (2-1) et (2-2) et par application de la linéarité de l'opérateur L nous obtenons :

$$\sum \alpha_n \cdot L(f_n) = g \quad (2-3)$$

Soit w_1, w_2, w_3, \dots des fonctions de test définies dans le domaine définition de l'opérateur L.

En prenant " l'inner product" de l'équation (2-3) avec chaque fonction w_n nous obtenons :

$$\sum_n \alpha_n \cdot \langle W_n, Lf_n \rangle = \langle W_n, g \rangle \quad (2-4)$$

qui s'écrivent sous la forme matricielle :

$$[A_{mn}] \cdot [\alpha_n] = [g_m] \quad (2-5)$$

$$[A_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle W_1, Lf_1 \rangle & \langle W_1, Lf_2 \rangle & \dots & \langle W_1, Lf_n \rangle \\ \langle W_2, Lf_1 \rangle & \langle W_2, Lf_2 \rangle & \dots & \langle W_2, Lf_n \rangle \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle W_m, Lf_1 \rangle & \langle W_m, Lf_2 \rangle & \dots & \langle W_m, Lf_n \rangle \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

$$[\alpha_n] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{bmatrix} \quad (2-7) \quad [g_m] = \begin{bmatrix} \langle W_1, g \rangle \\ \langle W_2, g \rangle \\ \vdots \\ \langle W_m, g \rangle \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

si la matrice A est non singulière, son inverse A^{-1} existe et

$$[\alpha_n] = [A_{mn}]^{-1} \cdot [g_m] \quad (2-9)$$

La solution à f est donnée par :

$$f = [f_n] \cdot [\alpha_n] = [f_n] \cdot [A_{mn}]^{-1} \cdot [g_m] \quad (2-10)$$

$$\text{où } [f_n] = [f_1 \quad f_2 \quad \dots \quad f_n] \quad (2-11)$$

L'équation peut être une solution exacte ou une approximation, dépendamment du choix de f_n et w_n . Lorsque $f_n = w_n$, c'est la méthode de Galerkin.

Pour avoir une bonne approximation de (2-10), il est important de bien choisir f_n et w_n . Autrement dit, ces fonctions doivent être linéairement indépendantes. Autres facteurs influençant le choix des fonctions de base et de test sont la précision de la solution désirée, la simplicité du calcul des

éléments de la matrice, la taille de la matrice et enfin une matrice inversible [29].

2.3 Analyse d'une ligne arbitraire par la méthode des moments

Cette section est consacrée à l'analyse d'une ligne non uniforme par la méthode des moments, schématisée par la figure 21

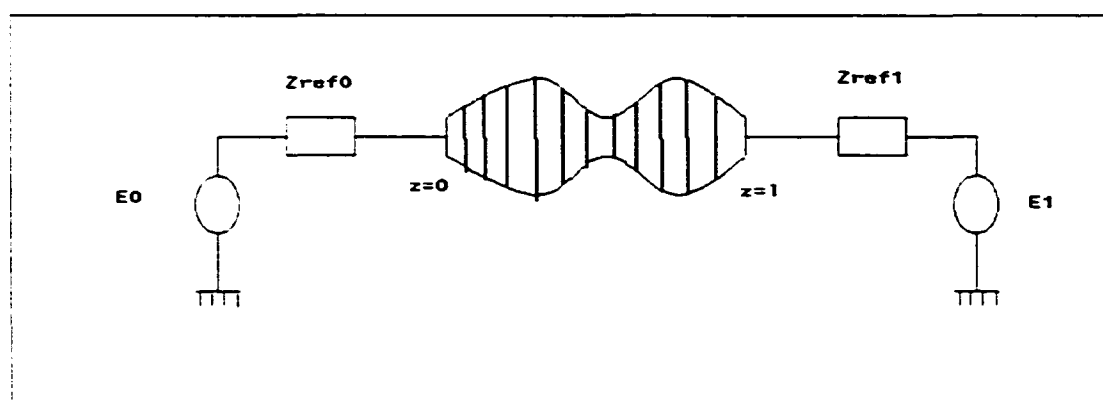


Figure 21 Modèle d'une ligne de transmission arbitraire

Par opposition aux circuits à constantes localisées, les circuits dits « à constantes réparties » font intervenir la propagation des signaux dans le circuit : le fonctionnement du circuit est alors régi par un système d'équations aux dérivées partielles et les différentes grandeurs dépendent, non seulement du temps, mais également de l'endroit où l'on considère la grandeur.

Nous nous proposons d'étudier le comportement des lignes de transmission à deux conducteurs. Nous posons les hypothèses suivantes :

- La ligne est constituée de deux conducteurs métalliques parallèles, où le conducteur 1 de section arbitraire et le conducteur 2 de section constante et d'axe oz.
- La propagation le long de la ligne est de type transversal TEM ou quasi TEM (dimensions transversales de la ligne plus petites que la longueur d'onde).
- La ligne est chargée au port 1 par une source de tension E_0 et une impédance de référence Z_{ref0} , respectivement E_1 et Z_{ref1} au port 2.
- L'analyse et la conception sont limitées à des structures de lignes non uniformes, à variation continue de la largeur du conducteur « smooth varying profiles » en technologie planaire. Cette restriction limite sa validité dans la conception et la modélisation des transitions non uniformes avec des discontinuités abruptes.

Soient $V(z,f)$ et $I(z,f)$ la tension et le courant complexes à l'abscisse z de la ligne à la fréquence f .

En écrivant la loi d'Ohm, nous obtenons les relations :

$$\frac{\partial I(f,z)}{\partial z} = -Y(f,z) \times V(f,z) \quad (2-12)$$

$$\frac{\partial V(f,z)}{\partial z} = -Z(f,z) \times I(f,z) \quad (2-13)$$

Les télégraphistes ayant été les premiers à s'intéresser à la propagation des signaux sur une ligne à deux conducteurs, ces équations sont appelées « équations des télégraphistes ».

$Z(f,z)$ est l'impédance de la ligne non uniforme à l'abscisse z et la fréquence f .

$Y(f,z)$ est l'admittance de la ligne non uniforme à l'abscisse z et la fréquence f .

$$Z(f,z) = R(f,z) + j \omega L(f,z) \quad (2-14)$$

$$Y(f,z) = G(f,z) + j \omega C(f,z) \quad (2-15)$$

R est la résistance linéique de la ligne et s'exprime en Ω/m .

L est l'inductance linéique de la ligne et s'exprime en H/m .

G est la conductance linéique de la ligne et s'exprime en S/m .

C est la capacité linéique de la ligne et s'exprime en F/m .

Par multiplication de (2-13) par $1/Z(f,z)$ et en dérivant par rapport à z nous aurons :

$$\frac{1}{Z(f,z)} \times \frac{\partial^2}{\partial z^2} (V(f,z)) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{Z(f,z)} \right) \times \frac{\partial}{\partial z} (V(f,z)) + \frac{\partial}{\partial z} (I(f,z)) = 0 \quad (2-16)$$

substituant $\frac{\partial}{\partial z} (I(f,z))$ par (2-12) nous obtenons :

$$\frac{1}{Z(f,z)} \times \frac{\partial^2}{\partial z^2} (V(f,z)) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{Z(f,z)} \right) \times \frac{\partial}{\partial z} (V(f,z)) - Y(f,z) \times V(f,z) = 0 \quad (2-17)$$

Ainsi, le système de la figure 21 est régi par une équation différentielle du second ordre non linéaire qui n'admet pas de solution analytique.

Afin de résoudre cette équation, nous appliquons la méthode des moments, telle que décrite dans la section précédente: cette approche est basée sur la transformation d'une équation fonctionnelle en un système d'équations. Ce dernier est résolu par une méthode numérique. Pour cela, nous développons $V(f,z)$ en une somme d'ondes progressives F_n et régressives B_n comme suit :

$$V(f,z) = \sum_{n=1}^{N_g} a_n F_n(f,z) + b_n B_n(f,z) \quad (2-18)$$

a_n, b_n coefficients à déterminer associés aux fonctions de base F_n et B_n .

N_g est le nombre de fonctions de base.

$F_n(f,z)$, $B_n(f,z)$ sont définis par :

$$F_n(f,z) = \exp(-\gamma_n(f).z), \quad n=1..N_g \quad \text{et} \quad 0 \leq z \leq l \quad (2-19)$$

$$B_n(f,z) = \exp(\gamma_n(f).z), \quad n=1..N_g \quad \text{et} \quad 0 \leq z \leq 1 \quad (2-20)$$

γ_n constante de propagation des différents modes pouvant être propagés par la ligne non uniforme. Elles sont calculées à des points spécifiques z_i le long de la ligne. Ainsi, nous pouvons former le nombre désiré de fonctions de base F_n et B_n , dépendamment du vecteur γ_n interpolé le long de la ligne.

Par substitution de l'équation (2-18) dans (2-17) nous obtenons :

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{N_g} (Z^{-1}(f,z). \gamma_n^2 - Z_p^{-1}(f,z). \gamma_n - Y(f,z)). a_n. \exp(-\gamma_n.z) + \\ + (Z^{-1}(f,z). \gamma_n^2 + Z_p^{-1}(f,z). \gamma_n - Y(f,z)). b_n. \exp(\gamma_n.z) = 0 \end{aligned} \quad (2-21)$$

$$Z^{-1}(f,z) = \frac{1}{Z(f,z)} \quad (2-22)$$

$$Z_p^{-1}(f,z) = \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{Z(f,z)} \right) \quad (2-23)$$

L'équation (2-21) est testée par des fonctions du type :

$$F_m(f,z) = \exp(-\gamma_m(f).z), \quad m=1..N_g-1 \quad (2-24)$$

$$B_m(f,z) = \exp(\gamma_m(f).z), \quad m=1..N_g-1 \quad (2-25)$$

Ainsi nous obtenons une matrice de la forme :

$$\sum_{n=1}^{N_g} a_n \langle F_m, L F_n \rangle + \sum_{n=1}^{N_g} b_n \langle F_m, L B_n \rangle = \langle F_m, g \rangle \quad (2-26)$$

$$\sum_{n=1}^{N_g} a_n \langle B_m, LF_n \rangle + \sum_{n=1}^{N_g} b_n \langle B_m, LB_n \rangle = \langle B_m, g \rangle \quad (2-27)$$

Ou bien

$$\sum_{n=1}^{N_g} [K(m,n)] a_n + [H(m,n)] b_n = [0_v] \quad (2-28)$$

$$\sum_{n=1}^{N_g} [P(m,n)] a_n + [Q(m,n)] b_n = [0_v] \quad (2-29)$$

les équations (2-28) et (2-29) peuvent s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \langle F_1, LF_1 \rangle & \langle F_1, LF_2 \rangle & \dots & \langle F_1, LB_{N_g} \rangle \\ \langle B_1, LF_1 \rangle & \langle B_1, LF_2 \rangle & \dots & \langle B_1, LB_{N_g} \rangle \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \langle B_m, LF_1 \rangle & \langle B_m, LF_2 \rangle & \dots & \langle B_m, LB_{N_g} \rangle \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ b_{N_g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle F_1, g \rangle \\ \langle F_2, g \rangle \\ \vdots \\ \langle B_m, g \rangle \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

dont les éléments de cette matrice s'écrivent de la façon suivante :

$$\langle Z^{-1} \cdot \exp(\pm \gamma_n \cdot z) \cdot \exp(\pm \gamma_m \cdot z) \rangle \quad (2-31)$$

$$\langle Z_p^{-1} \cdot \exp(\pm \gamma_n \cdot z) \cdot \exp(\pm \gamma_m \cdot z) \rangle \quad (2-32)$$

$$\langle Y \cdot \exp(\pm \gamma_n \cdot z) \cdot \exp(\pm \gamma_m \cdot z) \rangle \quad (2-33)$$

$$\text{tel qu'on a : } \langle f, g \rangle = \int_0^l f(z) \cdot g(z) dz \quad (2-34)$$

l est la longueur de la ligne.

Connaissant les valeurs numériques de Z et Y à des points spécifiques z_i , les expressions analytiques de $Z^{-1}(f,z)$ et $Y(f,z)$ sont déterminées par une interpolation linéaire entre deux points successifs z_i et z_{i+1} , ainsi :

$$Z^{-1}(z) = A'_z z + B'_z \quad z_i \leq z \leq z_{i+1} \quad (2-35)$$

par dérivation :

$$Z_p^{-1}(z) = \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{Z(z)} \right) = A'_z, \quad z_i \leq z \leq z_{i+1} \quad (2-36)$$

$$Y_p(z) = \frac{\partial Y(z)}{\partial z} = A'_y, \quad z_i \leq z \leq z_{i+1} \quad (2-37)$$

les matrices bloc $K(m,n)$, $H(m,n)$, $P(m,n)$ et $Q(m,n)$ peuvent s'écrire d'une façon explicite :

$$K(m,n) = \sum_{i=1}^{N_g-1} T_{0in} \int_{z_i}^{z_{i+1}} e^{-(\gamma_m + \gamma_n)z} dz + T_{1in} \int_{z_i}^{z_{i+1}} z e^{-(\gamma_m + \gamma_n)z} dz \quad (2-38)$$

$$H(m,n) = \sum_{i=1}^{N_g-1} U_{0in} \int_{z_i}^{z_{i+1}} e^{(\gamma_n - \gamma_m)z} dz + T_{1in} \int_{z_i}^{z_{i+1}} z e^{(\gamma_n - \gamma_m)z} dz \quad (2-39)$$

$$P(m,n) = \sum_{i=1}^{N_g-1} T_{0in} \int_{z_i}^{z_{i+1}} e^{(\gamma_m - \gamma_n)z} dz + T_{1in} \int_{z_i}^{z_{i+1}} z e^{(\gamma_m - \gamma_n)z} dz \quad (2-40)$$

$$Q(m,n) = \sum_{i=1}^{N_g-1} U_{0in} \int_{z_i}^{z_{i+1}} e^{(\gamma_m - \gamma_n)z} dz + T_{1in} \int_{z_i}^{z_{i+1}} z e^{(\gamma_m - \gamma_n)z} dz \quad (2-41)$$

avec

$$T_{01}(n) = \gamma_n^2 B_z^1 - \gamma_n A_z^1 - B_y^1 \quad (2-42)$$

$$U_{01}(n) = \gamma_n^2 B_z^1 + \gamma_n A_z^1 - B_y^1 \quad (2-43)$$

$$T_{11}(n) = \gamma_n^2 A_z^1 - A_y^1 \quad (2-44)$$

Il y a lieu de mentionner que nous pouvons élaborer un autre développement similaire mais en considérant l'expansion de $V(f,z)$ et $I(f,z)$ de la façon suivante :

$$\begin{aligned} V(f,z) &= \sum_{n=1}^{N_g} a_n \cdot F_n(f,z) + b_n \cdot B_n(f,z) = \\ &= \sum_{n=1}^{N_g} a_n \cdot \exp(-\gamma_n(f) \cdot z) + b_n \cdot \exp(\gamma_n(f) \cdot z) \end{aligned} \quad (2-45)$$

$$\begin{aligned} I(f,z) &= \sum_{n=1}^{N_g} c_n F_n(f,z) + d_n B_n(f,z) = \\ &= \sum_{n=1}^{N_g} c_n \cdot \exp(-\gamma_n(f) \cdot z) + d_n \cdot \exp(\gamma_n(f) \cdot z) \end{aligned} \quad (2-46)$$

Où $\{a_n, b_n, c_n, d_n\}$ sont les coefficients à déterminer [15] Avec cette approche, la matrice générée est mal conditionnée [21].

En effectuant une expansion de $V(f,z)$ uniquement, il est nécessaire d'avoir deux autres équations, car nous avons $2N_g$ inconnues et $2(N_g-1)$ équations. Ces deux équations sont déterminées à partir des conditions aux limites. Ainsi, dans une première étape, la structure est excitée par une source de

tension E_0 à travers une impédance de référence Z_{ref0} au port un. Dans une seconde étape, la structure est excitée par une source de tension E_1 à travers une impédance de référence Z_{ref1} . Donc, le système d'équations a $2N_g$ inconnues est résolu une première fois :

$$\text{Avec } E_0=1 \text{ et } E_1=0 \quad (2-47)$$

$$\text{une seconde fois avec : } E_0=0 \text{ et } E_1=1 \quad (2-48)$$

et par application de Loi d'Ohm aux bornes de la structure nous obtenons :

$$E_0=V(f,0)+Z_{ref0} I(f,0) \quad (2-49)$$

$$E_1=V(f,1)-Z_{ref1} I(f,1) \quad (2-50)$$

Par combinaison de l'expansion de $V(f,z)$ et de ces deux dernières équations relatives aux conditions aux limites, nous aurons :

$$\sum_{n=1}^{N_g} (1+Z_{ref0} Z(f,0)^{-1} \cdot \gamma_n) \cdot a_n + (1-Z_{ref0} Z(f,0)^{-1} \cdot \gamma_n) \cdot b_n = E_0 \quad (2-51)$$

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{N_g} (1+Z_{ref1} Z(f,1)^{-1} \cdot \gamma_n) \cdot a_n \exp(-\gamma_n \cdot l) + \\ + (1-Z_{ref1} Z(f,1)^{-1} \cdot \gamma_n) \cdot b_n \exp(\gamma_n \cdot l) = E_1 \end{aligned} \quad (2-52).$$

Une fois que le système d'équations est déterminé, nous calculons sa solution par une méthode analytique ou une technique numérique. Dans notre cas, c'est la décomposition en matrice LU qui est retenue [18].

Sachant le vecteur solution X (a_n et b_m), nous calculons la tension complexe à chaque extrémité de la ligne non uniforme. Par la suite, la matrice de répartition est calculée selon la définition :

$$S_{mn} = \frac{2V_{mn} - E_{mn}}{E_{mn}} \quad (2-53)$$

où V_{mn} est la mesure de la tension au port m lorsque le port n est excité et que E_{mn} est la source de tension.

$$E_{mn} = \begin{cases} 1, & m=n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (2-54)$$

2.3.1 Calcul des paramètres RLCG d'une ligne arbitraire

Dans la section précédente, nous avons présenté une technique numérique pour analyser une ligne arbitraire; cette technique nécessite la connaissance des paramètres RLCG de la ligne. Ainsi, soit à calculer les caractéristiques intrinsèques RLCG, d'une ligne non uniforme, caractérisée par une permittivité relative de son substrat ϵ_r , par l'épaisseur h de celui-ci, petite par rapport à la longueur d'onde à transmettre, par la largeur w du ruban qui détermine l'impédance caractéristique. Le milieu de propagation n'est donc pas homogène, une partie des lignes de champ est située dans le substrat, l'autre partie dans l'air. En toute rigueur, la propagation ne peut se faire suivant le mode TEM. Il existe obligatoirement des composantes longitudinales E_z et H_z des champs. Mais à condition de travailler à une fréquence pas trop élevée, ces composantes sont faibles par rapport aux composantes transversales et peuvent être négligées, ainsi on peut utiliser l'approximation quasi TEM.

Au début du projet, nous avons calculé les paramètres RLCG de la ligne micro-ruban, selon un modèle simple [10]. À une étape ultérieure de l'intégration, nous avons utilisé un autre modèle qui tient en compte de l'effet dispersif de la ligne [19],[20].

Ces deux techniques numériques diffèrent par le degré de précision désiré et le temps de calcul. Nous remarquons que l'erreur estimée entre les deux techniques est de 1% pour les fréquences élevées. Comme les grandeurs $Z(z,f)$ et $Y(z,f)$ sont des quantités complexes telles que définies par les équations (2-14) et (2-15), ainsi le modèle inclut dans le calcul les pertes dues à une conductivité finie et dû au diélectrique, représentées électriquement par une résistance R et une conductance G .

Le concept de calcul des paramètres RLCG d'une ligne non uniforme, est de discrétiser la ligne, c'est-à-dire de calculer ces paramètres à chaque élément dz . La figure 22 montre la discrétisation d'une ligne non uniforme. D'après [10], nous donnons ci-dessous l'expression de la permittivité effective ϵ_e et de l'impédance caractéristique.

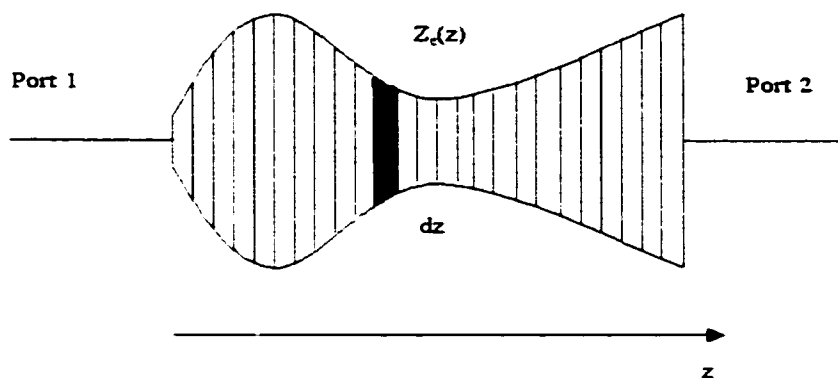


Figure 22 Discrétisation d'une ligne non uniforme

$$\epsilon_c = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{w}}} \quad (2-55)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_c}} \times \ln \left(\frac{8d}{w} + \frac{w}{4d} \right), \quad \frac{w}{d} \leq 1 \quad (2-56)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_c} \left(\frac{w}{d} + 1.393 + .667 \ln \left(\frac{w}{d} + 1.444 \right) \right)}, \quad \frac{w}{d} \geq 1 \quad (2-57)$$

Calcul de l'affaiblissement de la ligne

Le facteur d'affaiblissement α ($\alpha = \alpha_c + \alpha_d$) tient compte des pertes α_c par effet de Joule dans le conducteur et les pertes α_d dans le diélectrique.

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (2-58)$$

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad (2-59)$$

$$K_0 = \frac{2\pi f}{c} \quad (2-60)$$

$$\alpha_d = \frac{K_0 \epsilon_r (\epsilon_c - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_c} (\epsilon_r - 1)} \quad (2-61)$$

Ainsi, nous pouvons calculer les paramètres RLCG par les équations suivantes :

$$L = \frac{\beta Z_0}{\omega} \quad (2-62)$$

$$C = \frac{\beta}{\omega Z_0} \quad (2-63)$$

$$G = \frac{\alpha_c + \alpha_d}{Z_{0i}} \quad (2-64)$$

$$R = Z_0(\alpha_c + \alpha_d) \quad (2-65)$$

L'affaiblissement dû au diélectrique est en général très inférieur à l'affaiblissement dû au métal. Toutefois ce n'est pas toujours vrai: par exemple lorsque le substrat est du silicium dans le cas de circuits intégrés monolithiques, α_c et α_d sont du même ordre de grandeur [31].

En ce qui concerne les pertes métalliques, les équations précédentes ne tiennent pas compte de l'état de surface. Cependant, dans le programme développé pour le modèle, une formulation empirique plus rigoureuse, tenant compte de l'effet dispersif de la ligne et de l'état de surface du métal est considérée.

2.4 Résultats de simulation

La technique numérique citée ci-haut est implémentée en Matlab pour des structures connues, telles qu'un "taper" linéaire à deux ports, en court-circuit, en circuit ouvert et deux "taper" mis en série « end to end taper ». Les résultats obtenus sont similaires, sur toutes la bande de fréquence, à des simulations obtenues grâce à des modèles de HP-ADS et à des publications

[21], [15]. Nous remarquons de ces résultats la précision de calcul de la technique des moments appliquée à l'analyse d'une ligne arbitraire. En outre, le nombre de fonctions de base nécessaire pour approcher la tension $V(f,z)$ est étudié: par exemple les figures 25 et 26 montrent que ce paramètre influence peu la convergence et la précision de l'algorithme. Ainsi, un choix de ce dernier égal à 2 ou 3 suffit pour la précision et la convergence de l'algorithme. Avec cette méthode, cet aspect nous amène à conclure que nous avons un gain en opération de calcul et par suite l'amélioration du temps de simulation, qui s'avère un critère important dans un processus de conception.

Dans ce qui suit, le paramètre n mentionné dans les figures suivantes représente le nombre de fonctions de base.

1. Le substrat du «taper» linéaire est caractérisé par :

$W1=1$ mm, $W2=5$ mm, $L=10$ mm, $H=.254$ mm, $Er=2.33$, $\tan\delta=0.0001$,
conductivité $\sigma=5.8 \text{ e}+7$.

La figures 24 illustre le profil géométrique de la largeur et celui de l'impédance caractéristique d'un « taper » linéaire à deux ports. Les figures 25 et 26 illustrent le résultat de simulation en Matlab des coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} pour un nombre de fonction de base égal à 2, 5 et 10. La figure 27 montre le résultat de simulation du coefficient de réflexion S_{11} d'un "taper" linéaire en circuit ouvert pour un nombre de fonction de base égal à 2, 5 et 10.

La figure 28 montre le résultat de simulation du coefficient de réflexion S_{11} d'un "taper" linéaire en court-circuit pour un nombre de fonction de base égal à 2.5 et 10.

2. Le substrat du «end to end taper» linéaire est caractérisé par :

$W_1=0.75$ mm. $D_w=3.5$ mm. $L=5$ mm. $H=0.254$ mm, $\epsilon_r=10$, $\tan\delta=0.0001$.
conductivité $\sigma=5.8 \times 10^7$

La figure 29 illustre le profil géométrique de la largeur et celui de l'impédance caractéristique de la mise en série de deux "taper" linéaire "end to end taper" à deux ports. Les figures 30 et 31 illustrent le résultat de simulation en Matlab des coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} pour un nombre de fonction de base égal à 2.5 et 10.

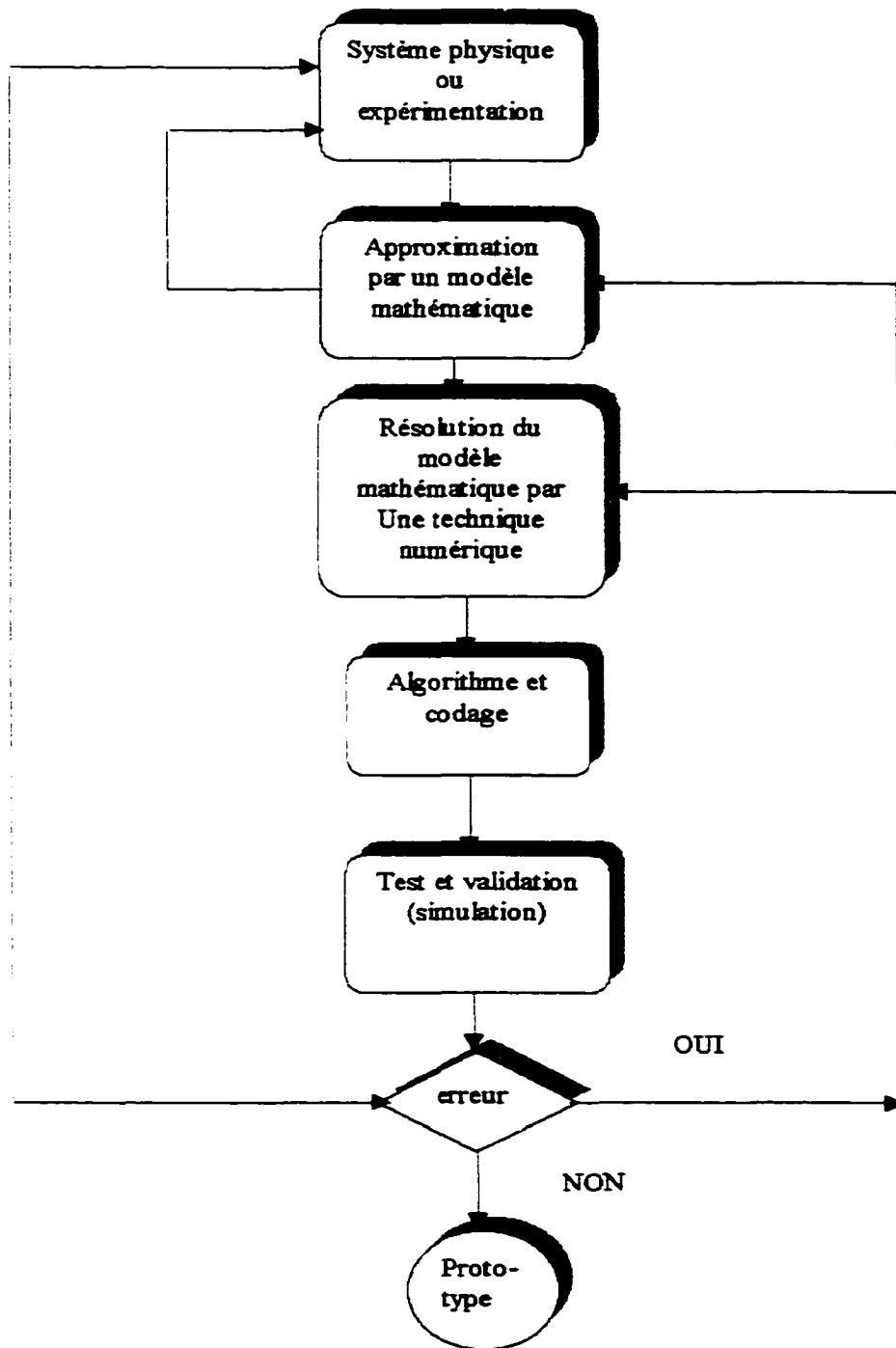


Figure 23 Algorithme d'un processus de modélisation

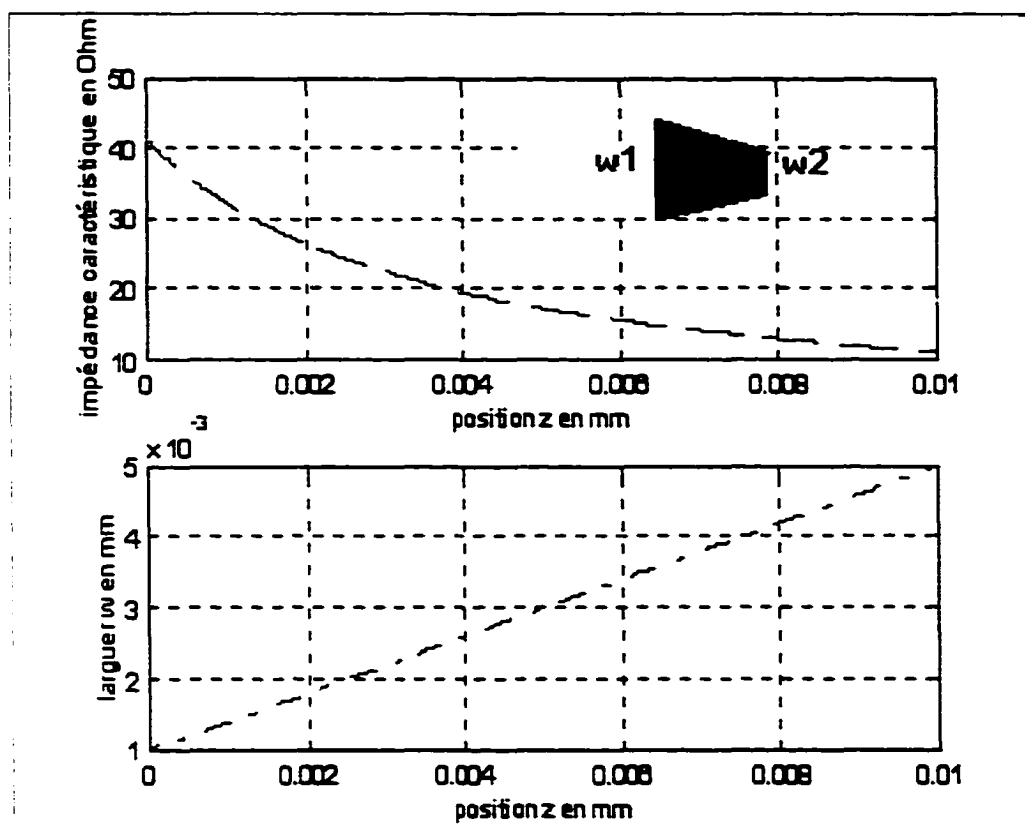


Figure 24 Profil de l'impédance caractéristique et de la largeur d'un « taper »

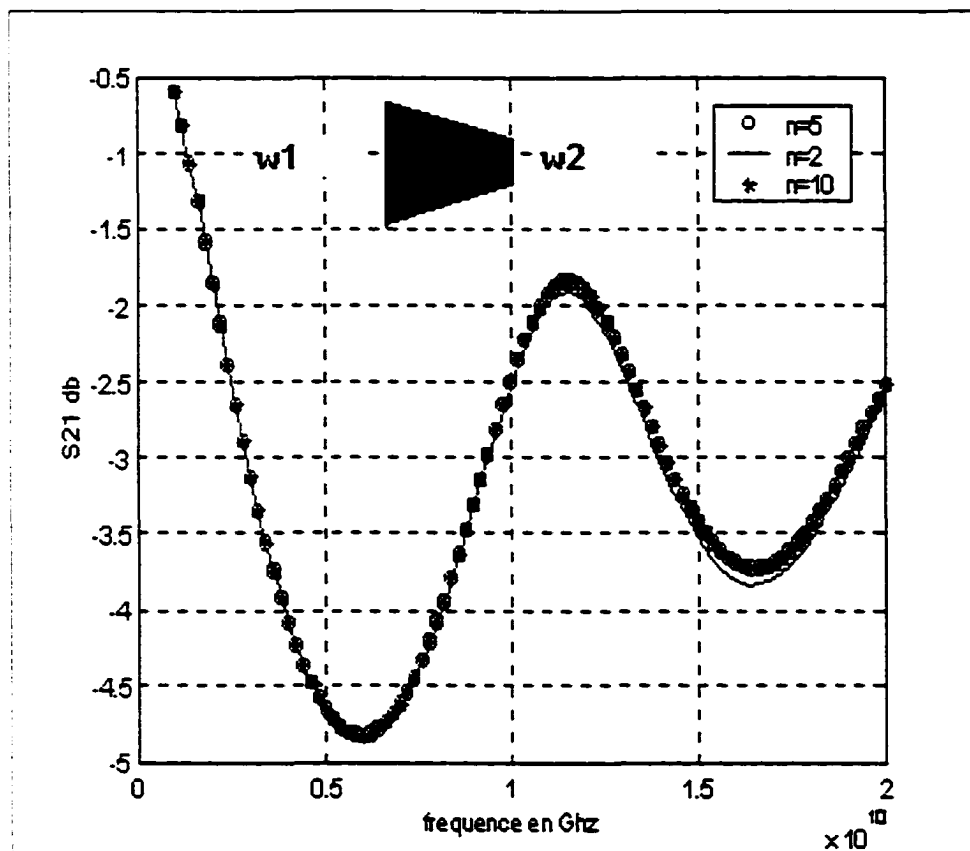


Figure 25 Coefficient de transmission S_{21} d'un « taper » linéaire

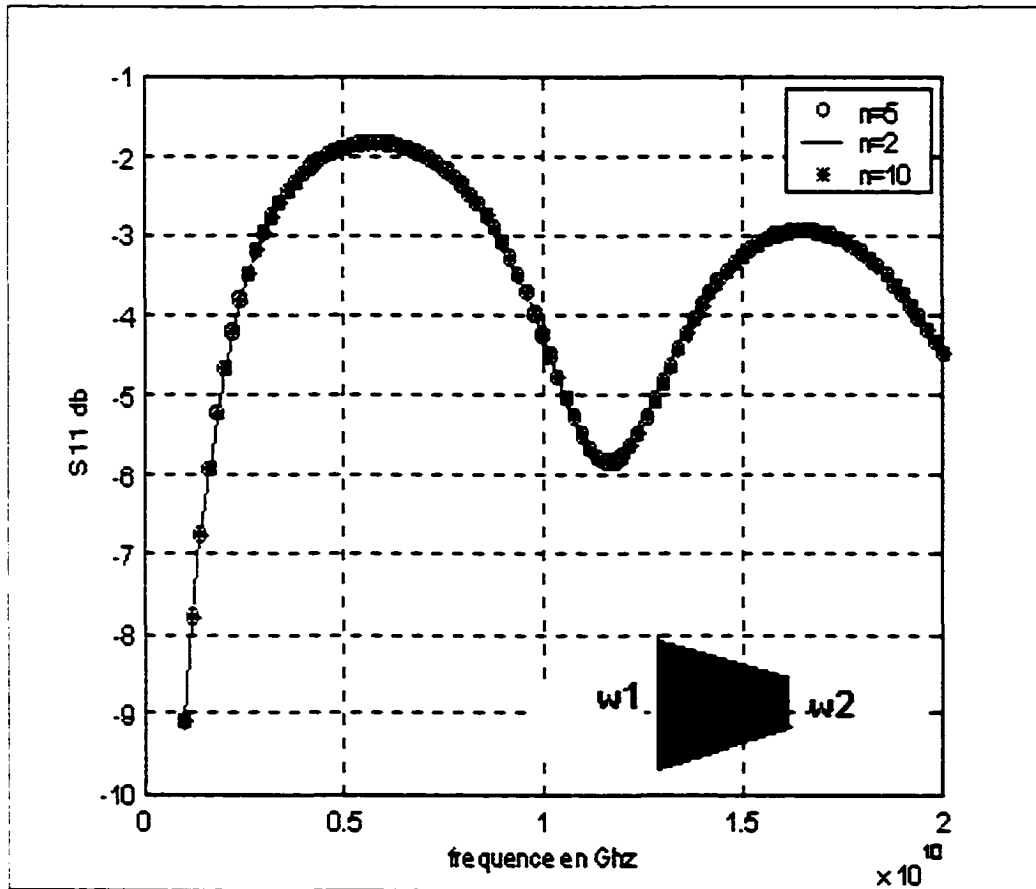


Figure 26 Coefficient de réflexion S_{11} d'un « taper » linéaire

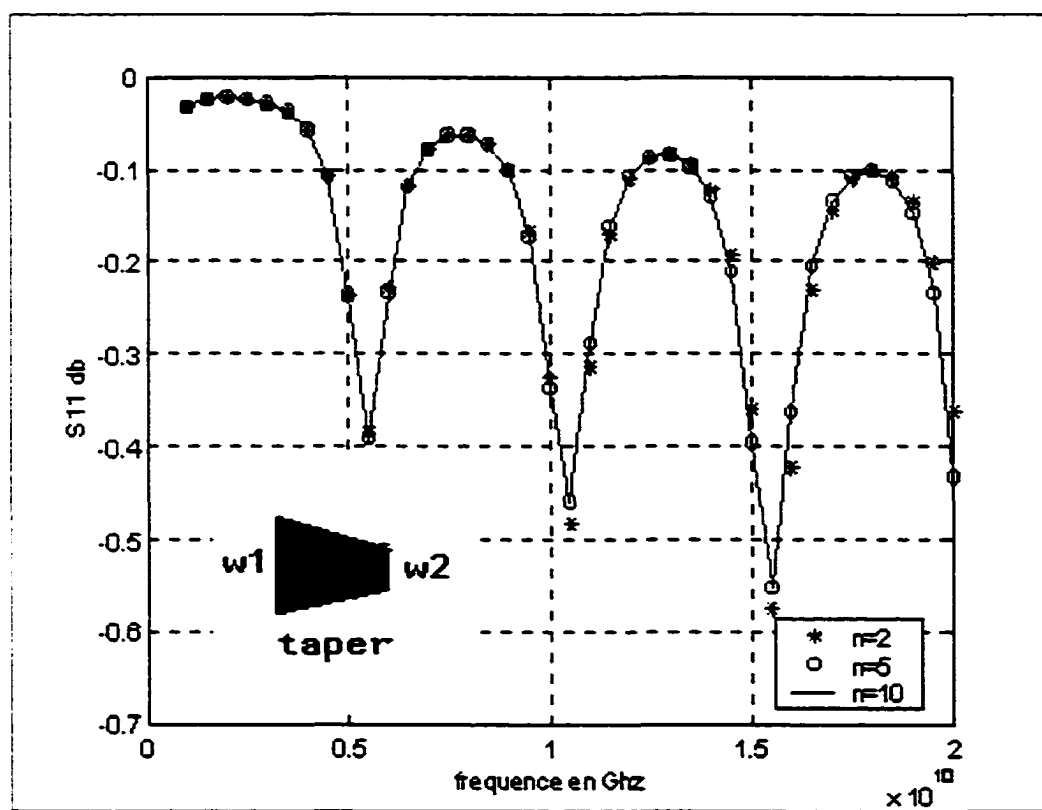


Figure 27 Coefficient de réflexion S_{11} d'un « taper » linéaire en circuit ouvert

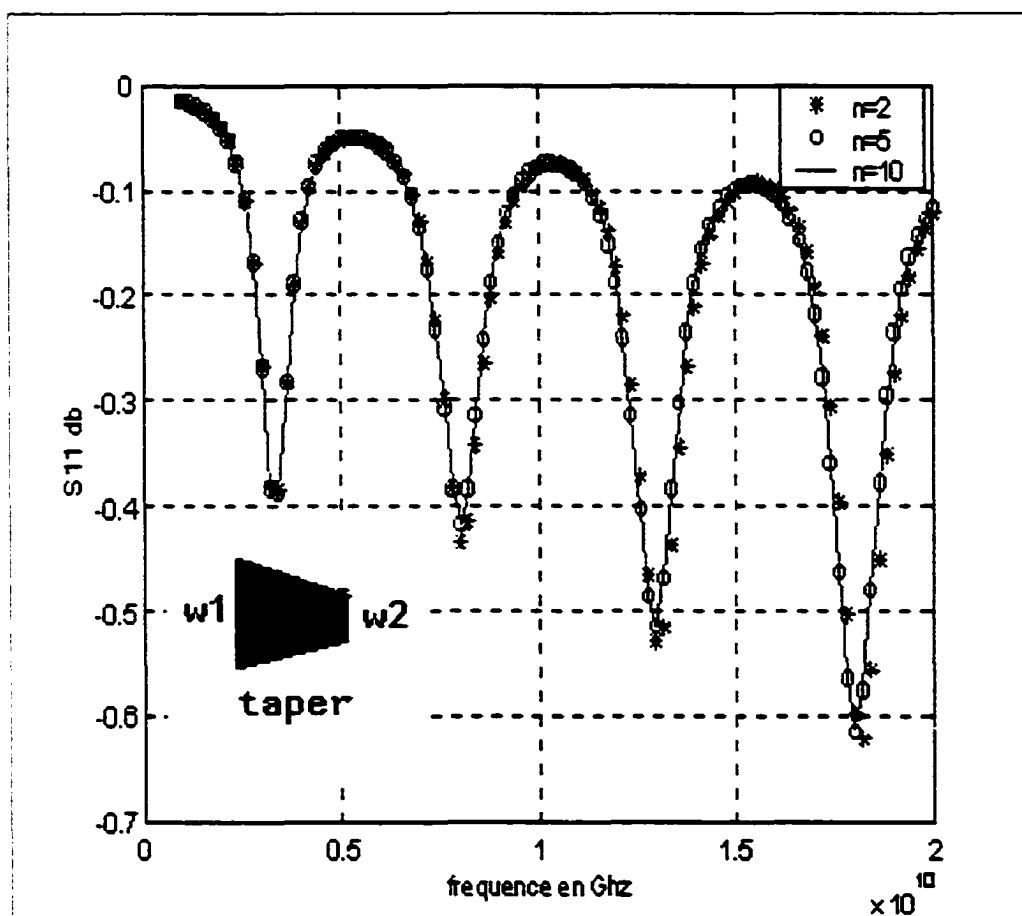


Figure 28 Coefficient de réflexion S_{11} d'un « taper » linéaire en court-circuit

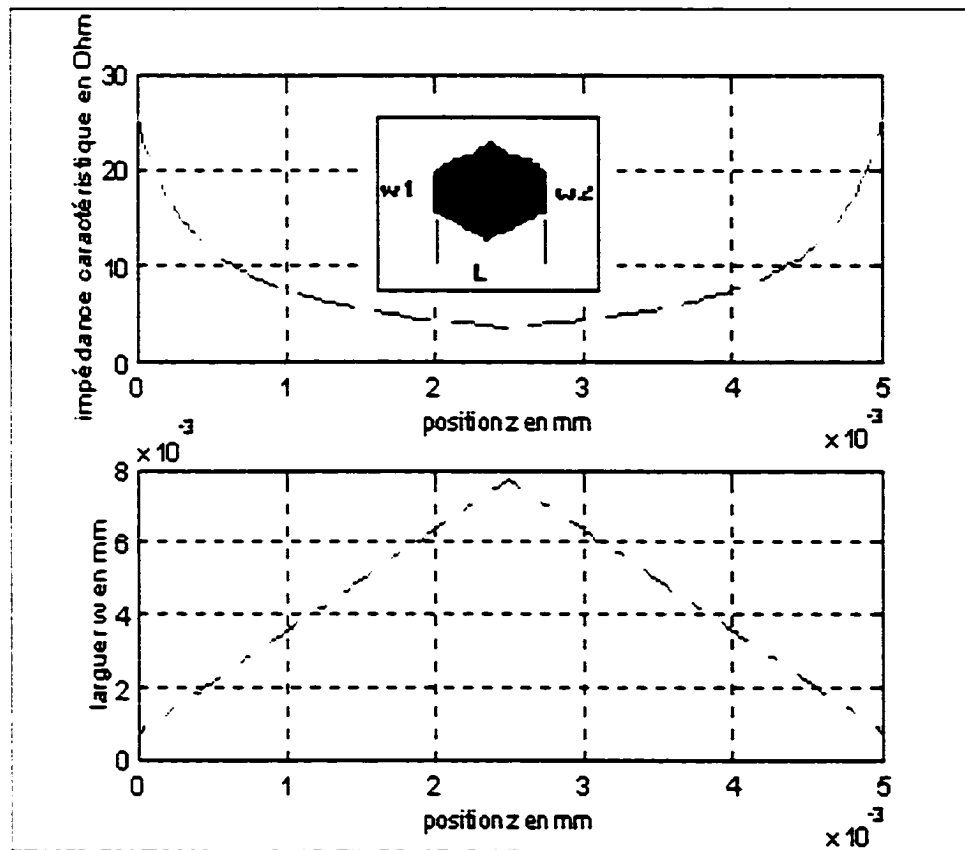


Figure 29 Profil de l'impédance caractéristique et de la largeur d'un « end to end taper »

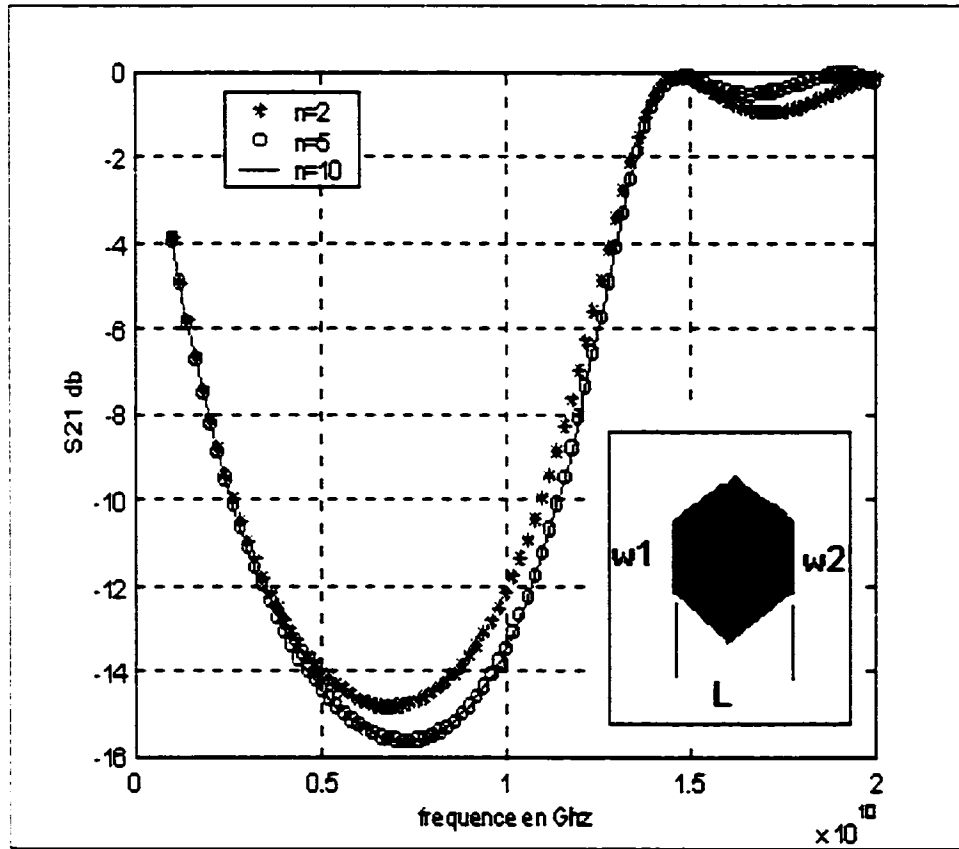


Figure 30 Coefficient de transmission S_{21} d'un « end to end taper »

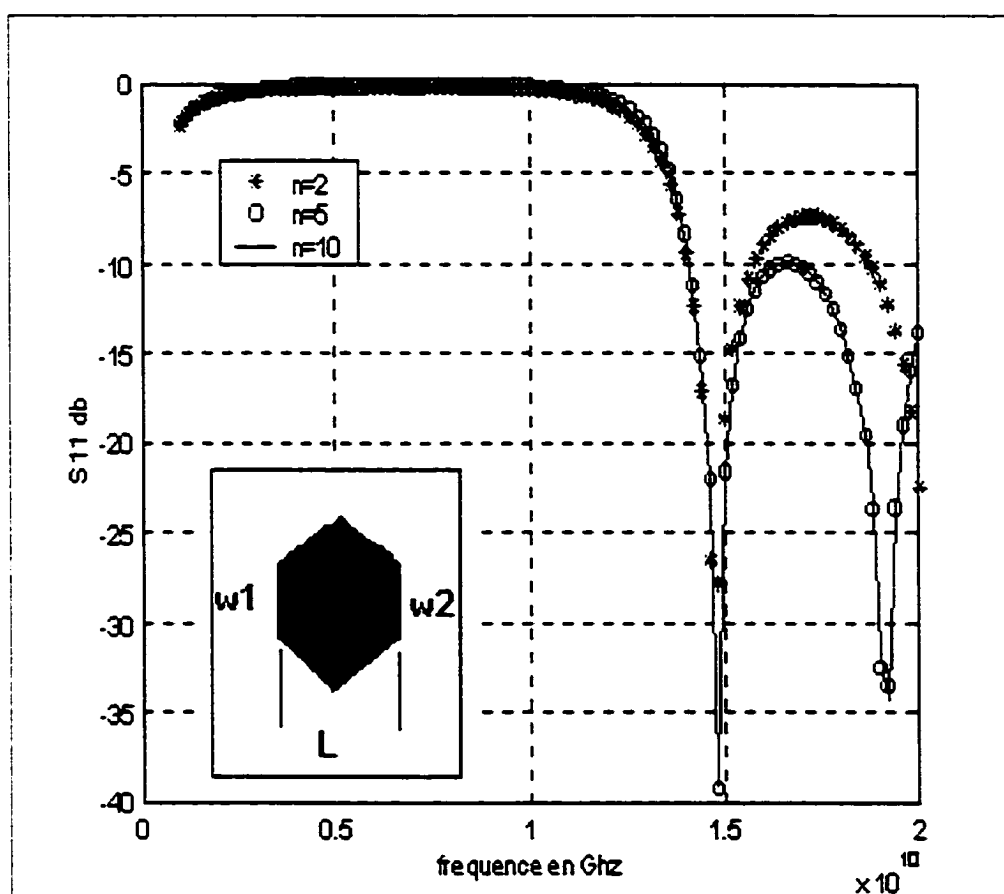


Figure 31 Coefficient de réflexion S_{11} d'un « end to end taper »

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la méthode d'analyse d'une ligne arbitraire est développée, ainsi que le modèle pour le calcul des paramètres intrinsèques RLCG. Cette approche est implantée dans Matlab pour plusieurs structures de lignes de transmission en technologie micro-ruban. Un excellent accord est obtenu par comparaison entre les résultats de simulation des modèles analysés avec la nouvelle méthode et ceux obtenus par le logiciel commercial ADS (Agilent) et à divers publications. Cette similitude montre que l'approche d'analyse d'une ligne arbitraire développée est précise et efficace. Ainsi, nous déduisons que cette approche pourrait être implantée dans un simulateur de CAO pour l'analyse et la conception de nouvelles topologies. Le chapitre suivant traite de l'intégration de plusieurs modèles non uniformes dans le simulateur HP-ADS. Les résultats de simulation sont présentés et comparés à des publications.

CHAPITRE 3

INTÉGRATION DU MODÈLE DANS LE SIMULATEUR

3.1 Introduction

L'analyse d'une structure non uniforme consiste à déterminer la distribution de la tension complexe, sur une bande de fréquence quelconque, sur n'importe quelle abscisse de la direction de propagation. Dans cette perspective, l'approche proposée au chapitre précédent a été élaborée et écrite sous la forme d'un algorithme. Grâce à ce dernier, le modèle a été implanté en Matlab, testé et validé par rapport à d'autres résultats trouvés dans la littérature. Nous avons par conséquent démontré la robustesse, la précision de calcul et la stabilité de l'algorithme.

Ces derniers critères tels que, la précision, la stabilité et la robustesse sont d'une grande importance pour un logiciel de CAO, tel que HP-ADS. Comme mentionné, notre objectif est d'intégrer un modèle d'une ligne non uniforme pour le calcul de la matrice de répartition. Cette étape est le noyau pour d'autres travaux tels que : l'analyse du régime transitoire, l'analyse AC ou bien l'extension à l'analyse de plusieurs structures non uniformes (plus d'un conducteur).

Dans cette optique, la prochaine étape de travail est d'élaborer encore plus l'algorithme, de le coder en C ANSI, de le tester et de le vérifier vis-à-vis des résultats obtenus par Matlab et aux publications. Une fois cette étape réussie, la prochaine est de l'interfacer ou l'intégrer dans le simulateur HP-ADS [22].

3.2 Fonctionnalité du programme et algorithme

Le code est développé à l'aide de Microsoft Visual C++ " Professionnel Edition V6 ", en C ANSI. Pour des raisons de portabilité, nous l'avons testé sous Windows NT et Windows 98. Par ailleurs, une version du modèle est codée en C++. Malheureusement, l'interface de HP-ADS est incapable de supporter ce dernier. Ainsi, son intégration en C++ n'est pas possible en ce moment.

Structure du programme

1- Le programme principal est représenté par la fonction `compute_y()`. L'objectif de cette fonction est le calcul des paramètres Y de la structure.

- Calculer $W(z)$, $Z(z,f)$ et $\epsilon(z,f)$
- Calculer les paramètres RLCG de la ligne.
- Calculer les coefficients de Z et Y (de la forme $y=ax+b$) .
- Calculer les constantes de propagation des modes pouvant être propagés et celles relatives aux fonctions de test.
- Calculer les éléments de la matrice.
- Vérification et inversion de la matrice.
- Calculer les paramètres S.

- 2- Sous programme `rlcg.c` utilisé pour le calcul des paramètres de la ligne RLCG.
- 3- Sous programme `global.c` comportant plusieurs fonctions servant au calcul algébrique dans le corps C . La figure 32 illustre l'algorithme du modèle.

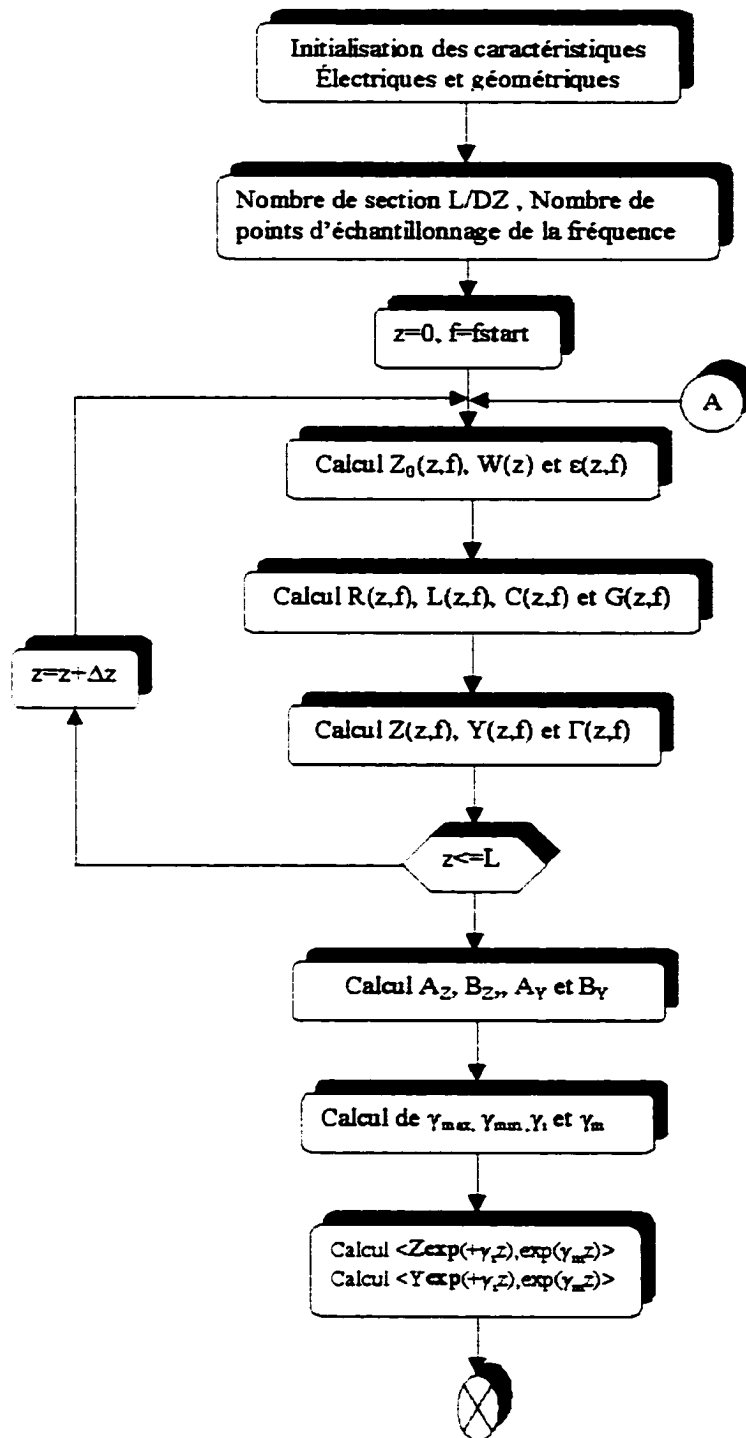
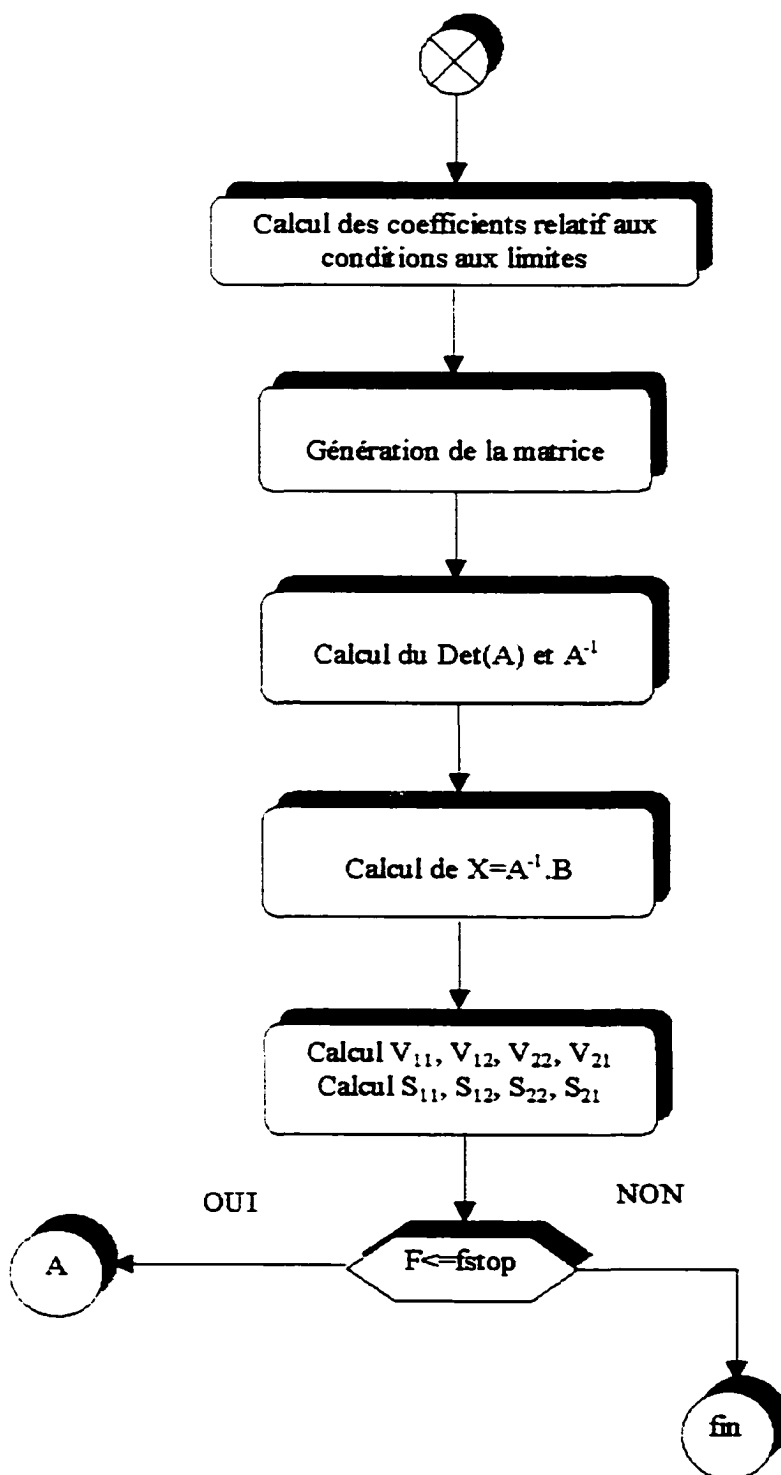


Figure 32 Algorithme du modèle d'une ligne arbitraire



3.3 Interface HP-ADS

« HP-ADS » offre une interface conviviale, qui s'appelle « User Compiled-model », et qui permet l'intégration de nouveaux modèles linéaires et non linéaires. Notre projet traite un modèle linéaire. Dans l'outil d'interface nous avons un gabarit « Template » constitué de plusieurs fonctions de type booléen, parmi lesquelles nous retrouvons `compute_y()`, `transient()`, `noise()`. Selon l'analyse désirée, telle que le calcul du bruit thermique, le calcul du régime transitoire, calcul des paramètres S, l'utilisateur programme la fonction relative à l'analyse voulue en respectant la notation du « User-Compiled-Model » et la déclaration de variables. La figure 33 illustre la procédure de déclaration des paramètres dans ADS.

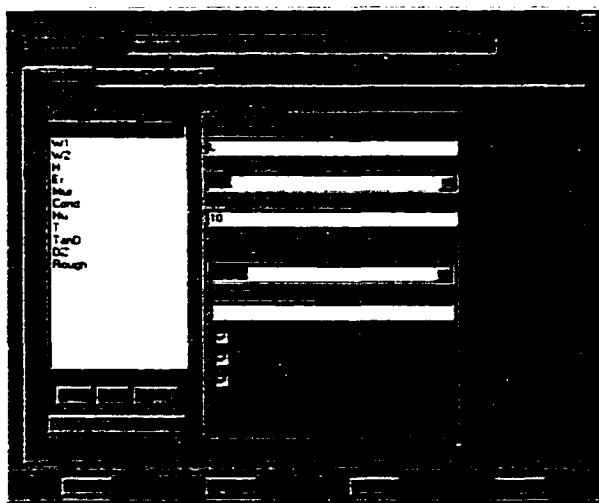


Figure 33 Définition des paramètres d'une ligne non uniforme dans « User-Compiled-Model »

Notre projet consiste à coder la fonction `compute_y()`, qui retourne la matrice $[S]$ de dimension 2×2 , car notre modèle est un quadripôle à deux accès: ainsi il suffit de caractériser la structure non uniforme par ses paramètres physiques, qui sont vus vis-à-vis de l'interface par des macros.

Dans la fonction `compute_y()`, nous faisons appel à la fonction `rlcg.c` nécessaire au calcul des paramètres RLCG de la ligne, qui tient compte de l'effet dispersif dépendamment de la fréquence d'opération. En fait, au début du processus de modélisation et d'intégration, ces paramètres sont calculés par une formulation citée dans le livre [10]. Par la suite, cette dernière a été remplacée par un modèle plus rigoureux qui tient compte de l'effet dispersif et de l'état de la surface du métal.

Les étapes pour définir un modèle compilé d'un usager sont :

- Définir les paramètres du modèle.
- Générer un symbole et définir les bornes « pin ».
- Définir les options du code du modèle.
- Génération d'un gabarit «Template» et écriture du code relatif aux fonctions désirées.
- Compiler et chaîner le modèle au simulateur.

Il y a lieu de remarquer qu'ADS offre une autre possibilité pour définir un modèle. Cette interface est nommée définition symbolique d'un composant « Symbolically Defined Devices or SDDs ». Cette approche consiste à entrer les ports, les équations reliant le courant et la tension au niveau du

schéma électrique. Les équations sont résolues symboliquement, ce qui rend le développement d'un modèle plus aisé que l'approche du modèle compilé. Cependant, SDD a des inconvénients tels que la vitesse de calcul et la logique sont limitées. En outre, les équations du modèle sont exposées à l'utilisateur.

Ainsi, une fois que le modèle est compilé, il est automatiquement enchaîné au simulateur qui génère un exécutable nommé `hpseefsim.exe` dans le répertoire de l'utilisateur qui est invisible aux autres usagers. Dans la procédure d'intégration, nous avons implanté un micro-ruban de type « taper » linéaire qui a été testé et validé vis-à-vis de celui d'ADS. Par la suite, d'autres modèles sont intégrés, tels que le stub à circuit ouvert, en court-circuit d'une ligne sinusoïdale et le modèle d'une ligne périodique. Ces modèles sont chaînés au simulateur pour que nous puissions lancer une simulation contenant différents modèles ensemble. Des exemples d'application sont développés au chapitre 4.

La figure 34 illustre les différents modèles intégrés dans « HP-ADS ». La figure 35 montre la librairie de neuf éléments de lignes non uniforme intégrée également dans le simulateur. Cette dernière sera d'un grand apport pour la conception et l'analyse de circuits micro-ondes à base de nouvelles topologies.

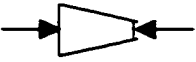
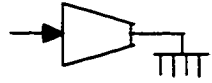
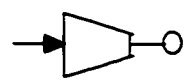

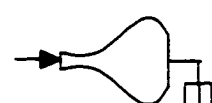


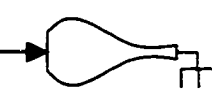

Type de modèle	Profil géométrique	Symbole
Taper linéaire à deux ports	$W(z)=(w_2-w_1)z/L+w_1$	
Taper linéaire à deux ports En court-circuit (cc)	$W(z)=(w_2-w_1)z/L+w_1$	
Taper linéaire à deux ports En circuit ouvert (co)	$W(z)=(w_2-w_1)z/L+w_1$	
Ligne sinusoïdale à deux ports	$W(z)=w_0(1-m\cos\pi z/L)^2$	
Ligne sinusoïdale à un port en court-circuit	$W(z)=w_0(1-m\cos\pi z/L)^2$	
Ligne sinusoïdale à un port en circuit ouvert	$W(z)=w_0(1-m\cos\pi z/L)^2$	
Ligne sinusoïdale réciproque à deux ports	$W(z)=w_0(1+m\cos\pi z/L)^2$	
Ligne sinusoïdale réciproque à un port en cc	$W(z)=w_0(1+m\cos\pi z/L)^2$	
ligne sinusoïdale réciproque à un port en co	$W(z)=w_0(1+m\cos\pi z/L)^2$	

Figure 34 Différents modèles intégrés dans "HP-ADS"

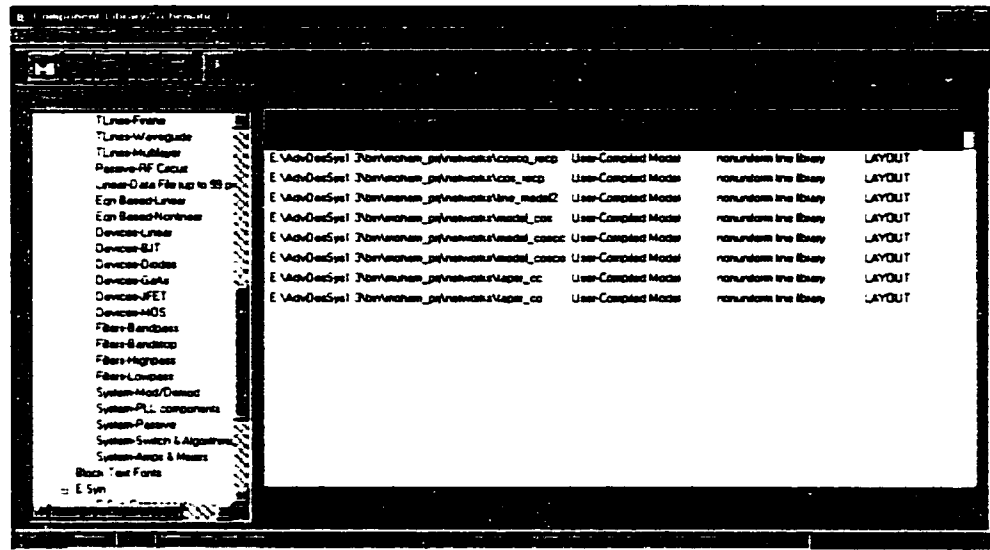


Figure 35 Librairie de lignes non uniforme intégrée dans le simulateur

L'interface du simulateur gère plusieurs fichiers et utilise d'autres fichiers propres à celle-ci. Cette dernière copie certains fichiers du répertoire « HPEESOF_DIR/MODELBUILDER/LIB » dans le répertoire du projet. Par exemple lors de la génération du code, le fichier `cui_circuit` est copié au fichier « `Mymodel.c` ». De même, lors de la compilation, le fichier « `hpeesofdebug.mak` » est copié dans le répertoire du modèle. Les détails de cette procédure de gestion se trouvent dans la documentation de HP-ADS [22]. À titre d'exemple, la figure 36 illustre les fichiers générés lors de la compilation.

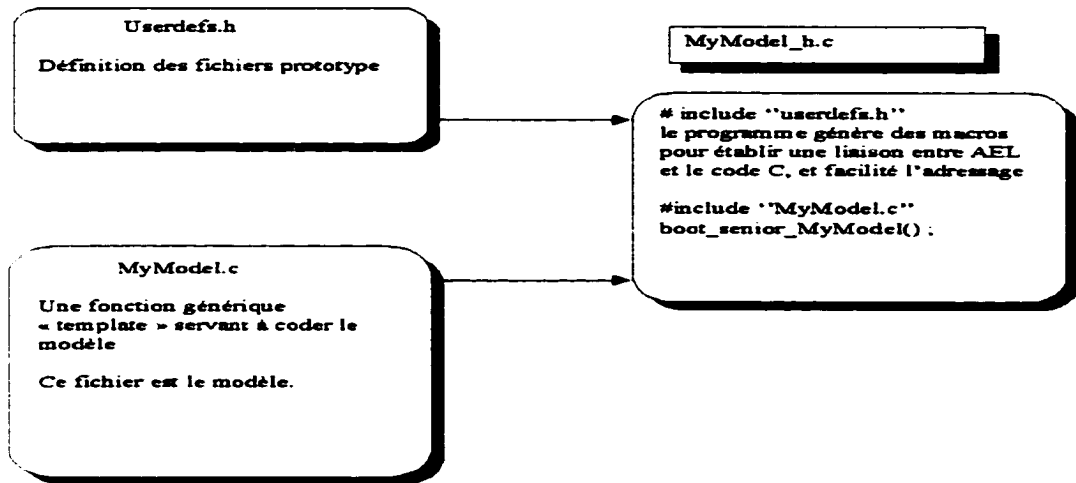


Figure 36 Différents fichiers générés lors de la compilation d'un modèle

3.4 Résultats de simulation

Tel que mentionné dans la section précédente, neuf éléments de structures non uniformes ont été intégrés dans "HP-ADS". Dans cette partie nous présentons les résultats de simulation de ces éléments pour valider la méthode versus les modèles du simulateur, en vue de les utiliser dans des applications d'adaptation et de filtrage au chapitre 4.

- **Ligne de transmission linéaire « taper »**

Le profil de cette ligne est donné par :

$$W(z) = \frac{W_2 - W_1}{L} z + W_1 \quad (3.1)$$

La figure 37 représente le schéma électrique utilisé pour une comparaison entre le modèle intégré, un «taper» linéaire et celui d'ADS.

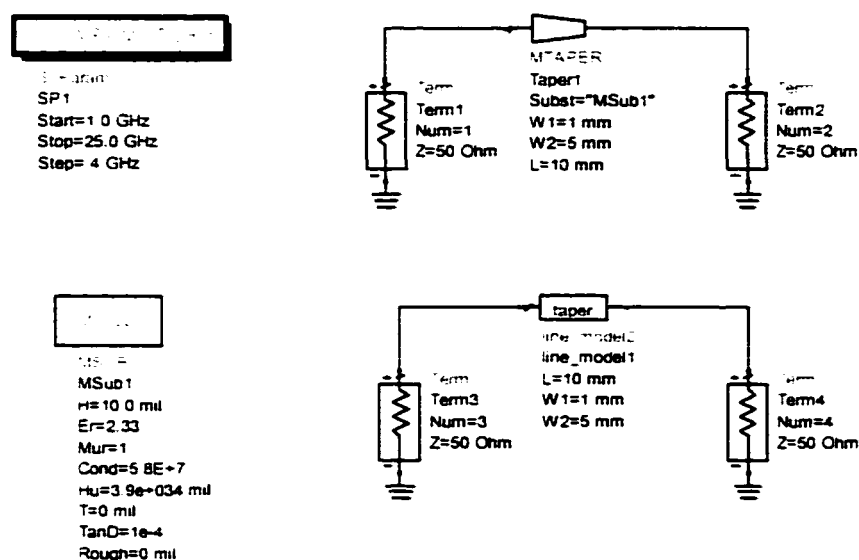


Figure 37 Comparaison entre un « taper » intégré et celui d'ADS

Le résultat de la simulation des paramètres S est illustré par l'abaque de Smith à la figure 38. Nous observons un excellent accord entre ces deux résultats. Il y a lieu de noter que les ports un et deux sont connectés au modèle compilé, alors que les ports 3 et 4 sont connectés au modèle interne du simulateur "HP-ADS".

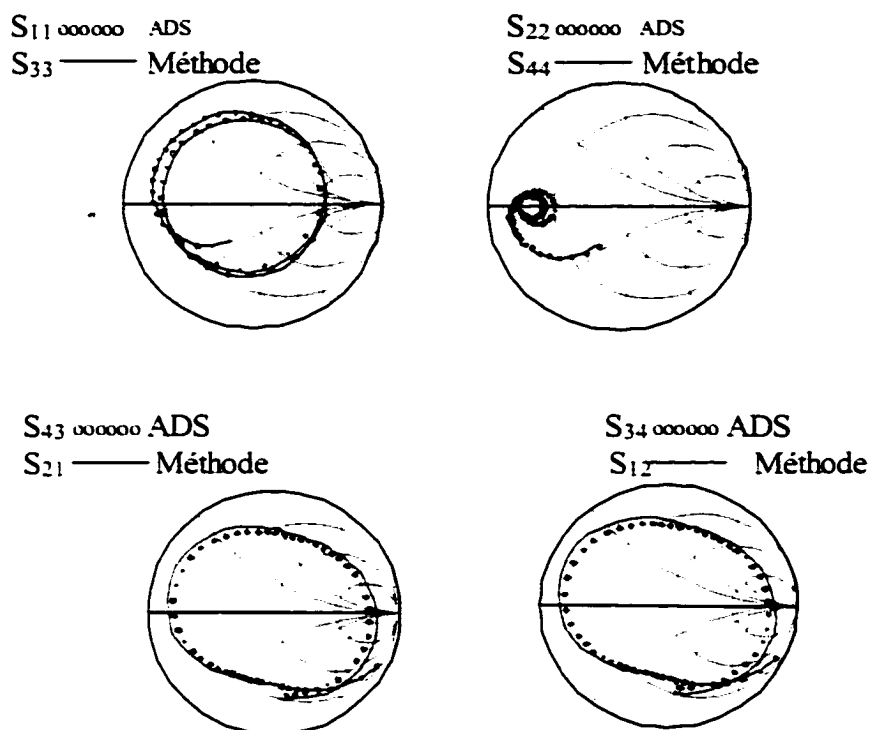


Figure 38 Réponse fréquentielle du coefficient de réflexion et de transmission du modèle intégré et celui d'ADS

- **Ligne de transmission linéaire « taper » en circuit ouvert**

La figure 39 représente le schéma électrique d'un micro-ruban linéaire en circuit ouvert du modèle intégré et celui d'ADS.

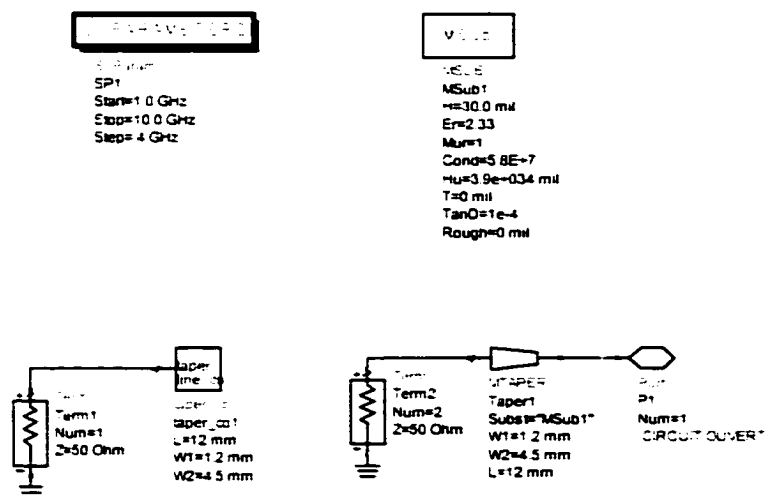


Figure 39 Comparaison entre un «taper» en circuit ouvert d'ADS et celui du modèle intégré

La figure 40 représente le résultat de la simulation du coefficient de réflexion $S(1,1)$ sur l'abaque de Smith et ses valeurs numériques. L'accord entre les deux modèles est excellent et l'erreur maximale est d'environ 3.3° sur la phase à 25 GHz.

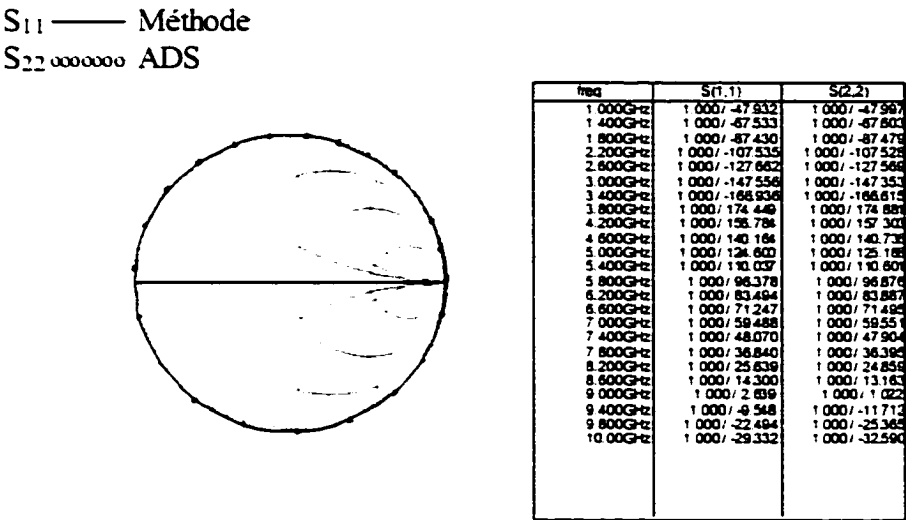


Figure 40 Coefficient de réflexion S_{11} d'un « taper » en circuit ouvert

• Ligne de transmission linéaire « taper » en court circuit

La figure 41 illustre la comparaison entre le modèle d'une ligne micro-ruban linéaire en court-circuit intégré dans le simulateur et celui qu'utilise ADS.

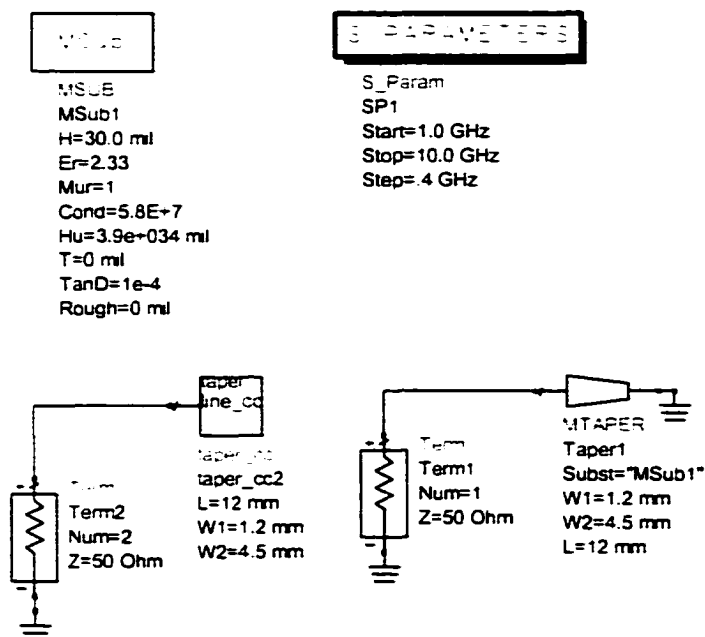
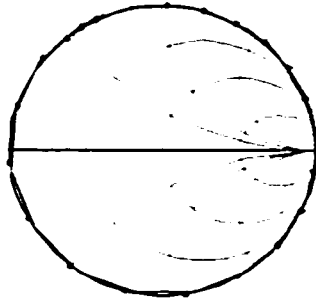


Figure 41 Comparaison entre un «taper » en court-circuit d'ADS et du modèle intégré

La figure 42 représente le résultat de la simulation du coefficient de réflexion $S(1,1)$ sur l'abaque de Smith et les valeurs numériques. De même nous remarquons un bon accord entre les deux modèles, celui d'ADS et celui de la méthode proposée.

S_{11} ——— ADS
 S_{22} ooooooo Méthode



freq	S(1,1)	S(2,2)
1.000GHz	1.000/143.195	1.000/143.348
1.400GHz	1.000/128.785	1.000/128.998
1.800GHz	1.000/114.673	1.000/114.820
2.200GHz	1.000/103.855	1.000/101.128
2.600GHz	1.000/87.414	1.000/87.596
3.000GHz	1.000/74.180	1.000/74.276
3.400GHz	1.000/61.107	1.000/61.078
3.800GHz	1.000/48.083	1.000/47.882
4.200GHz	1.000/34.954	1.000/34.547
4.600GHz	1.000/21.575	1.000/20.855
5.000GHz	1.000/7.719	1.000/6.711
5.400GHz	1.000/-6.852	1.000/-8.232
5.800GHz	1.000/-22.406	1.000/-24.222
6.200GHz	1.000/-39.236	1.000/-41.543
6.600GHz	1.000/-57.624	1.000/-60.452
7.000GHz	1.000/-77.774	1.000/-81.111
7.400GHz	1.000/-99.708	1.000/-103.485
7.800GHz	1.000/-123.128	1.000/-127.139
8.200GHz	1.000/-147.383	1.000/-151.418
8.600GHz	1.000/-171.551	1.000/-175.404
9.000GHz	1.000/165.289	1.000/161.800
9.400GHz	1.000/143.793	1.000/140.711
9.800GHz	1.000/126.252	1.000/121.576
10.00GHz	1.000/115.218	1.000/112.716

Figure 42 Coefficient de réflexion S_{11} d'un « taper » en court-circuit.

• Ligne de transmission sinusoïdale

Le profil de la ligne sinusoïdale est caractérisé par l'équation:

$$W(z) = W_0 [1 - m \cdot \cos(\pi z / L)]^2 \quad (3.2)$$

W_0 est la largeur moyenne du conducteur. m est l'indice de modulation ($0 < m < 1$) et L représente la longueur physique de la ligne. Ce profil est caractérisé par une largeur de ligne qui décroît en fonction de l'abscisse z . Nous avons intégré ce modèle dans le simulateur ADS, qui est une cellule de base pour la génération d'une ligne arbitraire après optimisation des grandeurs physiques W_0 , L , m . La figure 43 représente la simulation des paramètres S du modèle intégré. Comme le simulateur ADS ne possède pas de modèle d'une ligne de transmission modulée en cosinus, le résultat de simulation a été comparé à celui obtenu par Momentum. Ce dernier simule la structure par une approche

numérique basée sur la solution rigoureuse des équations de Maxwell. Ce calcul nécessite beaucoup plus de ressources en terme de mémoire et en temps de calcul que notre modèle. À titre d'exemple, la structure de la figure 43 a nécessité approximativement 4 minute de simulation des paramètres S à l'aide de « Momentum » (non compris le temps de calcul du substrat et du maillage) et seulement 40 seconde de simulation grâce à la méthode proposée.

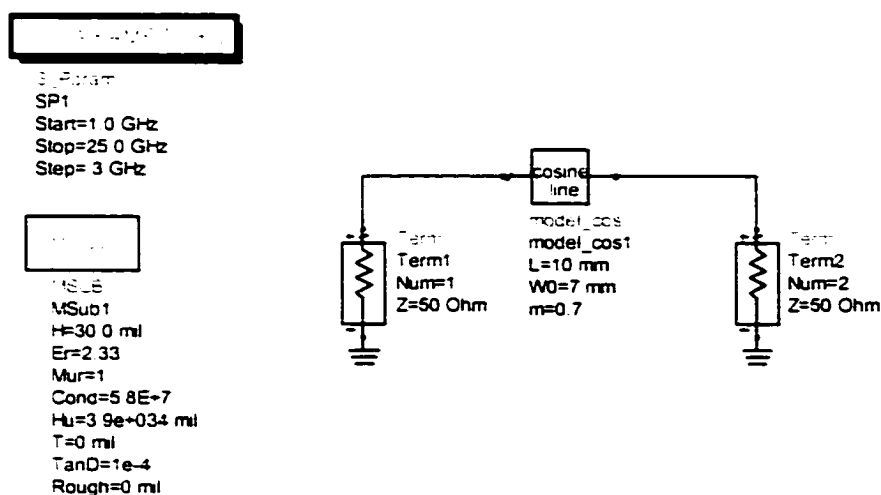


Figure 43 Simulation en paramètre S d'une ligne de transmission sinusoïdale

Les figures 44 et 45 illustrent la comparaison des paramètres S entre le modèle intégré et ceux obtenus par « Momentum ». L'accord obtenu démontre la précision et la validité de notre approche.

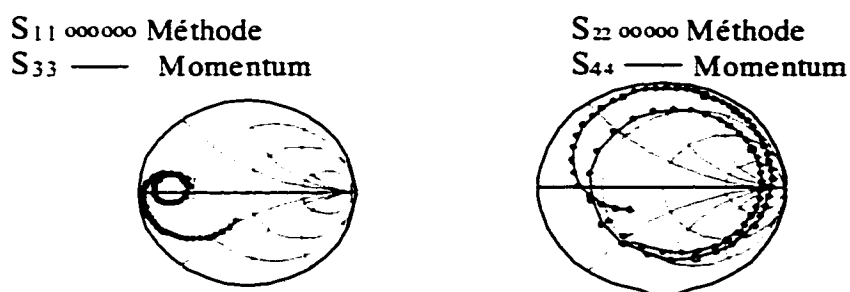


Figure 44 Comparaison du coefficient de réflexion du modèle intégré et celui de Momentum

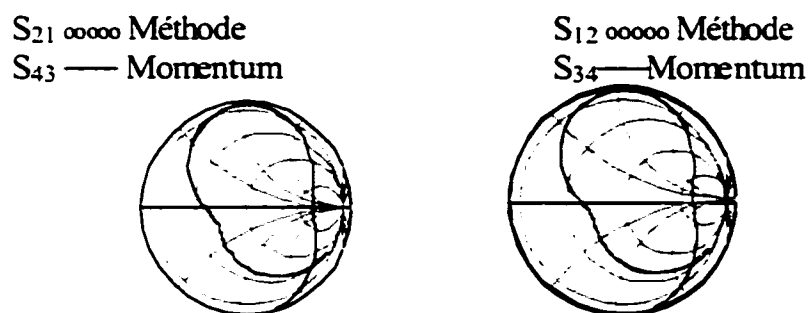


Figure 45 Comparaison du coefficient de transmission du modèle intégré et celui de Momentum

- **Ligne de transmission sinusoïdale en circuit ouvert**

Une ligne de transmission sinusoïdale en circuit ouvert est caractérisée par l'équation (3.2). La figure 46 représente le schéma électrique d'un "stub" en circuit ouvert d'une ligne sinusoïdale. La figure 47 schématise la simulation du paramètre S_{11} de la ligne.

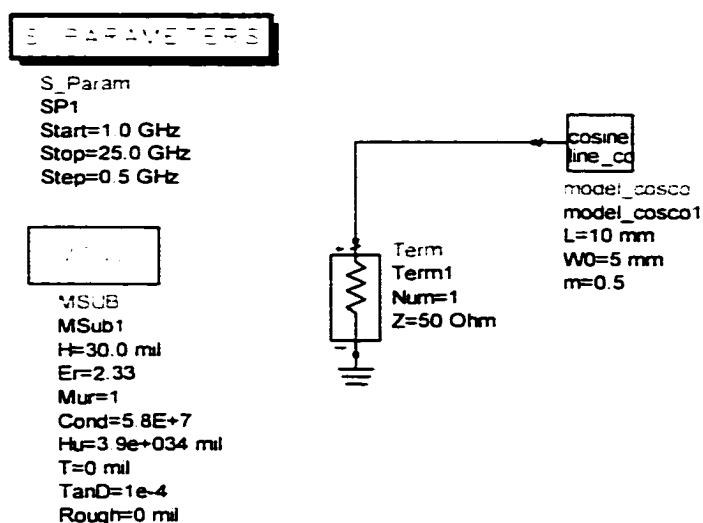


Figure 46 Simulation du modèle d'une ligne sinusoïdale en circuit ouvert

S₁₁ — Méthode

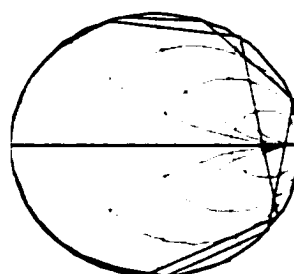


Figure 47 Coefficient de réflexion d'une ligne sinusoïdale en circuit ouvert

• Ligne de transmission sinusoïdale en court circuit

Une ligne de transmission sinusoïdale en court-circuit est caractérisée par l'équation (3.2). Les figures 48 et 49 représentent le circuit et le résultat de simulation du modèle intégré.

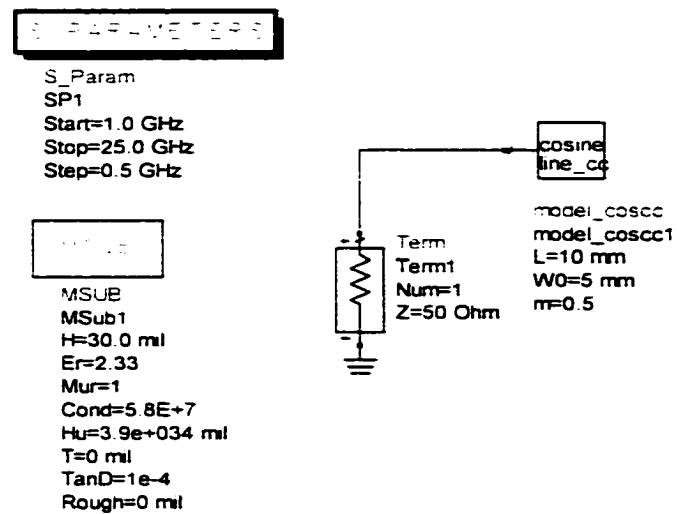


Figure 48 Simulation du modèle d'une ligne sinusoïdale en court-circuit

S₁₁ — Méthode

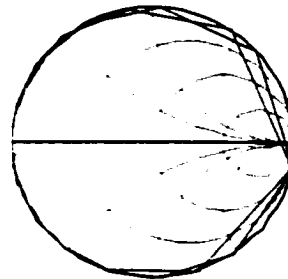


Figure 49 Coefficient de réflexion d'une ligne sinusoïdale en court-circuit

• Ligne de transmission sinusoïdale réciproque

Le profil d'une ligne sinusoïdale réciproque est caractérisé par l'équation:

$$W(z) = W_0 [1 + m \cdot \cos(\pi z / L)]^2 \quad (3.3)$$

W_0 est la largeur moyenne du conducteur, m est l'indice de modulation ($0 < m < 1$) et L représente la longueur physique de la ligne. Cette dernière est caractérisée par une largeur croissante en fonction de z . Nous avons intégré ce modèle dans le simulateur ADS, qui est une cellule de base pour la génération d'une ligne arbitraire après optimisation des grandeurs physiques W_0 , L , m . La figure 50 représente la simulation des paramètres S du modèle intégré. De même, le simulateur ne possède pas de modèle d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque.

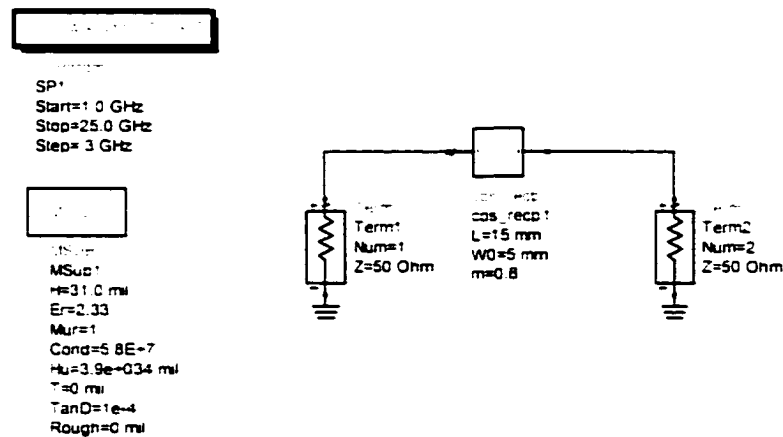


Figure 50 Simulation en paramètre S d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque

La figure 51 illustre le résultat de la simulation des paramètres S d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque. Il y a lieu de noter qu'une comparaison avec Momentum n'est pas nécessaire car les deux structures sinusoïdales, réciproques et non réciproques sont symétriques l'une de l'autre par rapport à l'axe des ordonnées

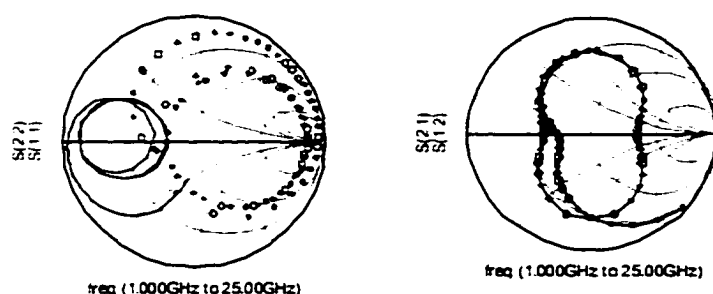


Figure 51 Résultat de simulation des paramètres S d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque

- **Ligne de transmission sinusoïdale réciproque en circuit ouvert**

Une ligne de transmission sinusoïdale réciproque en circuit ouvert est caractérisée par un profil donné par (3.3). Les figures 52 et 53 représentent la simulation du paramètre S(1.1) du modèle intégré et son résultat.

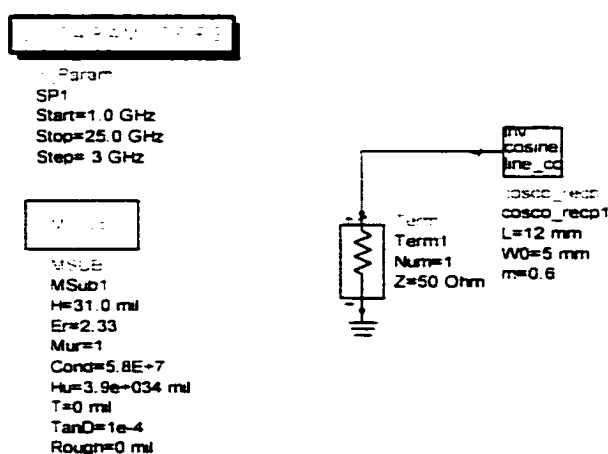


Figure 52 Simulation du modèle d'une ligne sinusoïdale en circuit ouvert.

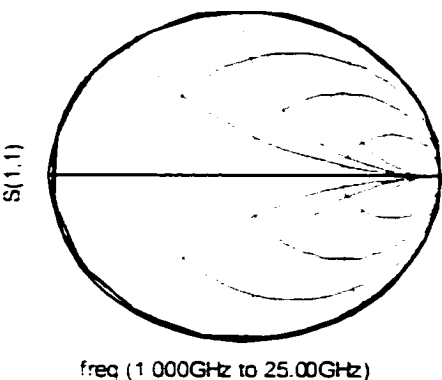


Figure 53 Coefficient de réflexion d’une ligne sinusoïdale réciproque en circuit ouvert

• Ligne de transmission sinusoïdale réciproque en court-circuit

Les figures 54 et 55 représentent le schéma électrique et le résultat de simulation du paramètre S(1,1) d’un modèle d’une ligne de transmission sinusoïdale réciproque en court-circuit.

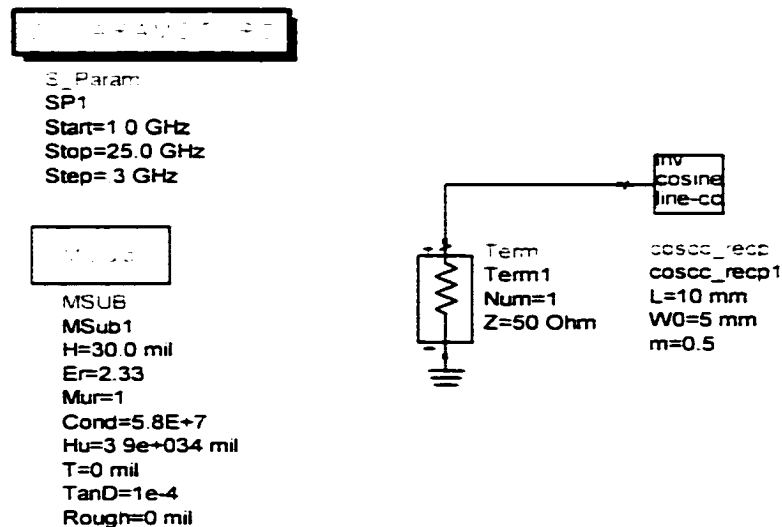


Figure 54 Simulation du modèle d’une ligne sinusoïdale en court-circuit

S_{11} — Méthode

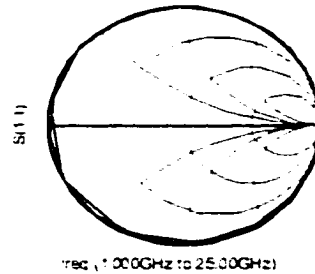


Figure 55 Coefficient de réflexion d'une ligne sinusoïdale réciproque en court circuit

- Exemple d'utilisation de « Parameter Sweep »

Les figures 56 et 57 illustrent une des fonctionnalités parmi celles que le simulateur ADS utilise pour l'optimisation et l'analyse d'un circuit micro-onde. Dans ce cas, nous considérons le modèle de type « taper » linéaire et nous examinons l'effet de la variation de son paramètre w_2 qui représente la largeur du conducteur.

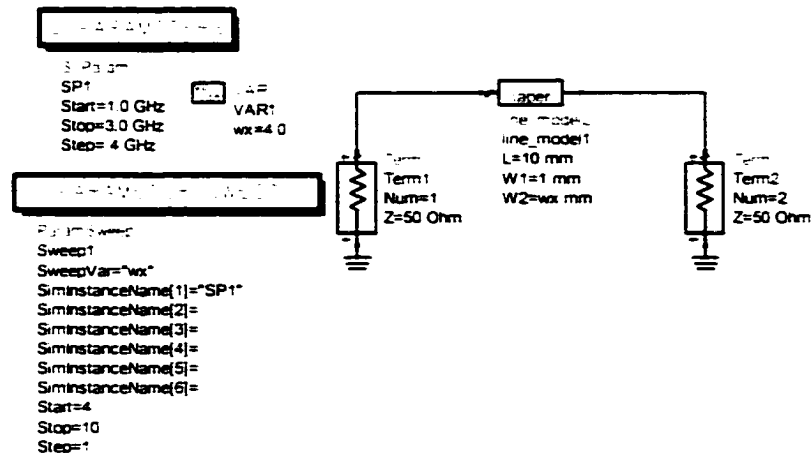


Figure 56 Utilisation de la fonctionnalité « Parameter Sweep »

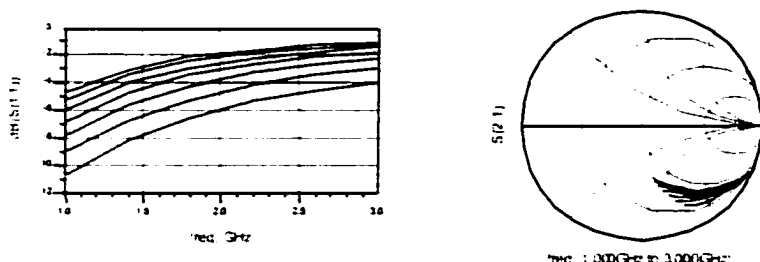


Figure 57 Résultat de la simulation à l'aide de « Parameter Sweep »

3.5 Association d'un masque à un modèle dans le simulateur HP-ADS

Pour bénéficier des structures non uniformes développées, il est nécessaire de pouvoir les fabriquer. Cette étape passe par la génération d'un masque des modèles intégrés. Ainsi, cette section a pour objectif d'expliquer quelles sont les différentes étapes à suivre lorsque l'on veut associer un "layout" à un « User-Defined Model » dans le simulateur HP-ADS. Dans le simulateur, il y a trois approches pour générer un masque [22] :

- Associer un masque fixe à un modèle.
- Associer un masque paramétrique en utilisant le langage AEL.
- Associer un masque avec " Graphical-Cell Compiler".

Dans cette étude, nous choisissons la génération d'un masque à l'aide du langage AEL, vu la simplicité et la flexibilité de cette approche. Le langage AEL est très similaire au langage C. Il est possible d'ajouter des commentaires dans les programmes ou fonctions. Ceux-ci utilisent des mots

clés, des opérateurs, des fonctions imbriquées, de la même manière qu'un langage de programmation traditionnel. Les programmes sont écrits avec un éditeur de texte. Les fichiers sont ensuite enregistrés avec l'extension ael [22] et placés de manière judicieuse pour être chargés lors du démarrage d'ADS.

Notre objectif est d'écrire une fonction qui sera appelée lors de la génération du masque. Cette fonction doit être déclarée et implémentée dans ADS.

```
~ Defun non_fonction(liste_de_parametres) { corps de la fonction }
```

Le mot clé "liste_de_parametres" est la liste de paramètres qu'il faut passer à la fonction, séparés par une virgule. Le corps de la fonction constitue les opérations qu'elle effectue. La fonction peut se terminer par une opération de retour effectuée à l'aide du mot clé « return ». Si ce mot clé est omis la fonction retournera « NULL ». Ceci peut entraîner certains effets indésirables. L'exemple suivant illustre une fonction AEL (Application Extension Langage) qui dessine un rectangle et lui associe deux ports :

```
defun MLIN(w,l) /* defun débute la déclaration d'une fonction*/

{

  de_set_layer(l) : /*choix d'une couche conducteur ou diélectrique*/

  de_draw_rect(0,-w/2,l,w/2) ; /* trace un rectangle */

  de_draw_port(0,0,-90) ; /* trace un port*/
```

```

de_draw_port(1,0,90) ; /* trace un port*/

}

```

Une fois que cette étape de codage terminée, il suffit d'ajouter dans le « User-Model Kit », au bon endroit, les différents paramètres dont a besoin la fonction de génération du masque, ainsi que son type (ici ce sera « Artwork-Layout ») et le nom de la fonction que le modèle appellera lors de la génération du masque. Les paramètres du "layout" doivent être placés en premier parmi les paramètres du modèle, porter le même nom que dans la définition de la fonction et être dans le même ordre que dans la définition de la fonction. Les figures 58 et 59 représentent un masque d'une ligne de transmission sinusoïdale.

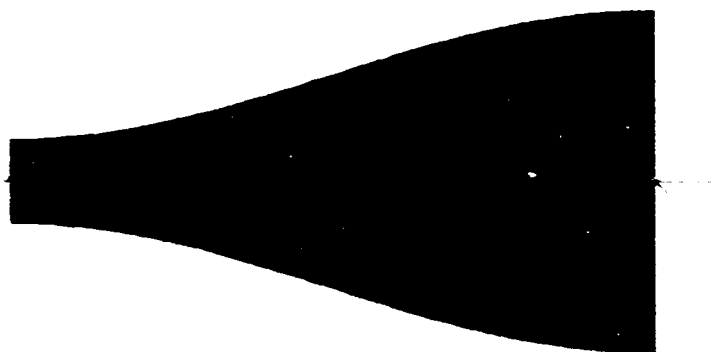


Figure 58 Représentation d'un masque d'une ligne sinusoïdale en technologie micro-ruban

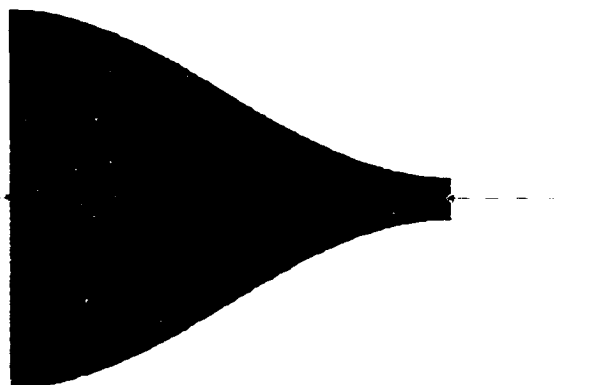


Figure 59 Représentation d'un masque d'une ligne sinusoïdale réciproque en technologie micro-ruban

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les caractéristiques de l'interface du simulateur ADS pour l'intégration de différents modèles de lignes non uniformes et la génération d'une librairie de lignes de transmission en technologie micro-ruban à profil non uniforme. Ainsi, une fois que les modèles sont codés en C ANSI et intégrés dans le simulateur, les résultats de simulation sont comparés à ceux des modèles propres à ADS (ligne en « taper »). Les résultats de simulation de la ligne modulée en cosinus, sont comparés à ceux obtenu par le logiciel commercial Momentum. Un excellent accord des résultats comparés démontre l'efficacité et la précision de la méthode.

Par ailleurs, pour chaque modèle intégré dans le simulateur, un masque paramétrique a été associé à ce dernier, grâce à un code développé en langage AEL spécifique au simulateur.

CHAPITRE 4

APPLICATION DES LIGNES DE TRANSMISSION NON UNIFORME A DES CIRCUITS D'ADAPTATION ET DE FILTRAGE

4.1 Introduction

Dans les sections précédentes, nous avons discuté de l'analyse d'une ligne de transmission arbitraire par la méthode des moments et de son intégration (ou son implantation) dans le simulateur commercial HP-ADS. Neuf modèles sont intégrés. Parmi ceux-ci, la ligne en "taper" qui nous a permis de la comparer au modèle d'ADS par des simulations d'un "taper" en court-circuit ou en circuit ouvert. de là, nous avons déduit la précision et la robustesse de la technique implantée.

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle approche pour la conception, à l'aide de la librairie intégrée dans ADS, de nouvelles topologies de transformateurs d'impédance et de filtres large bande à lignes de transmission non uniforme arbitraires. Le modèle de base nécessaire pour les différentes applications est la ligne sinusoïdale "cosine modulated line ". Ce modèle a été utilisé comme une cellule de base requise pour générer de nombreuses topologies arbitraires.

4.2 Section d'une ligne de transmission sinusoïdale

L'adaptation des circuits micro-ondes est une phase importante dans la conception des systèmes de radiocommunications. Ainsi, la synthèse d'un circuit d'adaptation peut présenter des difficultés de différents degrés. Dans la littérature nous retrouvons, l'adaptation des circuits RF, basée sur des

techniques conventionnelles utilisant des composants localisés tels qu'une capacité, une bobine et une résistance, ou bien des éléments distribués tels que un "stub" à circuit ouvert ou en court-circuit. La mise en série de lignes de transmission à section uniforme ayant différentes impédances caractéristiques est une autre technique souvent utilisée. Cependant, en hautes fréquences, la réalisation d'une bobine avec une précision désirée est difficile et coûteuse. Aussi, l'apparition des effets parasites limite leur utilisation pour l'adaptation. Toutefois la réalisation de "stub" en court-circuit ou en circuit ouvert est facile mais ils sont limités dans la bande passante (adaptation mono-fréquentielle). De plus, ils sont sensibles aux variations des charges avec la fréquence.

Pour pallier à ces problèmes, l'utilisation de lignes de transmission non uniformes traditionnelles [17],[2],[23] s'avère une solution partielle car elles sont limitées à adapter uniquement des charges réelles ou des charges complexes restreintes [9].

La complexité du problème est due à la non existence d'une solution analytique de l'équation différentielle non linéaire de "Riccati " découlant de l'analyse de lignes non uniformes. L'étude des performances des nouvelles structures non uniformes effectuée dans [24],[25] nous a conduit à choisir la ligne de transmission modulée en cosinus comme élément de base pour la génération de lignes à forme arbitraire et la synthèse de circuits d'adaptation.

Ligne modulée en cosinus : Nous retrouvons dans la littérature, deux types de lignes de transmission modulée en cosinus :

- Le premier type est caractérisé par un profil géométrique donné par l'équation (3.2).
- Le deuxième type est caractérisé par un profil géométrique donné par l'équation (3.3).

Les figures 60 et 61 représentent le profil de l'impédance caractéristique et de la largeur d'une ligne sinusoïdale en technologie micro ruban. Le substrat est caractérisé par : $W_0=1$ mm, $L=10$ mm, $H=.254$ mm, $E_r=10$, $\tan\delta=0.0001$, $\sigma=5.8 \text{ e}+7$ et le taux de modulation m varie de $[.1..8]$.

Dans une publication [24], l'étude de la réponse fréquentielle de l'impédance d'entrée d'une ligne de transmission sinusoïdale (respectivement pour une ligne réciproque) terminée par une charge quelconque, est réalisée. L'auteur a pu démontrer que cette topologie est capable de transformer des charges complexes selon une équation de la forme :

$$Z_{in} = R_{in} \pm jX_{in} = \frac{R_L}{K_1} \pm j \frac{X_L}{K_2} \quad (4.1)$$

K_1 et K_2 sont deux nombres réels tels que $K_1 > 1$ (respectivement $K_1 < 1$ pour une ligne réciproque) et $K_2 \neq 0$. La relation (4.1) est similaire à celle du transformateur LC.

Ce résultat est valide même en haute fréquence. Ainsi, nous pouvons réaliser une adaptation en LC à l'aide d'une ligne sinusoïdale, sans avoir recours à des

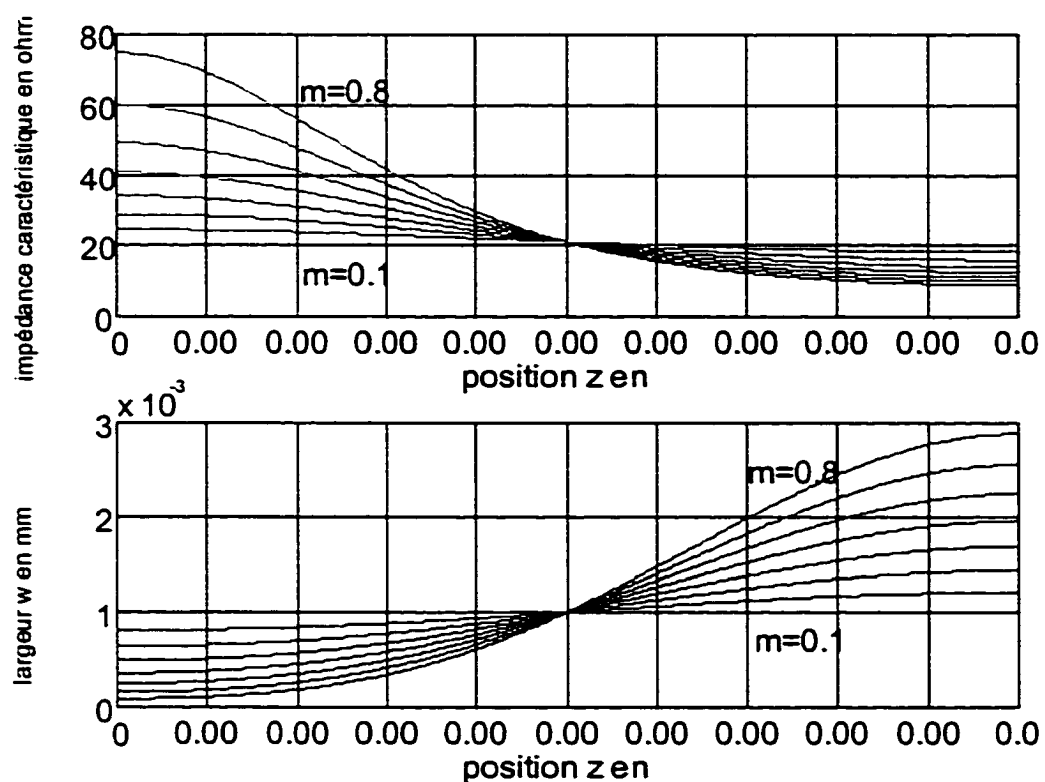


Figure 60 Profil de l'impédance caractéristique et de la largeur d'une ligne sinusoïdale en technologie micro-ruban

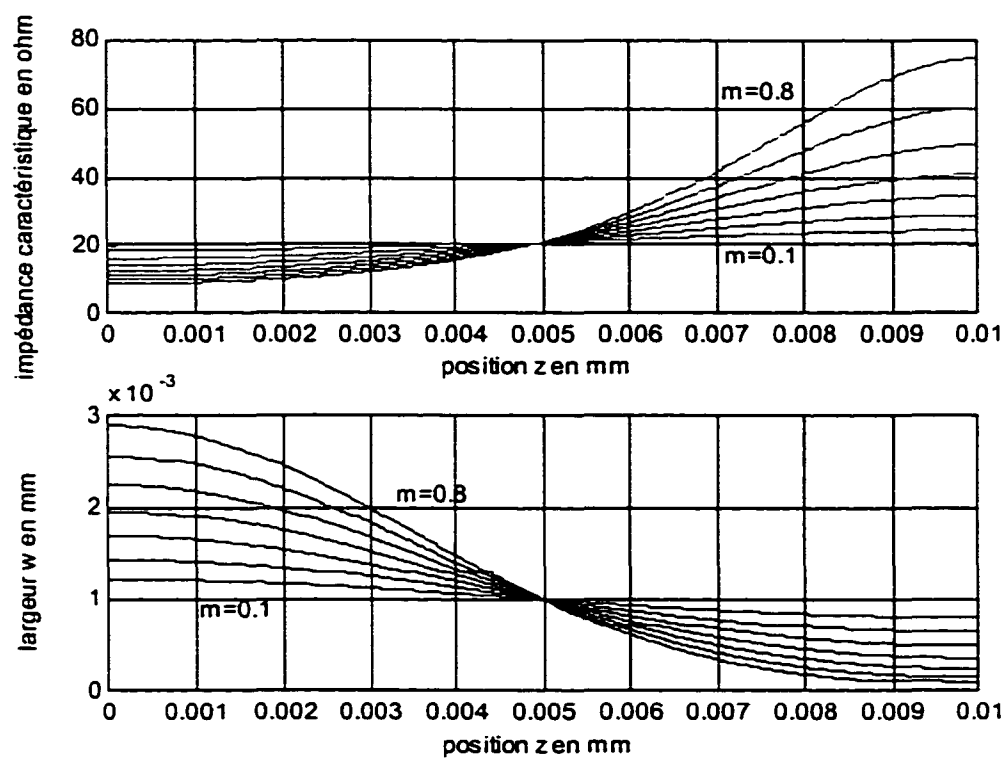


Figure 61 Profil de l'impédance caractéristique et de la largeur d'une ligne sinusoïdale réciproque en technologie micro-ruban

composants discrets (LC). Cependant, cette ligne sinusoïdale présente des limitations du point de vue de la largeur de bande. C'est le dual d'un circuit LC. Afin de surmonter ce problème, nous avons recours à la mise en série de cellules de ligne de transmission sinusoïdale, d'où le nom de « sections multiples modulées en cosinus ».

4.3 Sections multiples d'une ligne de transmission sinusoïdale

Lorsque des spécifications de la largeur de bande sont désirées, il est nécessaire d'avoir recours à la ligne arbitraire. Cette dernière est constituée par un cascading de N sections modulées en cosinus. L'équation est donnée par [26] :

$$W(z) = \begin{cases} W_{01}(1 - m_1 \cos(\pi z / L_1)) , & 0 \leq z \leq L_1 \\ W_{02}(1 + m_2 \cos(\pi z / L_2)), & L_1 \leq z \leq L_2 \\ \vdots & \\ W_{0n}(1 - m_n \cos(\pi z / L_n)), & L_{n-1} \leq z \leq L_n \end{cases} \quad (4.2)$$

ou sa réciproque :

$$W(z) = \begin{cases} W_{01}(1 + m_1 \cos(\pi z / L_1)) , & 0 \leq z \leq L_1 \\ W_{02}(1 - m_2 \cos(\pi z / L_2)), & L_1 \leq z \leq L_2 \\ \vdots & \\ W_{0n}(1 + m_n \cos(\pi z / L_n)), & L_{n-1} \leq z \leq L_n \end{cases} \quad (4.3)$$

L_i est la longueur physique d'une section de ligne. Cette structure n'est pas nécessairement périodique car les longueurs L_i et les indices m_i sont différents. Cependant, les transitions au niveau des sections successives

doivent satisfaire la condition de continuité de la largeur W aux points $z=L_1, L_2, \dots, L_n$. Ceci permet de réduire le degré de liberté décrivant la ligne.

Étude de trois sections de lignes sinusoïdales

On doit avoir la continuité à $z=L_1$ et $z=L_2$, ce qui donne les relations suivantes :

$$\begin{cases} W_{01}(1+m_1)^2 = W_{02}(1+m_2)^2 \\ W_{02}(1-m_2)^2 = W_{03}(1-m_3)^2 \end{cases} \quad (4.4)$$

$$\begin{cases} m_2 = \frac{X_2 - 1}{X_2 + 1} \\ W_{02} = W_{01} \left(\frac{1+m_1}{1+m_2} \right)^2 \end{cases} \quad (4.5)$$

$$X_2 = \sqrt{\frac{W_{01}}{W_{03}}} \left(\frac{1+m_1}{1-m_3} \right) \quad (4.6)$$

En utilisant cette approche, une ligne arbitraire à trois sections est synthétisée pour adapter une charge complexe à 50Ω pour une application large bande.

4.4 Résultats de simulation

Pour valider les modèles intégrés dans le simulateur HP-ADS, plusieurs circuits d'adaptation ont été synthétisés en technologie micro-ruban. Ces circuits ont été synthétisés grâce à l'utilisation de deux nouvelles topologies: une cellule de base « cosine modulated profils » et une mise en série de sections de lignes de transmission modulées en cosinus.

Adaptation à l'aide d'une cellule à profil sinusoïdal

Un des avantages de la topologie « cosine modulated profils » est sa capacité d'adapter des charges arbitraires à 50Ω . Les figures 62 à 74 illustrent plusieurs charges complexes transformées en 50Ω : elles montrent aussi les dimensions physiques synthétisées sur la bande de fréquence [3.5-4.5Ghz] et la bande [3.6-4.4Ghz]. Dans ces conceptions, les deux topologies utilisées sont la ligne de transmission sinusoïdale et sa réciproque. Il est important de mentionner qu'il est impossible d'obtenir les mêmes performances à l'aide de circuits d'adaptation conventionnels. Un excellent accord est obtenu par comparaison à divers résultats de publications. Ainsi, ces résultats démontrent la faisabilité et le potentiel des lignes de transmission à formes arbitraires pour l'adaptation large bande.

La figure 63 illustre la réponse fréquentielle d'une section de ligne de transmission à profil en cosinus, synthétisée pour adapter une charge complexe à 50Ω sur une bande de fréquence 3.5-4.5 Ghz. Le processus d'optimisation a convergé lorsque le coefficient de réflexion a atteint 0.00304 au minimum, correspondant à un taux d'onde stationnaire égal à 1.0061 à la fréquence centrale 4 Ghz.

La figure 65 illustre la réponse fréquentielle d'une section de ligne de transmission à profil en cosinus, synthétisée pour adapter une charge complexe à 50Ω sur une bande de fréquence 5.5-6.5 Ghz. Le processus d'optimisation a convergé lorsque le coefficient de réflexion a atteint 0.02912 au minimum, correspondant à un taux d'onde stationnaire égal à 1.05998 à la fréquence centrale 6 Ghz.

La figure 67 illustre la réponse fréquentielle d'une section de ligne de transmission à profil en cosinus inverse, synthétisée pour adapter une charge complexe à 50Ω sur une bande de fréquence 3.5-4.5 Ghz. Le processus d'optimisation a convergé lorsque le coefficient de réflexion a atteint 0.004067 au minimum, correspondant à un taux d'onde stationnaire égal à 1.008167 à la fréquence centrale 4 Ghz.

La figure 69 illustre la réponse fréquentielle d'une section de ligne de transmission à profil en cosinus réciproque, synthétisée pour adapter une charge complexe à 50Ω sur une bande de fréquence 3.6-4.5 Ghz. Le processus d'optimisation a convergé lorsque le coefficient de réflexion a atteint 0.001042 au minimum, correspondant à un taux d'onde stationnaire égal à 1.00208 à la fréquence centrale 4 Ghz.

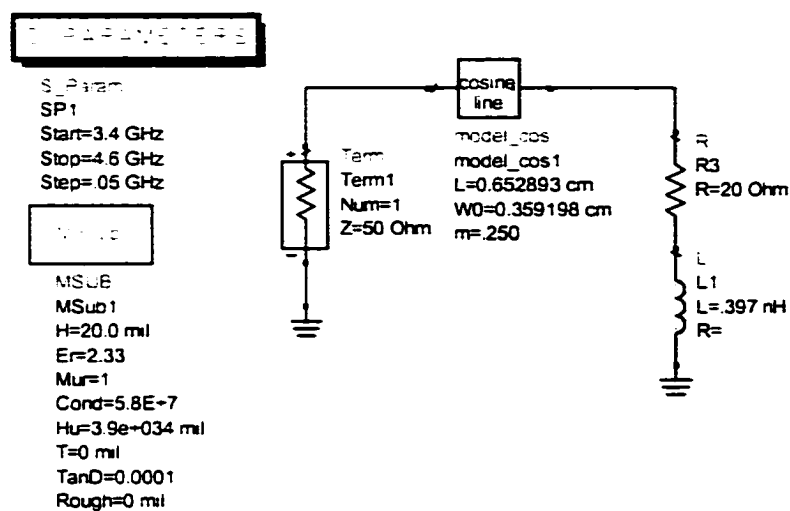


Figure 62 Adaptation d'une charge complexe à l'aide d'une ligne de transmission sinusoïdale

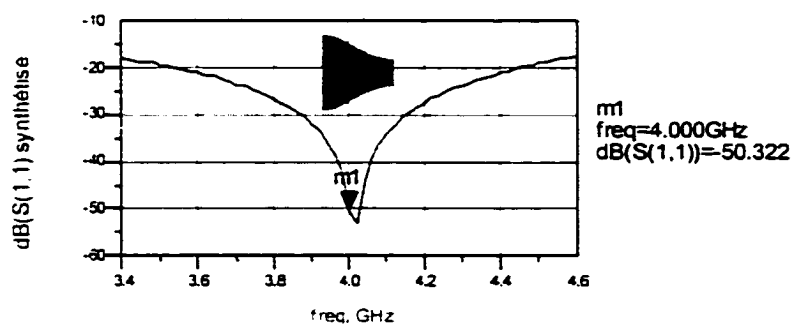


Figure 63 Coefficient de réflexion d'une ligne micro-ruban à profil sinusoïdal synthétisé pour adapter une charge complexe à 50Ω

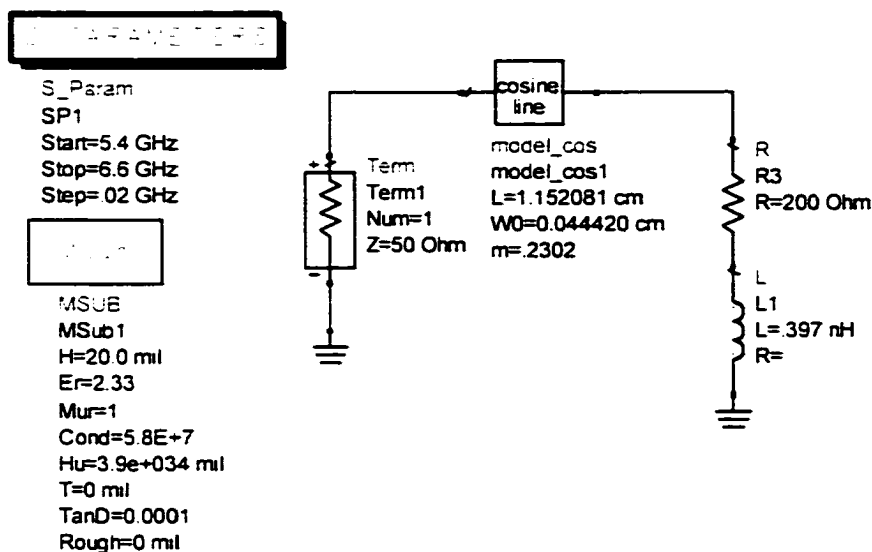


Figure 64 Adaptation d'une charge complexe à l'aide d'une ligne de transmission sinusoïdale

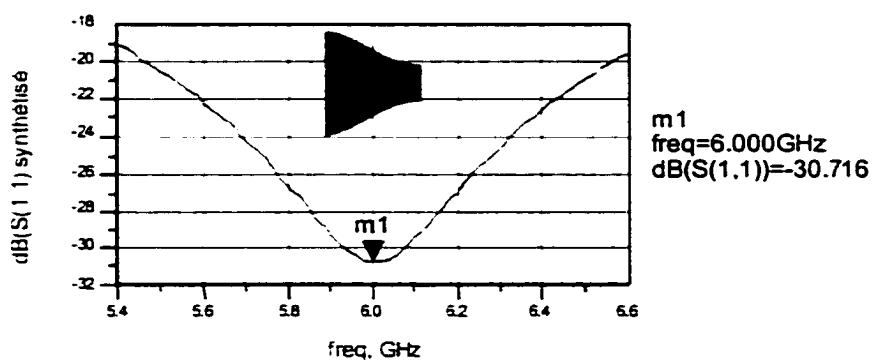


Figure 65 Coefficient de réflexion d'une ligne micro-ruban à profil sinusoïdal synthétisé pour adapter une charge complexe à 50Ω

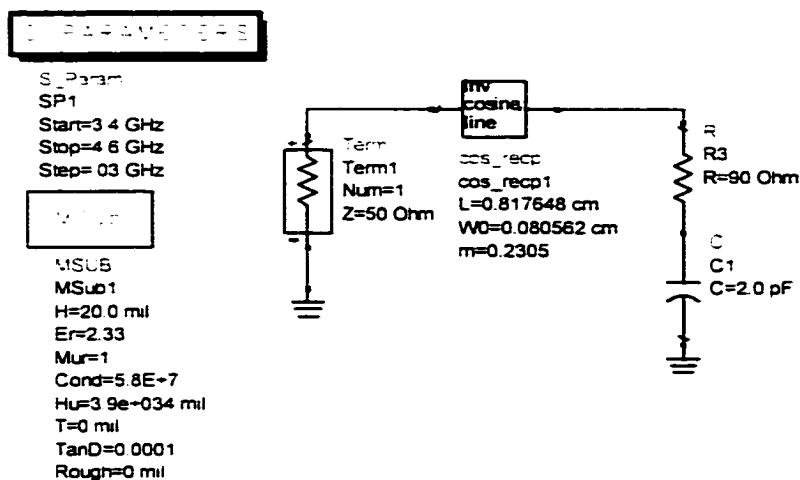


Figure 66 Adaptation d'une charge complexe à l'aide d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque

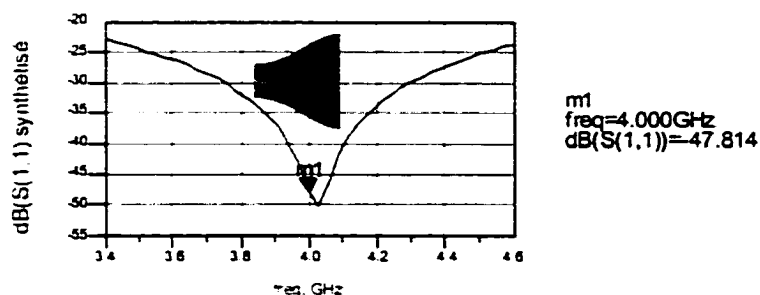


Figure 67 Coefficient de réflexion d'une ligne micro-ruban à profil sinusoïdal réciproque synthétisé pour adapter une charge complexe à 50Ω

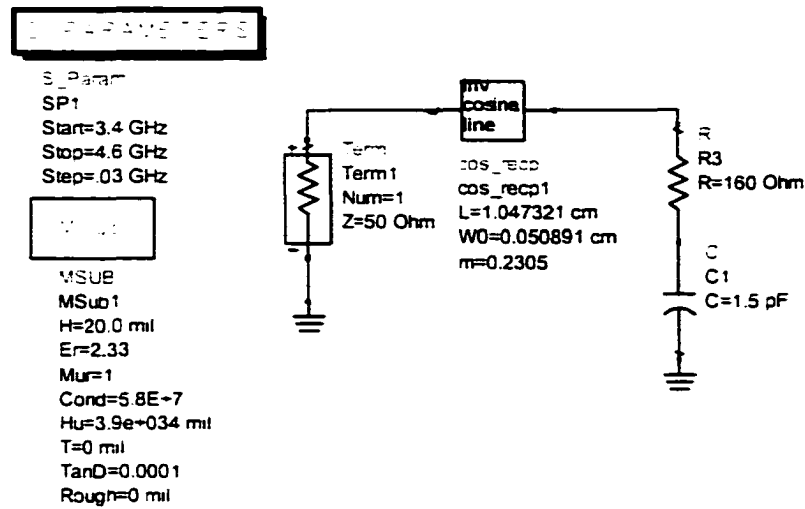


Figure 68 Adaptation d'une charge complexe à l'aide d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque

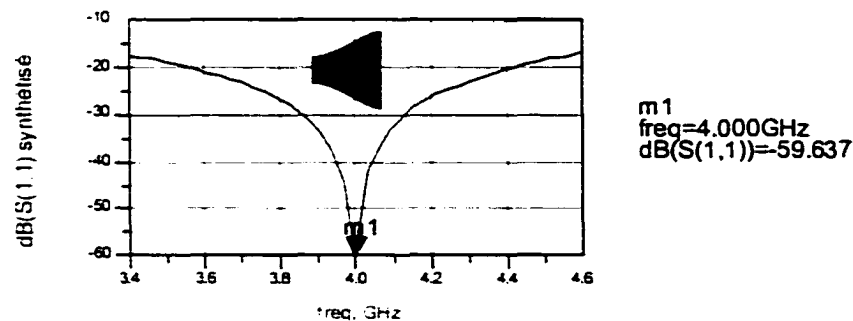


Figure 69 Coefficient de réflexion d'une ligne micro-ruban à profil sinusoïdal réciproque synthétisé pour adapter une charge complexe à 50Ω

La figure 70 illustre la comparaison entre une adaptation à l'aide d'un transformateur classique et une cellule d'une ligne de transmission sinusoïdale.

La figure 71 illustre la réponse fréquentielle d'une section de ligne de transmission à profil en cosinus, synthétisée pour adapter une charge complexe à 50Ω et celle d'un transformateur classique, sur une bande de fréquence 5.4-6.6 GHz. Le processus d'optimisation a convergé lorsque le coefficient de réflexion a atteint 0.0004753 au minimum, correspondant à un taux d'onde stationnaire égal à 1.000951 à la fréquence centrale 6 GHz.

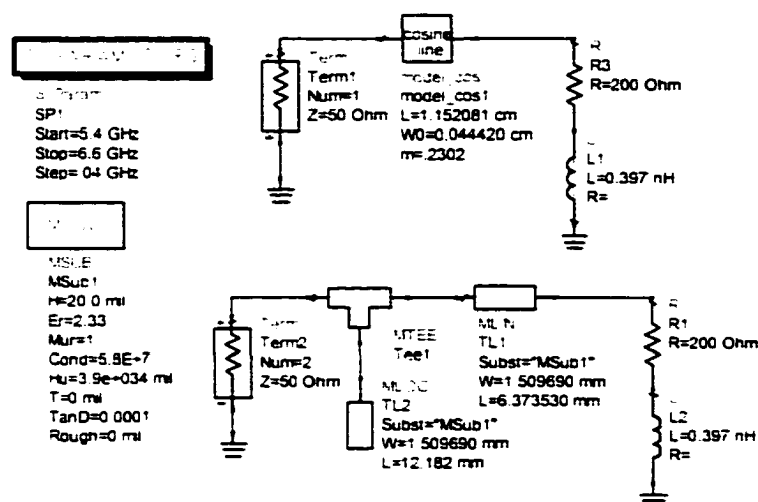


Figure 70 Comparaison de l'adaptation d'un transformateur conventionnel et celui à base d'une cellule sinusoïdale

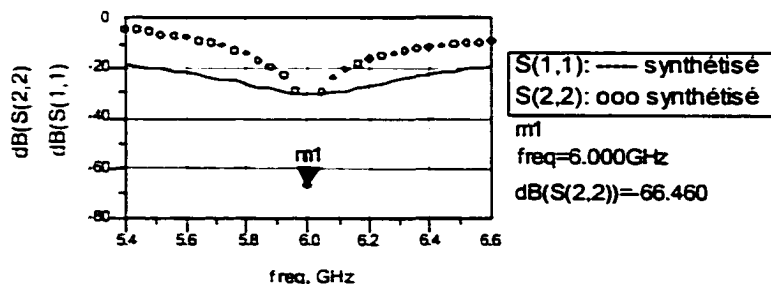


Figure 71 Comparaison du coefficient de réflexion d'une cellule sinusoïdale et d'un transformateur conventionnel

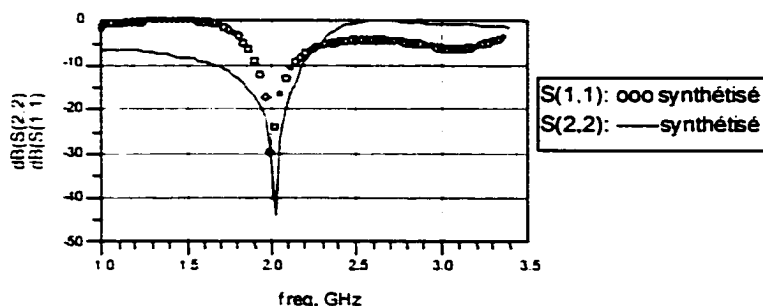


Figure 73 Coefficient de réflexion de deux circuits d'adaptation. d'un "stub" en circuit ouvert d'une ligne sinusoïdale et celui d'une ligne uniforme

Adaptation à l'aide de trois cellules sinusoïdales

La figure 74 illustre un circuit d'adaptation à l'aide d'une section multiple de ligne de transmission à profil en cosinus (trois cellules) pour adapter une charge complexe à 50Ω sur une bande de fréquence 2.0-5.8 GHz.

La figure 75 illustre la réponse fréquentielle du circuit d'adaptation multisection. Le processus d'optimisation a convergé lorsque le coefficient de réflexion a atteint 0.1 au minimum, correspondant à un taux d'onde stationnaire égal à 1.222 sur une bande de fréquence 2.0-5.8 GHz.

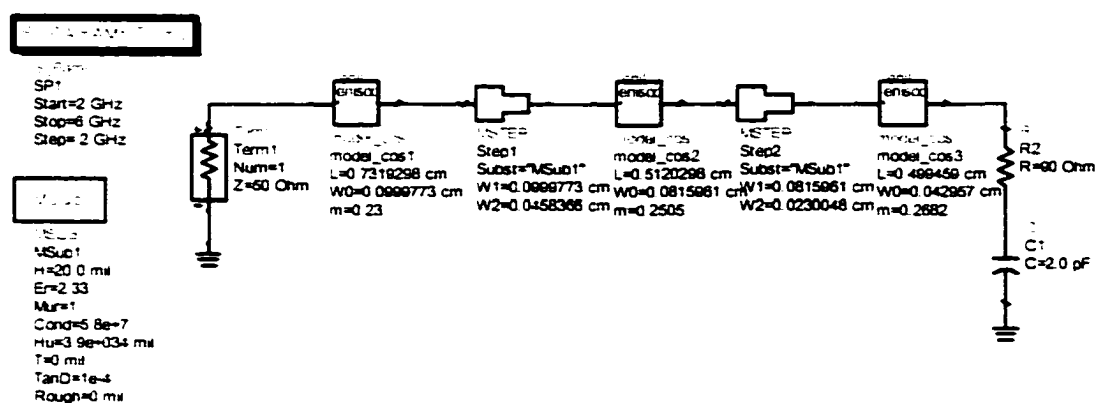


Figure 74 Circuit d'adaptation d'une charge complexe à base de trois sections de lignes sinusoïdales

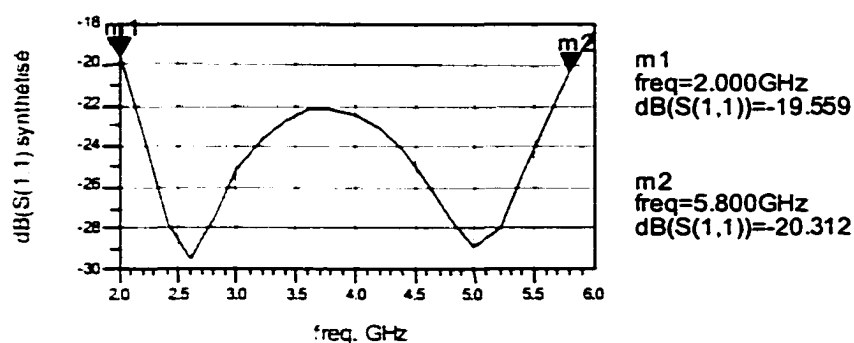


Figure 75 Coefficient de réflexion d'un circuit d'adaptation d'une charge complexe à base de trois sections de lignes sinusoïdales

4.5 Application à la conception d'un filtre périodique large bande

Dans la thèse [26], une étude est élaborée pour analyser différentes formes de structures périodiques en technologie micro-ruban; cette étude est basée sur les caractéristiques des lignes de transmission périodiques. Des tables numériques des modèles de base « Numerical Data Based-Model » ont été élaborées. Ces tables sont nécessaires pour générer, selon le besoin de l'application, une structure préliminaire.

Une ligne de transmission périodique en technologie planaire peut être obtenue en variant périodiquement sa largeur $W(z)$ ou son impédance caractéristique $Z(z)$ dans la direction de propagation z .

D'après [27], [28] et dans le cas d'une structure sans perte, l'équation de propagation de la structure est :

$$\beta L = \cos^{-1}[\Phi] \quad (4.8)$$

Où Φ est une fonction des paramètres de la matrice de transmission $[ABCD]$ d'une cellule sinusoïdale de longueur physique L . D'après [26] seules les structures sinusoïdales en technologie micro-ruban ($\epsilon_r=10, h=0.635$ mm) sont étudiées, étant donné leur simplicité dans la modélisation des lignes de transmission à forme arbitraires. Les profils de ces lignes sont donnés par les équations (3.2) et (3.3). Le nombre des cellules dans chaque structure a été fixé à quatre.

L'analyse de cette étude a permis de caractériser les lignes de transmission périodiques par la détermination de la constante de propagation β d'une structure considérée. Les résultats obtenus mettent en évidence une

dépendance essentielle entre les caractéristiques de propagation de cette structure et les paramètres physiques L et W_0 d'une cellule élémentaire. Ceci s'explique par le fait que pour une valeur donnée de L , la largeur Δf de la bande coupée est proportionnelle à l'indice de modulation m , tandis que la position de la fréquence centrale reste inchangée.

Dans le but, d'illustrer et de valider l'efficacité du modèle, nous avons conçu un filtre planaire coupe bande selon les caractéristiques et les critères suivants (le choix du substrat et les grandeurs physiques de la ligne périodique sont fondées sur une étude [26]) :

- Technologie microruban : $\epsilon_r=10$, $h=0.635$ mm.
- Bande coupée : $f_0=4.5$ Ghz, $\Delta f=1.8$ Ghz.
- Bande passante : $1 \text{ Ghz} \leq \Delta f_1 \leq 3.5 \text{ Ghz}$ et $5.3 \text{ Ghz} \leq \Delta f_2 \leq 10 \text{ Ghz}$.
- Solution de départ : ligne périodique de paramètres

($L=1.3$ cm, $m=0.8$, $W_0=0.25$ mm).

La figure 76 illustre le circuit d'un filtre planaire à base de quatre cellules d'une ligne sinusoïdale périodique.

Les figures 77 et 78 illustrent les résultats de simulation tels que les coefficients de transmission et de réflexion du filtre synthétisé: il y a lieu de noter que ces paramètres sont obtenus sans optimisation.

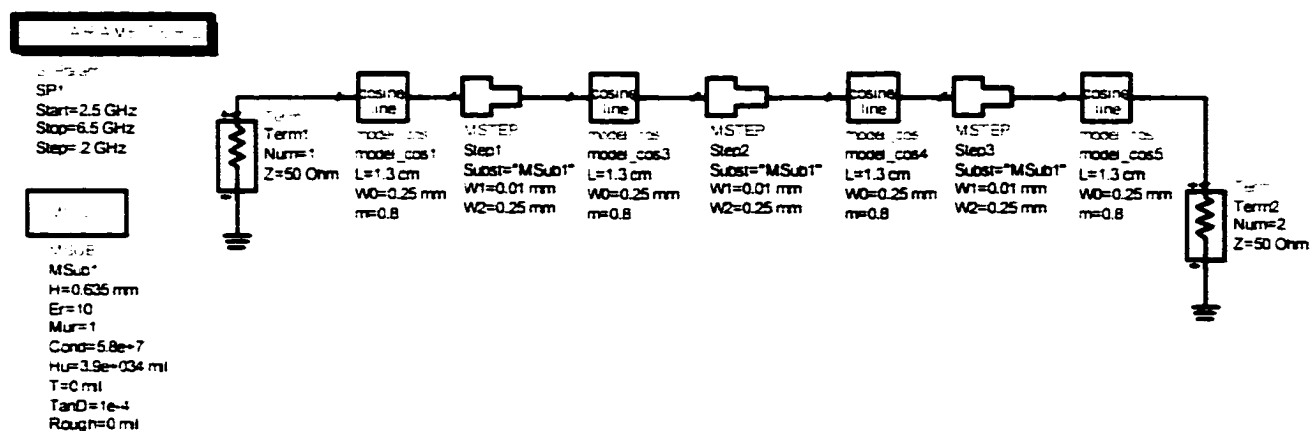


Figure 76 Synthèse d'un filtre coupe bande à l'aide d'une ligne de transmission périodique

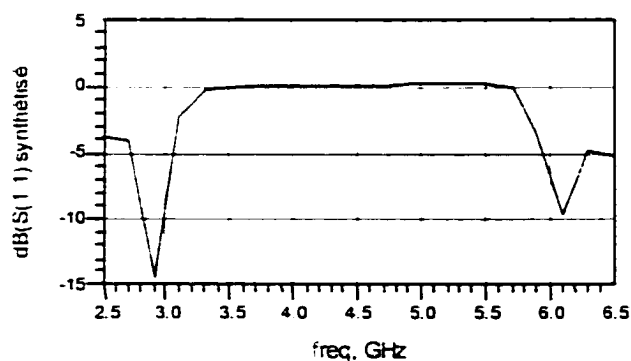


Figure 77 Coefficient de réflexion du filtre synthétisé

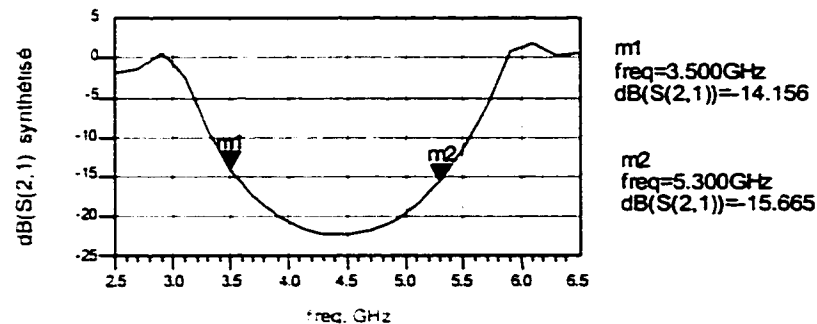


Figure 78 Coefficient de transmission du filtre synthétisé

4.6 conclusion

Grâce aux caractéristiques des topologies sinusoïdales, nous avons généré des lignes de transmission arbitraires avec un nombre réduit de variables d'optimisation.

Nous avons proposé de nouvelles topologies intégrées dans le simulateur « HP-ADS », qui nous ont permis de concevoir des transformateurs d'impédance utilisant les lignes de transmission arbitraires. L'efficacité de ces nouvelles topologies est démontrée à travers la conception de plusieurs circuits d'adaptation dans une variété d'application large bande. Notons que la ligne sinusoïdale a été l'élément de base pour la génération de ces topologies. Les résultats de conception obtenus sont comparés à ceux des publications. De là, nous avons pu déduire que cette approche pourrait être étendue pour la conception et la modélisation d'autres composants passives micro-ondes à géométrie plus complexe.

CONCLUSION

Nous avons présenté l'étude et l'implémentation d'un modèle d'une ligne arbitraire dans un simulateur, en utilisant une nouvelle technique numérique fondée sur la méthode des moments. Différents aspects portant sur la caractérisation et la modélisation de lignes non uniformes ainsi que la conception des circuits passifs en technologie planaire sont couverts.

Dans la première étape, nous avons étudié et implanté la méthode numérique dans MATLAB, ce qui nous a permis d'analyser et de simuler un grand nombre de structures à différentes formes géométriques. Les résultats de simulation ont été comparés avec les résultats de simulation obtenus par le logiciel HP-ADS et aux résultats de diverses publications. L'excellent accord de ces résultats démontre la validité de la méthode pour l'analyse et la caractérisation des structures à formes arbitraires. Cette méthodologie nous a permis de caractériser l'algorithme par une simplicité de codage, à cause de la simplicité de modélisation, d'un temps de calcul court, de la précision des résultats et de la stabilité numérique. Ces critères sont d'une grande importance pour un simulateur de CAO.

Notre contribution est axée sur le développement d'un modèle d'un « stub » d'une ligne de transmission non uniforme en circuit ouvert et en court-circuit, telles que la ligne sinusoïdale et sa réciproque. Par ailleurs, nous avons développé une librairie de lignes de transmission non uniforme que nous avons intégré dans le simulateur « HP-ADS ». Cette dernière est d'une grande importance pour des travaux futurs. Cette librairie nous a permis d'explorer les performances et les caractéristiques des nouvelles topologies constituant une solution de base pour plusieurs applications.

Aussi, nous avons conçu, pour la première fois à notre connaissance de nouvelles topologies de transformateurs d'impédance et des structures de filtrage large bande plus performante que les topologies classiques, et ceci grâce aux neuf modèles intégrés dans le simulateur « ADS ». Par conséquent, nous avons démontré le potentiel d'utilisation de lignes de transmission arbitraires dans une variété d'application large bande. Les résultats de conception obtenus ont été vérifiés en les comparant aux résultats de simulations obtenus par le logiciel « Momentum » et à diverses publications. Les avantages de ces nouvelles topologies sont l'élimination des discontinuités conductrices, la suppression d'une mise à la masse, les dimensions physiques modérées et la variété de leurs applications.

RECOMMANDATIONS

Une librairie de lignes non uniformes à neuf éléments est intégrée dans le simulateur HP-ADS et validée, ainsi les travaux qui peuvent être entrepris sont:

- Explorer le potentiel de ces lignes non uniformes par la conception d'autres circuits micro-ondes pour des applications variées telles que l'amplificateur large bande, le couplage entre une ligne micro ruban et une ligne coplanaire, la conception d'un circuit d'adaptation d'impédance multi-harmoniques et la conception de circuits d'adaptation caractérisés par un temps de groupe constant.
- Étudier la performance d'autres lignes non uniformes autres que les lignes de transmission sinusoïdales, afin d'optimiser le temps de conception et améliorer les performances globales du circuit et sa taille.
- Le noyau du code du modèle d'une ligne arbitraire étant développé et optimisé, par conséquent l'implantation de l'analyse transitoire est recommandée.
- Enfin, l'expansion de cette étude au développement et l'intégration de modèle de lignes non uniforme en technologie coplanaire est recommandée.

BIBLIOGRAPHIE

1. KLOPENSTEIN, R. *Transmission Line Taper of Improved Design*, Proc.IRE, Vol.44,pp.31-35, January 1956.
2. WOMACK, C.P. *The Use of Exponential Transmission Lines in Microwave Components*, IRE Trans. On MTT, Vol. MTT-10,pp.124-132, March 1962.
3. PETER A.RIZZI (1988). *Microwave Engineering Passive Circuit*, Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall.
4. POZAR, D.M. (1990). *Microwave Engineering Reading*, MA: Addison-WESLEY.
5. GONZALEZ, G. (1997). *Microwave Transistor Amplifier Analysis and Design*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J. 07632.
6. MATTHAEI, G.L., YOUNG, L. and JONES, E.M.T. (1994). *Microwave Filters Impedance Matching Networks and Coupling Structures*, New York, McGraw-Hill.
7. ROSLONIEC, S. *Design of Stepped Transmission Line Matching Circuits by Optimization Method*, IEEE Trans. On MTT, Vol, 42, No. 12, pp.2255-2260, December 1994.

8. DOUGLAS, B.M. (March 1992). *An Exact Method for Impedance Matching with Short Transmission Lines*, RF Design, Vol. 15, pp.28-37.
9. DHAENE, T., MARTENS, L. and ZUTTER, D.D. *Transient Simulation of an Arbitrary Nonuniform interconnection Structures Characterized by Scattering Parameters*, IEEE Trans. On Circuits Syst. Vol. 39, pp.928-937, Nov.1992.
10. POZAR, D.M. (1998). *MICROWAVE ENGINEERS*, Wiley and Sons Inc, Second Edition, USA.
11. COLLIN, R.E. (1996). *Foundation for microwave Engineering*, New York:Mc-Graw-Hill.
12. SCHUTT-AINE, J.E. *Transient Analysis of Nonuniform Transmission Lines*, IEEE Trans.On Circuits Syst.I, Vol. 39, pp.378-385, May 1992.
13. RAO, K.N.S. MAHADEVAN, V. and KOSTA, S.P. *Analysis of Straight Tapered Microstrip Lines-ASTMIC*, IEEE Trans. On MTT, Vol. MTT-25, p.164, February 1977.
14. PAN, G.W. *Frequency-Domain Analysis of Coupled Nonuniform Transmission lines Using Chebychev Pseudo-Spatial Techniques* , IEEE Trans.on MTT, Vol.40, No.11, pp.2025-2033,1992.
15. Ali. HAMADE, A., KOUKI, A.B. and GHANNOUCHI, F.M. *A CAD-Suitable Approach for the Analysis of Nonuniform MMIC and MHMIC Transmission Lines*, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 9, pp.1614-1617, September 1996.

16. KOUKI, A.B., Ali. HAMADE and GHANNOUCHI, F.M. *A New Formulation for the Analysis of Nonuniform Transmission Lines Using Frequency-varying Basis Functions*, International Microwave symposium, IEEE MTT-S, Orlando Florida, Symposium Digest pp.817-820, May 1995.
17. GHOSE, R.N. *Eponential Transmission Lines as Resonators and Transforms*, IRE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-5, pp.213-21, July1957.
18. Press, William H., Teukolsky, Saoul.A, Vetterling, William. T (1992), *Numerical Recipes in C The Art of Scientific Computing*, Cambridge University Press New York.
19. Brian. C. Wadell (1991). *Transmission Line Handbook*, Artech House, Massachusetts (Norwood).
20. Terry Edwards (1991). *Foundations for Microstrip Circuit Design*, Second Edition, John Willey and Sons.
21. Boulejfen, N., KOUKI, A.B. and GHANNOUCHI, F.M. *Frequency and time Domain Analysis of Nonuniform lossy Coupled Transmission Lines with linear and nonlinear Terminations*, IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 3, pp.367-379, March 2000.
22. *Manuel d'utilisation de HP-ADS (2001)*, Agilent.

23. SCOTT, H.J. *The Hyperbolic Transmission Line as Matching Section*, Proc. IRE, Vol. 41, pp. 1654-1657, November 1953.
24. KOUKI, A.B., Ali. HAMADE and GHANNOUCHI, F.M. *Synthesis of Impedance Matching Circuit Using Arbitrary Nonuniform Transmission Lines*, IEEE MTT-S, Denver Colorado, Symposium Digest pp.1619-1623, June 1997.
25. KOUKI, A.B. Ali. HAMADE and GHANNOUCHI, F.M. *Application of Nonuniform Transmission Lines to Complex Impedance Matching Circuits designs*, Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetic (ANTEM'96), Montreal, Canada, Conference Proceedings, pp 819-822, August 1996.
26. Ali. HAMADE, A. (1999). *Synthèse des Circuits d'Adaptation et de Filtrage Micro-ondes à Lignes de Transmission non-uniformes*. Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Montréal.
27. NAIR, N.V. and MALLICK, A.K. *An Analysis of a Width-Modulated Microstrip Periodic Structure*, IEEE Trans. On MT, Vol. MTT-32, No. 2, pp.200-204, February 1984.
28. COLLIN, R.E. (1991). *Field Theory of Guided Waves*, Second Edition, IEEE Press, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. New York.
29. Roger Harrington, F. (1987). *Field Computation by Moment Methods*, KRIEGER Publishing Company, Inc, Florida.

30. KOBAYASHI, K., NEMETO and SATO, R.. *Kuroda's Identity for Mixed Lumped and Distributed Circuits and Their Application to Nonuniform Transmission Lines*, IEEE Trans. On MTT, Vol. MTT-29, No.2, February 1981.
31. Badoual. R., Martin, C., Jacquet, S. (1993). *Les micro-ondes*, 2 ed, Paris Masson. Collection technologies& Série électronique.