

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

SYNTHÈSE DES CIRCUITS D'ADAPTATION ET DE
FILTRAGE MICRO-ONDES À LIGNES DE
TRANSMISSION NON-UNIFORMES

ALI HAMADE

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU GRADE DE PHILOSOPHIAE DOCTOR
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AVRIL 1999



**National Library
of Canada**

**Acquisitions and
Bibliographic Services**

**395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada**

**Bibliothèque nationale
du Canada**

**Acquisitions et
services bibliographiques**

**395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada**

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-48884-5

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée :

SYNTHÈSE DES CIRCUITS D'ADAPTATION ET DE
FILTRAGE MICRO-ONDES À LIGNES DE
TRANSMISSION NON-UNIFORMES

Présenté par : HAMADE Ali

en vue de l'obtention du grade de : Philosophiae Doctor (Ph.D.)

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

M. BOSISIO Renato, M.Sc.A., président

M. GHANNOUCHI Fadhel, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. KOUKI Ammar, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. WU Ke, Ph.D., membre

M. ANTAR Yahia, Ph.D., membre externe

À ma famille

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé dans le laboratoire AMPLI de l'École Polytechnique de Montréal. Que Monsieur le Professeur Fadhel M. GHANNOUCHI trouve ici l'expression de mes sincères remerciements d'avoir bien voulu diriger mes travaux de doctorat. Je lui exprime ma profonde gratitude et ma reconnaissance pour tous ses encouragements et conseils, et toutes les ressources techniques et matérielles qu'il a mis à ma disposition pour l'accomplissement de ce travail. Je le remercie pour la confiance qu'il m'a manifestée en me confiant cette étude et aussi pour les discussions constructives que nous avons eues au cours de ces années.

Ma profonde gratitude va aussi à mon co-directeur, le Docteur Ammar B. KOUKI pour son aide bénéfique et continue tout au long de mes travaux et pour ses idées très enrichissantes qui m'ont aidé à accomplir ce travail. Je le remercie pour sa disponibilité presque journalière et pour les discussions fructueuses qui m'ont apporté une aide précieuse pour réaliser mon projet, en particulier tout ce qui concerne la résolution des problèmes numériques.

Ma reconnaissance va également aux membres du jury, le Professeur Renato BOSISIO, le Professeur Ke Wu et le Professeur Yahia ANTAR d'avoir accepté de juger cette thèse et de participer au jury.

Je voudrais également adresser mes remerciements aux Messieurs Francois Beauregard, Jule Gauthier et Marco Bouchard pour leur aide technique dans les mesures expérimentales.

Mes remerciements les plus vifs vont, bien sûr, à mon épouse Maha pour sa patience et sa compréhension durant toute la période de cette thèse. Sans oublier

évidemment d'adresser mes remerciement à mes enfants et à mes parents pour leurs encouragements.

Ma reconnaissance est aussi adressée à Dr. Rached Hajji pour avoir eu le temps de réviser le texte de cette thèse.

Je voudrais, également, exprimer ma reconnaissance envers mes confrères d'étude du centre de recherches avancées en micro-ondes et électronique spatiale POLY-GRAMES, et du projet AMPLI pour leur preuve d'amitié.

Finalement, je remercie le conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du canada (CRSNG) pour leur support financier au projet.

RÉSUMÉ

L'évolution récente de la technologie de conception assistée par ordinateur (CAO) des circuits passifs et actifs micro-ondes, la disponibilité d'équipements et des moyens informatiques très puissants, recommandent l'intégration d'outils de simulation dans les processus d'optimisation pour une conception directe et performante. À l'aide d'une technique rapide et efficace de CAO, le concepteur peut franchir les frontières au delà de l'utilisation des simulateurs commerciaux disponibles. Les avantages sont la diminution de coûts de fabrication, la réduction du temps de développement et aussi la génération des nouveaux circuits plus performants ayant différentes topologies.

Dans cette thèse, une nouvelle approche de conception assistée par ordinateur des nouvelles topologies des circuits d'adaptation d'impédance et de filtrage micro-ondes à lignes de transmission non uniformes arbitraires "Arbitrary Nonuniform Transmission Lines" est présentée. Les travaux accomplis dans cette approche sont menés suivant deux étapes. Dans la première étape, une technique numérique pour l'analyse d'une ligne de transmission à forme arbitraire a été développée. Cette technique est basée sur la méthode des moments "Method of Moment" (MOM) qui nous a permis de caractériser une ligne de transmission à forme arbitraire donnée par la résolution de l'équation de propagation associée. Le choix approprié des fonctions de base, en domaine entier, a apporté une contribution précieuse pour une technique rapide et efficace. Nous avons supposé que la ligne ne supporte que des modes fondamentaux et aucune discontinuité conductrice n'était présentée. Un grand nombre de lignes non uniformes en technologies micro-ruban et guide d'onde coplanaire a été analysé. La précision des résultats d'analyses a été vérifiée par les mesures expérimentales et par comparaison aux résultats de simulations obtenus par les logiciels commerciaux MDS "Microwave Design Systems" et Momentum "HP'S Electromagnetic Field Simulator".

Dans la deuxième étape, la technique d'analyse numérique ainsi développée a été combinée avec un processus d'optimisation basé sur la méthode du gradient conjuguée (Technique de Fletcher et Reeves). La tâche de conception se réduit alors à un problème de minimisation d'une fonction d'erreur définie par l'application de conception imposée. Selon les performances désirées, une solution de départ est choisie grâce à une méthode rigoureuse de modélisation des lignes de transmission à formes arbitraires que nous avons développée. Ensuite, avec l'utilisation de la technique d'optimisation, nous avons pu synthétiser des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance et des circuits de filtrage large bande pour diverses applications. Les résultats de synthèse ont été comparés à des mesures lorsque cela était possible et aux résultats de simulations obtenus par le logiciel Momentum.

Au niveau intérêt et potentiel d'utilisation, les lignes de transmission à formes arbitraires offrent la flexibilité d'être réalisables en technologies de fabrication micro-ondes avancées. 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 télécommunication. Leur utilisation constitue alors un remplacement économique avantageux des circuits passifs conventionnels.

ABSTRACT

The recent advances in microwave computer-aided design (CAD) technology, the availability of high-performance low-cost personnel computers, workstations, and systems, suggest the feasibility of interfacing numerical simulators into optimization systems or CAD frameworks for direct design and synthesis. With fast and robust CAD technique, microwave engineers can push the frontiers beyond traditional uses of the available commercial simulators. The advantages are reduced manufacturing costs and development time, as well as improved performance of new components and circuits of more general shapes.

In this thesis, a novel computer-aided design of microwave impedance matching circuits and filter structures using arbitrary nonuniform transmission lines is proposed. The works accomplished within this approach has been developed in two steps. In the first step, a numerical technique for the simulation of an arbitrary nonuniform lines has been developed. This technique is based on a new method of moment-based formulation for the solution of the Telegrapher's equations in nonuniform transmission lines. Entire domain basis functions that have built in a frequency variation are used to cover wider frequency and physical dimension ranges. Different nonuniform lines in microstrip and coplanar technologies on monolithic microwave/millimeter wave integrated circuit (MMIC) and miniaturized hybrid microwave integrated circuit (MHMIC) substrates have been analyzed and investigated. The results obtained using the proposed formulation have been validated by comparison to those obtained by commercial CAD packages and to measured data. In the second step, the developed numerical technique has been combined with a well known optimization process based on conjugate gradient method (Fletcher and Reeves technique). The synthesis procedure is then reduced to a minimization problem of an error function defined by the required matching application. Depending on the desired matching or filtering specifications, performed initial solutions

in nonuniform shapes are generated to accelerate the speed of the process. Several impedance matching circuits and filter structures have been synthesized using arbitrary nonuniform lines in both microstrip and coplanar technologies. New arbitrary shapes that exhibit wide band matching properties have been synthesized and realized. The results obtained by the proposed approach are compared to measured data as well as data obtained from a commercial simulator Momentum that uses full-wave analysis.

For practical design purpose, the arbitrary transmission lines offer the flexibility to be realized with the advanced microwave technologies. Such transmission lines have potential applications in the design of wide band filters, couplers, resonators, power dividers/combiners, impedance transformers and have the capability to support high power transmission.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	iv
REMERCIEMENTS.....	v
RÉSUMÉ.....	vii
ABSTRACT.....	ix
TABLE DES MATIÈRES.....	xi
LISTE DES FIGURES.....	xv
LISTE DES TABLEAUX.....	xxi
 CHAPITRE I INTRODUCTION.....	 1
 CHAPITRE II APPERCU GÉNÉRAL SUR LES CIRCUITS D'ADAPTATION	
D'IMPÉDANCE MICRO-ONDES.....	6
2.1 Introduction.....	6
2.2 Définition et classification des techniques d'adaptation d'impédance.....	7
2.2.1 Technique de l'adaptation conjuguée.....	8
2.3.1 Technique de l'adaptation Z_0	10
2.3 Topologies des transformateurs d'impédance bande étroite.....	12
2.3.1 Stub en parallèle.....	12
2.3.2 Transformateur quart-d'onde.....	14
2.3.3 Ligne de transmission uniforme.....	16
2.3.4 Transformateur d'impédance L-C.....	18
2.4 Topologies des transformateurs d'impédance large bande.....	21

2.4.1 Transformateurs d'impédance à sections uniformes en cascade.....	21
2.4.2 Lignes de transmission non uniformes “tapered transmission lines”	25
2.5 Approche de conception des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance micro-ondes.....	35
2.6 Conclusion.....	40

CHAPITRE III A CAD-SUITABLE APPROACH FOR THE ANALYSIS OF NONUNIFORM MMIC AND MHMIC TRANSMISSION LINES.....

SOMMAIRE.....	42
ABSTRACT.....	44
3.1 INTRODUCTION.....	45
3.2 FORMULATION.....	46
3.3 RESULTS.....	51
3.4 CONCLUSION.....	53
3.5 CONCLUSION.....	54

CHAPITRE IV ÉTUDE DES PERFORMANCES DES NOUVELLES LIGNES DE TRANSMISSION NON UNIFORMES

4.1 Introduction.....	61
4.2 Nouvelles topologies des lignes de transmission non uniformes.....	62
4.2.1 Section d'une ligne de transmission sinusoïdale.....	63
4.2.2 Exemples d'application et validation.....	65
4.2.3 Section d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque.....	70
4.2.4 Exemple numérique.....	73
4.2.5 Topologies à formes arbitraires.....	76
4.3 Conclusion.....	77

CHAPITRE V SYNTHESIS OF MICROWAVE IMPEDANCE MATCHING CIRCUITS USING ARBITRARY NONUNIFORM MICROSTRIP AND COPLANAR TRANSMISSION LINES.....78

SOMMAIRE.....	79
ABSTRACT.....	81
5.1 INTRODUCTION.....	82
5.2 APPROACH.....	83
5.3 INITIAL GUESS.....	86
5.3.1 Single Section Cosine Modulated Line.....	86
5.3.2 Multiple Sections of Cosine Modulated Line.....	87
5.4 NUMERICAL AND EXPERIMENTAL RESULTS.....	89
5.4.1 Microstrip Technology.....	90
5.4.1.1 Matching with Single Section Cosine Modulated Line.....	90
5.4.1.2 Matching with Multiple Sections of Cosine Modulated Line.....	90
5.4.2 Coplanar Technology.....	92
5.4.2.1 Performance of the Coplanar Single Section Cosine Modulated Line....	92
5.4.2.2 Applications for Matching Constant Impedances.....	93
5.4.3 Application to CAD of wide band flat gain MESFET amplifiers.....	93
5.5 CONCLUSION.....	95
5.6 CONCLUSION.....	96

CHAPITRE VI MÉTHODE DE CONCEPTION DES FILTRES HYPERFRÉQUENCES EN TECHNOLOGIES PLANAIRES.....117

6.1 Introduction.....	117
6.2 Propriétés caractéristique des lignes de transmission périodiques.....	119
6.3 Conception des filtres plans coupe bande à lignes de transmission périodiques.....	128
6.4 Méthode de conception des filtres plans à formes arbitraires.....	134

6.5 Exemple de conception et résultats	137
6.6 Conclusion.....	140
 CHAPITRE VII CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS.....	141
7.1 Conclusion.....	141
7.2 Recommandations.....	143
 RÉFÉRENCES.....	145
 ANNEXE A :GÉNÉRALITÉS SUR LA MINIMISATION DES FONCTIONS....	157
ANNEXE B :MÉTHODE DU GRADIENT CONJUGUÉE.....	165
ANNEXE C :CARACTÉRISATION DES STRUCURES PLANAIRES.....	170

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	Dispositif simple d'une source micro-ondes Z_s qui alimente une charge donnée d'impédance Z_L 8
Figure 2.2	Adaptation d'une charge d'impédance Z_L et d'une source d'impédance interne Z_s utilisant un transformateur d'impédance (K).....9
Figure 2.3	Adaptation d'une charge d'impédance Z_L et d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 utilisant un transformateur d'impédance (K).....10
Figure 2.4	Adaptation multiple utilisant deux transformateurs d'impédance (K_1) et (K_2).....11
Figure 2.5	Circuit équivalent du système de la figure 2.4.....11
Figure 2.6	Adaptation d'une charge Z_L et d'une source Z_s utilisant un stub court-circuité en parallèle.....13
Figure 2.7	Adaptation d'une charge résistive R_L et d'une source Z_s utilisant un transformateur quart-d'onde ($\lambda_g / 4$).....15
Figure 2.8	Adaptation d'une charge d'impédance Z_L et d'une source Z_s utilisant une ligne de transmission uniforme de longueur L et d'impédance caractéristique Z_0 16
Figure 2.9	Adaptation d'une charge résistive R_L et d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 utilisant un transformateur L-C.....18
Figure 2.10	Adaptation d'une charge résistive R_L et d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 utilisant une autre configuration du transformateur L-C.....19
Figure 2.11	Topologie d'un transformateur d'impédance monotone de classe I.....22
Figure 2.12	Topologie d'un transformateur d'impédance non monotone de classe II.....23

Figure 2.13	Topologie d'un transformateur d'impédance non monotone à sections des longueurs égales.....	23
Figure 2.14	Topologie d'un transformateur d'impédance non monotone à sections des longueurs différentes.....	24
Figure 2.15	Nouvelle topologie miniature d'un transformateur d'impédance.....	24
Figure 2.16	Ligne de transmission non uniforme de longueur physique L et d'impédance caractéristique $Z(z)$	26
Figure 2.17	Topologie d'une ligne de transmission à forme exponentielle de longueur physique L et d'impédance caractéristique $Z(z)$	27
Figure 2.18	Topologie d'une ligne de transmission à forme triangulaire de longueur physique L et d'impédance caractéristique $Z(z)$	28
Figure 2.19	Topologie d'une ligne de transmission à forme parabolique terminée par une impédance série $Z_L = R_L + 1/j\omega C_L$ ($R_L > R_0$). R_0 est la résistance interne de la source.....	29
Figure 2.20	Topologie d'une ligne de transmission à forme parabolique réciproque terminée par une admittance Y_L avec ($R_L < R_0$).....	30
Figure 2.21	Circuit électrique équivalent de la ligne de transmission parabolique présentée sur la figure 2.19.....	30
Figure 2.22	Circuit électrique équivalent de la ligne de transmission parabolique réciproque présentée sur la figure 2.20.....	31
Figure 2.23	Modèle d'un transformateur d'impédance à forme arbitraire en technologie micro-ruban.....	33
Figure 2.24	Modèle d'un transformateur d'impédance à forme arbitraire en technologie de guide d'onde coplanaire.....	34
Figure 2.25	Algorithme de l'approche proposée pour la conception des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance micro-ondes.....	39
Figure 3.1	Schematic representation of the geometry of a nonuniform line.....	55

Figure 3.2	Scattering parameters of an end-to-end taper as function of conductor thickness. $w_1 = 0.75$ mm, $\Delta w = 3.5$ mm, $L = 5$ mm, $\epsilon_r = 10$, $h = 0.254$ mm, $\tan \delta = 0.0001$, conductor $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m.....	56
Figure 3.3	Scattering parameters of a linear CPWG taper on a MMIC substrate. $w_1 = 0.2$ mm, $g_1 = 0.6$ mm, $w_2 = 0.8$ mm, $g_2 = 0.1$ mm, $L = 2$ mm, $h = 0.635$ mm, $\epsilon_r = 12.9$, $Z_1 = 65.43 \Omega$, $Z_2 = 27.48 \Omega$	57
Figure 3.4	Scattering parameters of a linear CPW taper on a MHMIC substrate. $w_1 = 0.1$ mm, $g_1 = 0.6$ mm, $w_2 = 0.8$ mm, $g_2 = 0.1$ mm, $L = 2.5$ mm, $h = 0.254$ mm, $\epsilon_r = 10$, $Z_1 = 118.08 \Omega$, $Z_2 = 40.27 \Omega$	58
Figure 3.5	Computed and measured scattering parameters of an end-to-end CPW taper. $w_1 = 0.1$ mm, $g_1 = 0.6$ mm, $w_2 = 0.8$ mm, $g_2 = 0.1$ mm, $L = 10$ mm, $h = 0.25$ mm, $\epsilon_r = 10$	59
Figure 3.6	Scattering parameters of a matched taper transition in CPWG. $w_1 = 0.138$ mm, $g_1 = 0.1$ mm, $w_2 = 0.414$ mm, $g_2 = 0.6$ mm, $L = 2.0$ mm, $h = 0.635$ mm, $\epsilon_r = 12.9$, $Z_1 = Z_2 = 50 \Omega$	60
Figure 4.1	Représentation schématique d'une ligne sinusoïdale en technologie micro-ruban.....	64
Figure 4.2	Domaine d'application de la ligne sinusoïdale comme un transformateur d'impédance ($R_L > R_s$).....	67
Figure 4.3	Représentation schématique d'une ligne sinusoïdale réciproque en technologie micro-ruban.....	72
Figure 4.4	Domaine d'application de la ligne sinusoïdale comme un transformateur d'impédance ($R_L < R_s$).....	73
Figure 5.1	Arbitrary nonuniform transmission line as impedance transformer.....	97
Figure 5.2	Flowchart of the proposed synthesis procedure.....	98

Figure 5.3	VSWR and return loss of the microstrip cosine-modulated lines synthesized for matching load A to 50 Ω . Synthesized profiles are show in the inset.....	100
Figure 5.4	VSWR and return loss of the microstrip cosine-modulated lines synthesized for matching load E to 50 Ω . Synthesized profiles are show in the inset.....	101
Figure 5.5	Responses of the optimized microstrip arbitrary profile for matching load A to 50 Ω . Initial guess and synthesized profiles are show in the inset...	103
Figure 5.6	Responses of the microstrip arbitrary profile synthesized for matching load B to 50 Ω . Initial guess and synthesized profiles are show in the inset...	104
Figure 5.7	Responses of the microstrip arbitrary profile synthesized for matching load E to 50 Ω . Initial guess and synthesized profiles are show in the inset...	105
Figure 5.8	Responses of the microstrip arbitrary profile (5-sections) synthesized for matching load B to 50 Ω . Initial guess and synthesized profiles are show in the inset.....	107
Figure 5.9	Responses of the coplanar cosine modulated lines synthesized for matching loads C and D to 50 Ω . Synthesized profiles are shown in the inset.....	109
Figure 5.10	Responses of the coplanar arbitrary profile (3 and 5-sections) designed for matching respectively loads 100 and 200 to 50 Ω . Initial guess and synthesized profiles are show in the inset.....	110
Figure 5.11	Responses of the designed MESFET amplifier (1.8-2.0 Ghz).....	112
Figure 5.12	Responses of the designed MESFET amplifier (1.6-2.1 Ghz).....	114
Figure 5.13	Photograph of the designed MESFET amplifier using single-section of cosine modulated line as input/output impedance transformers.....	115
Figure 5.14	Photograph of the designed MESFET amplifier using three-section of cosine modulated line as input/output impedance transformers.....	116

Figure 6.1	Modèle d'une ligne de transmission périodique en technologie micro-ruban.....	123
Figure 6.2	Modèles de deux lignes de transmission périodiques correspondantes à deux valeurs différentes de l'indice de modulation m . (a) $m = 0.4$ (b) $m = 0.7$	124
Figure 6.3	Les courbes de dispersion des différentes structures périodiques en fonction de l'indice de modulation m	125
Figure 6.4	La vitesses de phase $V_p(f)$ pour différentes valeurs de m	126
Figure 6.5	La vitesses du groupe $V_g(f)$ pour différentes valeurs de l'indice de modulation m	127
Figure 6.6	Le paramètre $[S_{11}]$ de deux filtres synthétisés en fonction de la fréquence.....	132
Figure 6.7	Le paramètre $[S_{21}]$ de deux filtres synthétisés en fonction de la fréquence.....	133
Figure 6.8	Algorithme de l'approche proposée pour la conception des filtres planaires à formes arbitraires.....	136
Figure 6.9	Les profils du filtre synthétisé par l'approche proposée. (a) le profil $W(z)$ (b) le profil de l'impédance caractéristique $Z(z)$	138
Figure 6.10	Une comparaison entre les paramètres $[S]$ calculés et ceux mesurés de l'exemple traité.....	139
Figure C.1	Ligne de transmission en technologie micro-ruban. h et ϵ_r représentent la hauteur et la permittivité relative du diélectrique. w et t sont la largeur et l'épaisseur du conducteur.....	170
Figure C.2	Ligne de transmission en technologie ruban balancé "stripline". h et ϵ_r représentent la hauteur et la permittivité relative du diélectrique. w et t sont la largeur et l'épaisseur du conducteur.....	174
Figure C.3	Ligne de transmission en technologie coplanaire sans plan de masse par dessous. h et ϵ_r représentent la hauteur et la permittivité relative du	

diélectrique. w et t sont la largeur et l'épaisseur du conducteur. g est l'espacement entre le conducteur central et la masse.....176

Figure C.4 Ligne de transmission en technologie coplanaire avec un plan de masse par dessous. h et ϵ_r représentent la hauteur et la permittivité relative du diélectrique. w et t sont la largeur et l'épaisseur du conducteur. g est l'espacement entre le conducteur central et la masse.....177

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 4.1	Caractéristiques d'une ligne sinusoïdale des paramètres $w_0=0.028$ cm, $L=1.012$ cm, $m=0.24$	68
Tableau 4.2	Caractéristiques d'une ligne sinusoïdale des paramètres $w_0=0.034$ cm, $L=1.402$ cm, $m=0.24$	69
Tableau 4.3	Caractéristiques d'une ligne sinusoïdale réciproque des paramètres $w_0=0.27$ cm, $L=1.187$ cm, $m=0.24$	75
Tableau 5.1	Synthesized parameters of the cosine modulated line designed for matching different complex loads to 50Ω	99
Tableau. 5.2	Dimensions in centimeters of the synthesized arbitrary microstrip three sections of the cosine modulated line.....	102
Tableau 5.3	Dimensions in centimeters of the synthesized arbitrary microstrip five sections of the cosine modulated line.....	106
Tableau 5.4	Synthesized parameters of the coplanar cosine modulated line designed for matching different complex loads to 50Ω	108
Tableau 5.5	Input/output dependent-frequency impedance to be matched to 50Ω over (1.6-2.1 GHz) frequency band.....	111
Tableau 5.6	Synthesized parameters of input/output impedance transformers using one section of the microstrip cosine modulated line.....	111
Tableau 5.7	Synthesized parameters of input/output impedance transformers using arbitrary three sections of the microstrip cosine profile.....	113
Tableau 6.1	Variation de la fréquence central f_0 de la bande coupée en fonction de p	130
Tableau 6.2	Variation de la largeur Δf de la bande coupée en fonction de m	131

CHAPITRE I

INTRODUCTION

Avec l'avancement des technologies de fabrication micro-ondes, les circuits hyperfréquences n'ont cessé d'évoluer dans l'espoir de satisfaire des contraintes telles que le coût de fabrication, l'espace occupé et les performances désirées. Cette évolution qui s'est opérée dans le sens de la miniaturisation des systèmes de communications exige des nouvelles méthodes rigoureuses de conception de circuits intégrés passifs et actifs plus performants. De telles méthodes servent à optimiser l'ensemble des performances de ces circuits pour de nombreuses applications dans les télécommunications civiles et militaires, et l'on voit apparaître aujourd'hui toute une gamme d'applications industrielles, biologiques et médicales qui sont appelées à un développement technologique très rapide. C'est pour cette raison que la conception des composantes hyperfréquences doit suivre ce progrès afin de répondre à des contraintes techniques de plus en plus sévères.

Étant donné que les circuits d'adaptation d'impédance et de filtrage micro-ondes sont fortement utilisés dans la conception des dispositifs micro-ondes, il est nécessaire que ces circuits aient les meilleures performances pour satisfaire les exigences des systèmes fonctionnant à faibles pertes ayant une taille et poids réduit.

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. À des fréquences élevées, ses effets se traduisent par certains inconvénients. D'abord, l'apparition (ou l'excitation) des modes de propagation secondaires, ce qui limite la fréquence maximale d'opération [1]-[2]. Ensuite, une augmentation des pertes par rayonnement [3]. Finalement, lorsque plusieurs discontinuités sont suffisamment proches, des couplages parasites apparaissent [1].

Afin d'améliorer les performances des circuits d'adaptation d'impédance et réduire les effets mentionnés ci-dessus, il est recommandé d'utiliser les lignes de transmission non uniformes dans la conception de ces circuits. En dépit de multiple avantages qu'offrent les lignes de transmission non uniformes [4]-[7], leur utilisation comme des transformateurs d'impédance reste cependant limitée à un cas d'adaptation très particulier [8]-[14]. Cette limitation est due principalement à l'absence d'une technique puissante de conception et de modélisation des lignes de transmission à formes arbitraires pour diverses applications.

L'objectif principal de notre sujet de recherche est le développement d'une technique de conception des circuits d'adaptation d'impédance et de filtrage micro-ondes à lignes de transmission non uniformes arbitraires. Avec l'avancement des procédés de fabrication micro-ondes, ces topologies doivent remplacer de plus en plus les circuits d'adaptation conventionnels. Une attention particulière est alors nécessaire lors de leur conception.

Afin de réaliser notre objectif, nous avons développé dans un premier temps, une technique numérique pour l'analyse des lignes de transmission à formes arbitraires. Un grand effort a été consacré à la vérification des résultats de simulations obtenus pour des modèles variés. Nous avons aussi insisté sur la capacité de cette technique dans l'analyse des circuits relativement complexes avec un temps réduit. Ces caractéristiques importantes de la technique numérique ainsi développée ont permis le développement

d'une approche de conception assistée par ordinateur des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance et des circuits de filtrage micro-ondes. Dans cette approche, l'exactitude des solutions repose sur l'efficacité de la technique numérique d'analyse, la puissance de la technique d'optimisation choisie, et la robustesse des modèles utilisés comme solutions de départ. Cette thèse est organisée de la façon suivante:

Dans le chapitre deux, une revue bibliographique sur les circuits d'adaptation d'impédance les plus connus est présentée, leurs mérites et leurs inconvénients sont également discutés. De plus, un bref historique sur l'évolution des lignes de transmission non uniformes dans la conception des transformateurs d'impédance est présenté. Les motivations et les potentiels d'utilisation de ces lignes sont discutés. Ensuite, l'algorithme de l'approche proposée pour la conception des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance est aussi décrit.

Le chapitre trois est consacré à la présentation de la technique numérique développée pour l'analyse d'une ligne de transmission à forme arbitraire [44], [45]. Aussi, la formulation mathématique de la méthode des moments utilisée est décrite. De même, le choix approprié des nouvelles fonctions de base est discuté [46]. Les résultats d'analyse obtenus pour une variété des structures non uniformes conçues en technologies MMIC "Monolithic Microwave Integrated Circuits" et MHMIC "Monolithic Hybrid Microwave Integrated Circuits" seront encore présentés et comparés aux résultats expérimentaux. Ces résultats d'analyses ont été obtenus à l'aide d'un programme que nous avons développé. Celui-ci deviendra l'outil majeur de l'approche proposée pour la conception assistée par ordinateur CAO des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance.

Le chapitre quatre introduit les propriétés caractéristiques des nouvelles lignes de transmission non uniformes et leurs domaines d'applications dans la conception des transformateurs d'impédance. De même, les performances obtenues de ces nouvelles topologies sont présentées et discutées. Leur utilisation dans la conception de modèles variés est encore expliquée.

Le chapitre cinq décrit l'approche proposée pour la conception des transformateurs d'impédance à lignes de transmission non uniformes arbitraires. De plus, la nouvelle procédure de modélisation de ces lignes est expliquée. Ce chapitre présente aussi la conception et la réalisation d'un grand nombre de transformateurs d'impédance en technologies planaires pour une variété d'applications. Les motivations et les potentiels d'utilisation de ces nouvelles topologies dans la conception des dispositifs micro-ondes seront démontrés à travers la réalisation de deux unités amplificatrices en technologie HMIC "Hybrid Microwave Integrated Circuit". Les résultats théoriques et expérimentaux sont aussi décrits et discutés.

Le chapitre six présente l'approche proposée pour la conception des filtres planaires micro-ondes à formes arbitraires. Cette approche est basée sur les propriétés caractéristiques avantageuses des structures périodiques, et l'efficacité de la technique d'optimisation déjà mentionnée. L'analyse et la caractérisation des structures périodiques en technologies planaires sont faites utilisant la technique numérique développée. De plus, la construction des tables numériques des modèles de base est présentée. Nous avons pu synthétiser des nouveaux modèles des filtres planaires coupe bande plus performants que les circuits conventionnels. Les résultats de conception obtenus sont encore comparés avec les mesures expérimentales.

Le dernier chapitre donne un sommaire du travail accompli avec quelques recommandations et suggestions pour les études ultérieures.

Quelques généralités sur la minimisation des fonctions et les principes de quelques méthodes d'optimisation sont décrits dans l'annexe A. l'annexe B décrit en détail la méthode du gradient conjuguée. L'algorithme de la technique de Fletcher et Reeves est encore présenté. Puis, la caractérisation des structures de transmission en technologies planaires est aussi décrite dans l'annexe C.

CHAPITRE II

APPERCU GÉNÉRAL SUR LES CIRCUITS D'ADAPTATION D'IMPÉDANCE MICRO-ONDES

2.1 Introduction

Le développement croissant des systèmes de communication par satellite et les nouvelles générations des systèmes de communication mobiles exigent la conception de nouveaux circuits intégrés en technologies miniatures MHMIC/MMIC. Un simple circuit comprend généralement des composants passifs et actifs, ou une combinaison des deux et nécessite alors, différentes approches de conception et de modélisation.

Les circuits d'adaptation d'impédance sont parmi les composants passifs qui occupent une place considérable dans la conception des dispositifs micro-ondes. C'est ainsi qu'ils jouent un rôle important notamment dans l'amélioration des performances électriques et physiques de ces dispositifs. Ces circuits sont utilisés pour adapter les charges d'impédances quelconques, qui ne sont pas nécessairement constantes, sur une bande de fréquences donnée. Ils sont souvent placés en divers points dans les dispositifs micro-ondes comme les entrées et/ou sorties des amplificateurs, les oscillateurs, les multiplicateurs de fréquences, les mélangeurs et dans beaucoup d'autres dispositifs. Ils doivent leur vaste emploi à la disponibilité de structures capables d'opérer avec de très bonnes performances.

Dans le contexte économique actuel, la nécessité d'augmenter la productivité tout en maintenant un niveau de qualité élevé exige des nouvelles méthodes de conception pour la mise en place d'une bibliothèque de différentes topologies des circuits d'adaptation d'impédance accessibles en fonction du besoin de l'application.

Dans ce chapitre, nous présenterons une revue bibliographique sur les transformateurs d'impédance les plus connus et nous discuterons également de leurs mérites et leurs lacunes. De même, l'approche proposée pour la conception de nouvelles topologies des transformateurs d'impédance à lignes de transmission non uniformes arbitraires est présentée.

2.2 Définition et classification des techniques d'adaptation d'impédance

Dans la plupart des situations, une ligne de transmission alimente à l'une de ses extrémités une certaine charge qui a une impédance qui diffère complètement de l'impédance caractéristique de celle-ci, c'est-à-dire qui est désadaptée. C'est le cas par exemple de la sortie des dispositifs d'amplification tels les transistors, et de la terminaison des câbles d'alimentation des antennes. En connectant un transformateur d'impédance conçu convenablement entre la ligne d'alimentation et la charge, on peut ajuster les impédances afin d'obtenir une adaptation globale correcte. Si cette adaptation est nécessaire pour couvrir une plage de fréquences donnée, la conception du transformateur peut devenir plus compliquée.

En général, les transformateurs d'impédance sont utilisés pour réaliser l'adaptation des charges selon deux techniques [12]: la première est connue sous le nom 'l'adaptation conjuguée' qui consiste à adapter deux charges quelconques pour un transfert maximal de la puissance à la fréquence d'intérêt. La deuxième est connue sous le nom 'l'adaptation

Z_0 , qui consiste à adapter une charge réelle et une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 pour que le coefficient de réflexion vu du côté de la charge soit nul.

2.2.1 Technique de l'adaptation conjuguée

La figure 2.1 représente un système simple d'une source micro-ondes d'impédance Z_s qui alimente une charge donnée d'impédance Z_L . La technique de l'adaptation conjuguée "conjugate match" consiste à adapter la charge et la source pour que cette dernière puisse fournir, à la fréquence d'opération f , la puissance maximale à la charge. Cette condition peut être réalisée dans le cas où l'impédance de la charge est égale au conjuguée de l'impédance de la source, $Z_L(f) = Z_s^*(f)$ [12]. Avec cette condition, la puissance absorbée par la charge est exactement égale à la puissance disponible de la source.

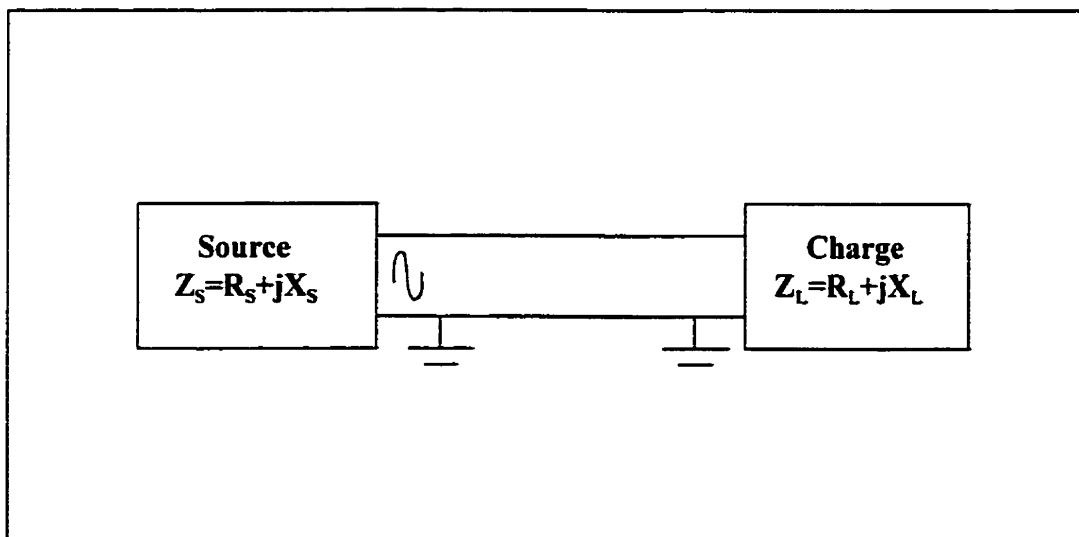


Figure 2.1 Dispositif simple d'une source micro-ondes Z_s qui alimente une charge donnée d'impédance Z_L .

Dans la situation où l'ajustement de l'impédance de la charge est impossible, un transformateur d'impédance placé entre la charge et la source devient nécessaire pour assurer la condition de l'adaptation conjuguée. Une représentation schématisée de cette technique est montrée sur la figure 2.2. Dans cet arrangement, l'impédance d'entrée du transformateur doit être égale au conjugué de l'impédance de la source. Si l'impédance Z_s est réelle, c'est à dire $Z_s = R_s$, l'adaptation conjuguée est réalisée si l'impédance d'entrée du transformateur sera égale à R_s .

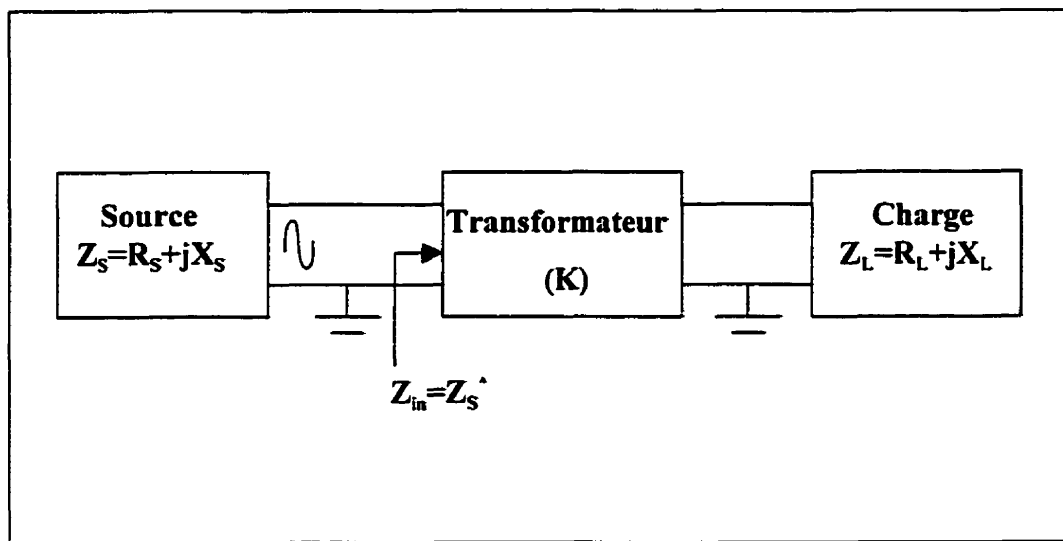


Figure 2.2 Adaptation d'une charge d'impédance Z_L et un générateur d'impédance interne Z_s utilisant un transformateur d'impédance (K).

Il est, en général, impossible d'adapter les impédances Z_L et Z_s à toutes les fréquences car on ne peut, en général, réaliser la condition $Z_L = Z_s^*$ dans toute la gamme de fréquences [14]. Par contre, une adaptation à des fréquences sélectives de la bande est possible selon certains critères [14],[15]. Quelle que soit la situation, l'adaptation large bande est un problème courant et sa solution nécessite des techniques de conception bien développées.

2.2.2 Technique de l'adaptation Z_0

Cette technique est utilisée pour adapter une charge d'impédance Z_L et une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 . Cette adaptation peut être réalisée, si Z_L est égale à Z_0 . Dans ce cas le coefficient de réflexion Γ_L vu du côté de la charge devient nul et par conséquent le taux d'onde stationnaire (TOS) sur la ligne de transmission vaut l'unité. Si la charge Z_L est différente de l'impédance caractéristique de la ligne, un transformateur d'impédance sera utilisé pour réaliser la condition de l'adaptation Z_0 . Dans cette technique, l'impédance d'entrée du transformateur doit être égale à l'impédance caractéristique Z_0 . La figure 2.3 montre le schéma bloc de cet arrangement.

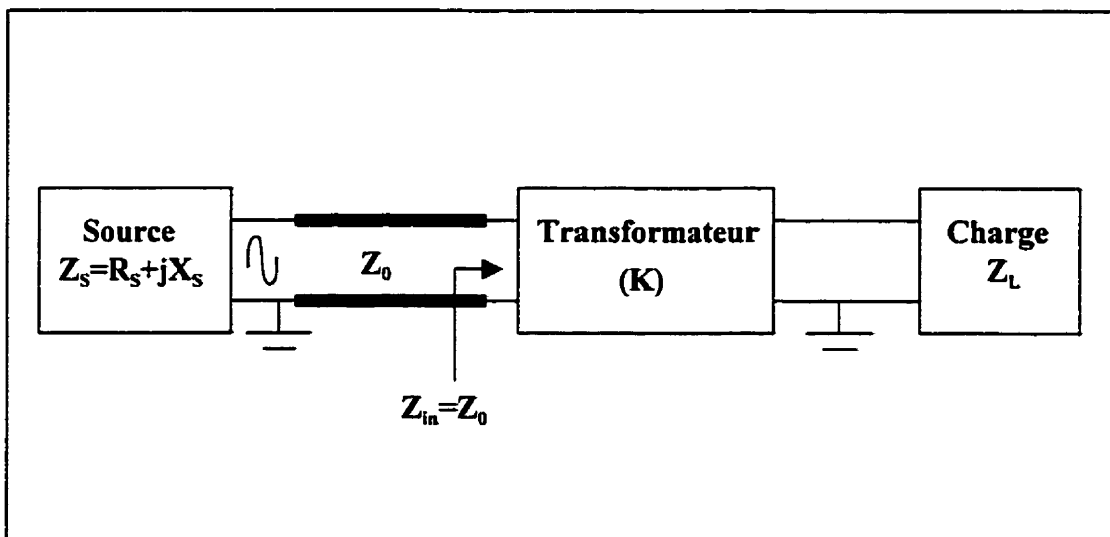


Figure 2.3 Adaptation d'une charge d'impédance Z_L et d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 utilisant un transformateur d'impédance (K).

Si l'impédance Z_s est égale à Z_0 , une adaptation conjuguée sera établie entre la charge et la source. Pour une impédance Z_s différente de l'impédance Z_0 , un transformateur d'impédance placé entre la ligne de transmission est la source peut assurer l'adaptation complète du système. Cet arrangement est montré sur la figure 2.4 et la figure 2.5 montre le circuit équivalent du système complet.

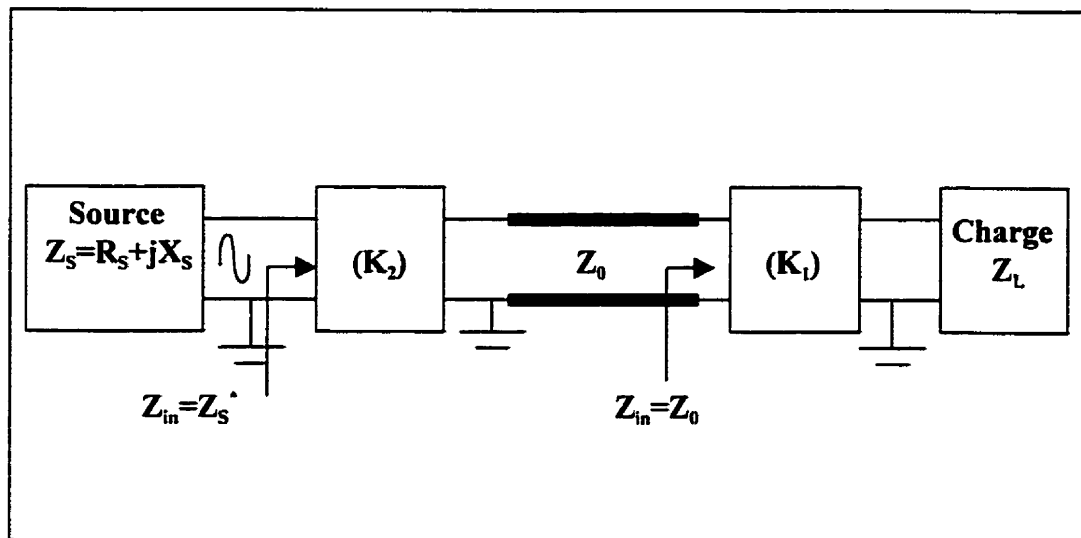


Figure 2.4 Adaptation multiple utilisant deux transformateurs d'impédance (K_1) et (K_2) .

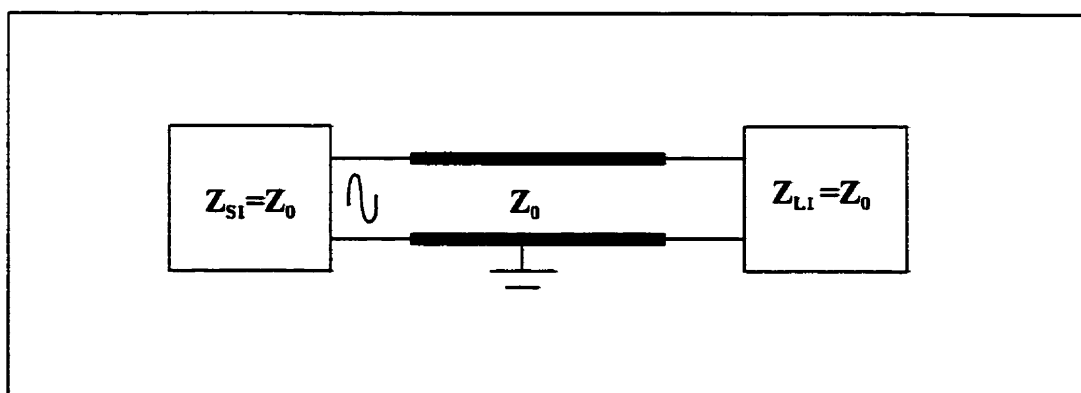


Figure 2.5 Circuit équivalent du système de la figure 2.4

Pour un bon fonctionnement, un simple circuit micro-ondes doit comprendre un nombre suffisant des transformateurs d'impédance. Dans le cas d'un dispositif ou d'une combinaison des circuits, le nombre des transformateurs augmente énormément. Il est devenu alors indispensable de minimiser les dimensions géométriques de l'ensemble des circuits utilisés tout en gardant les meilleures performances. Ceci exige des nouvelles approches rigoureuses de conception et de modélisation des nouveaux transformateurs d'impédance afin de remplacer les topologies conventionnelles peu performantes.

Il existe dans la littérature quelques techniques d'analyse et de conception des transformateurs d'impédance. Les topologies classiques qui en découlent se regroupent, selon leurs caractéristiques, en deux catégories : la première catégorie représente les transformateurs d'impédance bande étroite et la deuxième regroupe les transformateurs d'impédance large bande.

2.3 Topologies des transformateurs d'impédance bande étroite

Afin d'obtenir de transformateurs d'impédance à caractéristiques spécifiques sur une bande étroite de fréquences, différentes topologies ont été proposées. Les topologies les plus connues sont : le stub en parallèle, le transformateur quart-d'onde, la courte section d'une ligne de transmission uniforme et le transformateur L-C.

2.3.1 Stub en parallèle

Une représentation schématique de la technique du stub en parallèle est montrée sur la figure 2.6. Bien que l'extrémité soit ici en court-circuit, elle peut être aussi en circuit ouvert, à condition que la qualité de l'extrémité soit suffisamment bonne. Dans ce dispositif, toutes les lignes sont représentées avec des impédances caractéristiques identiques. Ce n'est pas toujours le cas, et on doit faire preuve d'une certaine souplesse

supplémentaire si les impédances du stub et de la ligne principale ont des valeurs différentes. La meilleure méthode pour calculer pratiquement les longueurs L_1 et L_2 désirées, afin d'obtenir la condition d'adaptation $Z_{in} = Z_0$, est l'utilisation de l'abaque de Smith. Cette méthode a été décrite dans un grand nombre de publications micro-ondes [12]-[14], [16] et ne sera donc pas exposée ici.

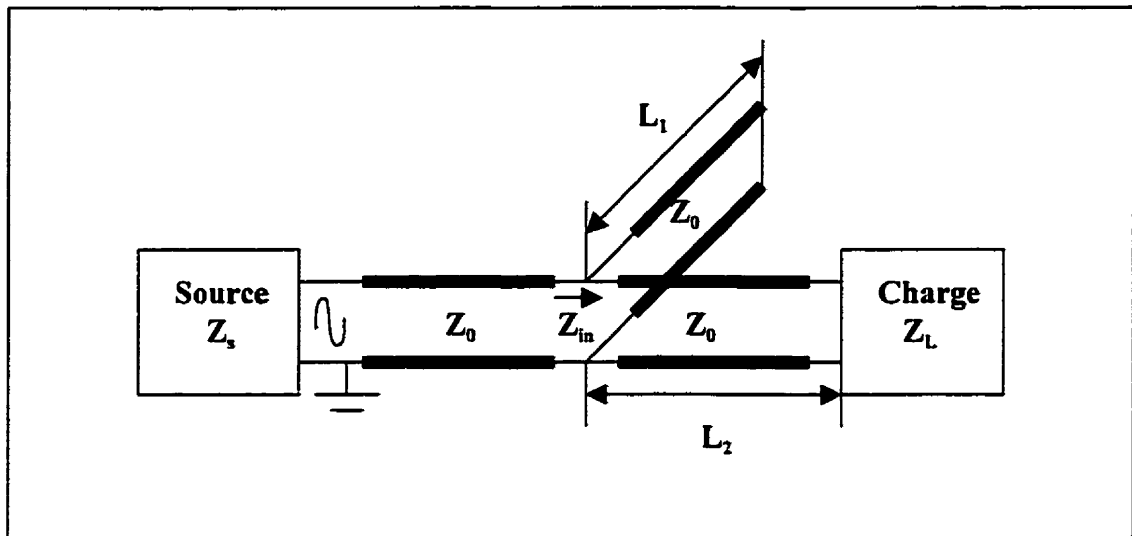


Figure 2.6 Adaptation d'une charge Z_L et d'une source Z_s utilisant un stub court-circuité en parallèle.

Pour la conception assistée par ordinateur CAO, les expressions appropriées établies pour L_1 et L_2 sont:

$$L_1 = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \sqrt{\frac{Z_L}{Z_0}} \quad (2.1)$$

$$L_2 = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{Z_L Z_0}}{Z_L - Z_0} \right) \quad (2.2)$$

Il est important de noter que ces résultats ne sont valables que lorsque Z_L est réelle (résistive). Si Z_L est complexe, les expressions de base doivent être reprises, afin de poursuivre l'analyse. Notons tout de suite que la technique du stub en parallèle souffre des lacunes suivantes :

- 1- Adaptation uni-fréquentielle, sensible aux variations des charges avec la fréquence. Dans le cas pratique l'utilisation de la technique du "tunning" se révèle la seule solution possible pour ajuster la fréquence de résonnance;
- 2- Pertes par rayonnement aux fréquences élevées [3];
- 3- L'utilisation du trou de connexion "via hole" au plan de la masse dans le cas du stub court-circuité introduit des effets parasites quand la fréquence augmente.

Quant à ses avantages, le stub en parallèle est utilisable pour adapter des charges d'impédances quelconques à 50Ω . Cette propriété caractéristique a permis à cette technique de devenir la technique la plus connue, pratiquement.

En utilisant deux, trois stubs ou quelquefois plus, la longueur L_1 peut être fixée et l'adaptation large bande est possible [12]-[14]. Naturellement, les analyses complètes donnant les longueurs des stubs et les distances qui les séparent, deviennent très lourdes.

2.3.2 Transformateur quart-d'onde

Il existe une technique plus simple que celle du stub en parallèle pour adapter les charges résistives: le transformateur quart-d'onde. Le principe fondamental de cette technique est donné à la figure 2.7. On pose $Z_L = R_L$ (impédance résistive), l'impédance d'entrée de la ligne pour une longueur quart-d'onde est donnée par:

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{R_L} \quad (2.3)$$

D'où la valeur désirée de l'impédance caractéristique de la ligne quart-d'onde.

$$Z_t^2 = Z_0 R_L \quad (2.4)$$

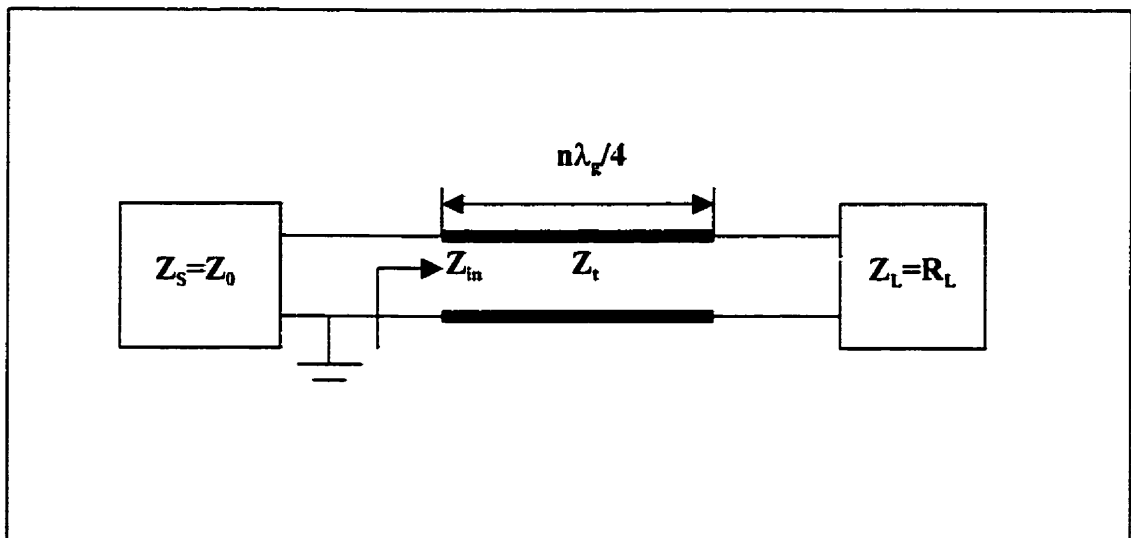


Figure 2.7 Adaptation d'une charge résistive R_L et d'une source Z_0 utilisant un transformateur quart-d'onde ($\lambda_g/4$)

Cette technique a été décrite dans un grand nombre de publications [12], [16]. Elle concerne encore une adaptation uni-fréquentielle du fait que sa longueur est seulement $\lambda_g/4$ à une seule fréquence, ce qui implique une désadaptation aux fréquences différentes de la centrale. De plus, l'utilisation de cette ligne est limitée par le choix des charges permettant la réalisation physique de l'impédance caractéristique Z_t avec le procédé de fabrication utilisé. Comparée aux autres, cette technique est connue par sa simplicité. La ligne quart-d'onde représente aussi l'élément essentiel dans la conception des transformateurs d'impédance à sections uniformes en cascade.

2.3.3 Ligne de transmission uniforme

Cette technique a été décrite par plusieurs auteurs [17]-[18]. Une courte section d'une ligne de transmission uniforme peut être utilisée pour adapter une charge d'impédance Z_L (complexe) et une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 . Une représentation schématique de cette technique est donnée sur la figure 2.8.

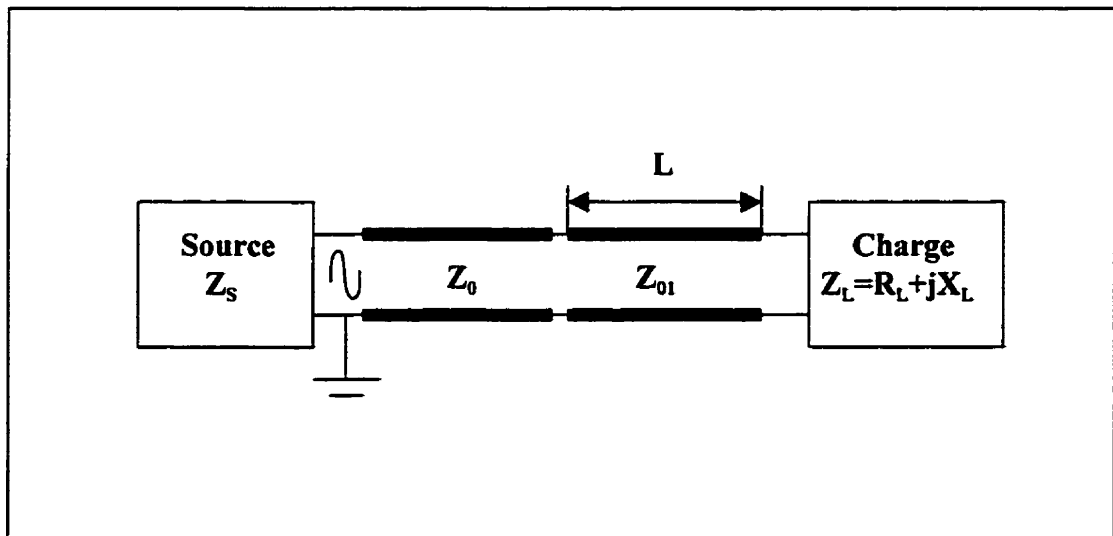


Figure 2.8 Adaptation d'une charge d'impédance Z_L et d'une source Z_s utilisant une ligne de transmission uniforme de longueur L et d'impédance caractéristique Z_{01} .

Avec cette technique, la longueur L et l'impédance caractéristique Z_{01} de la ligne doivent être bien définies. En effet, pour une adaptation parfaite, l'impédance d'entrée Z_{in} est donnée par :

$$Z_{in} = Z_{0l} \frac{Z_L + jZ_{0l} \tan \beta L}{Z_{0l} + jZ_L \tan \beta L} = Z_0 \quad (2.5)$$

En substituant $Z_L = R_L + jX_L$ dans (2.5), on obtient :

$$R_L Z_{0l} + jZ_{0l} (X_L + Z_{0l} \tan \beta L) = Z_0 Z_{0l} - Z_0 X_L \tan \beta L + jZ_0 R_L \tan \beta L \quad (2.6)$$

En réarrangeant (2.6), les paramètres caractéristiques peuvent être obtenus en utilisant les deux relations suivantes :

$$Z_{0l} = \sqrt{R_L Z_0 - \frac{X_L^2 Z_0}{Z_0 - R_L}} \quad (2.7)$$

$$\tan \beta L = Z_{0l} \frac{Z_0 - R_L}{X_L Z_0} \quad (2.8)$$

Pour une solution convenable, Z_{0l} et L doivent être deux nombres réels positifs. Cette condition sera réalisée dans les cas suivants:

$$\begin{cases} R_L > Z_0 \text{ ou } R_L < Z_0 \\ \text{et} \\ X_L^2 < R_L (Z_0 - R_L) \end{cases} \quad (2.9)$$

D'après (2.7) et (2.8), les paramètres caractéristiques de la ligne de transmission dépendent essentiellement du choix des charges à adapter. De plus, les valeurs pratiques de Z_{0l} sont encore limitées par d'autres considérations telles que la tolérance de la fabrication, les pertes ohmiques et la capacité de supporter des puissances élevées.

L'avantage de cette technique réside dans le fait que pour une application d'adaptation donnée, la longueur physique de la ligne est plus petite qu'un quart-d'onde à la fréquence d'opération. Cette propriété caractéristique a joué un rôle important notamment dans l'optimisation des dimensions physiques de transformateurs d'impédance à sections uniformes en cascade [15].

2.3.4 Transformateur d'impédance L-C

Les transformateurs L-C sont largement utilisés dans la conception des circuits d'adaptation d'impédance micro-ondes à basse fréquences. La figure 2.9 représente un transformateur L-C utilisé pour adapter une charge résistive R_L et une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 dans le cas où $R_L > Z_0$.

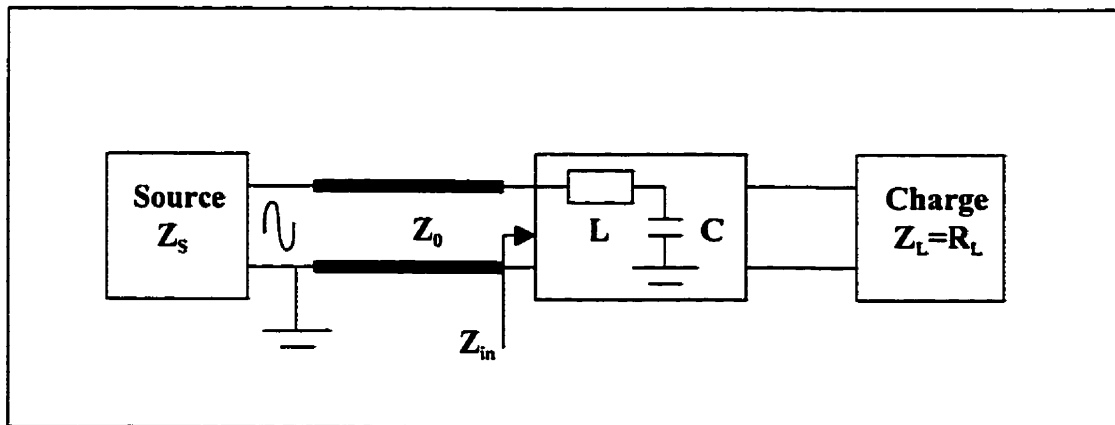


Figure 2.9 Adaptation d'une charge résistive R_L et d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 utilisant un transformateur L-C.

Pour la conception assistée par ordinateur CAO, les valeurs de L et de C sont données par les expressions suivantes :

$$\omega L = \sqrt{Z_0(R_L - Z_0)} \quad (2.10)$$

$$\omega C = \sqrt{\frac{R_L - Z_0}{Z_0 R_L^2}} \quad (2.11)$$

Pour une valeur de R_L inférieure à Z_0 , une autre configuration du transformateur L-C doit être choisie [12]. Dans cette configuration, l'inductance L est connectée en série avec la charge tandis que la capacité C sera mise en parallèle avec la ligne de transmission. La figure 2.10 montre le transformateur L-C pour cette application. Dans cet arrangement, les expressions appropriées établies pour L et C sont :

$$\omega L = \sqrt{R_L (Z_0 - R_L)} \quad (2.12)$$

$$\omega C = \sqrt{\frac{Z_0 - R_L}{R_L Z_0^2}} \quad (2.13)$$

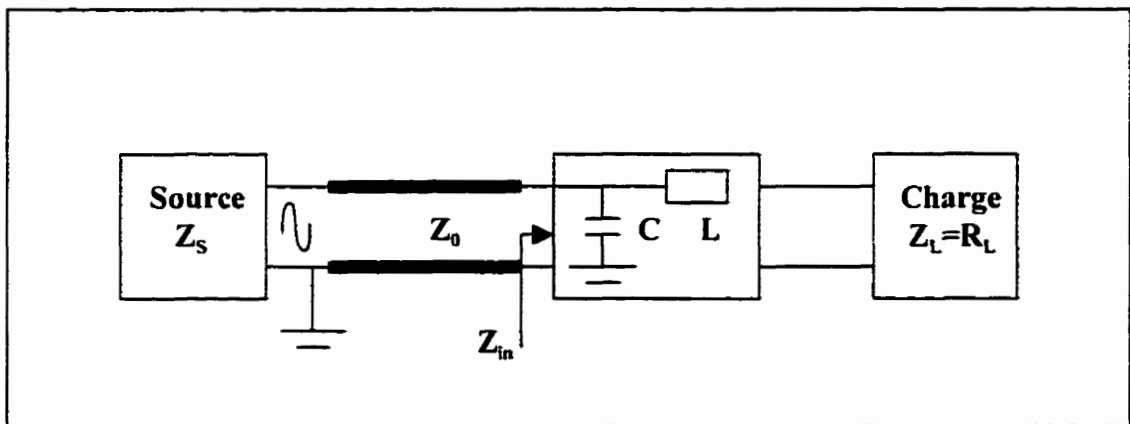


Figure 2.10 Adaptation d'une charge résistive R_L et d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 utilisant une autre configuration du transformateur L-C.

Dans les cas des charges d'impédances complexes, des expressions pour L et C peuvent être obtenues et l'adaptation parfaite est possible à la fréquence d'opération. Évidemment, les calculs donnant les expressions appropriées de L et C deviennent très lourds. La meilleure méthode pour calculer pratiquement ces valeurs, dans le cas d'une adaptation correcte, est l'utilisation de l'abaque de Smith. Une explication bien détaillée de cette méthode est présentée dans [16].

Bien que le transformateur L - C offre l'avantage d'être applicable pour adapter les charges d'impédances quelconques, son utilisation pratique aux fréquences élevées présente une limitation due à la difficulté qu'engendre la réalisation de ses composantes [19]. Dans la littérature, une technique basée sur la théorie des lignes de transmission a été utilisée pour modéliser les inductances et les capacités [20]. Avec cette technique, ces éléments sont réalisés par des sections de lignes de transmission ayant différentes impédances caractéristiques. Ces tronçons de ligne, qui ont des dimensions petites devant la longueur d'onde, peuvent être considérés comme des éléments à constantes semi-localisées puisque leurs caractéristiques sont à bande relativement étroite. Aux fréquences inférieures à 3 GHz, ces éléments passifs occupent beaucoup plus d'espace que les composants actifs. Il est donc souhaitable de chercher à élaborer des composants passifs à constantes localisées dont les dimensions doivent être beaucoup plus petites que la longueur d'onde afin de ne présenter que des variations de phase négligeables. Vers les fréquences supérieures, la limite d'utilisation des composants localisés dépend des possibilités offertes par les techniques et les technologies de miniaturisation utilisées. Dans [19], quelques modèles pour les inductances et les capacités ont été développés en technologies planaires. Cependant, les couplages et les interférences électromagnétiques causés par les sections proches ont des effets considérables qui limitent l'utilisation de ces modèles à des fréquences élevées.

2.4 Topologies des transformateurs d'impédance large bande

Les topologies des transformateurs d'impédance que nous avons présentées précédemment sont des structures résonnantes dont les caractéristiques sont à très faible largeur de bande. Toutes ces topologies ne sont pas adéquates pour la plupart des applications micro-ondes où une adaptation sur toute une bande de fréquences est exigée. Cependant, la conception des transformateurs d'impédance large bande nécessite des techniques efficaces capables, aussi, d'optimiser les performances de ces circuits pour une variété d'applications d'adaptation (charges quelconques).

Il existe dans la littérature deux groupes de transformateurs d'impédance large bande: le premier groupe représente les transformateurs d'impédance à sections uniformes en cascade "multi-sections transformers" et le deuxième groupe représente les transformateurs d'impédance conçus en lignes de transmission non uniformes "tapered lines".

2.4.1 Transformateurs d'impédance à sections uniformes en cascade

Selon les propriétés de leurs formes géométriques ou de leurs profils d'impédance caractéristique, les transformateurs à sections uniformes en cascade sont classés en deux catégories: La première catégorie représente les transformateurs classiques ou les transformateurs monotone "monotonic transformers". Ces transformateurs d'impédance ont connu leur apparition durant les années cinquante. Ils sont caractérisés par la connexion en cascade de N sections uniformes de longueurs $\lambda_g/4$, et par la distribution à constantes successives et monotone de leur impédance caractéristique. Les propriétés caractéristiques de ces transformateurs ont été suffisamment étudiées par plusieurs auteurs [21]-[23]. Leurs inconvénients majeurs résident dans ses dimensions physiques énormes, et leur utilisation dans une application d'adaptation particulière

(charges résistives). La figure 2.11 montre une topologie d'un transformateur monotone (z et Z représentent les deux charges résistives ou bien les impédances de deux lignes de transmission à adapter, z_i ($i = 1, 2, \dots, n$) sont les impédances de N sections quart-d'onde).

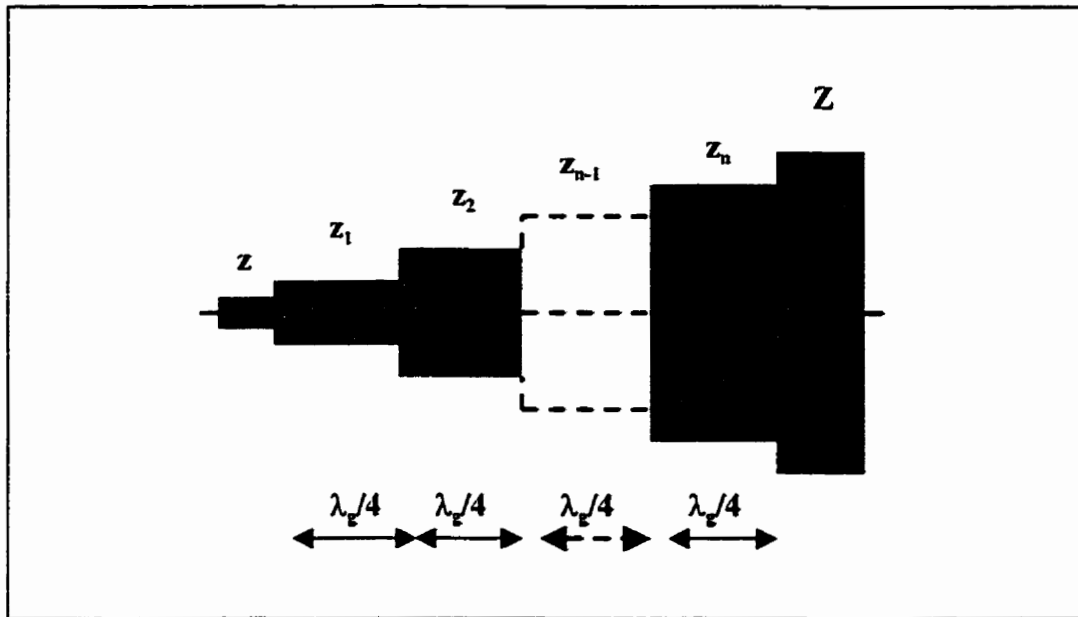


Figure 2.11 Topologie d'un transformateur d'impédance monotone de classe I.

La deuxième catégorie regroupe les transformateurs non monotone et ses différents classes. Ces transformateurs ont connu leur début durant les années quatre vingt. Ils sont caractérisés par la connexion en cascade de N sections uniformes de longueurs différentes et par la distribution à constantes arbitraires successives de leurs impédances caractéristiques. Les différentes topologies de cette catégorie sont représentées dans les figures 2.12, 2.13, 2.14 et 2.15.

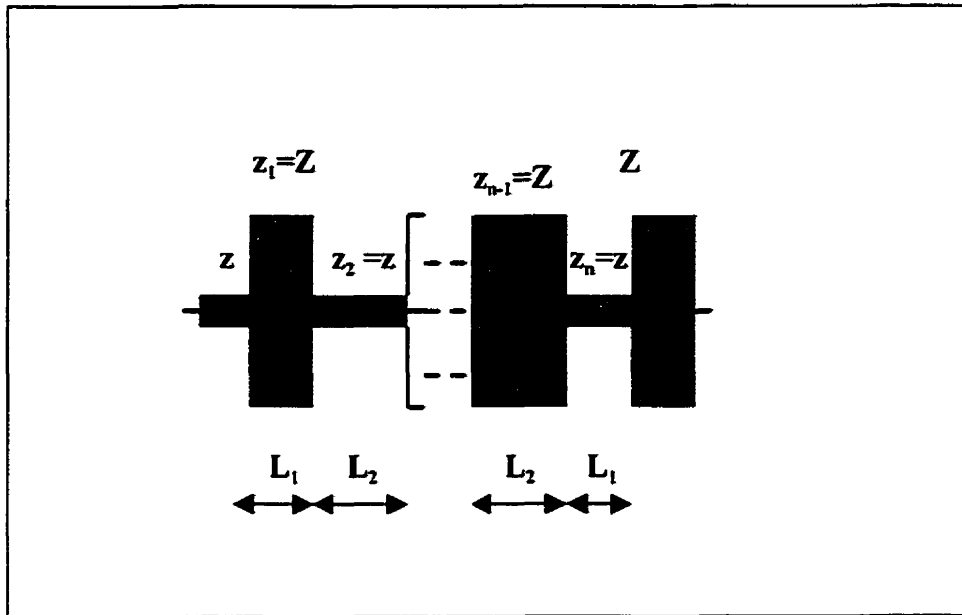


Figure 2.12 Topologie d'un transformateur d'impédance non monotone de classe II.

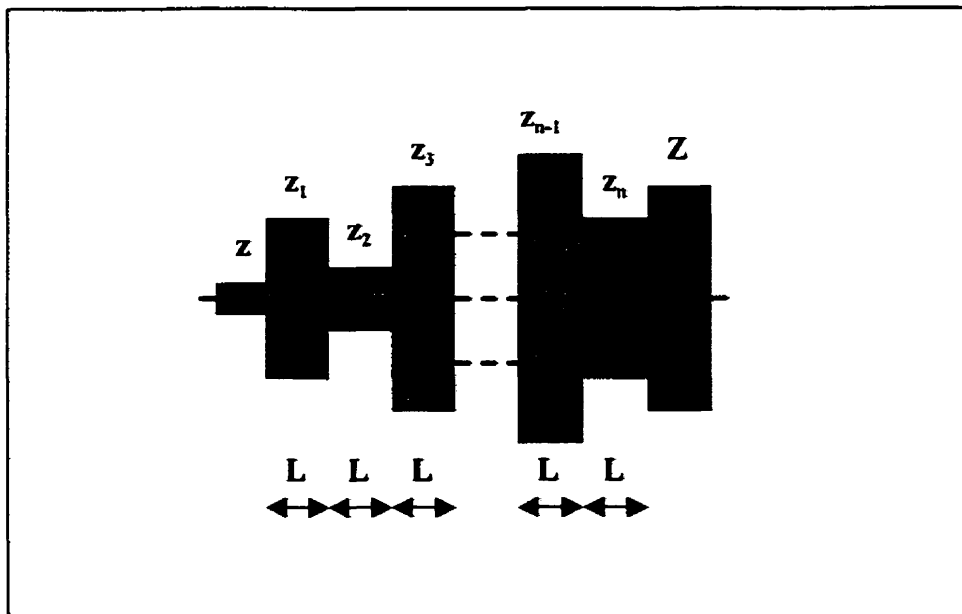


Figure 2.13 Topologie d'un transformateur d'impédance non monotone avec des sections de longueurs égales.

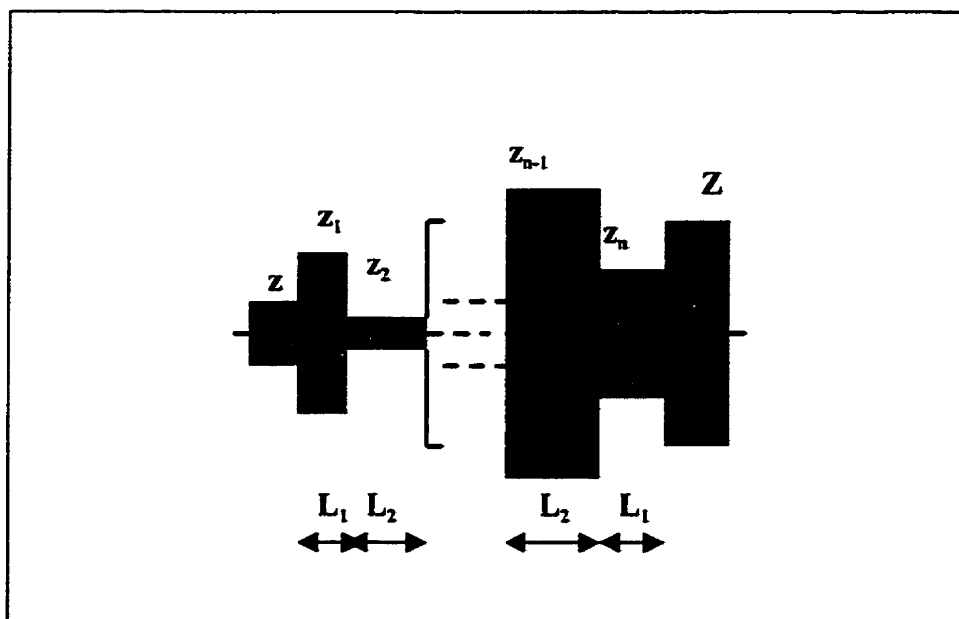


Figure 2.14 Topologie d'un transformateur d'impédance non monotone avec des sections de longueurs différentes.

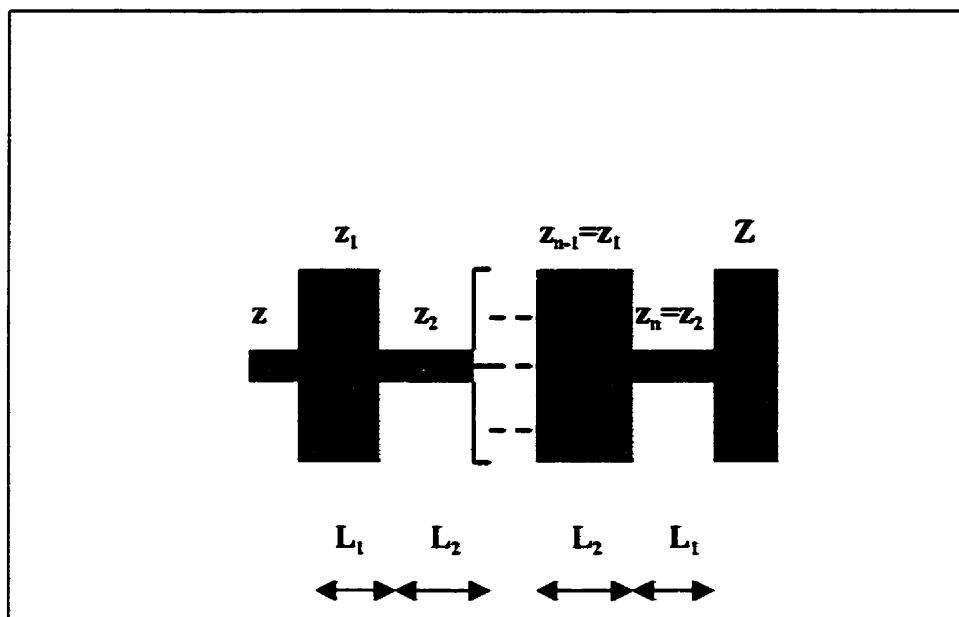


Figure 2.15 Nouvelle topologie miniature d'un transformateur d'impédance.

Dans leurs travaux pionniers, les auteurs russes [24]-[26] ont étudié intensivement les propriétés de ces transformateurs et ont établi les règles générales et les outils de la conception. Au début de cette présente décennie, les topologies miniatures (voir figure 2.15) ont révolutionné le monde de transformateurs non monotone [15], [27]. Une étude comparative sur les propriétés caractéristiques des différentes topologies a été faite dans [28]. Leur limitation dans l'adaptation des charges complexes a été décrite par Rosloniec [15]. Toutes ces références mentionnées tracent les inconvénients suivants :

- 1- Adaptation de charges résistives, uniquement. Ceci limite l'utilisation de ces topologies à un cas particulier;
- 2- Un nombre N suffisant de sections uniformes en cascade de longueurs approximatives $\lambda_g/4$ est normalement exigé dans la conception. Ceci a pour effet d'augmenter énormément la taille du transformateur utilisé et introduire des pertes considérables à des fréquences élevées;
- 3- Faible adaptation aux extrémités de la bande de fréquences du travail [12], [14].
- 4- Manque de modèles adéquats des discontinuités et de leurs effets. Ceci rend difficile de simuler avec précision, les performances de ces topologies dans les bandes de fréquences élevées.

Les avantages de ces topologies sont les suivants :

- 1- Elles ont les caractéristiques des structures de filtrage passe bande;
- 2- Elles sont facilement réalisables en technologies de circuits planaires.

2.4.2 Lignes de transmission non uniformes “tapered transmission lines”

Dans la section précédente, nous avons présenté les différentes topologies des transformateurs d'impédance à sections uniformes en cascades. Ces topologies sont

caractérisées par les dimensions physiques énormes qui limitent leur utilisation dans la conception des circuits intégrés. De plus, les effets parasites introduits par les discontinuités ont une grande influence sur les performances électriques de ces topologies. Afin de pallier à ces limitations indésirables, un transfert a été effectué vers l'utilisation des lignes non uniformes dans la conception de transformateurs d'impédance micro-ondes [9]-[11]. Une représentation schématique d'une ligne de transmission non uniforme est montrée sur la figure 2.16.

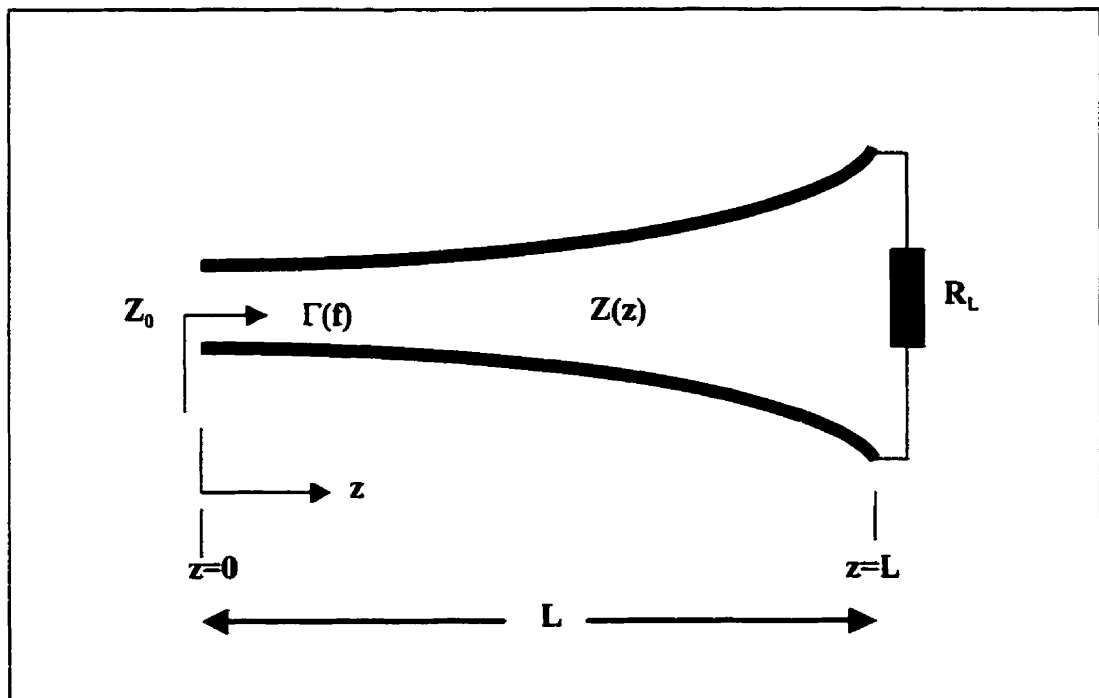


Figure 2.16 Ligne de transmission non uniforme de longueur physique L et d'impédance caractéristique $Z(z)$.

Dans l'état actuel de la recherche, la conception des transformateurs d'impédance à lignes de transmission non uniformes est faite selon deux techniques. La première technique est

basée sur une méthode analytique afin 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 [12]-[14]. Pour un coefficient de réflexion $\Gamma(f)$ désiré, le problème de conception se réduit, en général, à un calcul difficile de $Z(z)$. Vu la difficulté de fournir une solution analytique convenable pour un $\Gamma(f)$ arbitraire, l'utilisation de cette technique reste cependant limitée à l'analyse et la conception des lignes à formes particulières [14]. Les topologies les plus répandues qui en découlent sont: la ligne exponentielle, la ligne triangulaire, la ligne quadratique, et la ligne klopfenstein [4],[14],[29]. Ces topologies peuvent nous servir dans la transformation des charges résistives, uniquement. Les figures 2.17 et 2.18 montrent les profils de deux topologies les plus importantes.

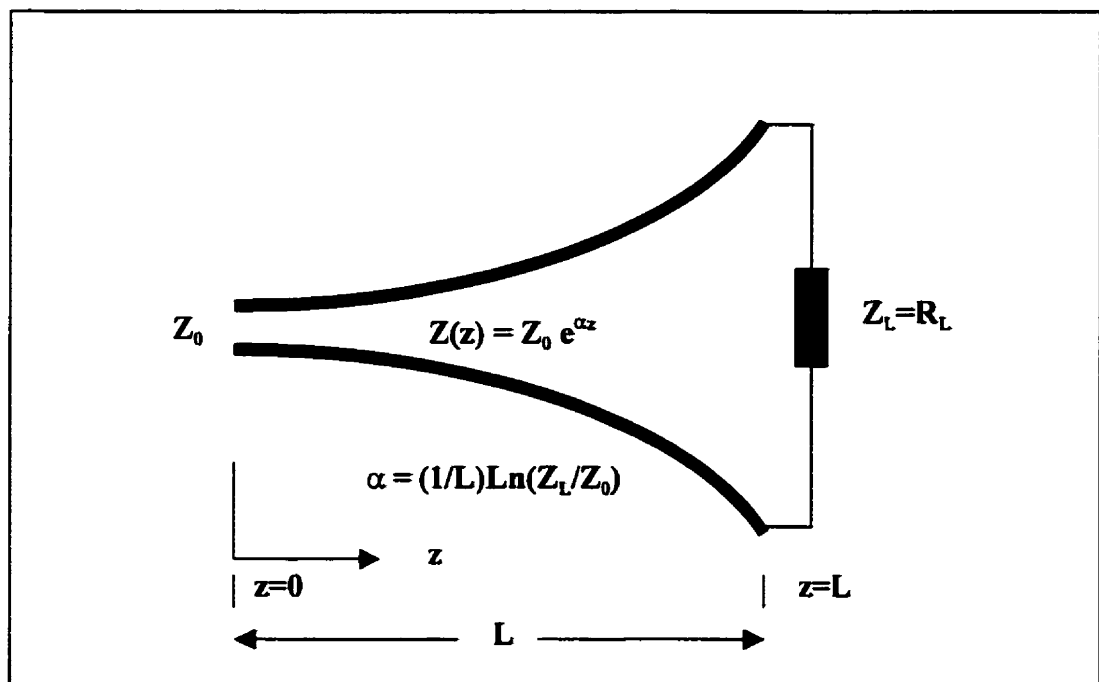


Figure 2.17 Topologie d'une ligne de transmission à forme exponentielle de longueur L et d'impédance caractéristique $Z(z)$.

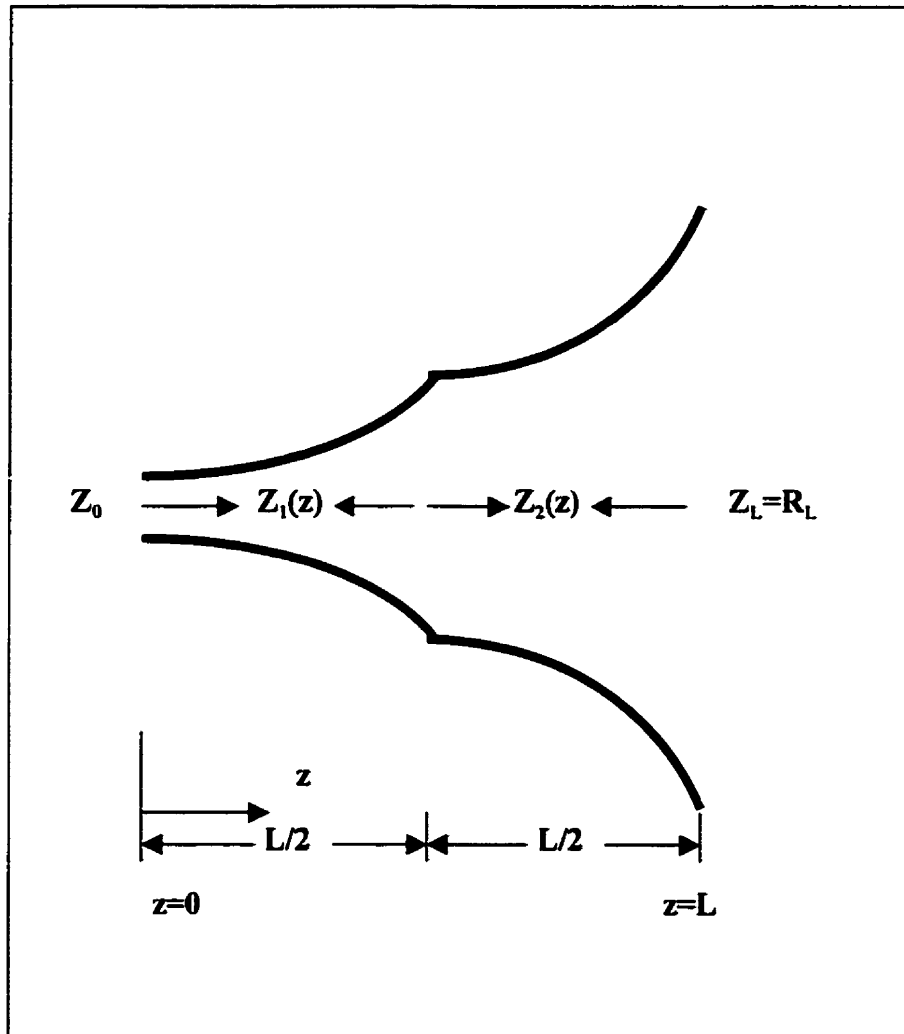


Figure 2.18 Topologie d'une ligne de transmission à forme triangulaire de longueur physique L et d'impédance caractéristique

$$Z(z) = \begin{cases} Z_0 e^{2(z/L)^2 \ln Z_L / Z_0} & \text{pour } 0 \leq z \leq L/2 \\ Z_0 e^{(4z/L - 2z^2/L^2 - 1) \ln Z_L / Z_0} & \text{pour } L/2 \leq z \leq L \end{cases}$$

La deuxième technique est basée sur la théorie de circuits électriques équivalents. Les règles fondamentales de cette technique sont rapportées dans [30]. Des circuits électriques équivalents pour certaines lignes non uniformes ont été établis dans [31]. D'après [10], seules les lignes à forme parabolique peuvent être utilisées pour adapter des charges complexes particulières sur une bande étroite de fréquences. Les figures 2.19 et 2.20 montrent les topologies de deux lignes parabolique tandis que leurs circuits électriques équivalents sont présentés sur les figures 2.21 et 2.22, respectivement.

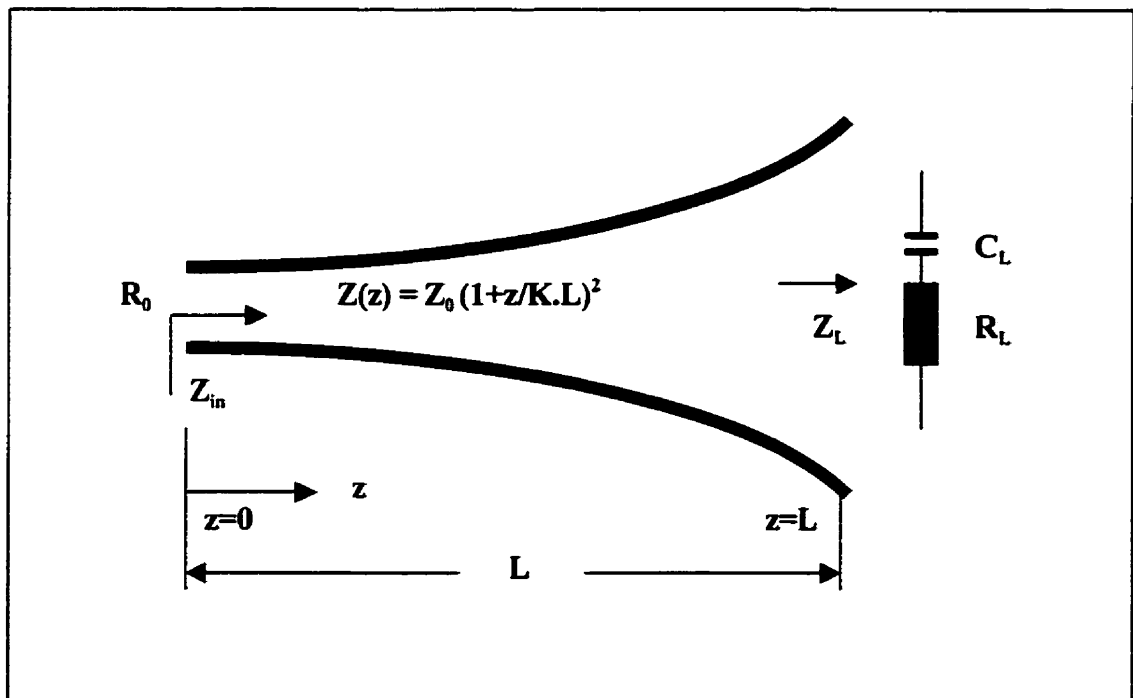


Figure 2.19 Topologie d'une ligne de transmission à forme parabolique terminée par une impédance série $Z_L = R_L + 1/j\omega C_L$ ($R_L > R_0$). R_0 est la résistance interne de la source.

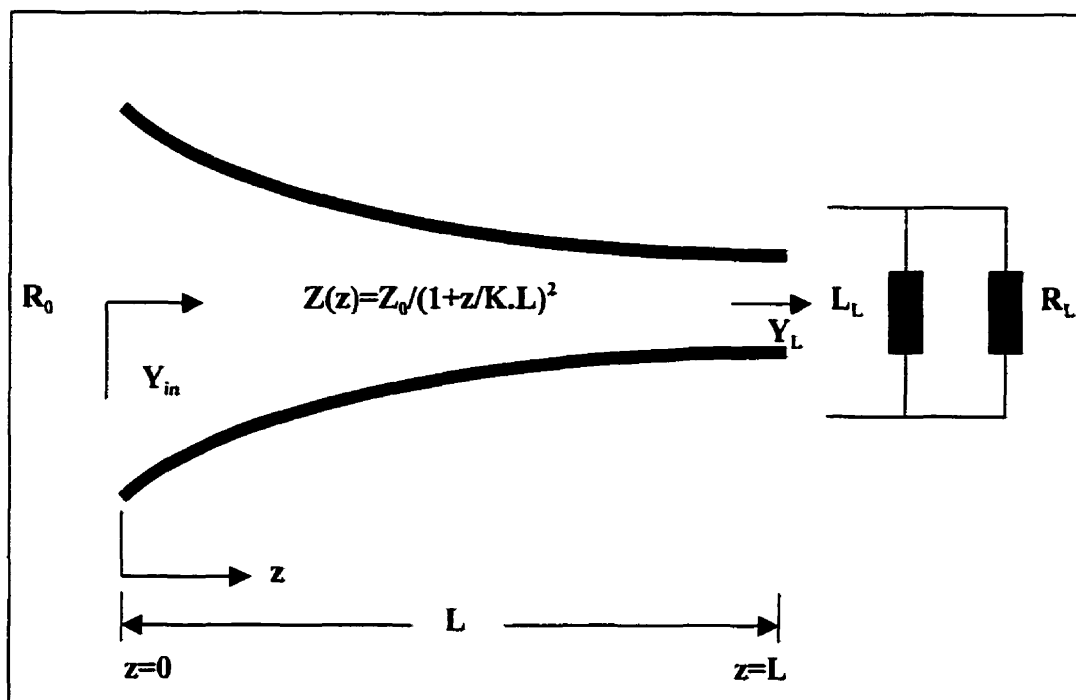


Figure 2.20 Topologie d'une ligne de transmission à forme parabolique réciproque terminée par une admittance Y_L avec $(R_L < R_0)$.

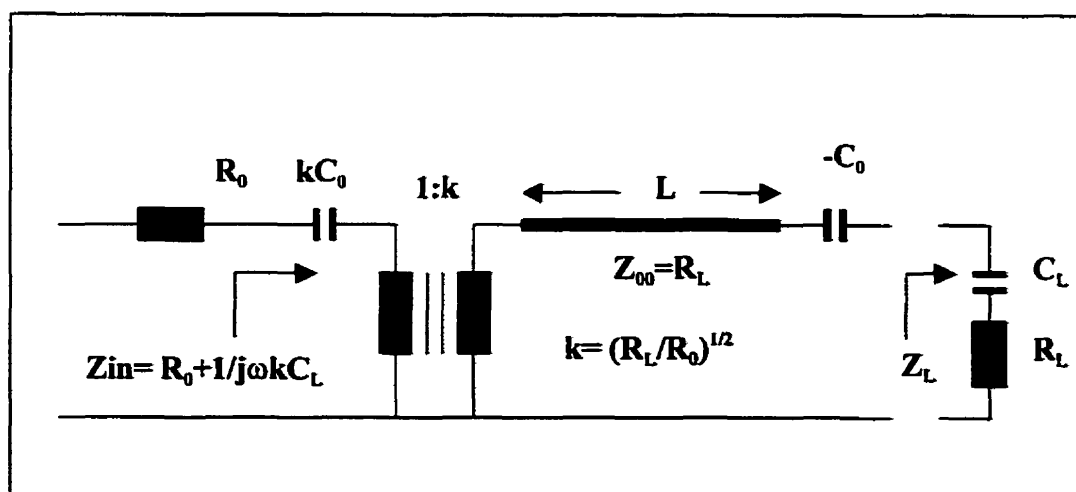


Figure 2.21 Circuit électrique équivalent de la ligne de transmission parabolique présentée sur la figure 2.19.

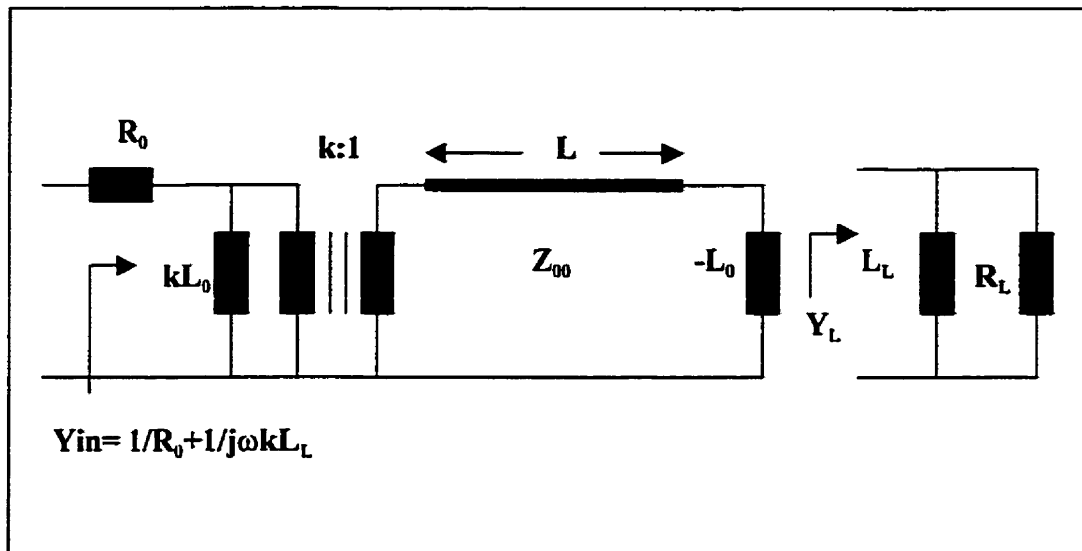


Figure 2.22 Circuit électrique équivalent de la ligne de transmission parabolique réciproque présentée sur la figure 2.20.

Jusqu'à présent, la plupart des travaux publiés sur les lignes non uniformes faisaient références à des modèles simplifiés dont les profils de leur impédance caractéristique sont des fonctions croissantes ou décroissantes de la position z . Cette limitation dans les profils a une grande influence sur les performances électriques de ces topologies. Notons que toutes ces lignes ont les caractéristiques suivantes :

- 1- À l'exception de la ligne parabolique [10], les lignes non uniformes connues peuvent être utilisées pour adapter les charges réelles seulement;
- 2- Pour une très bonne adaptation, les longueurs physiques de ces topologies deviennent comparables à la longueur d'onde à la fréquence d'intérêt [14].

Les raisons principales de ceci peuvent être expliquées par :

- 1- La difficulté de fournir, selon le besoin de l'application, des solutions analytiques convenables [13];

- 2- La difficulté d'obtenir le circuit électrique équivalent d'une ligne de transmission à forme arbitraire [31]. Un tel circuit, s'il existe, permettrait de prévoir correctement le comportement et les performances de la ligne correspondante dans une application d'adaptation donnée;
- 3- L'absence d'une technique bien développée pour la conception de nouvelles topologies des transformateurs d'impédance utilisant les lignes de transmission à formes arbitraires et ceci pour diverses applications.

Comme la géométrie d'une ligne de transmission non uniforme reflète ses performances, une ligne de transmission à forme géométrique arbitraire peut avoir les performances et les caractéristiques désirées. Une amélioration de la situation nécessite alors des efforts majeurs vers la conception de nouvelles lignes à formes arbitraires pour s'en servir dans une variété d'applications. Ces lignes pourraient constituer une librairie de composants "database models" qui nous permet d'associer à chaque application le composant convenable. Cette idée nous est parvenue à l'esprit grâce à la technique numérique que nous avons développée pour l'analyse des lignes de transmission à formes arbitraires. Cette technique nous a permis d'explorer le comportement de plusieurs lignes non uniformes pour différentes applications. Nous avons combiné cette technique avec un algorithme d'optimisation pour constituer une approche puissante de CAO des transformateurs d'impédance à formes arbitraires. Cette approche de synthèse que nous avons développée n'a pas été réalisée auparavant, et elle présente un grand intérêt scientifique et technique.

Afin de pouvoir bénéficier des propriétés avantageuses des nouvelles lignes à formes arbitraires, nous avons utilisé ces lignes dans la conception des transformateurs d'impédances en technologies planaires. Les figures 2.23 et 2.24 montrent respectivement, les profils de deux transformateurs à formes arbitraires en technologies micro-ruban et guide d'onde coplanaire.

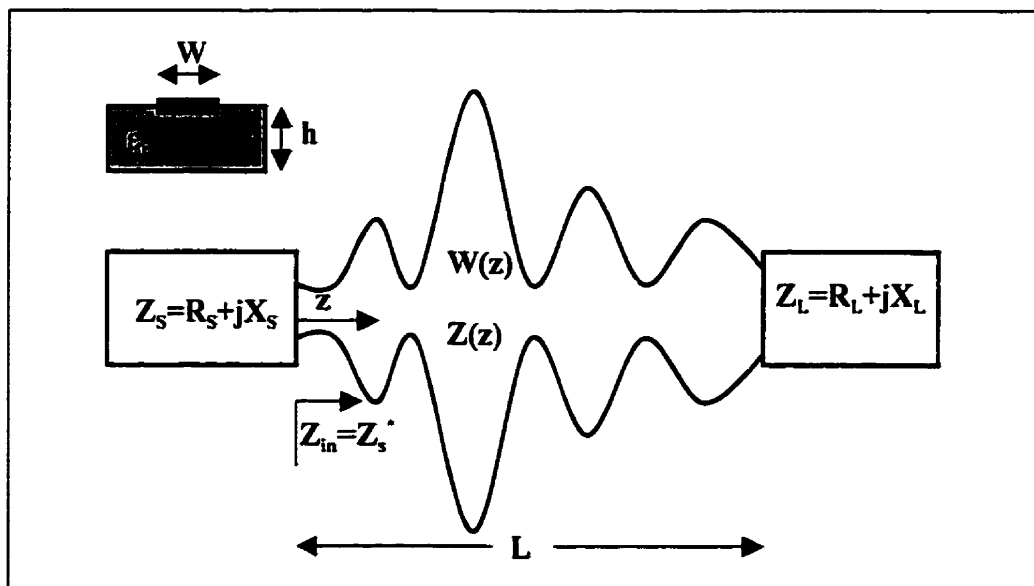


Figure 2.23 Modèle d'un transformateur d'impédance à forme arbitraire en technologie micro-ruban.

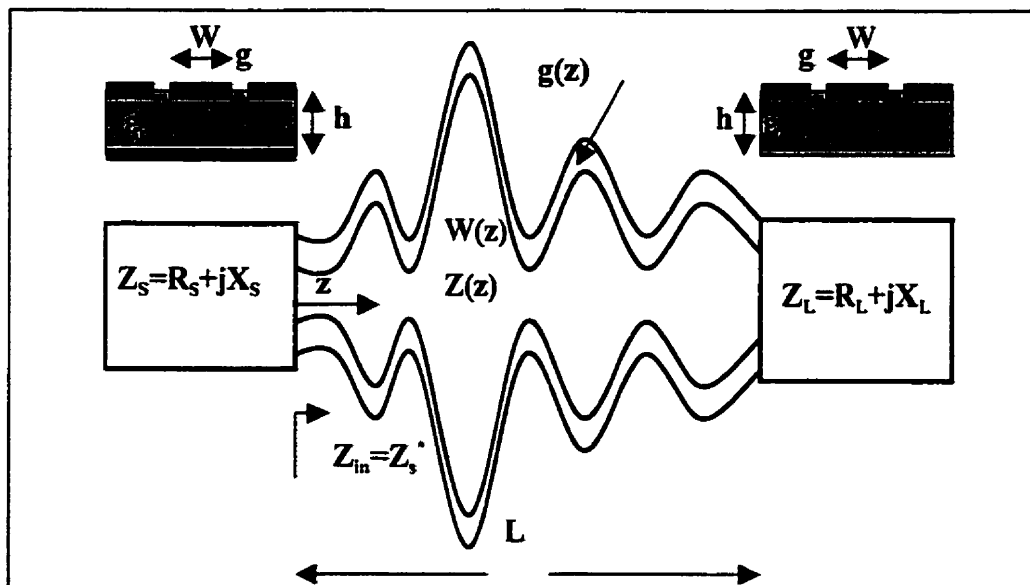


Figure 2.24 Modèle d'un transformateur d'impédance à forme arbitraire en technologie de guide d'onde coplanaire.

Ces nouvelles topologies des transformateurs d'impédance offrent les avantages suivants [47] :

- 1- Adaptation sur une large bande de fréquences (charges d'impédances quelconques);
- 2- Élimination des discontinuités et de leurs effets;
- 3- Dimensions physiques réduites. Ce qui permet d'éviter les pertes et réduire l'espace occupé dans les circuits intégrés;
- 4- Réalisation facile avec les technologies avancées MMIC/MHMIC.

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

Dans la suite, nous allons expliquer l'approche proposée pour la conception de tels transformateurs. Les contributions majeures apportées par cette approche sont aussi décrites.

2.5 Approche de conception des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance micro-ondes

L'étude du comportement d'un circuit micro-ondes donné est un problème d'analyse, que l'on peut aborder avec toute la précision des différentes techniques de simulation ou par les méthodes expérimentales. La conception d'un circuit ayant un comportement prescrit est un problème de synthèse, plus difficile, puisqu'évidemment on ne saurait concevoir un circuit qu'on ne pourrait pas analyser. Comme, de nos jours, les outils de CAO représentent une tâche préalable pour la modélisation et la réalisation des nouvelles composantes micro-ondes, le développement de leurs éléments constitutifs est alors d'une importance fondamentale.

Aujourd'hui, les nouveaux logiciels commerciaux offrent des méthodes performantes d'analyse et de caractérisation de circuits passifs micro-ondes. Les logiciels Momentum et HFSS en sont des exemples. Ces logiciels utilisent des méthodes purement numériques où l'analyse des circuits passifs nécessite une discrétisation tridimensionnelle des champs électromagnétiques "Three Dimensionnal Electromagnetic and Full Wave Analysis". Cependant, l'espace mémoire énorme et le temps d'exécution long (CPU time and memory storage) sont parmi les inconvénients qui limitent leur utilisation dans la conception de ces circuits. Pour éviter cette limitation et bénéficier d'une approche puissante de conception des transformateurs d'impédance en technologies planaires, nous proposons l'approche itérative suivante :

Les spécifications et les performances désirées d'un transformateur d'impédance sont définies dans une technologie donnée. Une solution de départ (ligne non uniforme) est lancée grâce à une procédure systématique de modélisation des lignes de transmission non uniformes. L'analyse de cette ligne est faite à l'aide d'une technique rapide de simulation et qui sera le sujet essentiel du chapitre trois. Les caractéristiques obtenues de la ligne sous test sont analysées et comparées aux spécifications définies au départ. Dans le cas où les résultats ne satisfont pas les performances désirées, on refait l'analyse et on vérifie les résultats après avoir modifier les dimensions physiques de la ligne. On note qu'un certain nombre d'itérations est nécessaire pour atteindre les spécifications voulues. Cette tâche peut être accomplie grâce à une technique d'optimisation connue par excellence dans la résolution du problème de minimisation d'une fonction objective bien définie. La figure 2.25 présente l'algorithme de l'approche proposée pour la conception des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance.

Notons que l'utilisation de l'algorithme d'optimisation dans cette approche représente une tâche immense requiert souvent outre l'engin de calcul, des approches rigoureuses de

modélisation des lignes à formes arbitraires pour accélérer le processus de convergence et garantir la précision de la solution obtenue. Cependant, beaucoup de critères ont été pris en considération lors du développement de cette approche de CAO. Parmi ces critères, on cite le temps d'exécution, l'espace mémoire, la stabilité numérique et la convergence du processus d'optimisation. En effet, les travaux effectués à l'intérieur de cette approche mettent l'accent sur ces performances, et ils apportent les contributions suivantes :

- 1- Le développement d'une technique numérique ayant les caractéristiques d'un logiciel de CAO pour la simulation d'une ligne de transmission à forme arbitraire [44]. Cette technique est caractérisée par: le temps d'exécution court, et de sa précision dans l'analyse des structures planaires relativement complexes. 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 diverses applications d'optimisation [65]. Selon notre expérience, l'association de cette technique avec l'algorithme d'optimisation donne une efficacité très puissante pour concevoir des nouvelles composantes passives micro-ondes;
- 2- Le développement d'une nouvelle procédure de modélisation des lignes de transmission à formes arbitraires. Cette procédure permet de générer, selon le besoin de l'application, une ligne arbitraire avec un nombre réduit des paramètres [47]. Ceci nous a permis de lancer l'optimisation avec des solutions adéquates de départ permettant d'accélérer la convergence de l'approche proposée. De plus, cette procédure que nous avons développée constitue un état avancé du processus de modélisation des lignes de transmission non uniformes arbitraires. Aussi, ces nouvelles lignes apportent une élégance à la conception assistée par ordinateur des circuits passifs, vu la simplicité de leur modélisation.

- 3- Cette approche de CAO est constituée par un algorithme de simulation imbriqué dans un algorithme d'optimisation. Il était indispensable de minimiser le nombre d'appels de l'algorithme de simulation et par conséquent le nombre d'itérations lors d'une application d'optimisation donnée. Cette tâche a été réalisée grâce à l'efficacité de la procédure de modélisation appuyée par des programmes informatiques bien optimisés. Ce qui permet de réduire le temps de conception et permet aussi d'assurer l'efficacité et la stabilité de l'ensemble des algorithmes. Selon notre avis, cette approche de conception des circuits passifs a apporté un progrès qualitatif extrêmement important, aussi bien sur le fond que sur la forme, pour répondre aux besoins actuels de la conception des circuits planaires intégrés (MHMIC/MMIC) pour les systèmes de communication (satellite, téléphone cellulaire, radio mobile, etc.).

- 4- La conception et la réalisation, pour la première fois à notre connaissance, des nouvelles topologies des transformateurs d'impédance et des structures de filtrage large bande plus performantes que les topologies classiques et l'utilisation de ces topologies dans la conception des dispositifs micro-ondes [47],[65]. Les résultats obtenus [47] démontrent la faisabilité et l'intérêt potentiel des lignes de transmission à formes arbitraires pour l'utilisation multiple. Cependant, pour les deux types d'application envisagés, les points clés sont maintenant clairement établis et des performances très intéressantes sont atteintes avec les lignes de transmission à formes arbitraires. D'où l'importance de ces nouvelles topologies.

La limitation de cette approche est la suivante :

- I- L'approche proposée est consacrée à l'analyse et la conception des structures de transmission non uniformes "smooth varying profiles" en technologies planaires. Cette restriction limite sa validité dans la conception et la modélisation des transitions non uniformes avec des discontinuités abruptes.

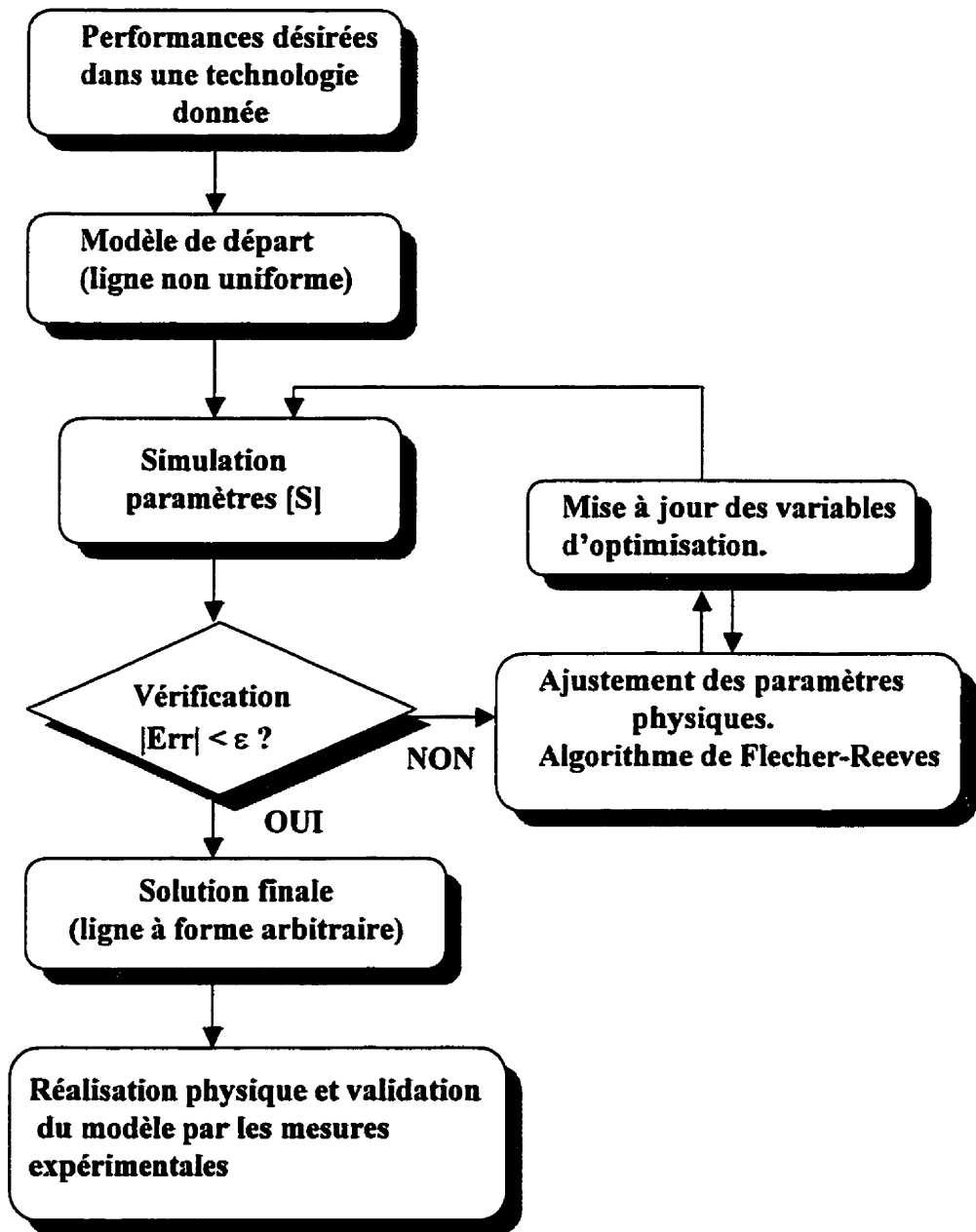


Figure 2.25 Algorithme de l'approche proposée pour la conception des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance micro-ondes.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, des généralités sur les techniques utilisées pour la conception des circuits d'adaptation d'impédance micro-ondes ont été présentées. Les différentes topologies des transformateurs d'impédance les plus connues ont été aussi discutées. 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 non uniformes déjà connues, opèrent sur des larges bandes pour des applications particulières. L'inconvénient majeur de ces lignes réside dans leurs dimensions physiques énormes. Avec l'avancement des procédés de fabrication M(H)MIC, les lignes arbitraires deviennent de plus en plus disponibles pour une variété d'applications. L'algorithme de l'approche proposée pour la conception des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance a été introduite. Dans le chapitre qui suit, la technique numérique de simulation et les détails de la méthode utilisée seront présentés. De même, les résultats d'analyses et les résultats mesurés seront comparés et discutés.

CHAPITRE III

A CAD-SUITABLE APPROACH FOR THE ANALYSIS OF NONUNIFORM MMIC AND MHMIC TRANSMISSION LINES

Article publié dans 'IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44,
No. 9, pp. 1614-1617, September 1996'.

Ali H. Hamade, Ammar B. Kouki and Fadhel M. Ghannouchi

École Polytechnique de Montréal, Case Postal 6079, Succ. "Centre Ville"
Montréal (Québec), Canada H3C 3A7.

SOMMAIRE

Les lignes de transmission non uniformes ont été utilisées dans une variété d'applications notamment dans la conception des transformateurs d'impédance [13], [32], [33], des coupleurs directionnels large bande [11], [34], [35] et des interconnexions de circuits en technologie à grande échelle d'intégration [36], [37]. Toutes ces applications nécessitent des techniques d'analyse et de conception bien développées. 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 reliées par une équation différentielle du second ordre "Riccati-Type Equation". Malheureusement, cette équation différentielle n'admet pas des solutions analytiques [13]. Dans le cas général, la négligence du terme non linéaire est nécessaire pour aboutir à des solutions approximatives [13], [38]-[40]. Vu la difficulté qu'engendre la résolution de l'équation différentielle mentionnée, les techniques d'analyses numériques sont souvent appliquées [36], [37], [41], [42]. La plupart de ces techniques considèrent la ligne non uniforme comme étant composée des sections uniformes en cascade [36], [37], [42]. Cependant, le temps de calcul, la convergence et la précision des résultats dépendent largement du nombre des sections utilisé. Ceci rend non précis 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 de télégraphiste [43]. Cette technique est basée sur la méthode de moments utilisant les polynômes de Chebychev comme fonctions de base pour représenter la tension et le courant sur la ligne considérée. La précision de cette méthode se dégrade rapidement dans les bandes de fréquences élevées. Cette dégradation est due à la nature de ces polynômes qui ont 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 numérique a été développée [44], [45] 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 donnée. 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 [46]. 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. Notons, que ce choix de fonctions de base a permis d'éliminer le phénomène de discontinuité dans les profils de la tension et du courant causé par l'utilisation des fonctions de base conventionnelles [46]. De plus, la dépendance fréquentielle des fonctions de base choisies nous a permis d'analyser des structures relativement complexes avec un nombre réduit de ces fonctions. La technique développée est valide pour des structures TEM ou quasi-TEM [44]-[46] 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 applicable doivent avoir des variations lentes de sorte à ne pas exciter des modes d'ordre supérieur (ce qui est le cas pour les discontinuités). Les résultats présentés dans ce chapitre regroupent les lignes non uniformes en technologies micro-ruban et guide d'onde coplanaire. Ces résultats ont été vérifiés par les mesures expérimentales et par comparaison aux résultats obtenus par le logiciel MDS pour des modèles variés. La précision des résultats d'analyse, le temps réduit de calculs et la convergence rapide ont permis à cette technique de devenir l'élément essentiel de l'approche proposée pour la conception des circuits d'adaptation d'impédance et de filtrage micro-ondes.

ABSTRACT

A new method of moment-based formulation for the solution of the telegrapher's equations in nonuniform transmission lines is presented. Entire domain basis functions that have built in a frequency variation are used to cover wider frequency and physical dimension ranges. The results obtained using the proposed formulation are validated by comparison to those obtained by a CAD package and to measured data. Different nonuniform lines in microstrip and coplanar technologies on monolithic microwave/millimeter wave integrated circuit (MMIC) and miniaturized hybrid microwave integrated circuit (MHMIC) substrates are investigated with an application to the design of a matched taper transition in MMIC coplanar line.

3.1 INTRODUCTION

Over the past several years considerable work has been carried out in the area of microstrip discontinuity modeling. More recently, CAD-suitable discontinuity models for coplanar transmission lines have been derived [48]. As a result, a fair amount of CAD-oriented models of various discontinuities is now available. However, by contrast, little work has been done in the area of nonuniform transmission lines modeling except for costly fully three-dimensional (3-D) field simulators, the numerical approach described in [49] and [43], or the analytical solution for single-line exponential tapers (see for example [50]). Consequently, CAD models for nonuniform transmission lines are very limited and even for the few that exist, such as for example the linearly tapered microstrip line, have limitation, i.e., the ratio of the taper's length to the difference in width must be smaller than 0.6 [51]. In the case of nonuniform coplanar transitions, no CAD models are available at all. In many cases, one is therefore left with a tedious and time-consuming cascading approach as the only option.

In this paper, a new formulation of the nonuniform transmission line problem is presented. The proposed approach is applicable to any guiding structure whose fundamental mode can be treated as a quasi-TEM mode. In particular, a number of nonuniform microstrip and coplanar waveguide transitions will be analyzed to illustrate the method. The accuracy of the proposed technique is validated by comparison with the results of a CAD package, using built-in models where applicable and cascading otherwise, and with measured data.

3.2 FORMULATION

A schematic representation of a nonuniform section of a quasi-TEM supporting transmission line is shown in Fig. 3.1. For the fundamental mode, the propagation in such a structure can be described in terms of the telegraphers' equations with frequency and position dependent line parameters, namely

$$\begin{cases} \frac{\partial I(f, z)}{\partial z} = -Y(f, z)V(z) \\ \frac{\partial V(f, z)}{\partial z} = -Z(f, z)I(z) \end{cases} \quad (3.1)$$

where f is the frequency and Z and Y are the per-unit length impedance and admittance of the line, respectively. These parameters are assumed to be known from the line geometry at a given z position and from the frequency. For microstrip lines, the accurate closed form expressions in [52], including dispersion effects, are used while for coplanar lines the expressions in [53] and [54] are employed. For other guiding structures, where no closed form expressions are available, these parameters can be computed by one of a number of different numerical techniques with varying degrees of accuracy and computational cost. It is important to note that these parameters are in general complex of the form

$$\begin{cases} Z(z) = R(z) + j\omega L(z) \\ Y(z) = G(z) + j\omega C(z) \end{cases} \quad (3.2)$$

This allows us to include losses due to finite conductor conductivity and thickness through the resistance term, as well as those due to dielectrics through the conductance term. The per-unit length parameters $RLCG$ can be computed from the basic

transmission line's constants [52] (characteristic impedance : Z_0 , phase constant : β , attenuation constant due to conductor loss : α_c , attenuation constant due to dielectric loss : α_d) at a given z position as follows :

$$\begin{cases} L = \frac{Z_0 \beta}{2\pi f} & R = Z_0(\alpha_c + \alpha_d) \\ C = \frac{\beta}{Z_0 2\pi f} & G = \frac{(\alpha_c + \alpha_d)}{Z_0} \end{cases} \quad (3.3)$$

Next, we proceed to formulate a method of moment solution of the coupled equations in (3.1). The key to such a solution is the accurate representation of the unknown current and voltage along the line. First, we note that a conventional subdomain basis functions (partially overlapping) expansion approach would not work here. This is due to the discontinuity that would result in either the current or voltage as a consequence of the derivative with respect to z and the coupling of (3.1). Therefore, an entire-domain basis functions formulation is needed.

In the present approach, we propose to use frequency-varying basis functions by expanding the currents and voltages in terms of forward and backward waves with different wavenumbers such that

$$\begin{cases} I(z) = \sum_{i=1}^N a_i e^{-\gamma_i z} + b_i e^{\gamma_i z} = \sum_{i=1}^N a_i F_i(z) + b_i B_i(z) \\ V(z) = \sum_{i=1}^N c_i e^{-\gamma_i z} + d_i e^{\gamma_i z} = \sum_{i=1}^N c_i F_i(z) + d_i B_i(z) \end{cases} \quad (3.4)$$

where, $\{a_i, b_i, c_i, d_i\}$ are unknown coefficients and where the frequency-dependence is built in the propagation constant $\gamma_i = \alpha_i + j\beta_i$. Note that the expansion in (3.4) is not a spectral representation since the set of propagation constants $\{\gamma_i\}$ is not related to the spatial coordinate z and the line length L , but rather to the line's cross-sectional

dimensions at a set of points $\{z_i\}$ along the line and to frequency. Note also that, in the limiting case of uniform line, only one set of basis functions, namely F_1 and B_1 , will suffice to solve the problem exactly for all frequencies.

Substituting (3.4) into (3.1) and testing with F_n and B_n , we obtain a matrix equation whose entries are given in terms of the following inner products :

$$\langle F_i, F_n \rangle \langle F_i, B_n \rangle \langle B_i, F_n \rangle \langle B_i, B_n \rangle \quad (3.5a)$$

$$\langle Z(z)F_i, F_n \rangle \langle Z(z)F_i, B_n \rangle \langle Z(z)B_i, F_n \rangle \langle Z(z)B_i, B_n \rangle \quad (3.5b)$$

$$\langle Y(z)F_i, F_n \rangle \langle Y(z)F_i, B_n \rangle \langle Y(z)B_i, F_n \rangle \langle Y(z)B_i, B_n \rangle \quad (3.5c)$$

where the inner product definition used is

$$\langle f, g \rangle = \int_0^L f(z)g(z)dz \quad (3.6)$$

The terms of (3.5a) are easily evaluated in closed form. However, to evaluate the terms of (3.5b) and (3.5c) which involve the position-varying line parameters, a slightly different procedure is followed. First, the total line length is subdivided in to M equal segments (see Fig. 3.1). Then, the per-unit length parameters $Y(f, z)$ and $Z(f, z)$ are represented by a piece-wise linear function such that, at the given frequency f and over the m th segment we have

$$\begin{cases} Y(z) = A_{ym}z + B_{ym} \\ Z(z) = A_{zm}z + B_{zm} \end{cases} \quad \text{for } z_m \leq z \leq z_{m+1} \quad (3.7)$$

where A_{ym}, A_{zm}, B_{ym} and B_{zm} are computed from $Y(z_m), Y(z_{m+1}), Z(z_m)$ and $Z(z_{m+1})$. The integrals of (3.5b) and (3.5c) can then be written as sums of the general form

$$\begin{aligned} \langle X(z)f, g \rangle = & \sum_{m=1}^M A_{xm} \int_{z_m}^{z_{m+1}} z \cdot f(z)g(z)dz \\ & + B_{xm} \int_{z_m}^{z_{m+1}} f(z)g(z)dz \end{aligned} \quad (3.8)$$

where $f(z)$ and $g(z)$ represent combinations of the functions F_i and B_i . Consequently, closed form expressions for these integrals are easily obtained in terms of the known A_m and B_m coefficients at each frequency.

It should be noted that the integrals in (3.5) involving $F_{i,n}$ and $B_{n,i}$ have denominators of the form $(\gamma_{i,n} - \gamma_{n,i})$. For the case of $\gamma_i = \gamma_n$, which arises when $i = n$ or when the same geometric parameters of the line are repeated at different positions, we can show that these integrals have finite values which can be used in the numerical computations. However, due to the finite precision of computers' arithmetic, care must be taken for the cases when $i \neq n$ and $\gamma_i \cong \gamma_n$ to avoid overflow errors. This can be accomplished by choosing a distinct set of γ_i through a linear interpolation between the minimum and the maximum values of γ associated with the structure being considered; or by proper choice of a tolerance criterion on $|\gamma_i - \gamma_n|$ for which the integrals are replaced by their corresponding finite values.

With the method of moments matrix thus filled, boundary conditions are applied to complete the system of equations and compute the scattering parameters of the

nonuniform line. This is done by considering the terminal conditions shown in Fig. 3.1 and which give :

$$\begin{cases} V(0) = V_{01} - Z_{01}I(0) \\ V(L) = V_{02} + Z_{02}I(L) \end{cases} \quad (3.9)$$

where $Z_{01} = Z_{02} = 50 \, \Omega$. To obtain the scattering parameters of the line, we solve the problem twice : once with

$$\begin{bmatrix} V_{01} = 1 \\ V_{02} = 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

and a second time with

$$\begin{bmatrix} V_{01} = 0 \\ V_{02} = 1 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Using these results, and the S-parameters definition

$$S_{ij} = \frac{2V_{ij} - V_{0i}}{V_{0i}} \quad (3.12)$$

where V_{ij} , is the voltage at port i when port j is excited and V_{0i} is the excitation voltage at port i ($V_{0j} = 0$ for $i \neq j$), we obtain the four S-parameters of the line.

3.3 RESULTS

The above approach has been implemented and tested on a number of structures using only a moderate number of basis functions (between 3 and 5) with good results. A

wide range of linear $w(z) = w_1 + 2\Delta w \left(1 - \frac{|z - L/2|}{L/2}\right)$ microstrip tapers and sinusoidally-

modulated periodic microstrip structures $w(z) = w_0 \left(1 - m \cos\left(\frac{2\pi z}{L}\right)\right)$ were investigated and compared to MDS models [51] and to measured results with good agreement [45]. Here, the effects of the conductor's loss, on the unit-cell of Fig. 2 in reference [45] are studied and the results for different strip thickness are shown in Fig. 3.2

In addition to the microstrip transitions, tapers in ground-backed coplanar waveguide (CPWG) on a MMIC substrate and coplanar waveguide without a lower ground plane (CPW) on a MHMIC substrate were analyzed. Since no CAD model exists for these transitions, cascaded sections were used in MDS to simulate the tapers. The S-parameters of both tapers resulting from the present approach and the MDS simulations are shown in Fig. 3.3 and 3.4 for CPWG and CPW, respectively. It is seen that as the number of cascaded sections increases, the MDS results converge toward the results of the present approach. In order to validate these results with measurement data, special unit cells made of end-to-end tapers are needed to accommodate the fixed pitch of the probes available to us. One such cell was fabricated on the MHMIC substrate and measured with a probe station and the HP8510 Network Analyzer. The results of the measurements are presented in Fig. 3.5. Excellent agreement between simulation and measurements is seen which demonstrates the accuracy and validity of the proposed approach.

Finally, an interesting application of the present approach is in the design and analysis of matched transitions. Unlike the microstrip line, where substrate height must be varied if one is to obtain a matched taper transition [55], a combination of central conductor width and gap spacing variations make a matched taper transition much easier to accomplish in coplanar technology. For example, a 50Ω impedance can be obtained with $(w = 0.138 \text{ mm}, g = 0.1 \text{ mm})$ or $(w = 0.414 \text{ mm}, g = 0.6 \text{ mm})$. Intuitively, a matched transition would be obtained with a linear taper in both w and g . However, given that the relationship between the impedance and w and g is not quite linear, a more precisely matched transition can be obtained with a linear taper in g and a quadratic taper in w . For the transition considered here, and for which the results are shown in Fig. 3.6, the quadratic transition is given by the equation : $w(z) = 0.14 + 0.238z - 52.54z^2$, where w and g are in mm. This profile was obtained as follows : at each position along z , $g(z)$ is computed by linear interpolation between $g(0)$ and $g(L)$. With $g(z)$ known and fixed, $w(z)$ is obtained by synthesizing a 50Ω line. A curve fitting of the resulting set of points is then performed to determine the profile for $w(z)$. It was found that a quadratic polynomial yielded good fit of the profile of $w(z)$.

3.4 CONCLUSION

A new formulation using a method of moments approach with frequency-varying basis functions for the simulation of nonuniform transmission lines has been presented. The accuracy of the proposed technique was tested by comparison to existing empirical models and to measured data. The effects of finite conductor thickness and conductivity have also been included and tested. Furthermore, the application of this technique to transitions in coplanar waveguides was demonstrated through the analysis of linear tapers, matched quadratic tapers, as well as the analysis and measurement of cells made of end-to-end tapers. The fact that the basis functions used in the proposed approach build in the frequency dependence of the current and voltage makes it possible to solve complicated structures with only a small number of basis functions making the method quite efficient. The speed and efficiency of the algorithm used for numerical implementation of the method make it particularly attractive and practical for CAD applications to simulate transitions in a wide range of transmission lines. The main limitation of the present approach is the relatively smooth variation of the transmission line parameters ($RLCG$) required (i.e., sharp discontinuity effects cannot be modeled at this stage). Finally, with such an efficient technique, circuit synthesis problems using nonuniform lines for variety of applications are currently undertaken.

3.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, une nouvelle technique pour la simulation d'une ligne de transmission à forme arbitraire a été présentée. De même, la formulation mathématique de la méthode des moments utilisée a été encore présentée et discutée. Un grand nombre des structures planaires a été analysé par la technique développée. Les résultats des simulations ont été vérifiés par les mesures expérimentales et par comparaison aux résultats obtenus par le logiciel MDS. Les effets de l'épaisseur et de la conductivité du ruban conducteur des structures micro-rubans sont encore discutés. L'extension de cette technique pour la simulation des lignes non uniformes en technologies coplanaires est démontrée à travers l'analyse des transitions linéaires, paraboliques et plusieurs d'autres des différentes formes. La dépendance fréquentielle des fonctions de base a donnée à cette technique une efficacité particulière permettant l'analyse des structures complexes avec un nombre réduit de ces fonctions. Cette technique est caractérisée par le temps de calcul réduit et de sa précision dans la simulation des structures de transmission en technologies planaires. Un temps d'analyse sur une station HP 712-80 de 71 secondes a été relevé pour les différentes structures présentées dans ce chapitre. Ce temps d'analyse a été basé sur 100 points fréquents. Cette particularité a été trouvée intéressante pour utiliser la technique développée dans le contexte de CAO des transformateurs d'impédance et de filtrage micro-ondes à lignes de transmission non uniformes arbitraires. De plus, la technique ainsi développée nous a permis d'explorer les performances des nouvelles lignes de transmission non uniformes. L'étude des performances des quelques topologies sera le sujet essentiel du chapitre suivant.

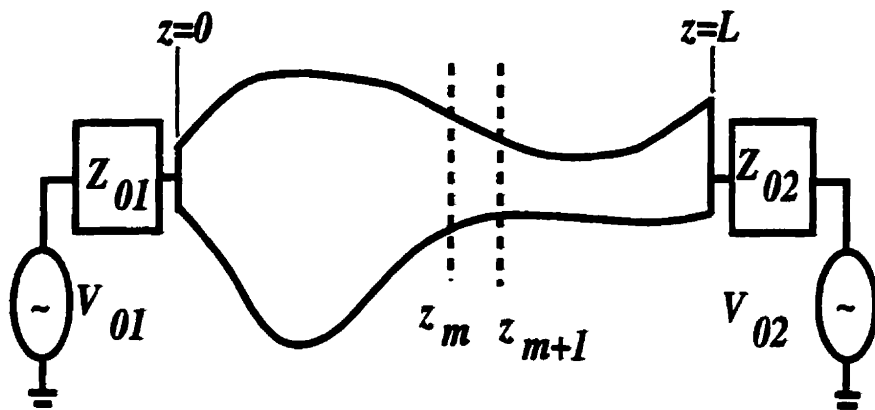


Figure 3.1 Schematic representation of the geometry of a nonuniform line.

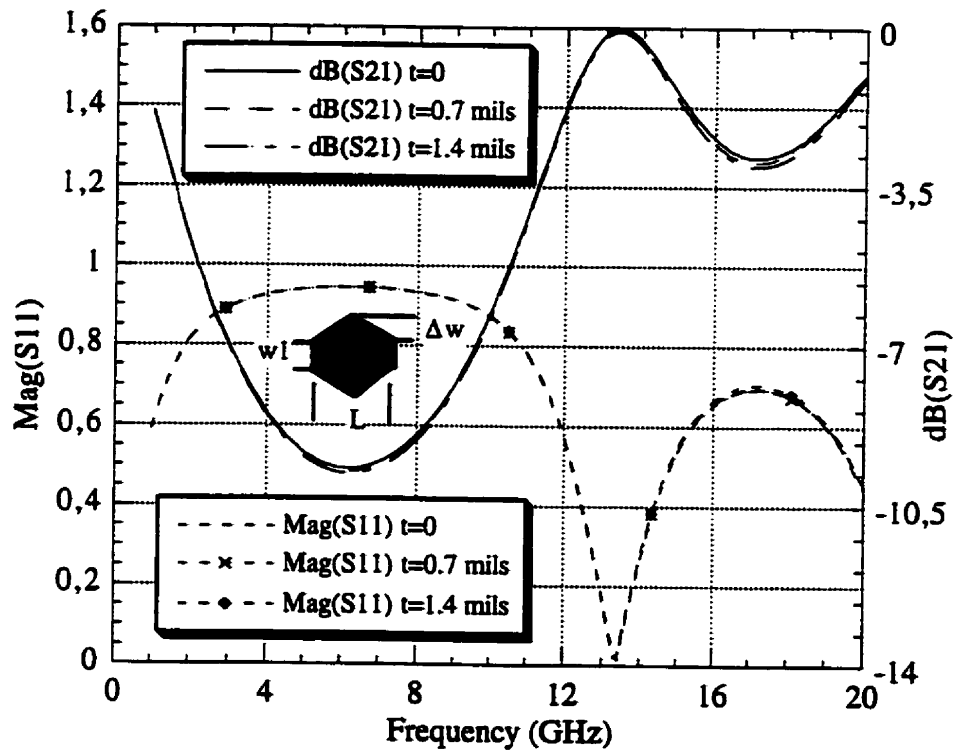


Figure 3.2 Scattering parameters of an end-to-end taper as function of conductor thickness. $w_1 = 0.75$ mm, $\Delta w = 3.5$ mm, $L = 5$ mm, $\epsilon_r = 10$, $h = 0.254$ mm, $\tan \delta = 0.0001$, conductor $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m.

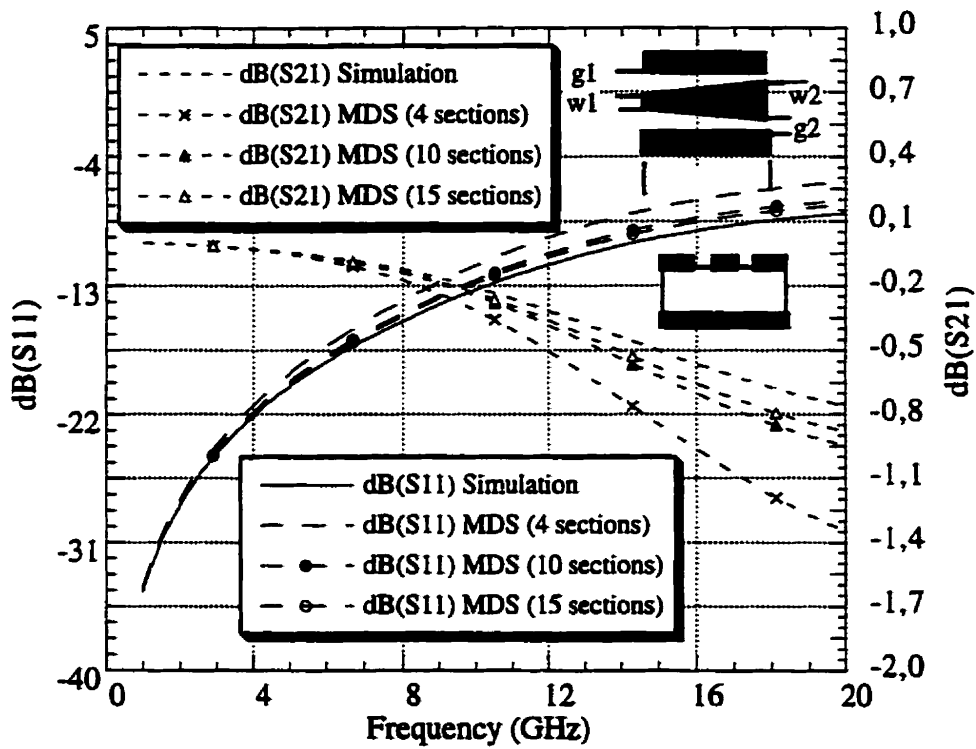


Figure 3.3 Scattering parameters of a linear CPWG taper on a MMIC substrate.
 $w_1 = 0.2 \text{ mm}$, $g_1 = 0.6 \text{ mm}$, $w_2 = 0.8 \text{ mm}$, $g_2 = 0.1 \text{ mm}$, $L = 2 \text{ mm}$, $h = 0.635 \text{ mm}$,
 $\epsilon_r = 12.9$, $Z_1 = 65.43 \Omega$, $Z_2 = 27.48 \Omega$.

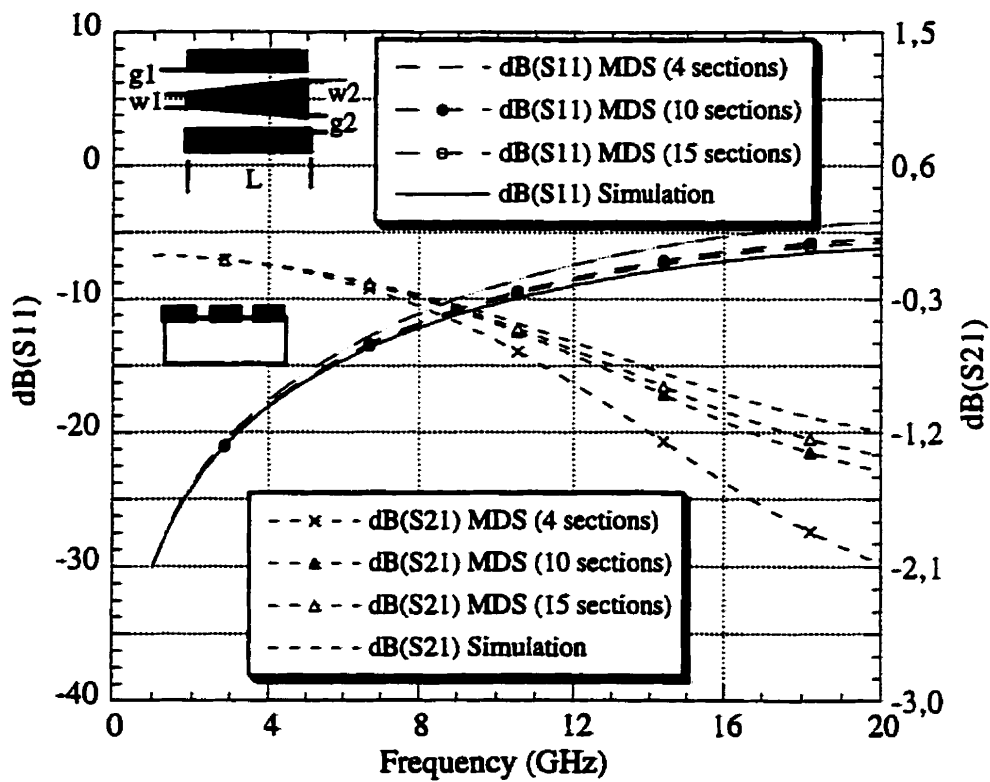


Figure 3.4 Scattering parameters of a linear CPW taper on a MHMIC substrate.
 $w1 = 0.1$ mm, $g1 = 0.6$ mm, $w2 = 0.8$ mm, $g2 = 0.1$ mm, $L = 2.5$ mm, $h = 0.254$ mm,
 $\epsilon_r = 10$, $Z1 = 118.08 \Omega$, $Z2 = 40.27 \Omega$.

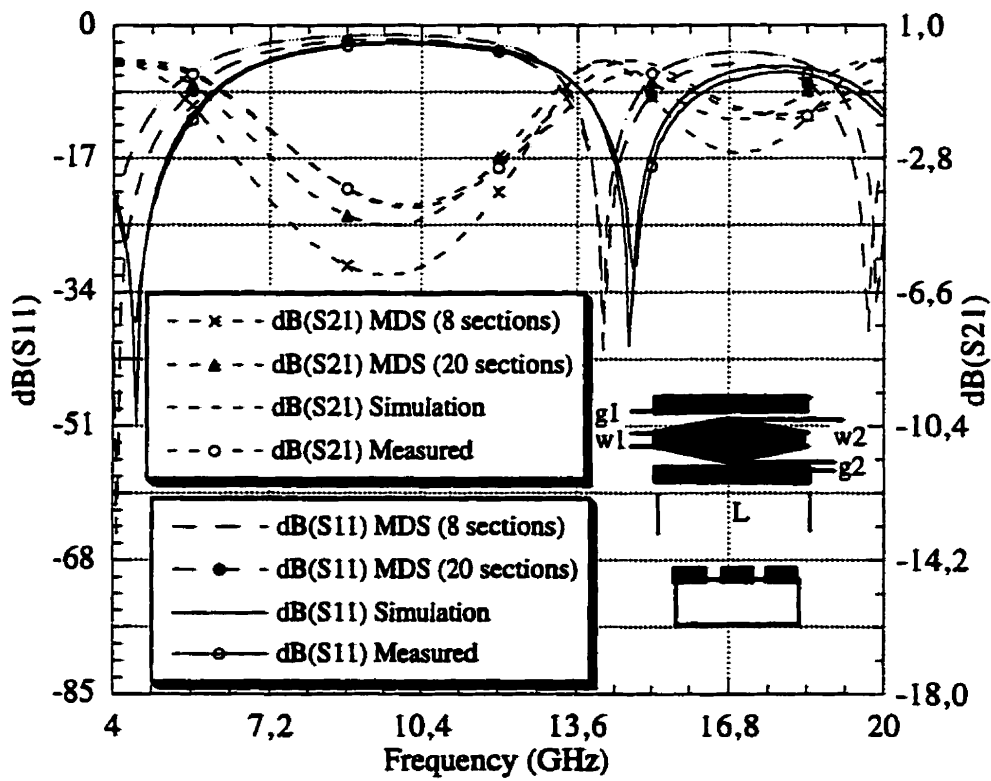


Figure 3.5 Computed and measured scattering parameters of an end-to-end CPW taper.

$w1 = 0.1$ mm, $g1 = 0.6$ mm, $w2 = 0.8$ mm, $g2 = 0.1$ mm, $L = 10$ mm, $h = 0.25$ mm,

$\epsilon_r = 10$.

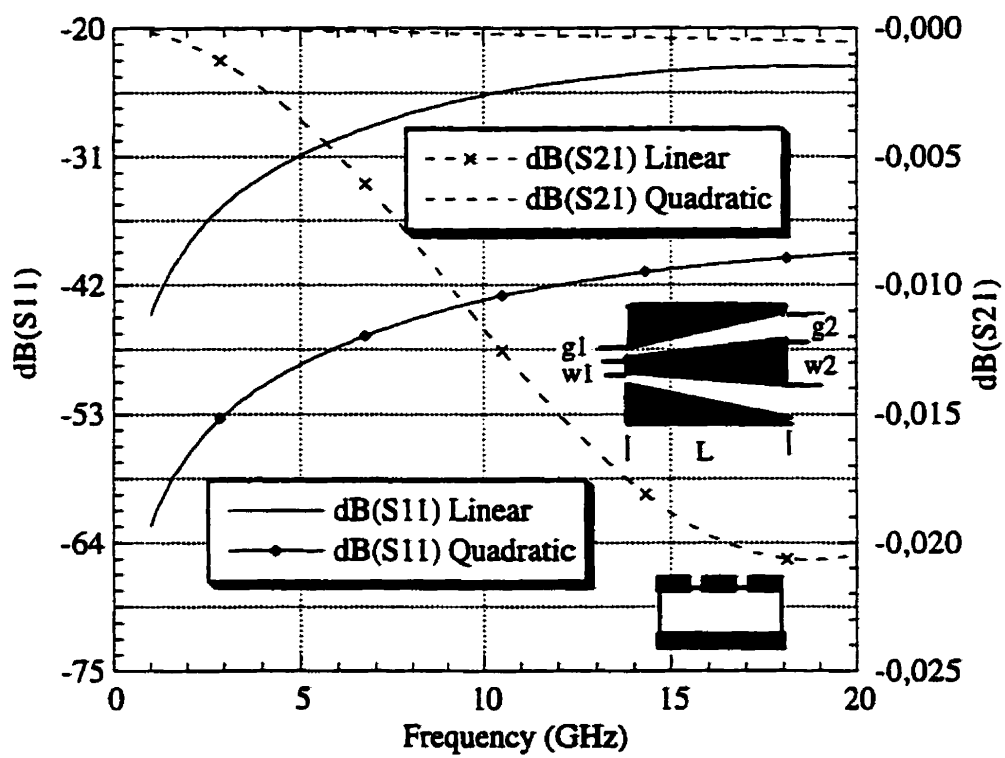


Figure 3.6 Scattering parameters of a matched taper transition in CPWG.

$w1 = 0.138$ mm, $g1 = 0.1$ mm, $w2 = 0.414$ mm, $g2 = 0.6$ mm, $L = 2.0$ mm, $h = 0.635$ mm,
 $\epsilon_r = 12.9$, $Z1 = Z2 = 50 \Omega$.

CHAPITRE IV

ÉTUDE DES PERFORMANCES DES NOUVELLES LIGNES DE TRANSMISSION NON UNIFORMES

4.1 Introduction

Le développement rapide des systèmes de communications exige l'utilisation de nouvelles structures de transmission micro-ondes pour diverses applications. Cette nécessité pour la mise en place d'une variété des structures passives et actives conduit à l'emploi des méthodes d'analyse numérique pour construire des logiciels de CAO. L'importance de CAO est de diminuer les coûts excessifs de fabrication, réduire le temps de production et optimiser l'ensemble des performances de nouvelles structures micro-ondes. D'autre part, pour faire la conception d'un système de transmission complet, des logiciels commerciaux ont été développés. Ces logiciels s'exécutent avec des composants modélisés le plus souvent par des modèles électriques équivalents dont le domaines d'applications sont très limités. Ceci est attribué au fait qu'il y a de nombreux composants passifs micro-ondes dont le comportement n'est pas bien connu. C'est le cas, en particulier, des lignes de transmission non uniformes arbitraires. Afin de pallier à ces problèmes et obtenir les bons modèles pour la simulation avec les logiciels commerciaux, l'étude des performances des nouvelles structures de transmission à formes arbitraires est alors d'une grande importance.

Dans ce chapitre, nous présenterons des nouvelles topologies de lignes de transmission non uniformes. Aussi, nous discuterons également de leur importance dans la conception des circuits d'adaptation d'impédances micro-ondes. De même, les performances et les caractéristiques de ces topologies seront présentées.

4.2 Nouvelles topologies des lignes de transmission non uniformes

La conception des transformateurs d'impédance à lignes non uniformes arbitraires représente un sujet de recherche très intense. D'autre part, l'utilisation d'une technique d'optimisation dans l'approche de conception proposée exige un développement judicieux des composants performants afin de répondre à des applications entièrement nouvelles. Vu la difficulté qu'engendre l'utilisation des topologies conventionnelles dans de nombreuses applications, l'étude des performances des nouvelles structures non uniformes constitue la base essentielle pour une optimisation fructueuse. L'objectif visé de cette étude est de déterminer en priorité les topologies qui ont des caractéristiques permettant d'accélérer le processus de convergence de la technique utilisée. Ensuite, ces topologies seront utilisées dans la conception des modèles variés.

Afin d'atteindre notre but, une étude approfondie portant sur les propriétés caractéristiques des nouvelles lignes non uniformes a été faite dans [65], [66]. L'étude que nous avons proposée consiste à calculer l'impédance d'entrée $Z_{in}(f)$ d'une ligne non uniforme donnée, vue par l'une de ses extrémités quand l'autre est connectée à des charges de différentes impédances. Une telle étude nous a permis de surveiller les traces effectuées par $Z_{in}(f)$ en faisant varier les paramètres physiques de la ligne considérée. Comme dans une application donnée, le nombre des simulations requis dépend largement de la géométrie proposée, le choix des lignes à formes simples représente une grande importance du fait qu'il apporte une diminution considérable du temps de calculs. Dans cette approche, la technique numérique développée dans le chapitre trois était l'outil majeur utilisé pour accomplir cette tâche. L'efficacité de cette technique nous a permis

l'étude de plusieurs structures des différentes formes. Seules quelques structures ont pu données des propriétés intéressantes. Parmi ces structures on cite la ligne sinusoïdale, la ligne sinusoïdale réciproque et la ligne de transmission à forme arbitraire "Arbitrary Nonuniform Transmission Line". Les performances et les domaines d'applications de ces nouvelles topologies seront présentés par la suite.

4.2.1 Section d'une ligne de transmission sinusoïdale

Une représentation schématique d'une ligne sinusoïdale en technologie micro-ruban est montrée sur la figure 4.1. La largeur du ruban conducteur varie avec la position z selon l'équation suivante:

$$w(z) = w_0 \left(1 - m \cos(\pi z / L) \right)^2 \quad (4.1)$$

où w_0 est la largeur moyenne du conducteur, m est l'indice de modulation et L représente la longueur physique de la ligne. La simplicité de cette topologie réside dans le fait que pour une valeur donnée de m , deux paramètres indépendants (w_0 , L) peuvent décrire complètement sa géométrie et par conséquent ses performances électriques. Cette particularité intéressante a apporté une aide précieuse pour déterminer les propriétés avantageuses de cette topologie.

Afin d'obtenir les caractéristiques de cette ligne, nous avons appliqué l'approche proposée sur de nombreuses charges de différentes régions de l'abaque de Smith. Nous avons pu démontrer [65] que cette topologie est capable de transformer les charges des régions I et II (voir figure 4.2) en d'autres charges différentes selon une équation de la forme:

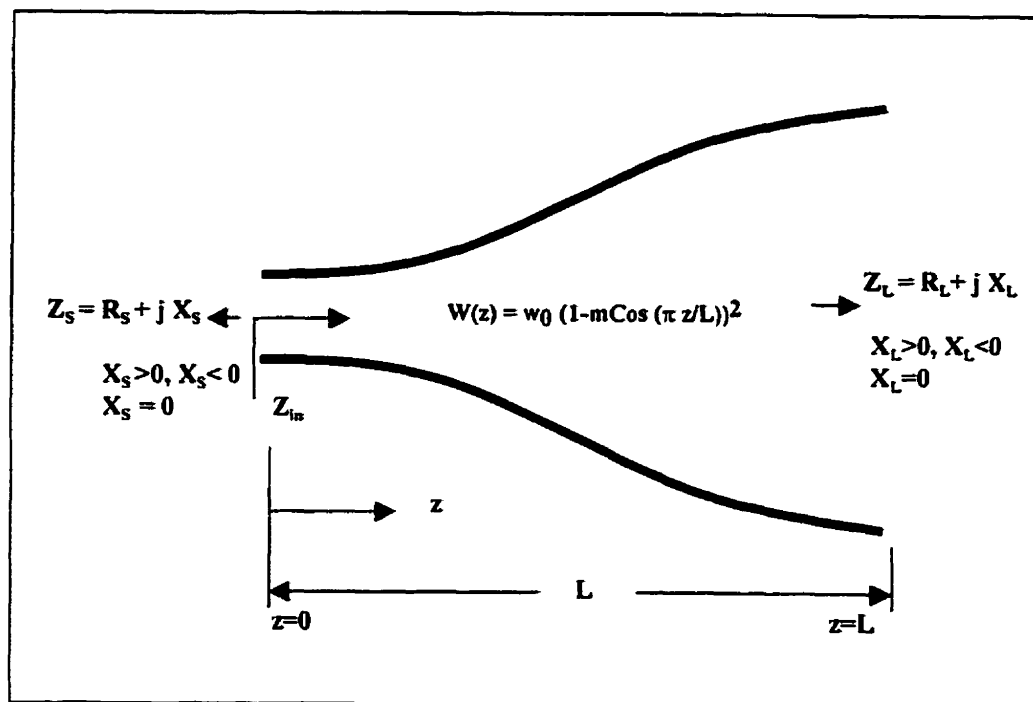


Figure 4.1 Représentation schématique d'une ligne sinusoïdale en technologie micro-ruban.

$$Z_{in}(f) = R_{in} \pm jX_{in} = \frac{R_L}{k_1} \pm j \frac{X_L}{k_2} \quad (4.2)$$

où k_1 et k_2 sont deux nombres réels tels que $k_1 > 1$ et $k_2 \neq 0$. Le domaine d'application de cette topologie comme un transformateur d'impédance est présenté sur la figure 4.2. Notons que la relation (4.2) est tout à fait similaire à celle du transformateur L-C (voir topologie de la figure 2.9 du chapitre deux). De plus, une comparaison avec la ligne parabolique (voir topologie de la figure 2.21), montre que la topologie proposée admet des caractéristiques plus avantageuses. Ceci est justifié par le fait que la topologie parabolique est principalement utilisée pour transformer les impédances séries RC en d'autres impédances de même type. Autrement dit, pour une charge d'impédance $Z_L = R_L + 1/j\omega C_L$, l'impédance d'entrée de la ligne parabolique est donnée par [10] :

$$Z_{in} = \frac{R_L}{k} + \frac{1}{j\omega k C_L} \quad (4.3)$$

où k est un nombre réel plus grand que l'unité. Cette restriction importante limite la validité de la topologie parabolique dans la transformation des impédances RC en 50Ω . Une inductance en série avec la ligne parabolique devient alors nécessaire pour accomplir cette application d'adaptation [9]. Dans les exemples qui suivent, nous allons démontrer la validité de la topologie sinusoïdale pour cette application particulière.

4.2.2 Exemples d'application et validation

L'expression obtenue pour $Z_{in}(f)$ et le domaine d'application de la ligne sinusoïdale ont été validés par de nombreuses simulations. Les résultats publiés dans [65], [66] démontrent les propriétés avantageuses de cette topologie dans l'adaptation de

charges quelconques. Quelques résultats seront présentés dans cette section vu de leur importance dans la validation de l'équation (4.2).

Dans un premier exemple, le tableau 4.1 montre la variation de $Z_{in}(f)$ sur la bande (3.0-5.0GHz) d'une ligne sinusoïdale des paramètres $w_0=0.028$ cm, $L=1.012$ cm, $m=0.24$ en technologie micro-ruban ($\epsilon_r=2.33$, $h=20$ mil). L'impédance de la charge Z_L a été définie à 4.0GHz comme étant une impédance complexe de la forme $200-j100.0 \Omega$. Les paramètres de cette transformation sont calculés à la fréquence centrale de la bande et les valeurs trouvées sont les suivantes: $k_1=4.009$ et $k_2=-738.007$.

Une autre application consiste à étudier les performances d'une topologie sinusoïdale des paramètres $w_0=0.034$ cm, $L=1.402$ cm, $m=0.24$ en technologie micro-ruban ($\epsilon_r=2.33$, $h=20$ mil). Une charge d'impédance Z_L de valeur $200 + j100.0 \Omega$ a été définie à 4.0GHz. Le tableau 4.2 donne la variation de $Z_{in}(f)$ sur la même bande de fréquences. Les valeurs calculées pour k_1 et k_2 sont respectivement 3.987 et 296.559.

Les résultats obtenus montrent aussi les performances atteintes par l'utilisation de la topologie proposée dans l'adaptation de ces charges à 50Ω . Dans le premier exemple, un taux d'onde stationnaire TOS de 1.00353 correspondant à un coefficient de réflexion Γ_{in} de - 55.077 dB a été calculé à la fréquence 4.0GHz. Ces valeurs ont été validées par des mesures expérimentales et par comparaison aux résultats obtenus du logiciel Momentum. Des valeurs similaires ont été obtenus (Momentum: -50.30239 dB, Mesure : - 47.2205 dB). Dans le deuxième exemple, un TOS de 1.00747 correspondant à un coefficient de réflexion - 48.5776 dB a été calculé à la fréquence centrale de la bande. De même, des résultats presque identiques ont été trouvés (Momentum: - 43.99822 dB, Mesure: - 38.51929 dB).

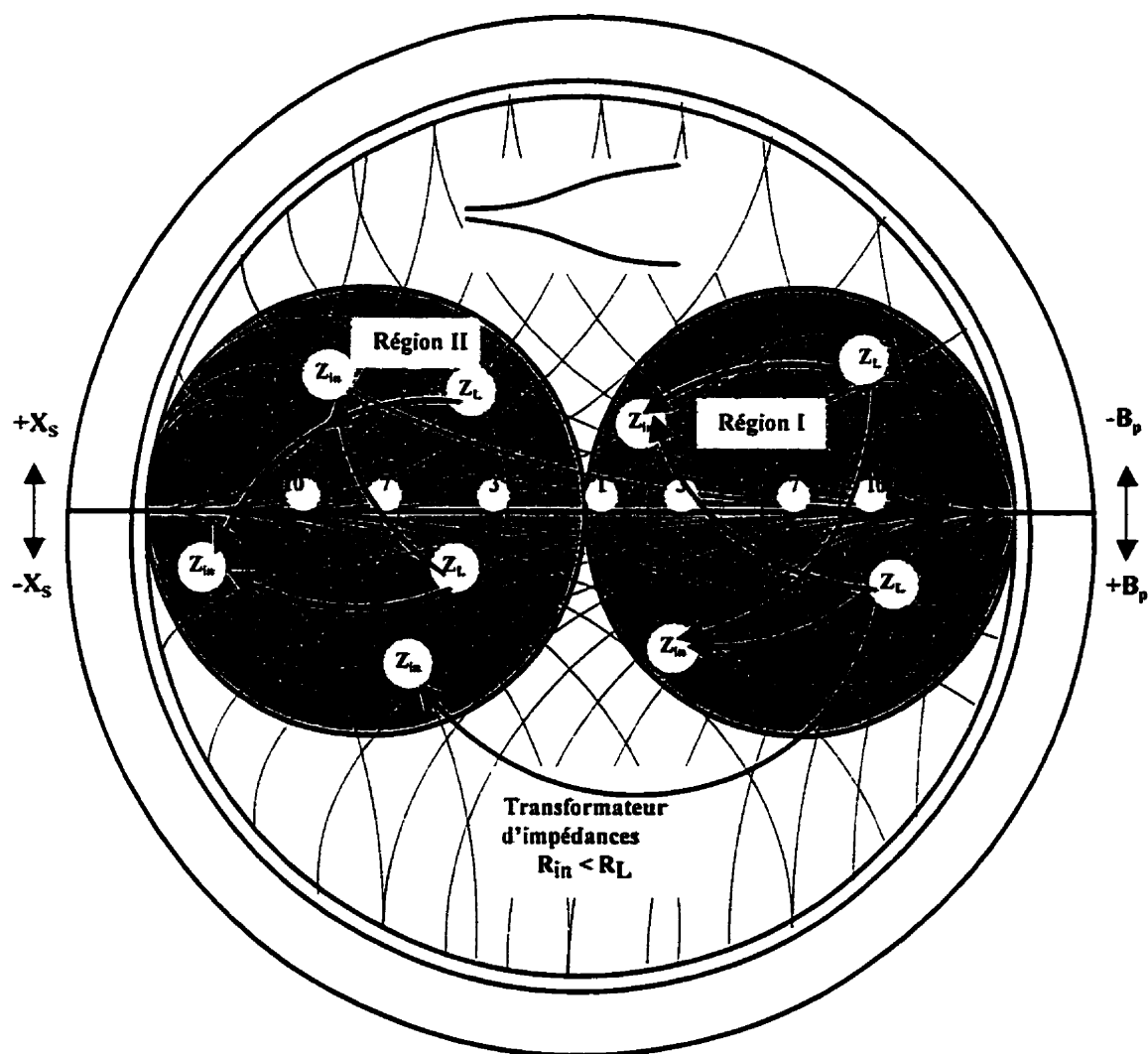


Figure 4.2 Domaine d'application de la ligne sinusoïdale
comme un transformateur d'impédance ($R_L > R_S$).

Tableau 4.1 Caractéristiques d'une ligne sinusoïdale des paramètres
 $w_0=0.028$ cm, $L=1.012$ cm, $m=0.24$.

$Z_L(f = 4.0 \text{ GHz})$ $R_L = 200 \Omega$ $C_L = 0.397 \text{ pF}$	3.0 GHz	3.5 GHz	4.0 GHz	4.5 GHz	5.0 GHz
$R_{in}(\Omega)$ calcule	57.6747	52.7236	49.8875	48.8245	49.4212
$R_{in}(\Omega)$ Momentum	57.6086	52.6648	49.8361	48.7803	49.3847
$R_{in}(\Omega)$ mesure	56.8764	52.1972	50.3320	49.1027	50.1231
$X_{in}(\Omega)$ calcule	-32.2241	-15.9113	0.1355	16.1926	32.5830
$X_{in}(\Omega)$ Momentum	-32.1305	-15.8039	0.2571	16.3301	32.7413
$X_{in}(\Omega)$ mesure	-30.516	-14.232	0.2953	16.789	32.897

Tableau 4.2 Caractéristiques d'une ligne sinusoïdale des paramètres
 $w_0=0.034$ cm, $L=1.402$ cm, $m=0.24$.

$Z_L(f = 4.0 \text{ GHz})$ $R_L = 200 \Omega$ $L_L = 3.97 \text{ nH}$	3.0 GHz	3.5 GHz	4.0 GHz	4.5 GHz	5.0 GHz
$R_{in}(\Omega)$ calcule	65.6060	55.3037	50.1596	48.7960	50.8894
$R_{in}(\Omega)$ Momentum	66.3001	55.8618	50.6265	49.2012	51.2484
$R_{in}(\Omega)$ mesure	66.5123	55.8971	51.1431	49.4659	51.9535
$X_{in}(\Omega)$ calcule	-45.0102	-21.9489	0.3372	22.5525	45.6524
$X_{in}(\Omega)$ Momentum	-45.4748	-22.4054	0.1040	22.1217	45.2094
$X_{in}(\Omega)$ mesure	-48.0031	-21.9712	0.3634	21.0517	49.0804

4.2.3 Section d'une ligne de transmission sinusoïdale réciproque

Bien que la ligne sinusoïdale réciproque représente le schéma inverse de la ligne sinusoïdale, il apparaît sans doute que la présence de cette topologie est essentielle pour concevoir un système de transmission complet [47]. C'est le cas par exemples, du transformateur L-C et son inverse "reversed L-C transformer" [12], la ligne parabolique et sa réciproque "reciprocal parabolic taper" [10]. D'où l'importance de connaître les propriétés caractéristiques de cette nouvelle topologie.

La figure 4.3 représente schématiquement une ligne sinusoïdale réciproque en technologie micro-ruban. La largeur du ruban conducteur varie avec la position z selon l'équation suivante:

$$w(z) = w_0 \left(1 + m \cos(\pi z / L) \right)^2 \quad (4.4)$$

où w_0 est la largeur moyenne du conducteur, m est l'indice de modulation et L représente la longueur physique de la ligne.

Des essais numériques judicieux mettant en oeuvre les performances de la topologie citée, ont été réalisés sur différentes charges réparties sur le plan de l'abaque de Smith [65], [66]. Nous avons pu conclure que cette topologie est capable de transformer les impédances des régions I et II selon l'équation suivante:

$$Z_{in}(f) = R_{in} \pm jX_{in} = \frac{R_L}{k_1} \pm j \frac{X_L}{k_2} \quad (4.5)$$

où k_1 et k_2 sont deux nombres réels tels que $k_1 < 1$ et $k_2 \neq 0$. Le domaine d'application de cette topologie comme un transformateur d'impédance est donnée à la figure 4.4. Il

faut noter que les caractéristiques de cette topologies sont similaires à celles du transformateur inverse L-C (topologie de la figure 2.10). De plus, la topologie proposée admet un domaine d'application plus avantageux que la ligne parabolique réciproque (topologie de la figure 2.22). Ceci est justifier par le fait que la topologie parabolique réciproque peut nous servir dans la transformation des admittances RL en d'autres admittances de même type. Cela signifie que pour une charge d'admittance $Y_L=(1/R_L)+(1/j\omega L_L)$, l'admittance d'entrée est donnée par:

$$Y_m = \frac{1}{kR_L} + \frac{1}{j\omega kL_L} \quad (4.6)$$

où k est un nombre réel plus petit que l'unité. Cette caractéristique limite la validité de la topologie parabolique réciproque dans la transformation des charges d'admittances RL en 50Ω . Une inductance en parallèle avec la ligne parabolique réciproque devient alors nécessaire pour cette application. Dans l'exemple qui suit, nous allons mettre l'accent sur les performances atteintes par l'utilisation de la topologie sinusoïdale réciproque dans cette application.

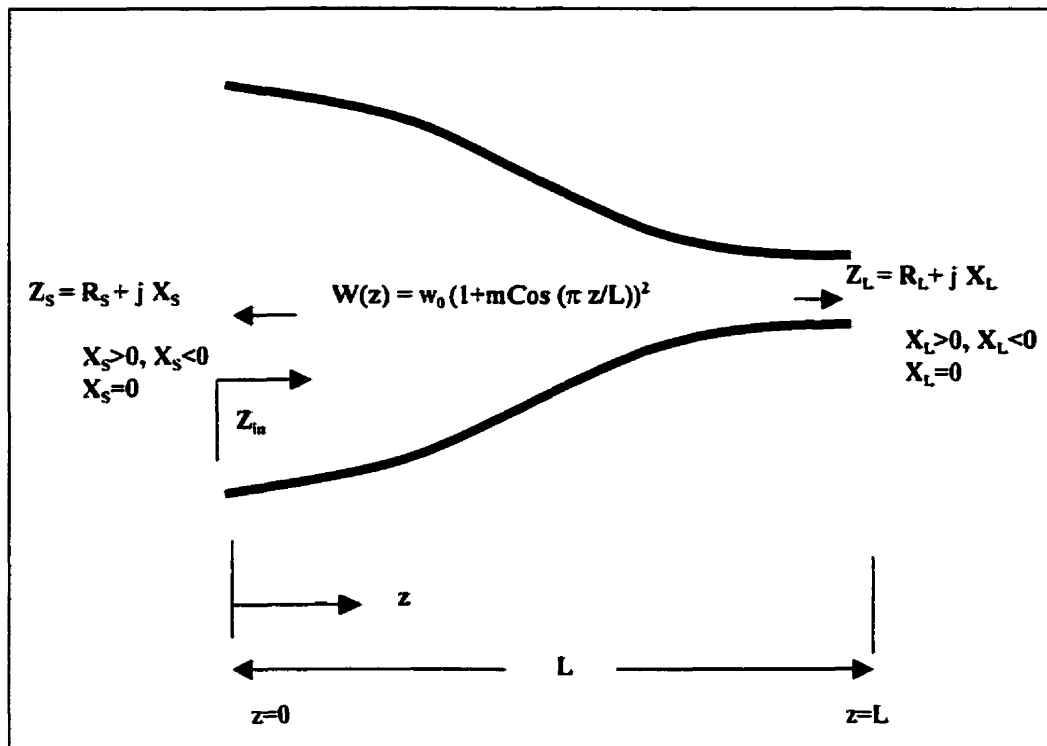


Figure 4.3 Représentation schématique d'une ligne sinusoïdale réciproque en technologie micro-ruban.

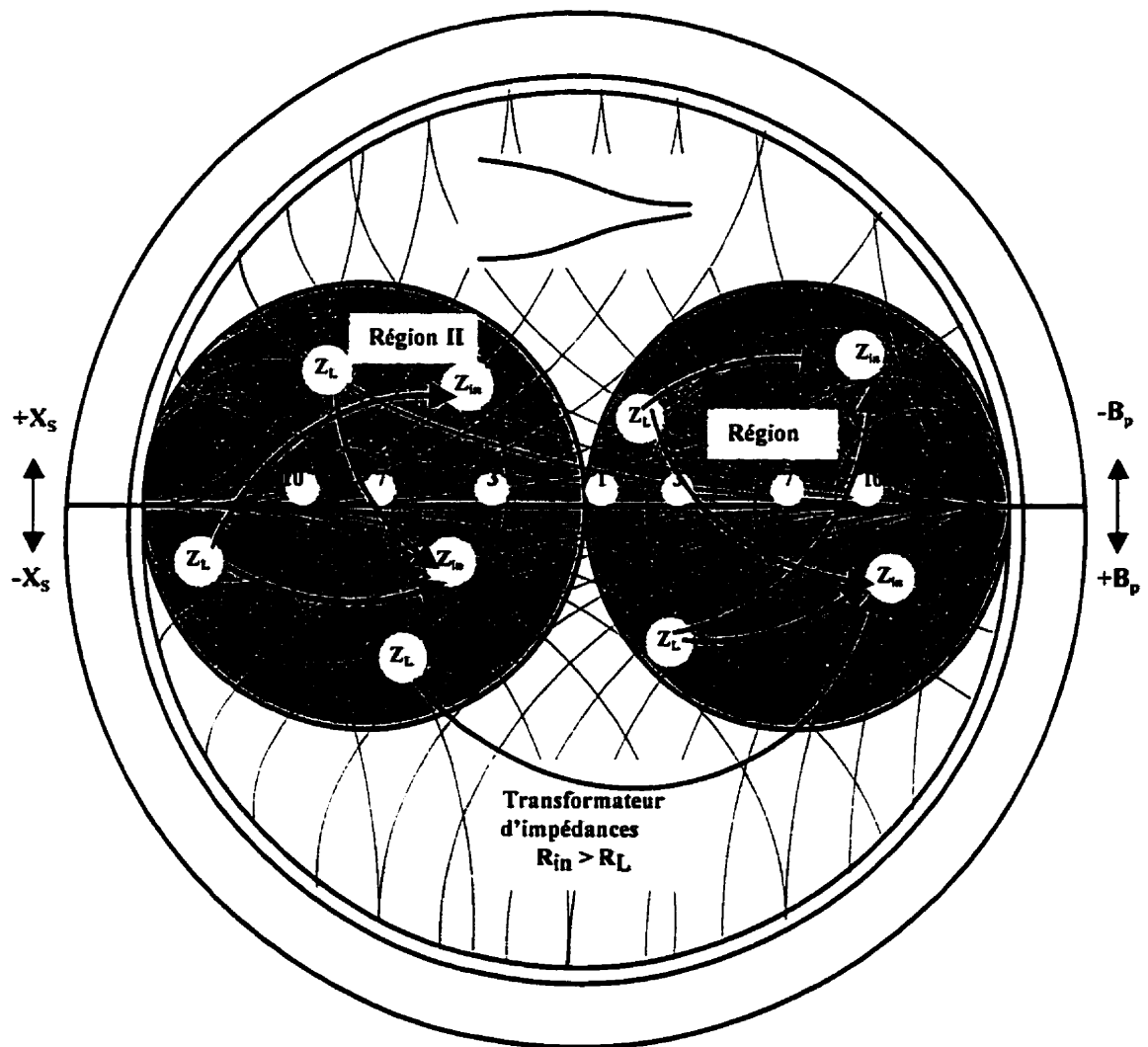


Figure 4.4 Domaine d'application de la ligne sinusoïdale réciproque comme un transformateur d'impédance ($R_L < R_S$).

4.2.4 Exemple numérique

Les propriétés caractéristique de la topologie sinusoïdale réciproque ont été validées par de nombreuses simulations. Parmi les résultats publiés dans [65], le tableau 4.3 donne la variation de l'impédance d'entrée sur la bande (3.0-5.0GHz) de la topologie réciproque des paramètres $w_0=0.27$ cm, $L=1.187$ cm, $m=0.24$ en technologie micro-ruban ($\epsilon_r=2.33$, $h=20$ mil). Pour cette application, une charge d'impédance Z_L de valeur $20-j10 \Omega$ a été définie à 4.0 GHz. Les paramètres de transformation sont calculés et les valeurs trouvées à la fréquence d'intérêt, sont les suivantes : $k_1=0.4009$ et $k_2= 44.2282$. De même, un taux d'onde stationnaire de 1.00508 correspondant à un coefficient de réflexion de -51.9136 dB a été calculé à la fréquence centrale de bande. Ces résultats ont été vérifiés par les mesures expérimentales et par comparaison aux résultats obtenus du logiciel Momentum. Des valeurs similaires ont été observées (Momentum: - 42.3335 dB, Mesure: -39.79048 dB).

À cette étape, les résultats obtenus sont jugés suffisants pour mettre en oeuvre des nouvelles topologies ayant des caractéristiques similaires à celles d'un transformateur d'impédance L-C. Bien qu'il admet les caractéristiques d'un résonateur sur une bande étroite de fréquences, le transformateur L-C est applicable pour adapter des charges d'impédances quelconques. Sa limitation majeure réside dans la difficulté de réaliser correctement ses éléments à des fréquences micro-ondes élevées. Cependant, la mise en place d'un modèle non uniforme pour l'élément L-C, constituerait non seulement une solution efficace au problème technique de la réalisation mais aussi une simplification considérable dans la conception des modèles variés plus performants. Ceci paraît possible du fait que l'élément L-C représente la cellule de base des circuits d'adaptation d'impédance et de filtrage large bande [20]. Par analogie, nous allons utiliser la topologie sinusoïdale dans la conception des modèles arbitraires large bande pour l'adaptation des charges variées.

Tableau 4.3 Caractéristiques d'une ligne sinusoïdale réciproque des paramètres
 $w_0=0.27$ cm, $L=1.187$ cm, $m=0.24$.

$Z_L(f=4.0\text{ GHz})$ $R_L=20\ \Omega$ $L_L=3.97\text{ pF}$	3.0 GHz	3.5 GHz	4.0 GHz	4.5 GHz	5.0 GHz
$R_{in}(\Omega)$ calcule	32.7322	41.8072	49.8856	49.6527	40.1218
$R_{in}(\Omega)$ Momentum	33.1009	42.4265	50.7590	50.4663	40.6064
$R_{in}(\Omega)$ mesure	34.2547	43.4821	49.0353	47.8441	38.7843
$X_{in}(\Omega)$ calcule	11.3872	9.1466	-0.2261	-14.7057	24.8451
$X_{in}(\Omega)$ Momentum	11.7795	9.5073	-0.1310	-15.0414	25.3736
$X_{in}(\Omega)$ mesure	11.0056	8.0561	0.3141	-15.8921	26.0581

4.2.5 Topologies à formes arbitraires

On a vu que les topologies sinusoïdales sont caractérisées par leurs formes géométriques simples. Cette simplicité nous a permis d'obtenir, par un choix simple des paramètres physiques bien spécifiés, les performances désirées. Les exemples traités montrent que l'étude du comportement de ces topologies peut être effectuée éventuellement par une analyse directe utilisant la technique numérique développée. Mais, dans un souci de réduire le temps de production et compte tenu des applications visées, des techniques puissantes d'optimisation sont alors exigées. Avec ces techniques, les topologies sinusoïdales proposées peuvent constituer les modèles de base nécessaires pour obtenir les performances et les réponses désirées. En effet, selon l'application d'adaptation désirée, une topologie sera choisie au départ et l'obtention des performances voulues seront déterminées par optimisation des paramètres physiques w_0 , m et L .

D'autre part, vu que les topologies sinusoïdales ont des caractéristiques intéressantes à bande relativement étroite, la mise en place de nouvelles topologies large bande pour une variété d'applications constitue l'étape critique de l'évolution de la ligne de transmission non uniforme. En effet, notre but a été réalisé grâce à l'utilisation des topologies sinusoïdales dans la conception des différentes topologies à formes arbitraires. Pour ces applications, les caractéristiques obtenues pour les topologies sinusoïdales nous a permis de générer les topologies arbitraires avec un nombre réduit des variables d'optimisation. Ceci a joué un rôle particulier notamment dans la résolution du problème de convergence de la technique d'optimisation utilisée. La méthode de modélisation et l'optimisation des performances de ces nouvelles topologies sont décrites dans le chapitre cinq et ne seront donc pas exposées ici.

4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude approfondie portant sur les propriétés caractéristiques d'une famille ou sous-classe de lignes de transmission non uniformes modulées est présentée. Les domaines d'applications de ces topologies sont encore discutés. Ces topologies ont des caractéristiques intéressantes à bande étroite de fréquences. Par contre, elles sont applicables pour adapter des charges quelconques. De plus, les formes géométriques particulières de ces topologies nous a permis de générer, avec un nombre réduit des paramètres, des nouvelles topologies à formes arbitraires pour les applications large bande. Dans le chapitre qui suit, la méthode de modélisation et les détails de la technique utilisée dans la conception de ces topologies seront présentés. De même, les résultats de conception et les résultats mesurés seront encore comparés et discutés.

CHAPITRE V

SYNTHESIS OF MICROWAVE IMPEDANCE MATCHING CIRCUITS USING ARBITRARY MICROSTRIP AND COPLANAR TRANSMISSION LINES

Article soumis au journal

'IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques'

Ali H. Hamade⁺, Ammar B. Kouki⁺⁺ and Fadhel M. Ghannouchi[~]

+ Department of Electrical and Computer Engineering

École Polytechnique de Montréal

Montréal, Québec, Canada

++ Department of Electrical Engineering

École de Technologies Supérieure

Montréal, Québec, Canada

SOMMAIRE

Nous avons présenté dans le chapitre deux, les différentes topologies des transformateurs d'impédance connues actuellement. La majorité de ces topologies sont conçues à l'aide des sections uniformes de lignes de transmission en cascade. Les dimensions physiques énormes, la perte ohmique considérable et les effets parasites causés par les discontinuités conductrice sont parmi les inconvénients majeurs de ces topologies. Cependant, la mise en place d'un logiciel de conception des lignes de transmission non uniformes arbitraires peut apporter non seulement des solutions à ces problèmes mais aussi de contribuer à l'ensemble des outils de CAO (conception assistée par ordinateur) par un nouvel élément. Cette contribution est, à notre avis, d'un grand secours dans la conception des nouvelles composantes passives à géométries compacte ayant des performances supérieures à celles des topologies classiques.

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle approche de conception des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance à lignes de transmission non uniformes arbitraires. Cette approche est basée sur la technique numérique que nous avons présentée dans le chapitre trois et sur une technique d'optimisation basée sur la méthode du gradient conjuguée (Annexe B). Durant le développement de cette approche, nous avons pris en considération tous les critères et les caractéristiques requis pour avoir un outil de conception complet. Parmi ces critères on cite le temps de calcul, l'espace mémoire et le processus de la convergence. Pour cela, nous avons pu développer une technique puissante de modélisation des lignes à formes arbitraires. Cette technique nous a permis de construire les modèles de base nécessaires pour les différentes applications d'optimisation. La ligne sinusoïdale "Cosine-Modulated Line" a été utilisée comme une cellule de base requise pour générer de nombreuses topologies arbitraires avec un nombre réduit des variables d'optimisation. Ces nouvelles topologies sont caractérisées par leurs dimensions physiques réduites, leur potentialité de supporter des puissances élevées et leur intégration facile avec les technologies planaires M(H)MIC. De plus, elles offrent

l'avantage d'être applicables pour adapter les charges d'impédances quelconques. L'efficacité de l'approche proposée a été démontrée à travers la conception de nombreuses transformateurs d'impédance à forme arbitraires en technologies planaires pour des charges variées. Les performances de ces nouvelles composantes ont été vérifiées par les mesures expérimentales et par comparaison aux résultats obtenus par le logiciel Momentum. Nous avons utilisé ces topologies dans la conception de deux unités amplificatrices pouvant être utilisées dans les systèmes de communications personnels. Les circuits d'adaptation en entrées et en sorties de ces amplificateurs ont été conçus afin d'obtenir un gain quasi-constant sur toute la bande d'opération (1.6-2.1 GHz). La réalisation pratique de ces amplificateurs a été faite dans le laboratoire du projet AMPLI utilisant la technologie HMIC. L'excellent accord entre les résultats de conception et les résultats expérimentales affirme la validité de l'approche proposée pour l'application requise. Nous avons aussi démontré l'intérêt potentiel de la technologie coplanaire où la présence d'un degré de liberté additionnelle a permis de contrôler les dimensions physiques de ces nouvelles topologies.

D'autre part, comparé au temps d'analyse de ces topologies avec le logiciel commercial Momentum, cette approche est caractérisée par un temps de calcul réduit. Ce facteur important apporte une particularité très intéressante dans la conception des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance. L'utilisation de l'approche proposée pour concevoir d'autres composantes passives ayant différentes topologies est rendue possible, car la nouvelle conception évite l'utilisation des éléments standards peu performants. En effet, l'efficacité et la simplicité de la technique de modélisation des lignes non uniformes arbitraires que nous avons développée ont permis de concevoir des nouvelles topologies des filtres micro-ondes du type coupe bande. La conception de ces composants sera le sujet essentiel du chapitre six. Dans cette étude, nous allons proposer une approche de conception des nouvelles topologies planaires de filtrage coupe bande à géométries compacte plus performantes que les topologies conventionnelles.

ABSTRACT

This paper presents a novel procedure for the synthesis of broadband microwave impedance matching circuits using arbitrary nonuniform transmission lines. This procedure is based on an optimization technique coupled with a fast and accurate numerical method for the simulation of arbitrary nonuniform transmission lines. Several impedance matching circuits are synthesized using arbitrary nonuniform transmission lines in both microstrip and coplanar waveguide (CPW) technologies. New nonuniform line shapes that exhibit wide band matching properties are introduced and are applied to the design of two amplification units covering the entire PCS band. The results obtained by the proposed approach are compared to measured data as well as data obtained from a commercial full-wave field simulator.

5.1 Introduction

Impedance matching circuits are key components of most microwave circuits and subsystems. Their design or, preferably, synthesis can present challenges of varying degrees of difficulty and complexity. To date, the most common approaches for impedance matching have been based on conventional techniques [12], [20] that use either lumped elements, such as inductors, capacitors and resistances, or distributed elements, such as stubs or cascaded sections of uniform transmission lines having different characteristic impedances. However, at microwave frequencies, lumped elements become increasingly costly and difficult to realize accurately [19], particularly because of the presence of parasitic effects. This makes their use for matching circuits limited. In the case of shorted or open stubs, although matching can be achieved relatively easily at microwave frequencies, the bandwidth remains limited and undesirable effects, such as radiation may pose problems particularly at high frequencies [3].

Over the past several years, the design of impedance transformers using cascaded short transmission line sections has received considerable attention [15], [28]. However, the effects introduced by the sharp discontinuities associated with the various impedance steps, such as coupling and excitation of higher order modes, have a direct influence on the performance of the circuits in a way that often limits their use at high frequencies and in high-power applications [1], [3]. To overcome these problems, one can resort to nonuniform transmission line sections. Despite the advantages that nonuniform transmission lines offer [5], [7], [56] their use in the design of matching circuits is still limited. The nonuniform transitions reported to date can only match two real impedances [8], [29] or specific and limited complex load and source impedances [10], [31]. These limitations are due to the difficulty in determining suitable nonuniform shapes that have the desirable impedance transformation properties. This in turn is

limited by the ability to develop equivalent circuit models of such shapes and the lack of alternative and efficient simulation tools. All these difficulties are inherent to the nonuniform transmission line problem since it leads to a Riccati-type nonlinear differential equation. In general, an analytic solution to the Riccati-type equation does not exist without approximation [57]. When approximations are made, only special well-known profiles are obtained [13] with limited matching properties [32], [33]. In the absence of rigorous analytical solutions, where such approximations are relaxed, one must resort to numerical techniques.

In previous work [44], [45], we have introduced an efficient technique for the simulation of arbitrary nonuniform transmission lines. In this paper, this simulation technique is combined with an efficient optimization method for the synthesis of impedance matching circuits based on nonuniform lines.

In this paper, one of our previously developed CAD models shows the expected advantageous features and is found suitable for the modeling and synthesis of new compact matching circuits without sharp discontinuities in their physical widths. This CAD technique is based on the combination of an optimization technique and an efficient method of moments (M.O.M.) for the simulation of an arbitrary nonuniform transmission line. The flexibility and the efficient use of this CAD are demonstrated through examples of advanced designs, and results are verified with available measurements and compared to full-wave analysis.

5.2 Approach

The purpose of an impedance matching circuit is to transform a given impedance value, i.e., the load impedance, to another, i.e., the source impedance or its complex conjugate, over a certain frequency bandwidth. The standard practice for achieving such

transformation is to synthesize, usually via optimization, a matching circuit made-up of well-known and easily modeled elements. Clearly, the types of circuit elements used will determine the performance of the matching circuit. Today, most matching circuit designs are based on elements such as stubs, spiral inductors, MIM capacitors, linear or exponential tapered transitions, lumped elements in packaged or chip formats, etc. The use of such elements, while easily accessible through most circuit design tools, comes with limitations due to the electrical characteristics of these elements. To overcome some of these limitations, novel approaches and topologies must be considered. In particular, one may intuitively suspect that lines of arbitrary shapes, i.e., having an arbitrary impedance profile, can have some desirable impedance matching properties. To explore such possibilities and make use of nonuniform lines in matching circuits, we propose the following framework:

Consider the impedance matching problem as depicted in figure 5.1. Simply stated, our goal is to find the physical, or electrical, profile of a nonuniform transmission line that will transform the load impedance, Z_L , into the source impedance Z_s or its complex conjugate Z_s^* . In other words, the desired impedance seen at the input of the nonuniform line terminated by the load impedance, Z_{in}^d , must satisfy $Z_{in}^d = Z_s$ or $Z_{in}^d = Z_s^*$. These conditions can be expressed in equivalent forms in terms of the desired input reflection coefficient Γ_d or voltage standing wave ratio $VSWR_d$. Considering, without loss of generality, the case of complex conjugate matching, it can easily be seen that the condition $Z_{in}^d = Z_s^*$ is equivalent to $\Gamma_d = 0$ and $VSWR_d = 1$ since we have:

$$\Gamma_d = \frac{Z_{in}^d - Z_s^*}{Z_{in}^d + Z_s^*} \quad (5.1)$$

$$VSWR_d = [1 + |\Gamma_d|] / [1 - |\Gamma_d|] \quad (5.2)$$

However, in practice it is possible to achieve ideal matching of complex impedances only at a limited number of single isolated frequencies and not over an entire frequency band [17]. Therefore, the sought nonuniform transmission line will at best minimize the error between the desired and actual VSWR values over the frequency bandwidth of interest. Let $VSWR_c(f, \bar{x})$ be the actual, or calculated, standing wave ratio seen at the input of a given nonuniform line terminated by the load impedance Z_L to be transformed, then we define the error term as follows:

$$Err = \sum_{i=1}^N |VSWR_d(f_i, \bar{x}) - VSWR_c(f_i, \bar{x})|^2 \quad (5.3)$$

where N is the number of frequency points f_i and $\bar{x}$ is a vector of geometric, and possibly the physical, parameters that completely describe the nonuniform line. The synthesis problem thus consists of finding the set of parameters $\bar{x}$ that will minimize the error term Err subject to the appropriate constraints on the line's geometrical and physical characteristics. These constraints depend on the type of transmission line used and the resolution and tolerance of the manufacturing process. Note that the calculation of $VSWR_c(f, \bar{x})$ is carried out using the approach described in [44], [45].

As the minimax responses of the microwave networks, which can lead to equal-ripple optimum responses [58]-[60], it follows from [61]-[62], and from our own numerical experiments, that optimization techniques based on the conjugate gradient method are the most effective for minimizing the particular objective function expressed in (5.3). The Fletcher-Reeves algorithm has been successfully applied to the minimization of this type of objective function in [17] and has yielded equal-ripple optima in the $VSWR(f)$ characteristics of the desired solution. Consequently, a conjugate gradient method based on the Fletcher-Reeves algorithm [61]-[64] has been implemented and used as the

optimization technique for our synthesis procedure. This procedure is summarized in figure 5.2.

5.3 Initial Guess

As in any synthesis problem, the speed and efficiency of the method depend in large part on the initial guess to the solution. In the present case, an initial guess means an initial nonuniform line configuration given by a set of optimizable parameters. For a given matching application, the choice of the initial guess is based on the kind of the load and source impedances to be matched and on the required matching specifications. In the absence of the exact equivalent electric circuits for arbitrary nonuniform lines, the impedance transforming properties of several classes of non-uniform profiles were investigated numerically. The goal of this investigation was to build a database of various non-uniform lines and their corresponding matching properties, i.e., regions on the Smith Chart that they can match. The database thus constructed includes some well-known profiles, such as linear, exponential, quadratic and cosine squared tapers and some new profiles such as single-section and multiple-section sinusoidally modulated lines. Of these, the sinusoidally modulated lines were found to have the most desirable matching properties.

5.3.1 Single Section Cosine Modulated Line

The cosine-modulated line describes the geometrical profile of planar lines, such as microstrip, coplanar or striplines, by an equation of the form:

$$W(z) = w_0 \left(1 \pm m \cdot \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right)^2 \quad (5.4)$$

where $W(z)$ is the width of the line at position z , m ($0 < m < 1$) is the modulation index, w_0 is the main width and L is the length of the line. An initial guess thus consists of specifying the initial values of w_0 , m and L . In [65], the properties of this particular profile were studied by monitoring the input impedance of the line when its other end was loaded with arbitrary load impedances. It was shown that the variation of the input impedance followed a systematic movement on the Smith-Chart, which upon closer examination, was found to be similar to that obtained by an L-C impedance transformer or its reversed form. This result, which holds even at high frequency, is significant in that we have the flexibility of L-C matching without the need for difficult to realize lumped inductances and capacitances. However, like the case of lumped L-C elements, matching with a single section of cosine modulated line displays relatively limited bandwidth performance. This limitation can be overcome by considering properly connected multiple sections of cosine modulated lines with each section being centered at a different frequency.

5.3.2 Multiple Sections of Cosine Modulated Line

When a large bandwidth is desired, a more arbitrary nonuniform line profile is needed. This profile can be constructed out of N sections of cosine modulated lines as follows:

$$W(z) = \begin{cases} w_{01} \left(1 - m_1 \cdot \cos\left(\frac{\pi z}{L_1}\right) \right)^2 & 0 \leq z \leq L_1 \\ w_{02} \left(1 + m_2 \cdot \cos\left(\frac{\pi z}{L_2}\right) \right)^2 & L_1 \leq z \leq L_2 \\ \vdots & \vdots \\ w_{0n} \left(1 - m_n \cdot \cos\left(\frac{\pi z}{L_n}\right) \right)^2 & L_{n-1} \leq z \leq L_n \end{cases} \quad (5.5)$$

or

$$W(z) = \begin{cases} w_{01} \left(1 + m_1 \cdot \cos \left(\frac{\pi z}{L_1} \right) \right)^2 & 0 \leq z \leq L_1 \\ w_{02} \left(1 - m_2 \cdot \cos \left(\frac{\pi z}{L_2} \right) \right)^2 & L_1 \leq z \leq L_2 \\ \vdots \\ w_{0n} \left(1 + m_n \cdot \cos \left(\frac{\pi z}{L_n} \right) \right)^2 & L_{n-1} \leq z \leq L_n \end{cases} \quad (5.6)$$

where L_i are the lengths of the elementary sections. It should be noted that this arbitrary profile is not necessarily periodic since the elementary sections may have different physical parameters. However, these sections must satisfy a continuity condition such that the line width is continuous at $z = L_1, L_2, L_3, \dots, L_n$, which effectively reduces the number of free parameters describing the line. This is important for the optimization process since less variables means faster and more robust convergence. As an example, three sections are taken, then enforcing the continuity at $z = L_1$ and $z = L_2$ yields the following relationship between the parameters of the first, second and the third sections:

$$\begin{cases} w_{01}(1 + m_1)^2 = w_{02}(1 + m_2)^2 \\ w_{02}(1 - m_2)^2 = w_{03}(1 - m_3)^2 \end{cases} \quad (5.7)$$

which is equivalent to:

$$\begin{cases} m_2 = \frac{X_2 - 1}{X_2 + 1} \quad \text{where} \quad X_2 = \sqrt{\frac{w_{01}}{w_{03}}} \left(\frac{1 + m_1}{1 - m_3} \right) \\ w_{02} = w_{01} \left(\frac{1 + m_1}{1 + m_2} \right)^2 \end{cases} \quad (5.8)$$

where the parameters of section 2, w_{02} and m_2 , are functions of the parameters of sections 1 and 3. Similarly, for a five-section line, by using a fixed modulation index for all odd sections, the number of the optimization parameters can be reduced to eight (w_{01} , L_1 , L_2 , w_{03} , L_3 , L_4 , w_{05} , L_5) in accordance with the following general recurrence formula between sections $n-2$, $n-1$, and n :

$$\begin{cases} m_{n-1} = \frac{X_{n-1} - 1}{X_{n-1} + 1} & \text{where } X_{n-1} = \sqrt{\frac{w_{0(n-2)}}{w_{0n}}} \left(\frac{1 + m_{(n-2)}}{1 - m_n} \right) \\ w_{0(n-1)} = w_{0(n-2)} \left(\frac{1 + m_{(n-2)}}{1 + m_{(n-1)}} \right)^2 \end{cases} \quad (5.9)$$

Similar equations can be obtained for the arbitrary profile defined by equation (5.6) by applying similar continuity conditions.

Using this approach, arbitrary profiles with three and five sections have been used for broadband matching applications. The results obtained in the advanced design examples will demonstrate the efficient use of these new structures through broadband matching circuits for practical applications.

5.4 Numerical and Experimental Results

In order to validate the efficiency of the proposed approach several examples are considered and different impedance matching circuits are synthesized in microstrip and coplanar waveguides (CPW) technologies using both the single-section and the multi-sections of the cosine modulated profiles. For practical applications, these new

structures of impedance transformers has been used in the design of wide band flat gain MESFET amplifiers operating at L-band.

5.4.1 Microstrip technology

5.4.1.1 Matching with Single Section Cosine Modulated Line

One of the advantages of the single section cosine-modulated line is its application for matching to $50\ \Omega$ any arbitrary impedance located within the normalized unity impedance and admittance circle of the Z-Y Smith-Chart plane. Table 5.1 shows different complex load impedances to be matched to $50\ \Omega$ and gives the corresponding parameters of the single section cosine-modulated line synthesized to yield matching over the 3.5–4.5 GHz. The cosine-modulated line with minus sign in (5.4) has been associated to the load impedances located at the unity impedance circle while the one with plus sign has been associated to the loads located at the unity admittance circle.

In this design, the optimization process was assumed to have converged when the reflection coefficient minima at the central frequency became less than 0.0025, corresponding to a *VSWR* of about 1.005 at the central frequency of the desired band. Fig. 5.3 and 5.4 show the optimum responses of the microstrip cosine-modulated transformers synthesized for matching loads A and E respectively, and compared to those obtained with HP'S MOMENTUM simulator. Similar responses of the microstrip transformers synthesized for matching the other load impedances to $50\ \Omega$ are obtained and can be found in [65].

5.4.1.2 Matching with Multiple Sections of Cosine Modulated Line

Table 5.2 shows the synthesized dimensions of the three-section of cosine-modulated profiles designed for matching loads A, B, D and E to $50\ \Omega$. Fig. 5.5 shows

the response of the three-section transformer synthesized for matching load A to $50\ \Omega$ over the frequency band 2.6-5.4 GHz. The optimization process was assumed to have converged when all the reflection coefficient minima became less than 0.03 corresponding to a VSWR of about 1.062. For this transformer a maximum VSWR of 1.105 was obtained.

Fig. 5.6 shows the response of the three-section transformer synthesized for matching load B over the 3.1-5.2 GHz frequency band. In this design the optimization process was assumed to have converged when all reflection coefficient minima became less than 0.01 corresponding to a VSWR of about 1.021. For this transformer a maximum VSWR of 1.1010 was obtained over the desired frequency band.

Fig. 5.7 shows the response of the three-section transformer synthesized for matching load E over the 2.5-5.5 GHz frequency band. The optimization process are assumed to be convergent when all the reflection coefficient minima became less than 0.017 corresponding to a VSWR of 1.035. For this transformer a maximum of VSWR of 1.135 was obtained.

Fig. 5.8 shows the response of the five-section transformer synthesized for matching load B over the range 2.3-5.8 GHz. The optimization process are assumed to be convergent when all the reflection coefficient minima became less than 0.019 which corresponding to a VSWR of about 1.04. For this transformer a maximum VSWR of 1.1210 was obtained. The synthesized parameters of this transformer are presented in Table 5.3.

5.4.2 Coplanar technology

5.4.2.1 Performance of the Coplanar Single Section Cosine Modulated Line

As shown in Table 5.1, the length of the synthesized microstrip transformer is related to the location of the load impedance in the Smith-Chart plane, i.e., the longer length is associated with the load impedance located at the upper half and lower half of the unity impedance and admittance circle respectively. Clearly, by width variation alone, only limited control over the physical parameters of the synthesized microstrip transformers can be achieved. Therefore, to improve the performance of these transformers further, one has to consider additional degrees of freedom available in addition to width variation. In microstrip technology for example, the remaining degree of freedom is the dielectric height profile. Because of the complications that can be introduced from manufacturing point of view, the use of coplanar technology becomes more efficient since two planar parameters ($W(z)$, $g(z)$) are sufficient to control the circuit dimensions.

Table 5.4 shows the coplanar cosine-modulated transformers synthesized for matching the same different loads to $50\ \Omega$. Transformers for matching loads A, B and C are synthesized to have the same physical lengths. This behavior cannot be achieved using the other techniques [10], where the physical length of the quadratic transmission line is related to the location of the load impedance in the Smith-Chart plane and to the velocity of propagation.. The only limitation in having same length for all the synthesized transformers is mainly related to the minimum values of the (w , g) that can be realized in a given accuracy of fabrication process. In this design, The optimization process was assumed to have converged when the reflection coefficient minima at the central

frequency became less than 0.0025, corresponding to a $VSWR$ of about 1.005 at the central frequency of the desired band. Fig. 5.9 shows the optimum responses of the coplanar cosine-modulated transformers synthesized for matching the loads C and D respectively.

5.4.2.2 Applications for Matching Constant Impedances

Applying the same approach, we can also match two real constant impedances over a prescribed frequency band. As an example, two arbitrary profiles have been designed for matching 100 and 200 to $50\ \Omega$ by using respectively three-section and five section of cosine-modulated line. The arbitrary three-section transformer was synthesized to yield matching over the 3.0-5.0 Ghz frequency band. A minimum $VSWR$ of 1.02 and a maximum $VSWR$ of 1.082 are obtained over the specified frequency band. The arbitrary five-sections transformers was synthesized to yield matching over the 2.41-5.81 Ghz band. A minimum $VSWR$ of 1.0234 and a maximum $VSWR$ of 1.121 was obtained. The response of the synthesized transformers and their shapes are shown in the Fig. 5.10.

5.4.3 Application to CAD of wide band flat gain MESFET amplifiers

These new topologies of impedance transformers find immediate applications in the design of two flat gain amplifiers. In this design, the MESFET transistor NEC 760 was used to implement impedance matching with the single-section and the three-section of cosine-modulated transformers over the 1.6-2.1 Ghz frequency band. The input/output frequency-dependent impedance of this transistor to be matched to $50\ \Omega$ are given in Table 5.5. Design has been made using microstrip technology ($\epsilon_r=2.33$ and $h=20\text{mil}$). The synthesized parameters of the single-section and the three-section of

cosine-modulated transformers are given respectively in the Table 5.6 and 5.7. The response of the amplifier that uses the single-section as input/output impedance transformers is presented in Fig. 5.11 while the response of the amplifier that uses the three-section transformers is presented in Fig. 5.12. Both amplifiers are shown respectively in Fig. 5.13 and Fig. 5.14. Excellent agreement between measured and synthesized responses of the amplifiers cells are obtained. Quasi-constant gain has been obtained in both cases. Finally, it is important to mention here that this behavior cannot be achieved using single frequency stub tuning or any lumped resonant matching circuit.

5.5 Conclusion

An efficient approach has been presented for the computer-aided design of impedance transformers for which minimax response optima have been attained. In this paper the proposed technique has been tested through various practical design examples and its accuracy was proven by comparison to measured data as well as to those obtained by a commercial simulator using full wave analysis. It was shown that, optimal matching circuit size can be achieved using single-section of the coplanar cosine-modulated line while a significant improvement in the matching bandwidth can be achieved using arbitrary nonuniform transmission lines in both microstrip and coplanar technologies. The developed approach should also find application to a wide range of microwave network design problems, particularly where quasi-constant group delay function shape is required. This approach is also being used in the design of multi-harmonic matching circuits suitable for power amplifiers operating in class F.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle approche pour la conception des transformateurs d'impédance utilisant les lignes de transmission à formes arbitraires. L'efficacité de l'approche proposée a été démontrée à travers la conception de plusieurs nouvelles topologies de transformateurs d'impédance. Dans cette approche, la ligne sinusoïdale "cosine-modulated line" a été utilisée comme un modèle de base pour différentes applications. Nous avons démontré la potentialité d'utiliser les lignes de transmission arbitraires dans une variété d'applications large bande. Nous avons aussi utilisé ces nouvelles topologies dans la réalisation des dispositifs micro-ondes. Les résultats de conception obtenus ont été vérifiés par comparaison aux résultats expérimentales et aux résultats de simulations obtenus par le logiciel Momentum. Les temps de synthèse des différentes topologies présentées dans ce chapitre ont été obtenus utilisant une station HP 712-80. Un temps total de 35 secondes a été relevé pour les structures à base d'une seule cellule sinusoïdale tandis que 11 et 17 minutes ont été relevés pour les structures arbitraires à base trois et cinq cellules sinusoïdale, respectivement. Ces temps de synthèse ont été comparés aux temps d'analyses effectuées utilisant le simulateur Momentum. Les temps 8, 31 et 43 minutes ont été relevés pour les structures à base une, trois et cinq cellules sinusoïdale, respectivement. Ces temps d'analyses obtenus sont basés sur 20 points fréquentiels. Cette approche proposée pour la conception des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance peut être facilement appliquée pour concevoir d'autres structures passives. Parmi ces structures on cite les filtres, les transformateurs d'impédance multi-harmoniques, et les structures passives à délai du groupe constant sur une bande de fréquences.

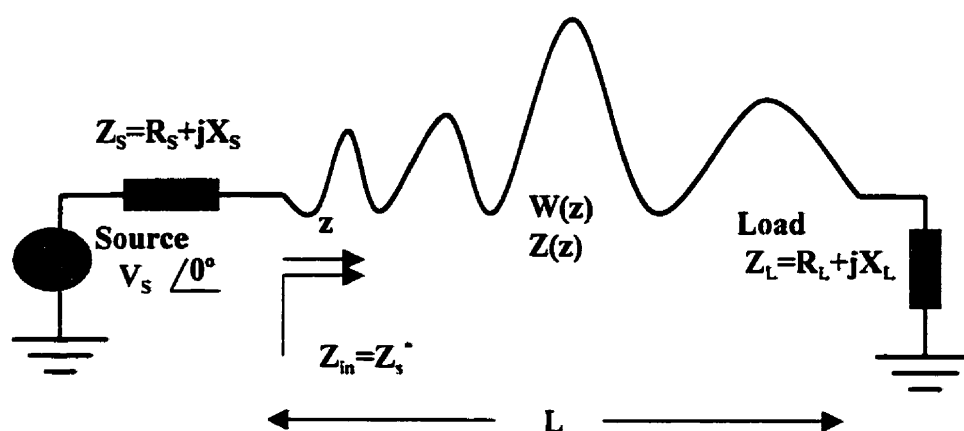


Figure 5.1 Arbitrary nonuniform transmission line as impedance transformer.

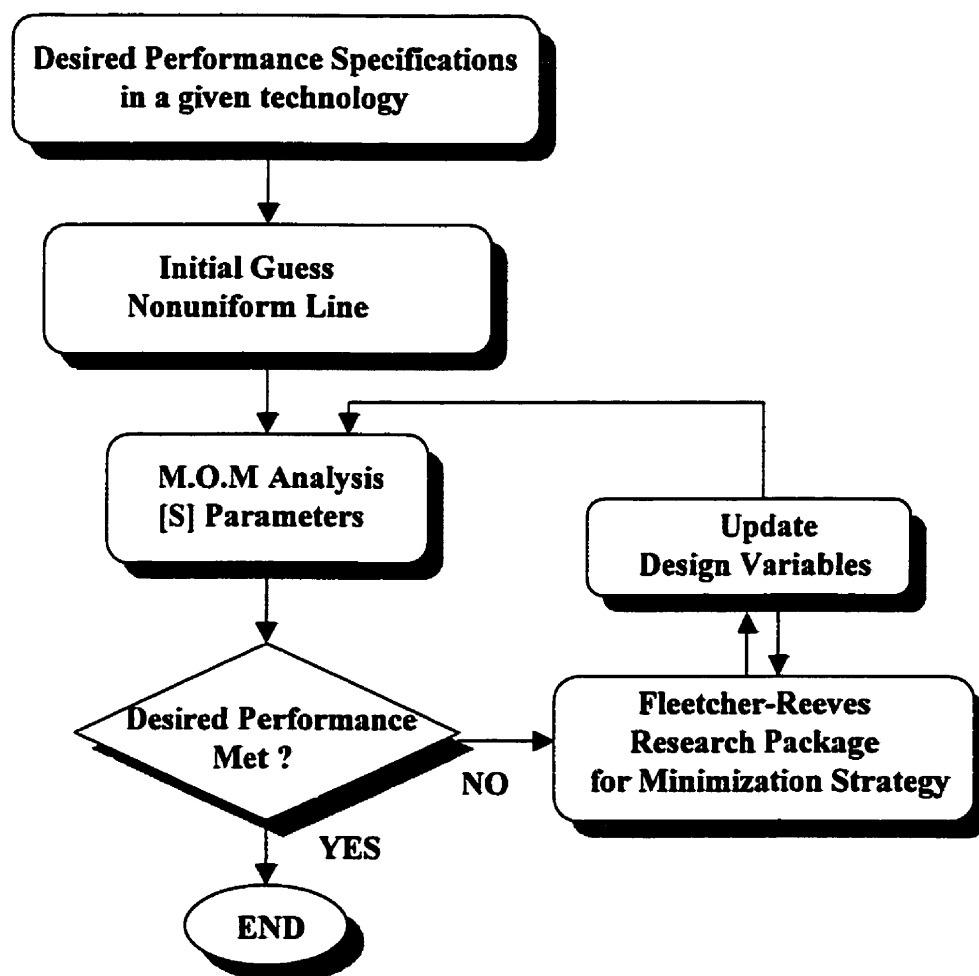


Figure 5.2 Flowchart of the proposed synthesis approach.

Table 5.1 Synthesized parameters of the cosine-modulated lines designed for matching different complex loads to 50 Ω .

Freq = 4.0 Ghz, $Z_s = 50 \Omega$ $Z_L(f)$	Initial Gues Microstrip ($\epsilon_r=2.33$, $h = 20$ mil)	$w_0(\text{cm})$		$L(\text{cm})$	
		Start	Finish	Start	Finish
$Z_A :$ (90 Ω , 2pF)	$W(z) = w_0 \left[1 - m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2$ $m = 0.2405$	0.02	0.081562	0.9	0.806647
$Z_B :$ (160 Ω , 1.5 pF)		0.02	0.050891	0.9	1.047321
$Z_C :$ (200 Ω , 0.397pF)		0.02	0.028826	0.9	1.012733
$Z_D :$ (200 Ω , 0.397nH)		0.02	0.034352	0.9	1.402088
$Z_E :$ (20 Ω , 0.397nH)	$W(z) = w_0 \left[1 + m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2$ $m = 0.2405$	0.6	0.359198	1.0	0.652893
$Z_F :$ (20 Ω , 0.397pF)		0.6	0.270158	1.0	1.187856

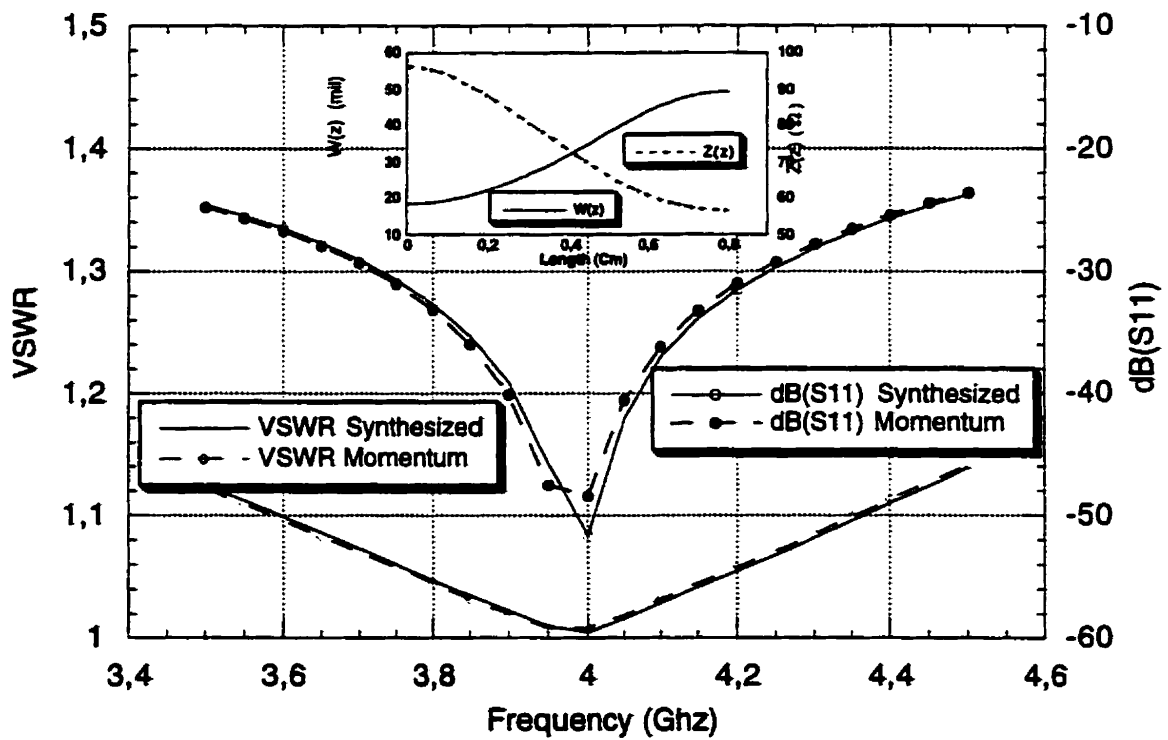


Figure 5.3 VSWR and return loss of the microstrip cosine-modulated line synthesized for matching load A to 50Ω . Synthesized profiles are shown in the inset.

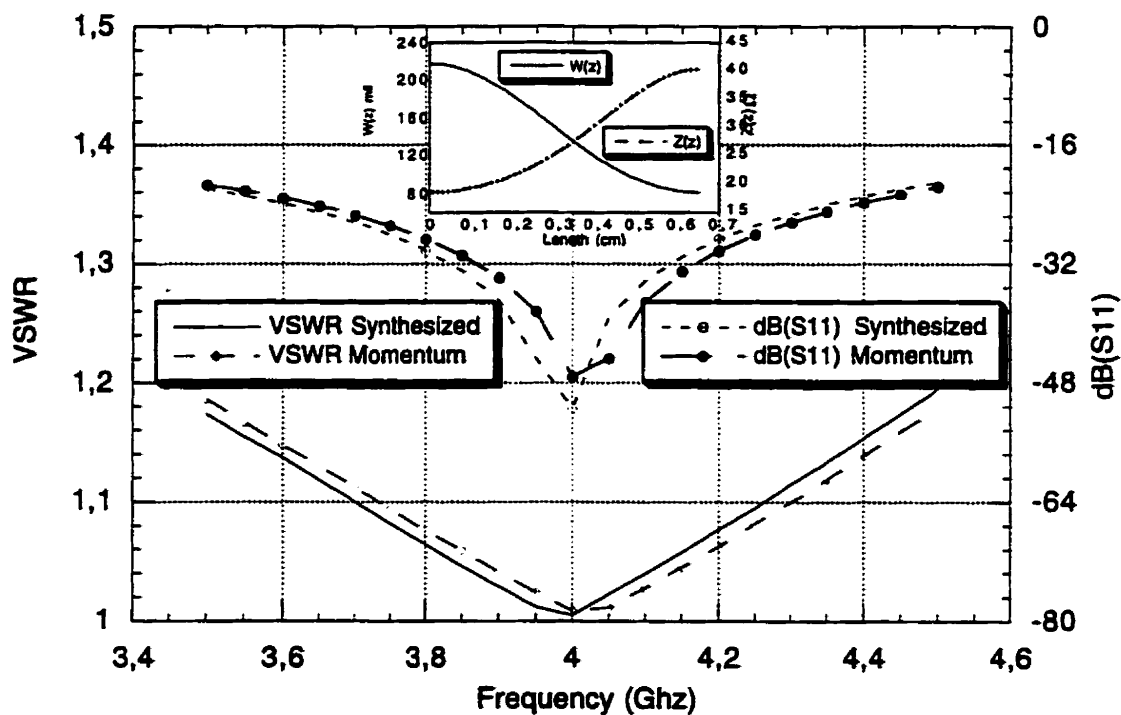


Figure 5.4 VSWR and return loss of the microstrip cosine-modulated line synthesized for matching load E to 50 Ω . Synthesized profiles are shown in the inset.

Table 5.2 Dimensions in centimeters of the synthesized microstrip three-section of cosine-modulated line.

Description	K	m_k		$w_{ok}(cm)$		$L_k(cm)$	
		Start	Finish	Start	Finish	Start	Finish
Load A : Arbitrary three Sections	1	0.24	0.24	0.0898	0.0997773	0.62	0.7219298
	2	0.24	0.364341	0.0898	0.0826961	0.62	0.4920298
	3	0.24	0.24	0.0898	0.0579777	0.52	0.4813859
Load B : Arbitrary three Sections	1	0.24	0.24	0.0665	0.0866567	0.62	0.7205451
	2	0.24	0.457989	0.0665	0.0627537	0.62	0.6505543
	3	0.24	0.24	0.0665	0.0319777	0.53	0.7300859
Load D : Arbitrary three Sections	1	0.241	0.241	0.0611	0.0753296	0.69	0.7532963
	2	0.241	0.580019	0.0611	0.0395502	0.69	0.7332963
	3	0.241	0.241	0.0611	0.0121097	0.99	1.3029630
Load E : Arbitrary three Sections	1	0.2407	0.2407	0.3200	0.2259387	0.65	0.7191655
	2	0.2407	0.398315	0.3200	0.3597509	0.65	0.4164847
	3	0.2407	0.2407	0.3200	0.4569103	0.55	0.3493137

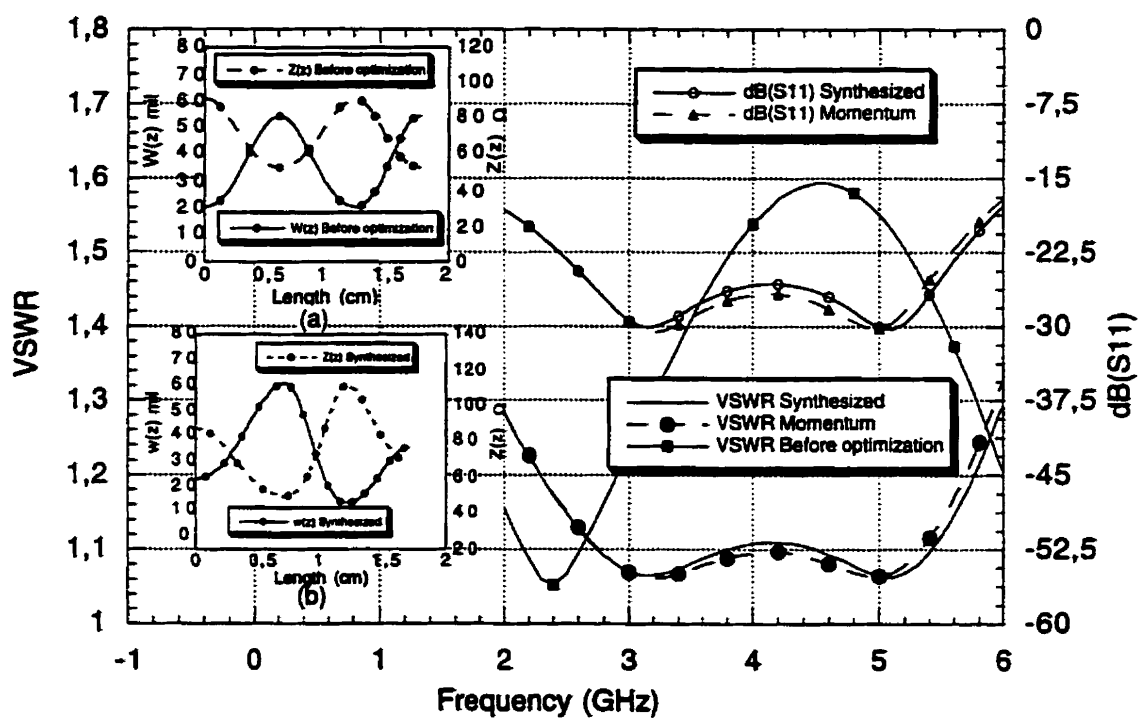


Figure 5.5 Responses of the microstrip three-section transformer synthesized for matching load A to 50Ω . Initial guess and synthesized profiles are shown in the inset.

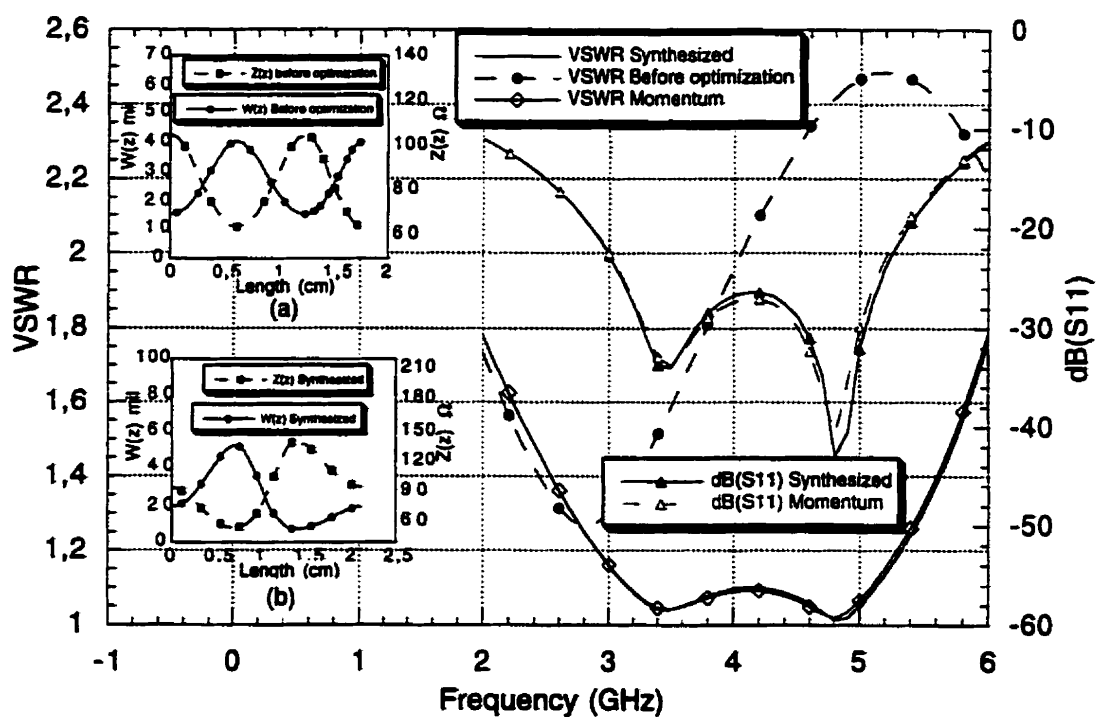


Figure 5.6 Responses of the microstrip three-section transformer synthesized for matching load B to $50\ \Omega$. Initial guess and synthesized profiles are shown in the inset.

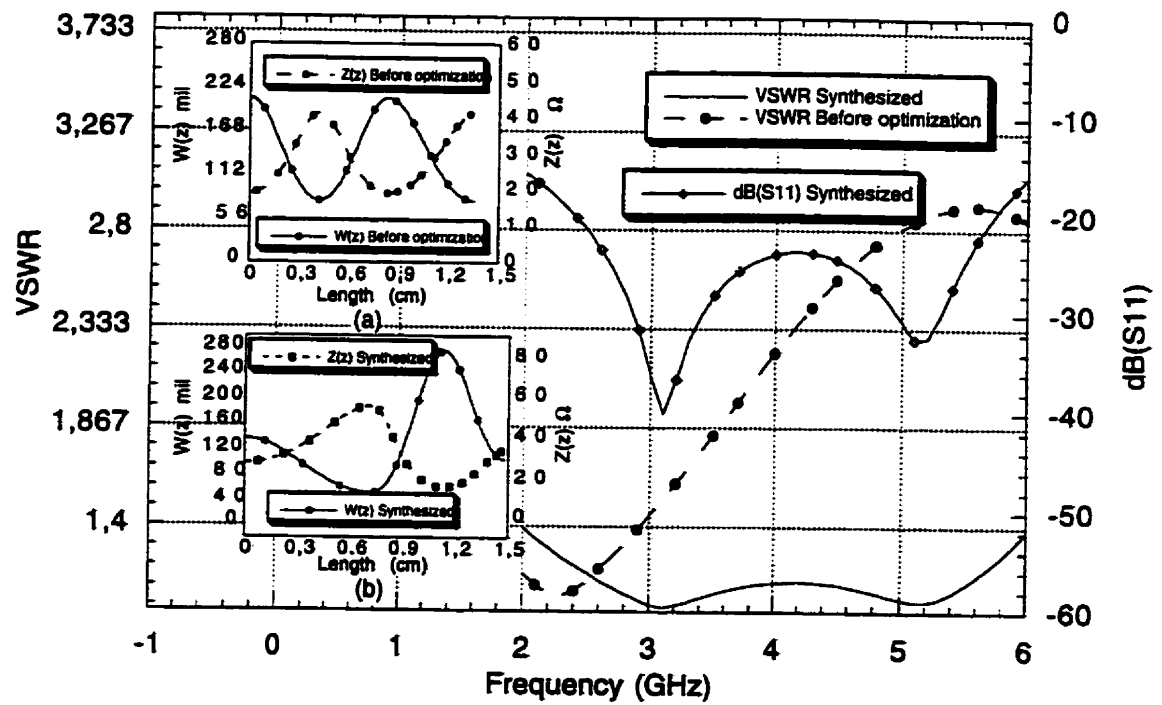


Figure 5.7 Responses of the microstrip three-section transformer synthesized for matching load E to 50 Ω. Initial guess and synthesized profiles are shown in the inset.

Table 5.3 Dimensions in centimeters of the five-section transformer synthesized for matching load B over (2-6 GHz) frequency band.

Description	K	m_k		$w_{ok}(cm)$		$L_k(cm)$	
		Start	Finish	Start	Finish	Start	Finish
Load B : Arbitrary five sections	1	0.240	0.240	0.08997	0.096614	0.6219	0.699552
	2	0.240	0.380388	0.08997	0.078086	0.6219	0.620545
	3	0.240	0.240	0.08997	0.051977	0.6219	0.567085
	4	0.240	0.447919	0.08997	0.038165	0.6219	0.693551
	5	0.240	0.240	0.08997	0.020197	0.5200	0.660085

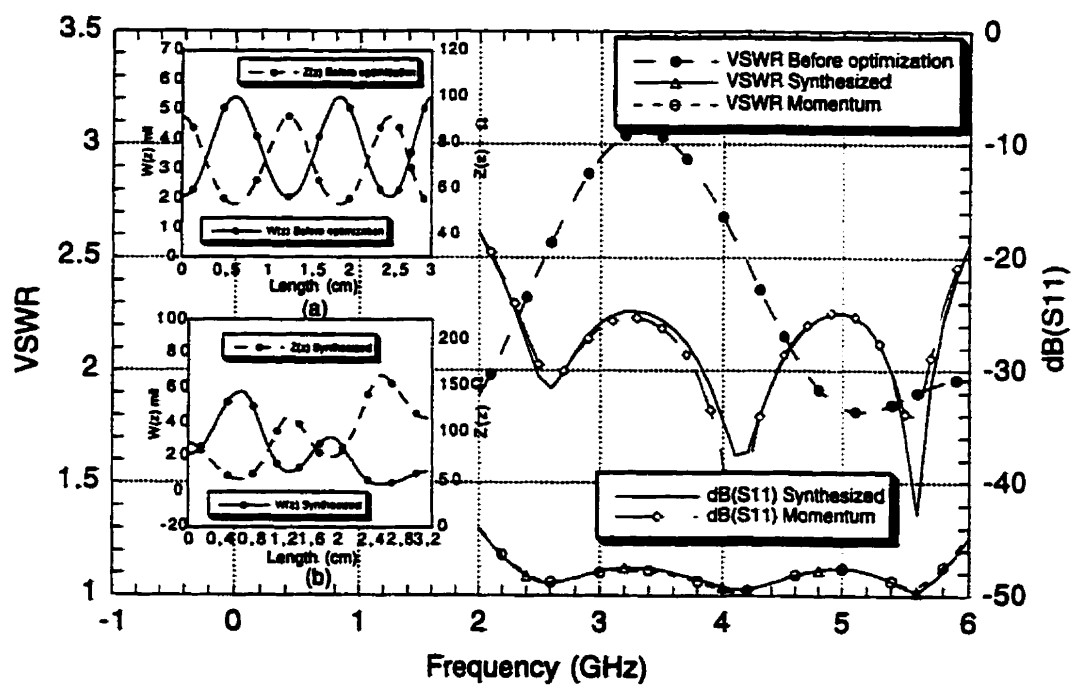


Figure 5.8 Responses of the microstrip five-section transformer synthesized for matching load B to $50\ \Omega$. Initial guess and synthesized profiles are shown in the inset.

Table 5.4 Synthesized parameters of the coplanar cosine-modulated line designed for matching different complex loads to 50Ω .

Freq = 4.0 Ghz, $Z_s = 50 \Omega$ $Z_L(f)$	Initial Guess Coplanar ($\epsilon_r=10$, $h = 10$ mil)	$w_0(\text{cm})$	$L(\text{cm})$	$g(\text{cm})$
$Z_A :$ (90 Ω , 2pF)	$\begin{cases} W(z) = w_0 \left[1 - m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2 \\ g(z) = g_0 \\ m = 0.4653 \end{cases}$	0.0651514	0.6321423	0.0422315
$Z_B :$ (160 Ω , 1.5 pF)		0.0062388	0.6321423	0.0208412
$Z_C :$ (200 Ω , 0.397pF)		0.0053655	0.6321423	0.0415158
$Z_D :$ (200 Ω , 0.397nH)		0.0030246	0.8281788	0.0219165
$Z_E :$ (20 Ω , 0.397nH)	$\begin{cases} W(z) = w_0 \left[1 + m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2 \\ g(z) = g_0 \\ m = 0.4653 \end{cases}$	0.6437119	0.6636721	0.0075214
$Z_F :$ (20 Ω , 0.397pF)		0.021501	0.94719372	0.0015453

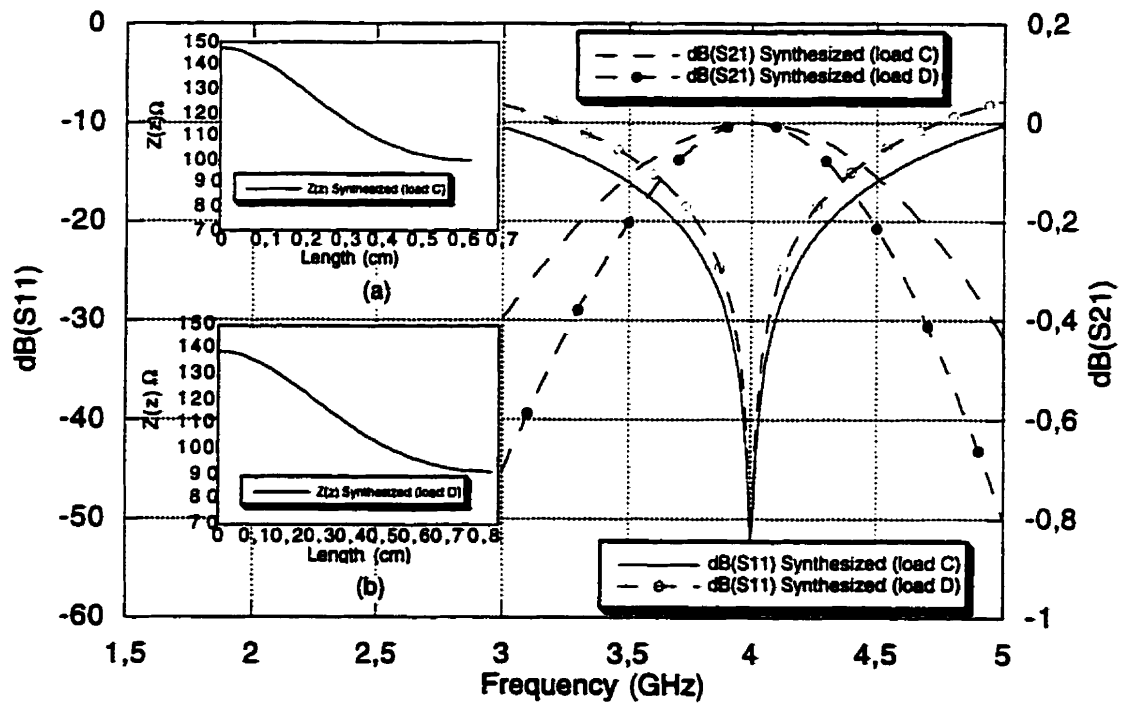


Figure 5.9 Responses of the coplanar cosine-modulated transformers synthesized for matching loads C and D to 50 Ω . Synthesized profiles are shown in the inset.

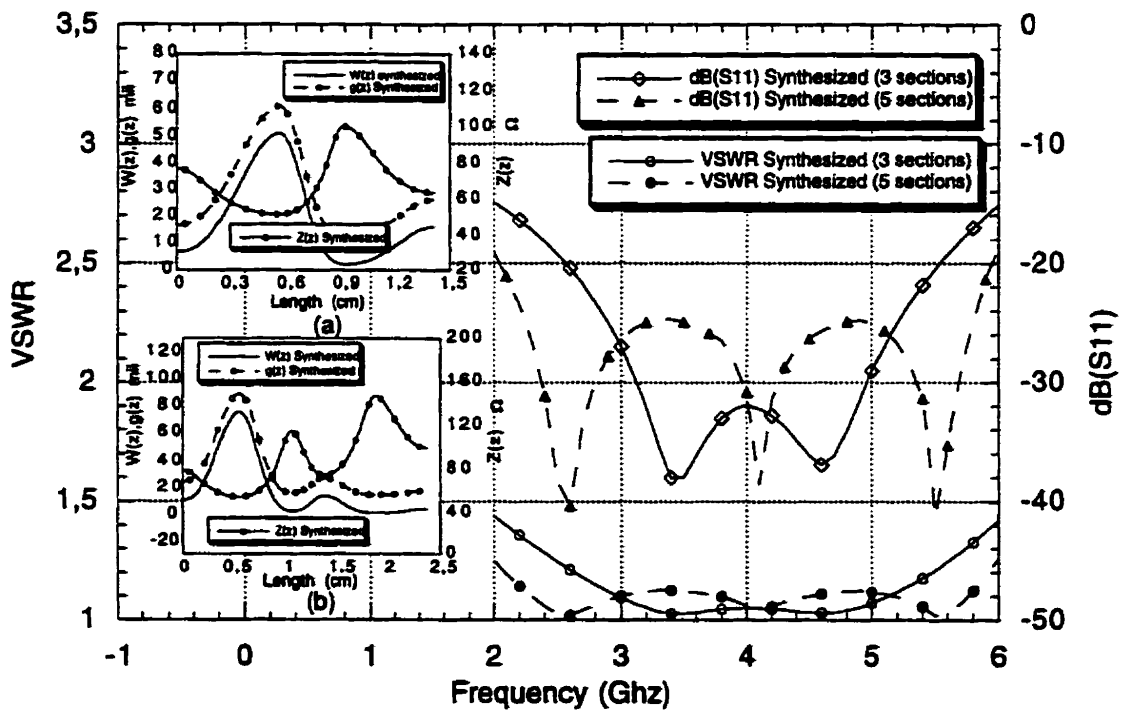


Figure 5.10 Responses of the coplanar arbitrary 3 and 5-section profiles designed for matching respectively 100 and 200 to $50\ \Omega$. Initial guess and synthesized profiles are shown in the inset.

Table 5.5 Input/output dependent-frequency impedance to be matched to 50 Ω over (1.6-2.1 Ghz) frequency band.

Frequency (Ghz)	1.6	1.7	1.8	1.9	2.0	2.1
$Z_{in} = R_{in} + j X_{in}$	120.456 +j(-5.035)	112.7156 +j(-21.123)	104.9401 +j(-36.836)	92.9350 +j(-47.7471)	79.985 +j(-53.14)	68.515 +j(-54.32)
$Z_{out} = R_{out} + j X_{out}$	153.015 +j(-99.96)	142.010 +j(-98.371)	115.795 +j(-102.38)	94.641 +j(-100.235)	78.411 +j(-94.98)	66.321 +j(-88.51)

Table 5.6 Synthesized parameters of input/output impedance transformers using microstrip one-section cosine-modulated line.

Freq (1.8-2.0 Ghz)	Initial Guess Microstrip technology	$w_{OK}(cm)$		$L_k(cm)$	
		Start	Finish	Start	Finish
Input Impedance Matching Circuit	$W(z) = w_0 \left[1 - m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2$ $m = 0.241$	0.0987	0.053828	2.6	1.5180972
Output Impedance Matching Circuit	$W(z) = w_0 \left[1 + m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2$ $m = 0.241$	0.098	0.021344	2.6	1.4351380

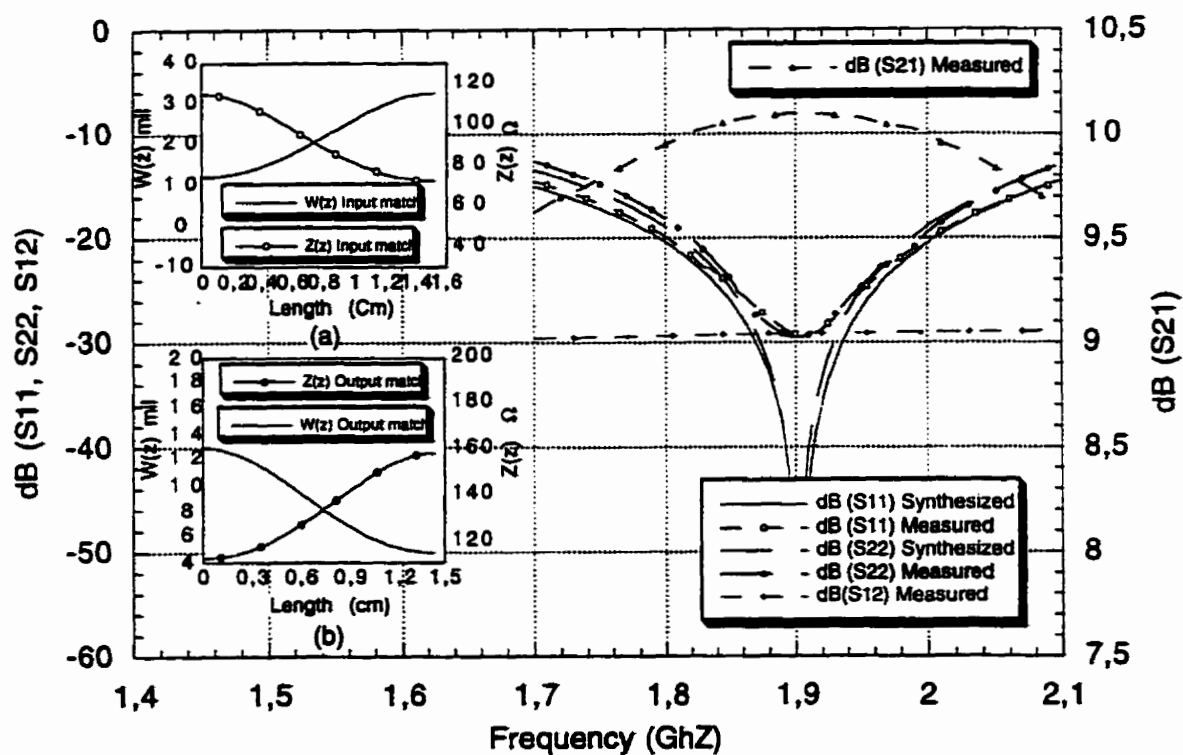


Figure 5.11 Responses of the designed MESFET amplifier using single-section of cosine modulated line as input/output impedance transformers.

Table 5.7 Synthesized parameters of input/output impedance transformers using microstrip arbitrary three-section of cosine-modulated line.

Freq (1.6-2.1 GHz)	Section 1	Section 2	Section3
Input Impedance Matching Circuit	$W(z) = w_0 \left[1 - m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2$ $w_0(\text{cm}) = 0.0763321$ $m = 0.2410$ $L(\text{cm}) = 1.999069$	$W(z) = w_0 \left[1 + m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2$ $w_0(\text{cm}) = 0.0558424$ $m = 0.4510939$ $L(\text{cm}) = 1.899168$	$W(z) = w_0 \left[1 - m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2$ $w_0(\text{cm}) = 0.0292066$ $m = 0.2410$ $L(\text{cm}) = 0.709302$
Output Impedance Matching Circuit	$W(z) = w_0 \left[1 + m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2$ $w_0(\text{cm}) = 0.0182066$ $m = 0.2410$ $L(\text{cm}) = 1.3687226$	$W(z) = w_0 \left[1 - m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2$ $w_0(\text{cm}) = 0.0672283$ $m = 0.60501726$ $L(\text{cm}) = 0.85488618$	$W(z) = w_0 \left[1 + m \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \right]^2$ $w_0(\text{cm}) = 0.1124251$ $m = 0.2410$ $L(\text{cm}) = 1.86088662$

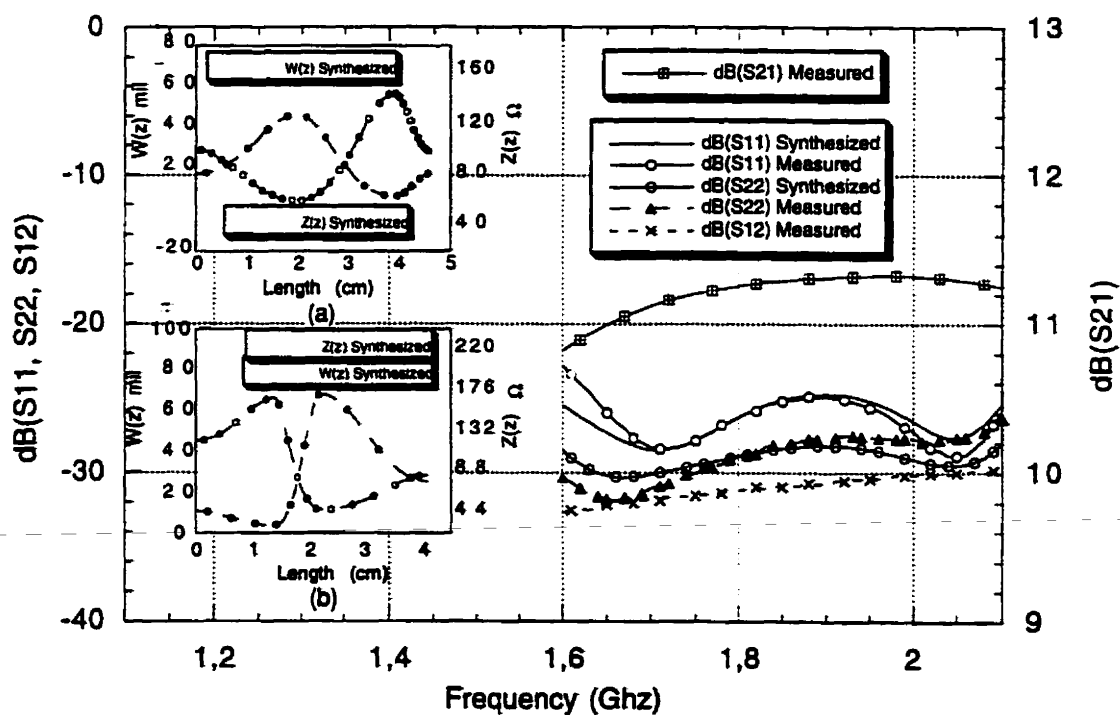


Figure 5.12 Responses of the designed MESFET amplifier using three-section of cosine modulated line as input/output impedance transformers.

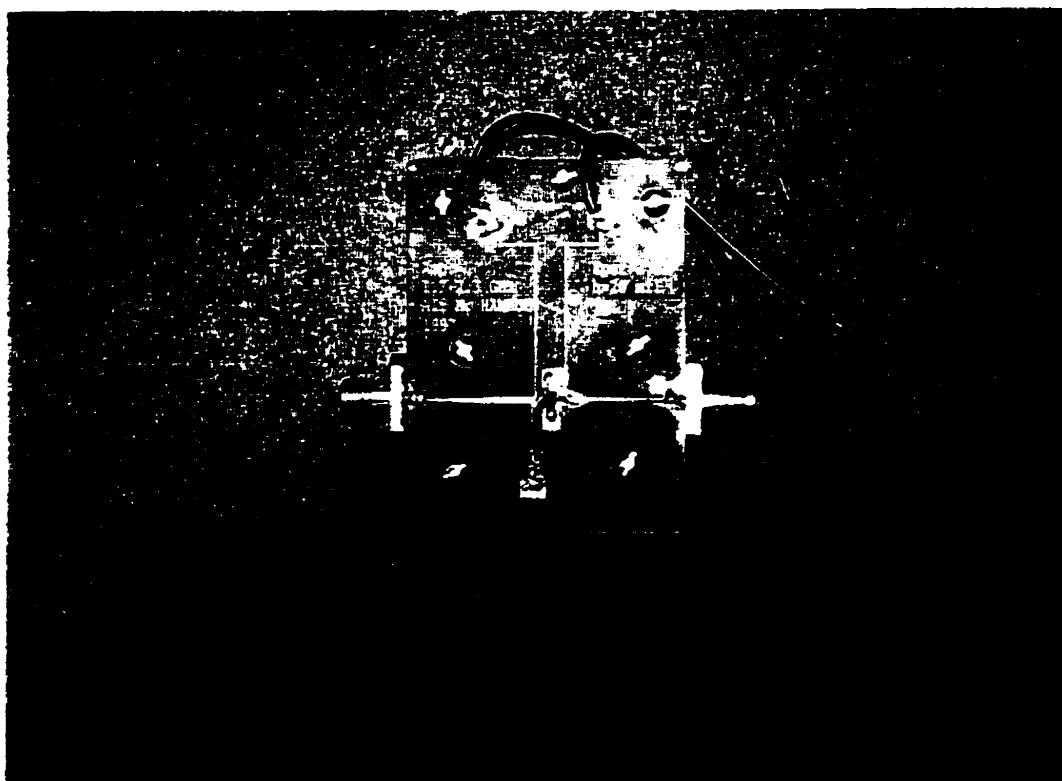


Figure 5.13 Photograph of the designed MESFET amplifier using single section of cosine modulated line as input/output impedance transformers.

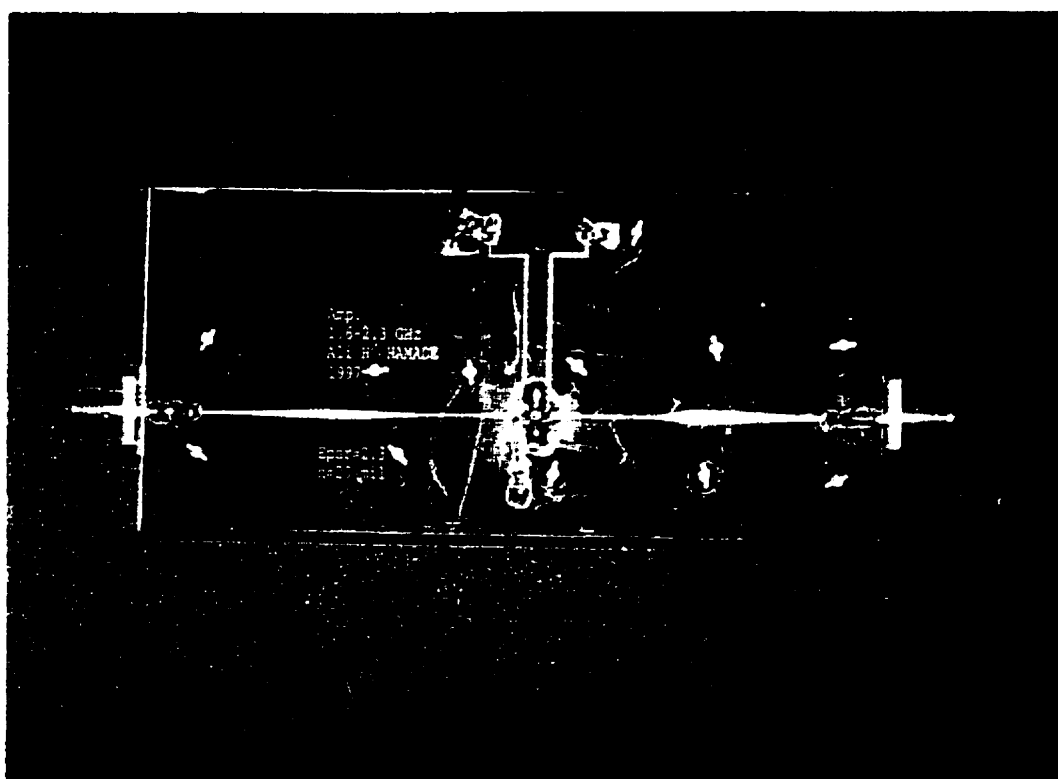


Figure 5.14 Photograph of the designed MESFET amplifier using three-section of cosine modulated line as input/output impedance transformers.

CHAPITRE VI

MÉTHODE DE CONCEPTION DES FILTRES HYPERFRÉQUENCES EN TECHNOLOGIES PLANAIRES

6.1 Introduction

Les filtres sont des dispositifs qui ont pour but de sélectionner, éliminer ou séparer des signaux situés dans des bandes de fréquences différentes, d'où les noms de filtre passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande. Ces filtres peuvent être utilisés en association avec d'autres éléments ou dispositifs passifs, comme le cas des multiplexeurs ou démultiplexeurs utilisés en télécommunications. Ils sont aussi utilisés dans les circuits actifs tels que les amplificateurs, les oscillateurs, les mélangeurs, et d'autres dispositifs micro-ondes.

Il existe dans la littérature plusieurs techniques de conception des filtres micro-ondes. Ces filtres sont divisés en deux groupes : le premier groupe représente les filtres planaires [5], [67] ; et le second regroupe les filtres non planaires développés en technologies des guides d'ondes rectangulaires ou circulaires [68]-[69]. Bien qu'à nos jours, la conception des filtres non planaires soit dans un état avancé, il semble inévitable que la miniaturisation et les perspectives du marché grand public en technologies MHMIC/MMIC motivent un vif intérêt à la technologie planaire. C'est ainsi que la

demande du marché pour des filtres planaires à lignes non uniformes continue de s'accroître. Ceci grâce à leur intégration facile avec les dispositifs planaires micro-ondes, leur capacité d'opérer à large bande et leur réalisation à coût réduit.

Les lignes non uniformes ont été largement étudiées et leurs applications dans la conception des filtres, des coupleurs directionnels, des lignes à délais, des combineurs/diviseurs de puissance, des transformateurs d'impédances sont rapportés par plusieurs auteurs [5],[7],[70]-[72]. Les filtres planaires à formes arbitraires sont des nouveaux dispositifs qui n'ont vu leur apparition que récemment. Dans leurs travaux, P.P. Robert et G.E. Town [67] ont proposé une méthode basée sur la théorie de dispersion inverse "inverse scattering" pour la conception de filtres planaires coupe bande. Cette méthode a été utilisée auparavant par plusieurs auteurs [57], [73], [74]. Ses inconvénients majeurs résident dans le fait qu'elle nécessite des efforts considérables au niveau du développement de nombreuses techniques numériques nécessaires pour résoudre les différentes équations différentielles associées à un problème de conception donnée. De plus, l'approximation utilisée pour concevoir les terminaisons du filtre ne peut pas éviter les erreurs de coupure "truncation errors" qui affectent la précision de la solution désirée [67].

Récemment [75], une technique d'optimisation a été proposée pour améliorer les performances des filtres coupe bande en technologies planaires. Dans une première étape, cette technique nécessite l'existence d'une ligne de transmission à forme arbitraire (solution d'un problème de filtrage donné). Ensuite, la variation du profil de l'impédance caractéristique de la ligne est décrite par un ensemble de points discrets, puis la continuité globale de ce profil est assurée par une technique d'interpolation utilisant un grand nombre des polynômes du troisième degré. Ceci a pour effet d'augmenter énormément le nombre d'inconnus et par conséquent le nombre de variables d'optimisation. Cette technique nécessite beaucoup d'espace mémoire et de temps de calcul long. De plus, la

convergence vers une solution optimale avec un grand nombre des variables d'optimisation devient de plus en plus difficile sachant qu'une simulation est nécessaire à chaque itération.

En se basant sur les connaissances qui sont déjà accumulées sur les lignes de transmission non uniformes et de leurs modélisations, nous avons établi un logiciel de CAO pour la conception des filtres micro-ondes du type coupe bande en technologies planaires. Ce logiciel a été développé pour analyser les différentes formes des structures périodiques en technologie microruban [45]. Il a été ensuite perfectionné pour améliorer les performances et les caractéristiques des nouvelles structures à géométries arbitraires. Cet outil de CAO s'appuie sur l'efficacité de la technique numérique d'analyse qui nous a permis de développer, en utilisant les propriétés caractéristiques des lignes de transmission périodiques, des tables numériques des modèles de base "Numerical Data Based-Model" utilisables lors de la conception. Ces tables seront nécessaires pour générer automatiquement, selon le besoin de l'application, des solutions approximatives de départ permettant d'obtenir, par l'utilisation de la technique d'optimisation, les solutions désirées (lignes à formes arbitraires).

6.2 Propriétés caractéristique des lignes de transmission périodiques

Les lignes de transmission périodiques sont généralement divisées en deux grandes catégories :

- 1- Lignes de transmission ayant des propriétés électriques qui varient périodiquement dans la direction de propagation. C'est le cas, par exemple, d'une guide cylindrique remplie par une matière diélectrique où la constante relative du diélectrique varie d'une façon périodique dans la direction z , selon une fonction de la forme $k = k_0 + k_1 \cosh z$.

- 2- Lignes de transmission où l'on insère, d'une façon périodique et dans la direction de propagation, des charges identiques (diaphragmes). Les lignes de cette catégorie sont pratiquement les plus utilisables.

Les lignes de transmission périodiques trouvent leurs places dans la conception de nombreuses dispositifs tels que les accélérateurs linéaires de particules "linear particle accelerators", les structures à ondes lentes "slow wave structures", les antennes, et les circuits de filtrage micro-ondes [81]-[84], [67], [75]. Indépendamment de leurs formes, les structures périodiques sont caractérisées par l'existence des bandes passantes discrètes séparées par des bandes coupées. En d'autre terme, des bandes de fréquences pour lesquelles les ondes électromagnétiques se propagent le long de la structure, séparées par des bandes de fréquences où les ondes seront complètement atténuées [13]-[80]. Cette caractéristique avantageuse des structures périodiques a montré un grand intérêt dans la détermination des performances potentielles des nouveaux circuits de filtrage micro-ondes. Cependant, nous nous sommes intéressés, dans un premier temps, à l'analyse numérique qui nous a permis de déterminer les propriétés caractéristiques des structures périodiques considérées sur une bande de fréquences donnée. Une telle analyse permet aussi de construire les tables des modèles de base nécessaires pour la conception de nouveaux circuits de filtrage micro-ondes en technologies planaires.

Une ligne de transmission périodique en technologies planaires peut être obtenue en variant périodiquement sa largeur $w(z)$ ou son impédance caractéristique $Z(z)$ dans la direction de propagation z . Dans notre étude, l'analyse et la conception d'une ligne modulée par sa largeur $w(z)$ sera présentée. Une telle ligne est physiquement réalisée en modulant la largeur du ruban conducteur par une fonction sinusoïdale ou triangulaire de la position z [45], [76]. La figure 6.1 représente une ligne de transmission périodique composée d'un nombre n des cellules identiques de longueur p chacune. La largeur w de cette ligne est reliée à la position z par l'expression suivante:

$$w(z) = w_0(1 - m \cdot \cos(2\pi n z / p)) \quad (6.1)$$

où m est l'indice de modulation, n est le nombre de périodes et z une position donnée sur la ligne.

L'étude des propriétés de propagation de cette structure a été faite dans [76]. Cette étude est basée sur la technique développée dans [13], [80] utilisant la théorie des matrices de transmission [ABCD] des cellules identiques en cascade. Puis, la détermination de la constante de propagation est obtenue par application du théorème de Foquet [80]. D'après [76], [80] et dans le cas d'une structure sans pertes, l'équation de propagation de la structure considérée peut être écrite sous la forme :

$$\beta p = \cos^{-1}[\Phi] \quad (6.2)$$

où Φ est une fonction des paramètres de la matrices de transmission [ABCD] d'une cellule sinusoïdale de longueur physique p . Or, ces paramètres sont fonction de la fréquence ω et des paramètres physiques qui définissent la géométrie de la cellule élémentaire. Cependant, pour une géométrie bien définie de la cellule, l'équation (6.2) peut nous donner l'équation caractéristique $\beta = f(\omega)$ de la structure considérée. De plus, cette équation indique l'alternance des bandes passantes et des bandes coupées du fait qu'il existe des fréquences pour lesquelles la constante de propagation β ne sera pas définie. Leurs occurrences sur une bande de fréquences donnée sont reliées aux limites déterminées par $|\cos \beta p|$ et par conséquent aux paramètres physiques de la structure sous études.

D'après (6.2), la caractérisation de la structure donnée se réduit à un exercice de calcul des paramètres [ABCD] de la matrice de transmission d'une cellule élémentaire. Afin d'accomplir cette tâche, une approximation a été faite dans [76] pour modéliser le profil

de la cellule sinusoïdale par la mise en cascade de N sections uniformes de lignes de transmission ayant différentes impédances caractéristiques. Avec cette technique, un grand nombre de sections cascadées est alors nécessaire pour assurer la convergence et la précision des résultats obtenus. De plus, les effets des discontinuités deviennent de plus en plus considérables aux fréquences élevées. Afin d'éviter ces limitations indésirables et bénéficier des propriétés avantageuses de l'équation (6.2), nous avons utilisé la technique numérique développée dans le chapitre trois pour analyser et explorer les performances de nombreuses structures périodiques des différentes formes [45]. Dans cette section, seules les structures sinusoïdales en technologie microruban ($\epsilon_r=10$ et $h=0.635$ mm) seront traitées vu de leur simplicité dans la modélisation des lignes de transmission à formes arbitraires. Les profils $W(z)$ de ces lignes sont données par l'équation (6.1). Parmi les lignes sinusoïdales étudiées, la figure 6.2 représente deux structures correspondantes à deux valeurs de l'indice de modulation m . Le nombre des cellules dans chaque structure a été fixé à quatre et les paramètres p et w_0 ont été choisis 1 et 0.25 cm, respectivement. Les courbes de dispersion obtenues pour les différentes structures sont présentées sur la figure 6.3. L'alternance des bandes passantes et des bandes coupées de ces structures est aussi identifiée. La vitesse de phase v_p et la vitesse du groupe v_g obtenues pour différentes valeurs de m sont présentées sur les figures 6.4 et 6.5.

L'analyse présentée ici permet de caractériser les lignes de transmission périodiques par la détermination de la constante de propagation β des structures considérées. Les résultats obtenus mettent en évidence une dépendance essentielle entre les caractéristiques de propagation de ces structures et les paramètres physiques p et w_0 d'une cellule élémentaire. Ceci est expliqué par le fait que pour une valeur donnée de p , la largeur Δf de la bande coupée augmente avec l'augmentation de l'indice de modulation m tandis que la position de la fréquence centrale f_0 reste inchangée. Ces résultats se concordent bien avec les résultats publiés dans [76]. L'étape suivante de ce travail aura comme objectif la construction d'une base de données qui sera intégrée dans l'approche de CAO afin d'optimiser complètement les nouveaux circuits de filtrage micro-ondes.

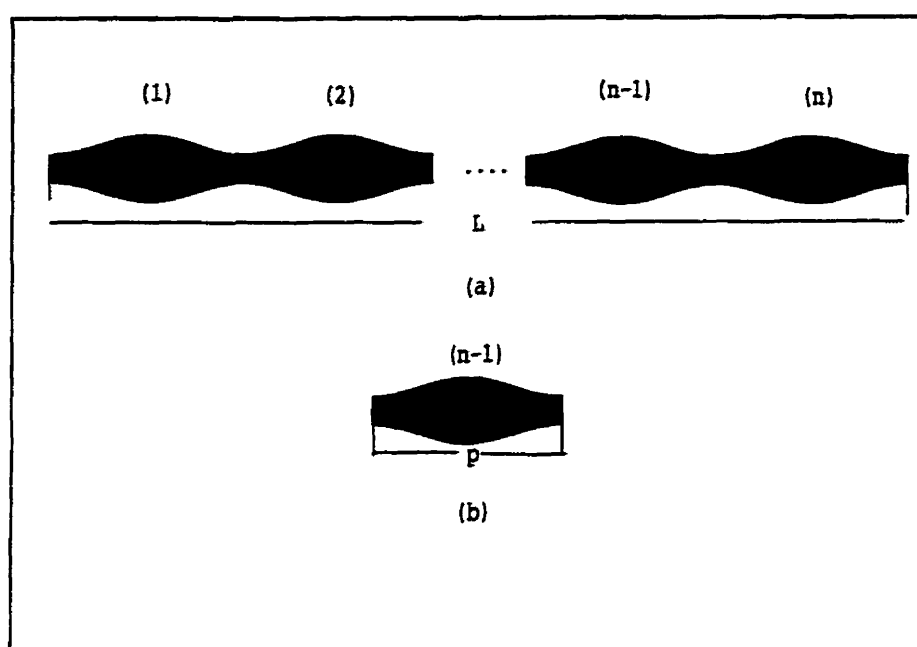


Figure 6.1 Modèle d'une ligne de transmission périodique en technologie micro-ruban.

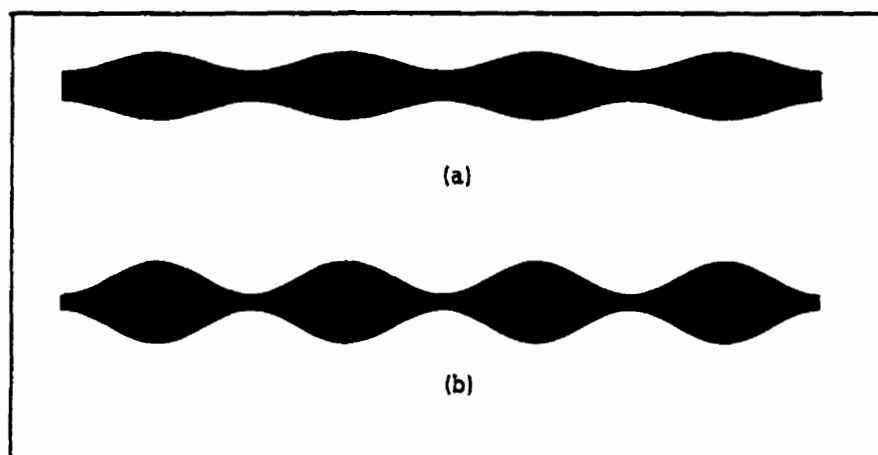


Figure 6.2 Modèles de deux lignes de transmission périodiques correspondantes à deux valeurs différentes de l'indice de modulation m .
(a) $m = 0.4$. (b) $m = 0.7$.

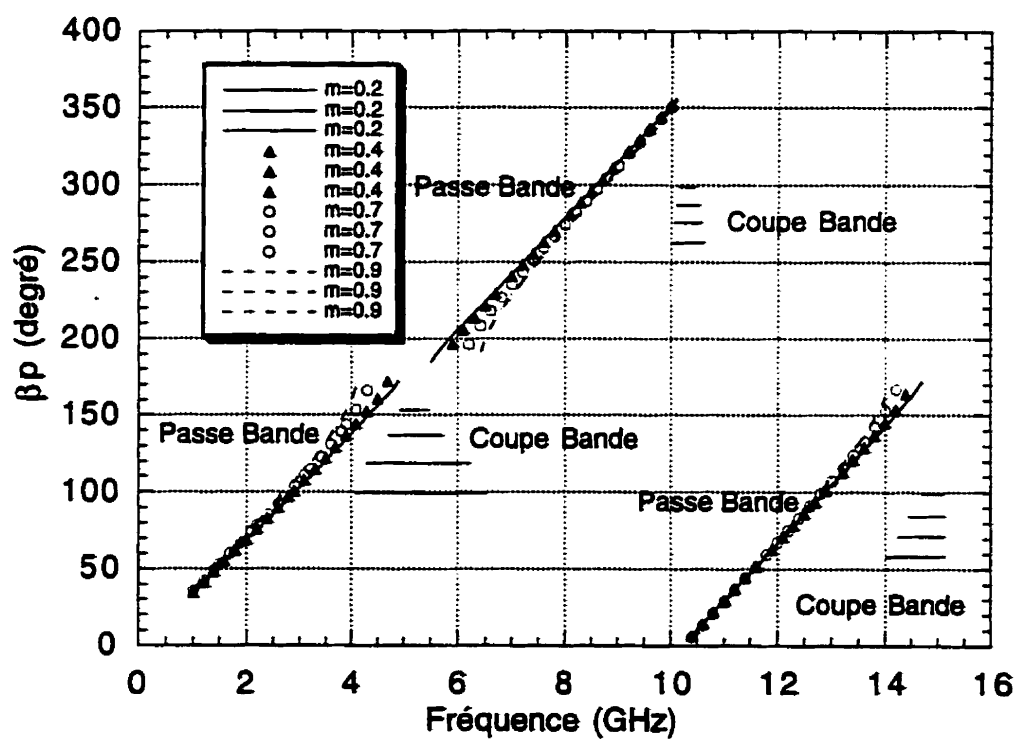


Figure 6.3 Les courbes de dispersion des différentes structures périodiques en fonction de l'indice de modulation m .

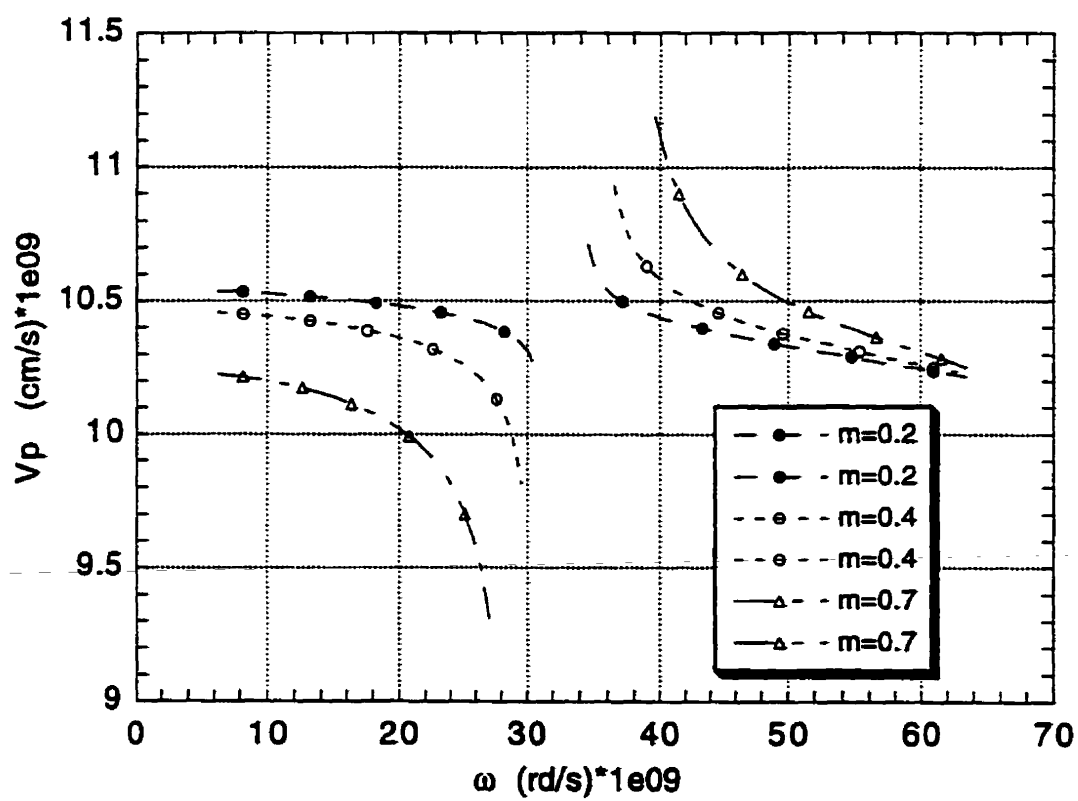


Figure 6.4 La vitesse de phase $V_p(f)$ pour différentes valeurs de m .

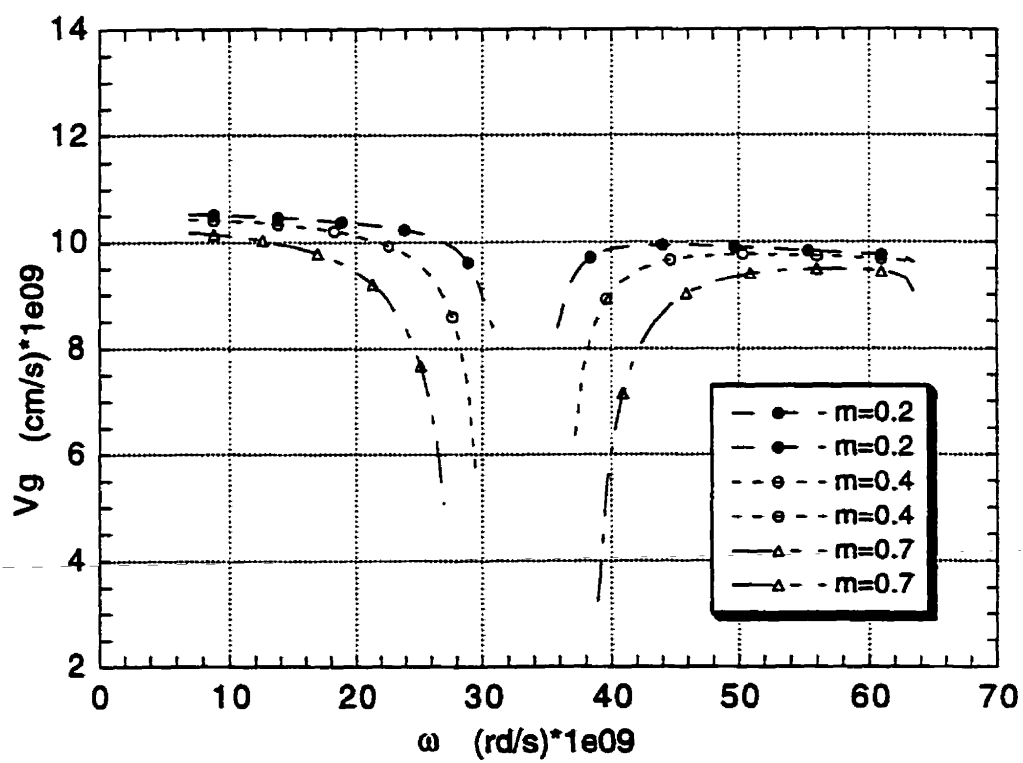


Figure 6.5 La vitesse du groupe $v_g(f)$ pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

6.3 Conception des filtres planaires coupe bande à lignes de transmission périodiques

Les propriétés caractéristiques obtenues des lignes de transmission périodiques en technologies planaires ont permis une grande souplesse de conception des circuits de filtrage coupe bande. Cette souplesse de conception se retrouve notamment dans le fait que les caractéristiques $(f_0, \Delta f)$ d'une ligne périodique (sinusoïdale) sont fonctions des paramètres physiques (p, m) d'une cellule élémentaire. Nous avons exploité cette particularité pour étendre notre étude à l'analyse de ces structures afin de pouvoir déterminer plus précisément la variation des $(f_0, \Delta f)$ en fonction des paramètres p et m de la cellule. Une telle étude nous amène à construire des tables numériques permettant, selon les spécifications d'un circuit de filtrage désiré, de choisir le prototype correspondant. Cette étude a été faite sur une structure périodique composée par quatre cellules sinusoïdales identiques en technologie microruban ($\epsilon_r = 10$, $h = 0.635 \text{ mm}$). La largeur moyenne w_0 de la structure était fixée à 0.25 cm . Les résultats obtenus sont groupés dans les tableaux 6.1 et 6.2. Le tableau 6.1 montre la variation de la fréquence centrale f_0 en fonction de p tandis que le tableau 6.2 représente la variation de Δf en fonction de m pour une valeur de p donnée.

Avec ces données numériques, deux filtres coupe bande ayant différentes caractéristiques ont été synthétisés. Le premier est caractérisé par $(f_0 = 5.31 \text{ GHz}, \Delta f = 1.6 \text{ GHz})$ et le deuxième a pour caractéristiques $(f_0 = 5.31 \text{ GHz}, \Delta f = 2.6 \text{ GHz})$. Pour ces deux filtres, la largeur moyenne du ruban conducteur $w_0 = 0.25 \text{ cm}$ a été choisie au départ, et les valeurs de p et m sont trouvées de la façon suivante: Pour un $f_0 = 5.31 \text{ GHz}$, le tableau 6.1 donne la valeur de p associée à cette fréquence, soit de 1 cm . Avec la valeur de p ainsi obtenue, deux valeurs de m ont été trouvées à l'aide du tableau 6.2. La valeur 0.4 est associée à $\Delta f = 1.6 \text{ GHz}$ tandis que la valeur 0.7 est associée à $\Delta f = 2.6 \text{ GHz}$. Avec ces paramètres, les

résultats de simulation de ce deux filtres sont présentés sur les figures 6.6 et 6.7. L'excellent accord entre les paramètres $[S]$ calculés et mesurés montre la validité de la technique utilisée dans l'analyse et la conception des lignes de transmission périodiques en technologies planaires. D'autre part, les résultats présentés dans ces figures nous montrent les performances et les caractéristiques atteintes par l'utilisation de la ligne périodique dans une application de filtrage donnée. Ces figures mettent en évidence que les réponses fréquentielles souffrent du problème d'ondulation "ripple" dans les bandes passantes. Ceci est attribué principalement à la géométrie particulière de la ligne périodique considérée. Comme on l'a déjà mentionné, la réponse fréquentielle d'une structure donnée dépend essentiellement de sa géométrie, un ajustement des paramètres physiques influençant peut contribuer à l'amélioration de l'ensemble des performances et des réponses désirées. Vu que la ligne périodique utilisée n'admet pas le nombre suffisant des paramètres pour contrôler les caractéristiques des bandes passantes, l'utilisation de la ligne de transmission à forme arbitraire paraît beaucoup plus avantageuse pour réaliser les réponses voulues. Cependant, la réalisation d'un modèle arbitraire constitue une étape critique du processus de modélisation.

Un des objectifs principaux de ce travail est de développer une nouvelle topologie d'une ligne non uniforme qui soit alternative plus performante que la ligne de transmission périodique. Pour ce faire, des efforts additionnels au niveau de la modélisation et de conception d'une ligne de transmission à forme arbitraire sont alors exigés. Dans la suite, nous allons présenter l'approche proposée pour la conception des filtres coupe bande utilisant les lignes de transmission à formes arbitraires. Cette approche s'inspire des travaux qui sont déjà réalisés sur les lignes de transmission à formes arbitraires et de la méthode rigoureuse de leur modélisation. Les résultats de synthèse ont été validés par les mesures expérimentales et seront discutés par la suite.

Tableau 6.1 Variation de la fréquence centrale f_0 de la bande coupée
en fonction de p .

p (cm)	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0
f_0 (Ghz)	10.834	5.3102	3.7762	2.8942	2.0452	1.6577	1.4531	1.3234
p (cm)	4.5	5.0	5.5	6.0	6.5	7.0	7.5	8.0
f_0 (Ghz)	1.3111	1.221	1.1874	1.0453	0.9984	0.9745	0.9517	0.8659

Tableau 6.2 Variation de la largeur Δf de la bande coupée en fonction de m .

m	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8
$P=1\text{ cm}$								
$\Delta f(\text{Ghz})$	0.41035	0.65532	1.1812	1.601	1.8784	2.4104	2.6012	2.7958

m	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8
$P=1.5\text{cm}$								
$\Delta f(\text{Ghz})$	0.2105	0.4213	0.6515	1.0261	1.2231	1.6104	1.823	2.1045

m	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8
$P=2\text{ cm}$								
$\Delta f(\text{Ghz})$	0.1805	0.3013	0.5782	0.7882	0.9864	1.1866	1.2564	1.5347

m	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8
$P=2.5\text{cm}$								
$\Delta f(\text{Ghz})$	0.1483	0.2879	0.4036	0.5774	0.7225	0.9107	1.1673	1.2436

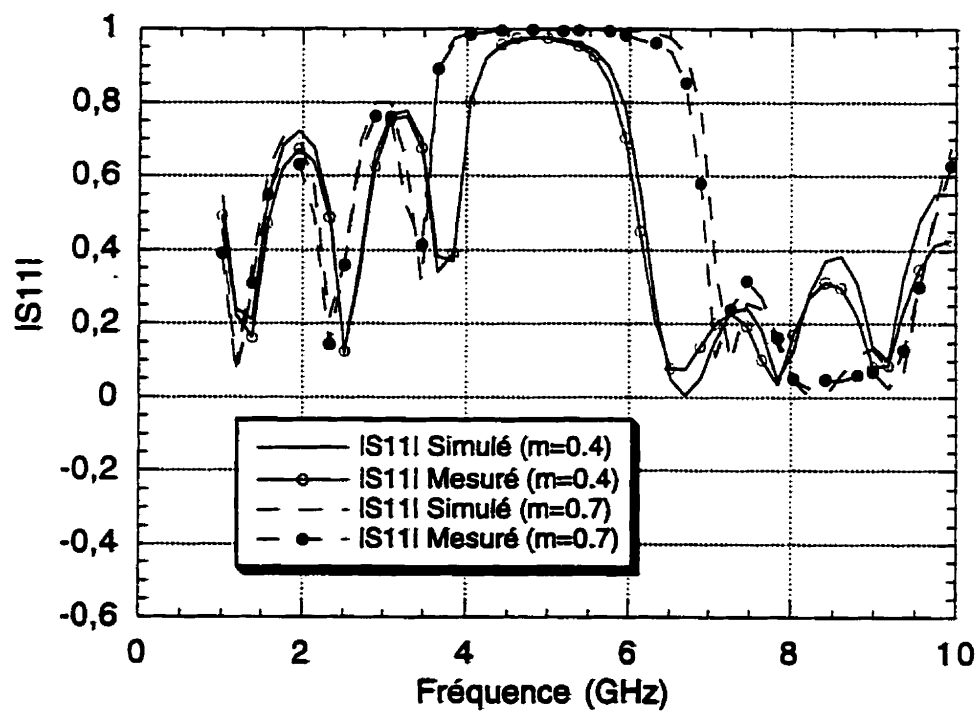


Figure 6.6 Les paramètres $[S_{11}]$ de deux filtres synthétisés en fonction de la fréquence.

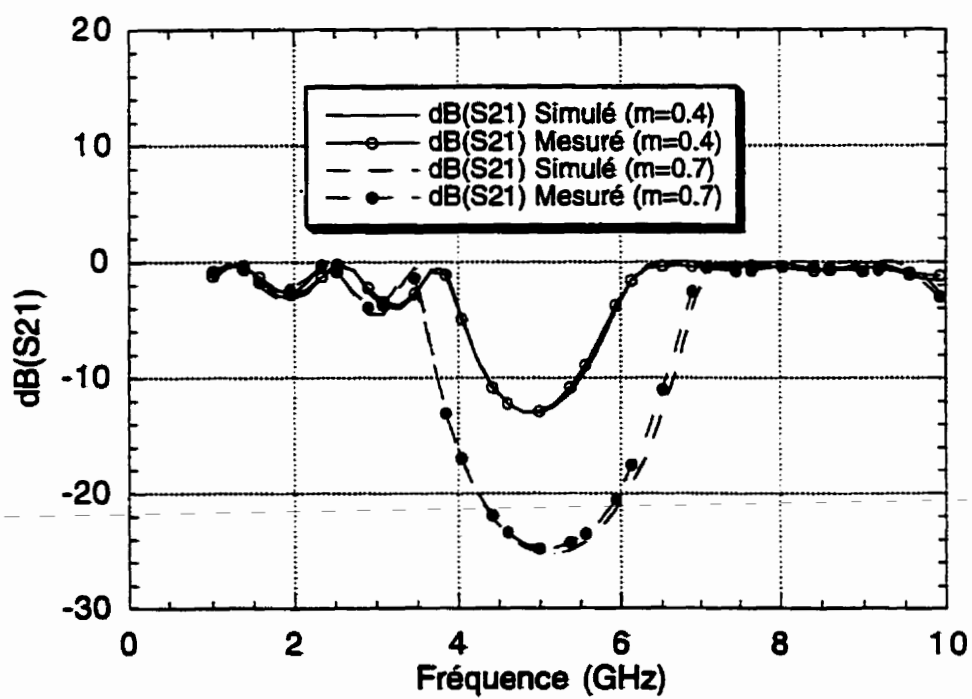


Figure 6.7 Les paramètres $[S_{21}]$ de deux filtres synthétisés en fonction de la fréquence.

6.4 Méthode de conception des filtres planaires à formes arbitraires

La conception par optimisation des filtres planaires coupe bande à formes arbitraires présente deux difficultés principales. La première concerne la modélisation et consiste à générer une ligne arbitraire comme solution initiale de l'application désirée. La seconde consiste à synthétiser la réponse désirée avec suffisamment de précision, cette difficulté touche plutôt les simulations et les processus de calcul. Pour ces difficultés, la présence d'une méthode systématique de génération, selon les spécifications voulues, des solutions initiales adéquates (lignes sinusoïdales) peut constituer une solution souple et élégante à ces problèmes. En effet, pour une application de conception donnée, une ligne sinusoïdale avec un nombre spécifié des cellules peut être considérée comme une solution approximative du problème imposé. Ensuite, une ligne à forme arbitraire avec un nombre suffisant de paramètres est générée utilisant la procédure de modélisation développée dans le chapitre quatre. Puis, l'utilisation d'une technique d'optimisation peut nous amener à la solution cherchée.

Afin de réaliser notre objectif et avoir un outil puissant de conception et de modélisation de circuits de filtrage coupe bande à formes arbitraires, nous avons modifié l'approche de conception développée dans le chapitre quatre afin d'inclure les différentes étapes trouvées nécessaires pour accomplir la tâche décrite ci-haut. La figure 6.8 montre l'algorithme de l'approche proposée. Les étapes principales de la conception sont les suivantes :

- 1) Les caractéristiques (f_0 , Δf) de la bande coupée et les performances de la bande passante du filtre désiré sont définies dans une technologie choisie (ϵ_r , h) ;
- 2) La génération, selon les spécifications voulues, d'une solution approximative (ligne périodique) pour l'application désirée;
- 3) L'application des conditions aux frontières pour synthétiser les terminaisons du filtre désiré (lignes 50 Ω) [64];

- 4) La génération d'une ligne à forme arbitraire utilisant la procédure de modélisation développée dans le chapitre quatre ;
- 5) L'identification des inconnues et les variables d'optimisation;
- 6) L'optimisation du profil ainsi obtenu en tenant compte des contraintes imposées;
- 7) Validation du modèle obtenu par les mesures expérimentales.

L'objectif principal de cette approche consiste à trouver une ligne à forme arbitraire qui satisfait certaines spécifications et performances désirées. La solution à ce type de problème est itérative, elle consiste à supposer une certaine solution de départ, caractérisée par ses paramètres $[S_c]$, puis une fonction d'erreur est définie par :

$$E_r = \sum_{i=1}^N \left| \bar{S}_c(f, \bar{x}) - \bar{S}_d(f, \bar{x}) \right|^2 \quad (6.3)$$

où S_d désigne les paramètres S désirés. Le problème d'optimisation consiste donc à minimiser la fonction d'erreur en tenant compte des contraintes imposées au départ. En modifiant la géométrie de la solution de départ et en commençant les opérations de simulation et de comparaison entre la solution obtenue et celle désirée. Le processus de calcul est répété jusqu'à ce que les critères de convergence soient satisfaits. C'est la base commune à toutes les méthodes et les techniques d'optimisation où la convergence rapide dépend largement de l'estimation initiale et de la stabilité du processus numérique. Comme solution pratique au problème de convergence, nous avons associé à chaque application de conception une solution approximative permettant d'accélérer la convergence de la technique d'optimisation. Cette technique d'optimisation est basée sur la méthode du gradient conjuguée connue par excellence dans la résolution du problème de minimisation ainsi défini [61]-[63]. De plus, le temps de calcul rapide donne à cette approche de CAO une particularité très intéressante.

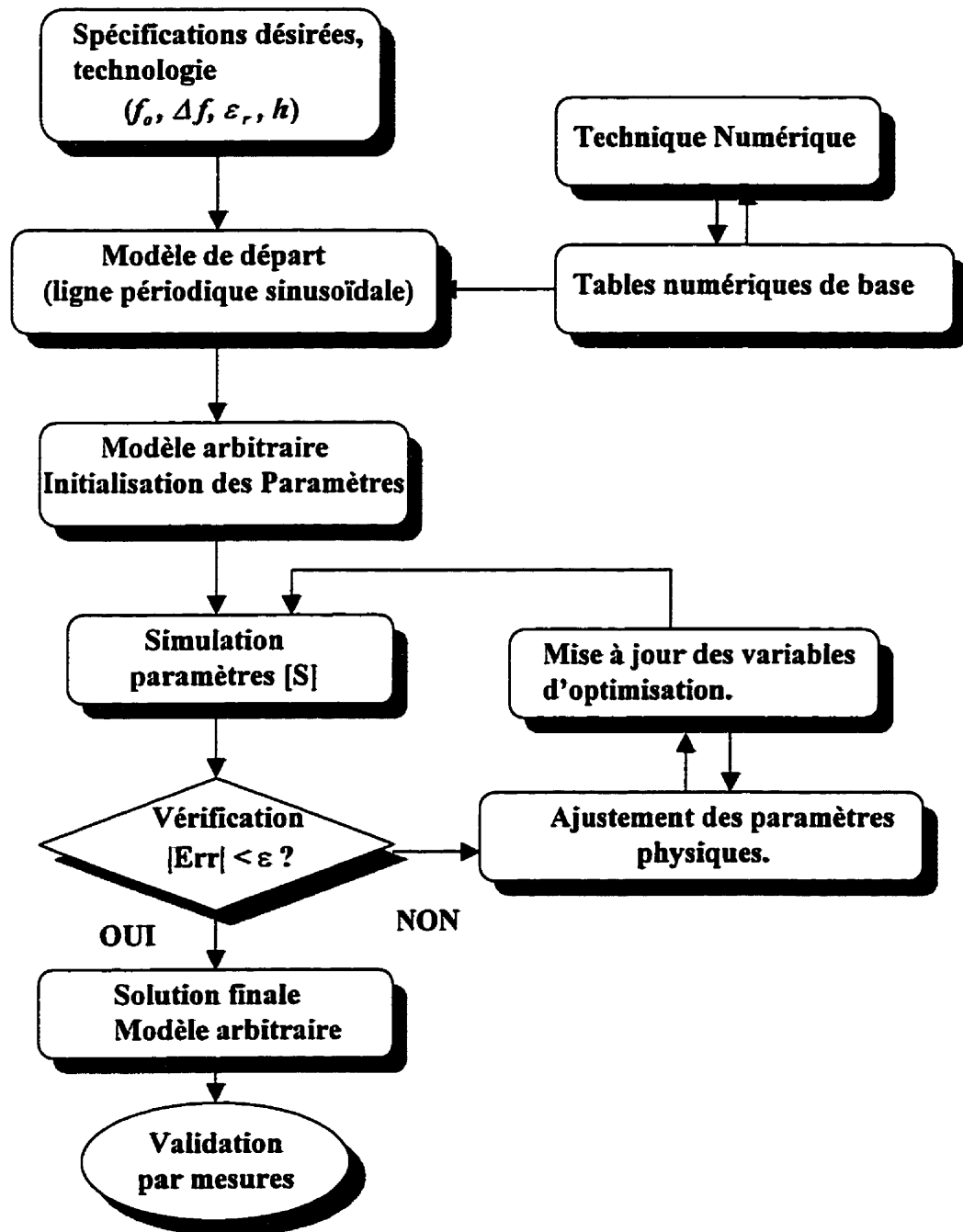


Figure 6.8 Algorithme de l'approche proposée pour la conception des filtres planaires à formes arbitraires.

6.5 Exemple de conception et résultats

Dans le but d'illustrer et valider l'efficacité de l'approche proposée pour la conception des filtres planaires conçus en lignes de transmission à formes arbitraires, un filtre coupe bande a été synthétisé selon les caractéristique et les critères suivants :

Technologie microruban : $\varepsilon_r = 10$, $h = 0.635 \text{ mm}$;

Bande coupée : $f_0 = 5.75 \text{ Ghz}$, $\Delta f = 2.5 \text{ Ghz}$;

Bandes passantes : $1 \text{ Ghz} \leq \Delta f_1 \leq 4 \text{ Ghz}$ et $7.5 \text{ Ghz} \leq \Delta f_2 \leq 10 \text{ Ghz}$;

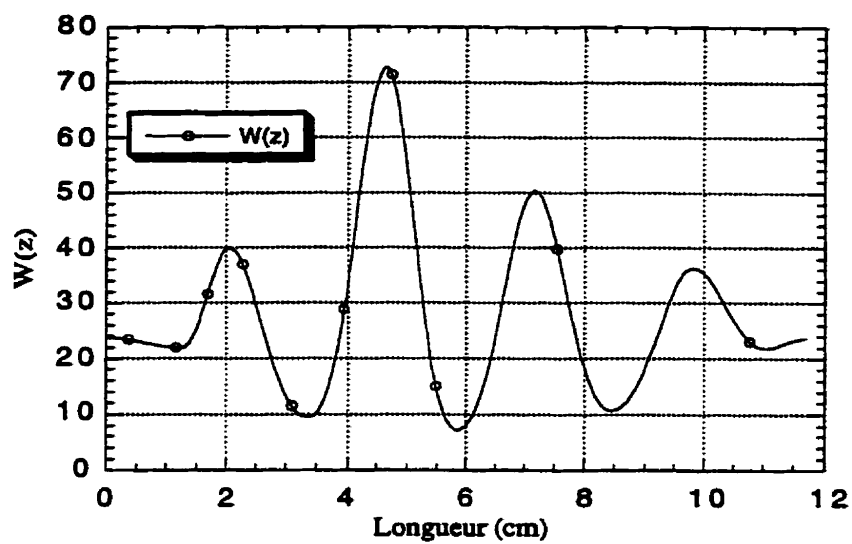
Coefficient de réflexion dans les bandes passantes, $\Gamma(f) \leq -20 \text{ dB}$;

Solution de départ : Ligne périodique des paramètres ($p=0.8 \text{ cm}$, $m = 0.7$, $w_0=0.25 \text{ cm}$) ;

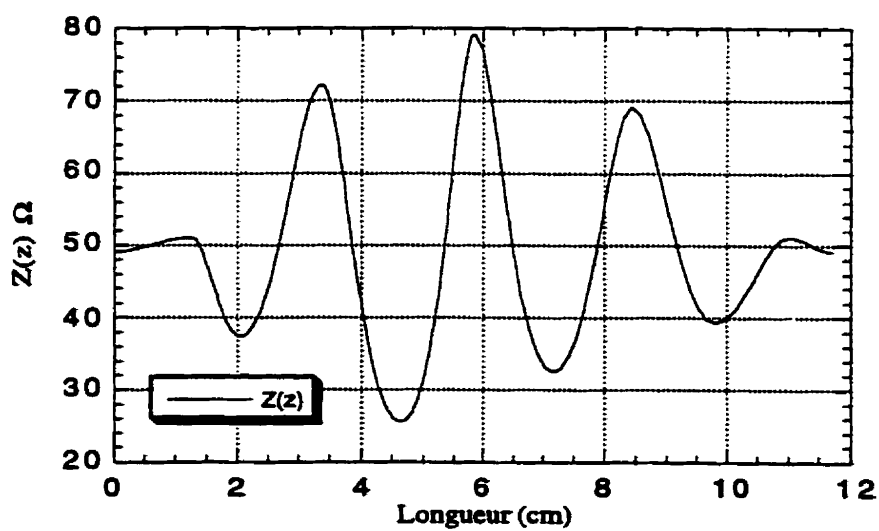
Optimisation basée sur dix points fréquentiels discrets f_i ($i = 1, \dots, 10$) ;

Précision : $\varepsilon = 10^{-6}$.

La conception de ce filtre est effectuée à l'aide de l'algorithme proposé et selon les étapes énoncées dans le paragraphe précédent. Le profil $W(z)$ du filtre désiré est présenté sur la figure 6.9. Une comparaison entre les paramètres S synthétisés et ceux mesurés est présentée sur la figure 6.10. Le bon accord observé entre les mesures et la synthèse confirme la fidélité de l'approche proposée pour la conception des filtres planaires et reflète le comportement et les performances des nouvelles structures de filtrage micro-ondes conçues en lignes de transmission à formes arbitraires. De plus, un temps total de synthèse sur une station HP 9000-400 de 28 minutes et 13 secondes a été relevé, ce qui est très avantageux comparé au temps des simulations avec les simulateurs électromagnétiques connus comme Momentum et HFSS. Ce temps court de synthèse permet aussi de mettre en oeuvre d'une approche de synthèse bien développée et qui devrait rapidement être appliquée à l'optimisation des performances des autres composantes micro-ondes.



(a)



(b)

Figure 6.9 Les profils du filtre coupe bande synthétisé par l'approche proposée

(a) Le profil $W(z)$. (b) Le profil de l'impédance caractéristique $Z(z)$.

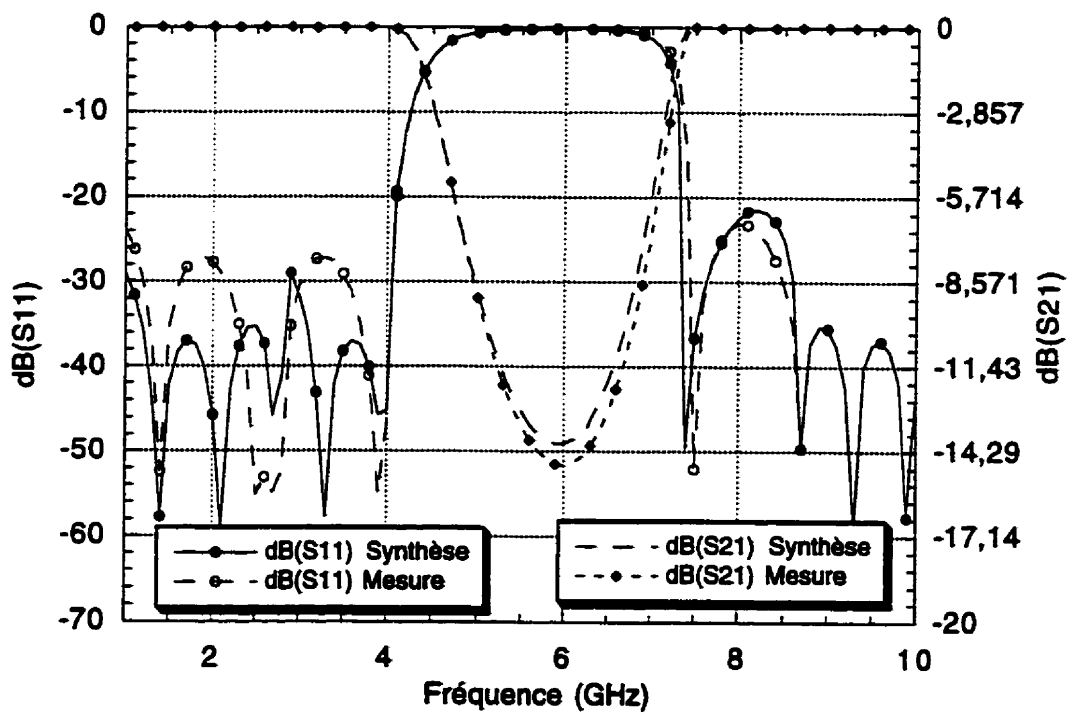


Figure 6.10 Une comparaison entre les paramètres $[S]$ calculés et ceux mesurés de l'exemple traité.

6.6 Conclusion

Dans ce chapitre une nouvelle approche pour la conception des filtres planaires à formes arbitraires a été présentée. Cette approche est basée sur les tables numériques de base permettant de générer, selon le besoin de l'application, des modèles adéquats de départ et d'une technique d'optimisation basée sur la méthode du gradient conjugué. Nous avons pu démontrer la possibilité de concevoir des nouvelles topologies de filtrage miniaturisées plus performantes que les topologies conventionnelles. L'efficacité de cette approche a été vérifiée à travers la synthèse d'un filtre coupe bande pour l'utilisation dans les systèmes de communication. La précision de la technique a été validée par les mesures expérimentales. Les résultats déduits de cette approche montre les performances atteintes par l'utilisation des lignes de transmission à formes arbitraires. Cette approche pourrait être étendue pour la conception et la modélisation des autres composantes passives micro-ondes à géométries plus complexes.

CHAPITRE VII

CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

7.1 CONCLUSION

Cette thèse visait le développement d'une nouvelle approche de CAO pour la conception des nouvelles topologies de transformateurs d'impédance et des circuits de filtrage micro-ondes utilisant les lignes de transmission à formes arbitraires (LTFA). Différents aspects portant sur la caractérisation et la modélisation de LTFA ainsi que la conception des circuits passifs en technologies planaires sont couverts. Tous les programmes informatiques mis en oeuvre durant cette étude incluant la méthode numérique de simulation, la méthode de génération systématique des solutions de départ et la méthode de modélisation de LTFA constituent les contributions majeures de cette thèse.

Dans la première partie, nous avons introduit une méthode numérique pour la simulation des lignes de transmission non uniformes. L'efficacité de la cette méthode a été vérifiée par un grand nombre de tests incluant des structures à différentes formes géométriques. Les résultats d'analyses ont été comparés avec les résultats de simulation obtenus par les logiciels commerciaux (MDS, MOMENTUM) et les résultats expérimentaux effectués au

sein du laboratoire du projet AMPLI. L'excellent accord de ces résultats montre la validité de la méthode proposée pour l'analyse et la caractérisation des structures à formes arbitraires LTFA. De plus, parmi les méthodes numériques connues dans le domaine micro-ondes, cette méthode est caractérisée par le temps d'exécution très court, la précision, la stabilité numérique, la simplicité de sa formulation et l'avantage de sauver l'espace mémoire durant la simulation d'une structure complexe donnée. Ces facteurs ont été trouvés importants et essentiels pour développer un logiciel de CAO basé sur une technique d'optimisation.

Dans la deuxième partie, nous avons élaboré une nouvelle approche pour la conception des transformateurs d'impédance large bande utilisant les LTFA. Cette approche est une combinaison de la technique numérique de simulation développée et d'une technique d'optimisation connue par excellence pour résoudre un problème de minimisation d'une fonction bien spécifiée. Comme il s'agit d'une approche itérative, il est devenu indispensable de garantir la convergence rapide de cette approche. Pour ce but, nous avons associé à chaque application d'adaptation une solution approximative adéquate. Nous avons présenté dans cette partie de nouvelles topologies de transformateurs d'impédance. Les avantages de ces nouvelles topologies sont l'élimination des discontinuités conductrice, la suppression d'une mise à la masse, les dimensions physiques modérées, et la variété de leurs applications. Les résultats obtenus démontrent la précision de cette approche dans la conception des nouvelles structures. L'efficacité de l'approche proposée a été vérifiée à travers la conception de deux unités amplificatrices opérant dans la bande L (1.6-2.1 GHz). Les caractéristiques en gain quasi-constant de ces amplificateurs ont été obtenues grâce à l'utilisation de LTFA dans la conception des circuits d'adaptation en entrée et en sortie de ces dispositifs.

Dans la troisième partie, nous nouvelle approche de CAO pour la conception des filtres planaires coupe-bande a été présentée. En se basant sur les propriétés caractéristiques des

lignes de transmission périodiques, nous avons pu développer une procédure systématique de modélisation des lignes de transmission à formes arbitraires. Les modèles généraux utilisant les tables de données numériques se distinguent par la simplicité de leurs formes géométriques. Ces modèles ont prouvé une convergence rapide de la technique d'optimisation utilisée. L'efficacité de cette approche a été démontrée par la conception d'un filtre coupe bande caractérisé par une bande coupée de largeur $\Delta f = 2.6 \text{ GHz}$ et de deux bandes passantes ayant un coefficient de réflexion autour de -20dB . Les dimensions physiques modérées du filtre obtenu montre la validité et l'efficacité de cette approche dans la conception des lignes de transmission à forme arbitraire pour des meilleures performances.

7.2 Recommandations

Les recommandations pour des travaux futures sont les suivantes :

- 1) Faire la conception de circuits de filtrage passe bande. Comme nous avons déjà mentionné, la conception des circuits micro-ondes à l'aide d'un logiciel d'optimisation dépend largement de la solution de départ. La génération d'un modèle de départ (ligne de transmission à forme arbitraire) pour cette application paraît possible du fait qu'une ligne de transmission périodique possède les caractéristiques d'alternance des bandes coupées et des bandes passantes. L'utilisation de ce type de filtre est très importante dans les systèmes de communication par satellites.
- 2) Faire la conception de circuits d'adaptation d'impédances caractérisés par un délai du groupe constant "constant group delay". En effet, un délai du groupe constant sur la bande d'opération élimine le phénomène de distortion des signaux dans les systèmes de communication. La présence de ces circuits dans les dispositifs micro-ondes permet d'optimiser les dimensions physiques et assurer les performances requises.

- 3) Faire la conception d'un circuit d'adaptation d'impédance multi-harmoniques. Cette adaptation est appropriée pour la conception des amplificateurs de puissances opérant en classe F. La conception de ces circuits a pour effet de contrôler les fréquences harmoniques et sert à réduire la dissipation d'énergie DC et, par conséquent, à l'augmentation de l'efficacité énergétique de l'amplificateur. La conception de ce type d'amplificateur est motivée par l'expansion du marché des systèmes de communication personnels et cellulaires.
- 4) Faire la conception de transformateurs d'impédance et de circuits de filtrage à lignes de transmission non uniformes en technologies des guides d'ondes rectangulaires ou circulaires. Bien que la conception de ces structures nécessite une analyse basée sur la théorie des champs électromagnétique, il semble que la méthode développée peut être utilisée pour concevoir des structures de guides non uniformes supportant des modes de propagation bien spécifiées [13]. Il faut bien noter, que la conception de ce genre des structures est très utile pour les réseaux d'antennes et les systèmes de transmission des signaux à hautes fréquences.

RÉFÉRENCES

- [1] M. KATSU, " Reflection Coefficient of E-plane Tapered Waveguides ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-5, pp.143-149, April 1958
- [2] P. IKALAINUM and G. L. MATTHEI, " Wide band, Forward Coupling Microstrip Hybrids with High Directivity ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-35, No. 8, pp. 719-725, August 1987
- [3] W. P. HAROKOPUS and LINDA P. B. KATEHI, " Electromagnetic Coupling and Radiation Loss Considerations in Microstrip (M)MIC Design ", IEEE Trans. on MTT, Vol. 39, No. 3, pp. 413-420, March 1991
- [4] R. KLOPFENSTEIN, " A Transmission Line Taper of Improved Design ", Proc. IRE, Vol. 44, pp. 31-35, January 1956
- [5] R. N. GHOSE, " Exponential Transmission Lines as Resonators and Transformers ", IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-5, pp. 213-217, July 1957
- [6] D. R. SUHASH, " Low Frequency Wide-Band Impedance Matching by Exponential Transmission Lines ", Proc. IEEE, Vol. 67, No. 8, pp. 1162-1163, August 1979
- [7] C. P. WOMACK, " The Use of Exponential Transmission Lines in Microwave Components ", IRE Trans. on MTT, Vol. MTT-10, pp. 124-132, March 1962

- [8] M. J. AHMAD, " Impedance Transformation Equation for Exponential, Cosine-Squared, and Parabolic Tapered Transmission Lines ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-29, pp. 67-68, January 1981
- [9] I. ENDO, Y. NEMETO and R. SATO, " Design of Transformerless Quasi-Broad-Band Matching Networks for Lumped Complex Loads Using Nonuniform Transmission Lines ", IEEE Trans. on MTT, Vol. 36, No.4, pp. 629-634, April 1988.
- [10] I. ENDO, Y. NEMETO and R. SATO, " Impedance Transformation and Matching for Lumped Complex Load with Nonuniform Transmission Line ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-33, No.1, pp. 2-7, January 1985.
- [11] P. PRAMANICK and P. BHARTIA, " A Generalized Theory of Tapered Transmission Line Matching Transformers and Asymmetric Couplers Supporting Non-TEM Modes ", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 8, August 1989.
- [12] PETER A. RIZZI, " Microwave Engineering Passive Circuits ", Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1988
- [13] R. E. COLLIN, " Foundation for microwave Engineering ", New York: Mc-Graw-Hill, 1966
- [14] D. M. POZAR, " Microwave Engineering Reading ", MA: Addison-Wesley, 1990, Ch.6

- [15] S. ROSLONIEC, " Design of Stepped Transmission Line Matching Circuits by Optimization Methods ", IEEE Trans. on MTT, Vol. 42, No. 12, pp. 2255-2260, December 1994
- [16] G. GONZALEZ, " Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design ", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J.07632
- [17] S. ROSLONIEC, " Design of Transmission Line Matching Circuits ", RF Design, Vol. 13, pp. 52-56, Feb. 1990; see also RF Design, Vol. 13, p. 13, November 1990
- [18] B. M. DOUGLAS, " An Exact Method for Impedance Matching with Short Transmission Lines ", RF Design, Vol. 15, pp. 28-37, March 1992
- [19] R. Goyal, " Monolithic Microwave Integrated Circuits: Technology and Design ", Artech House, Boston, London 0-89006-309-5
- [20] G. L. MATTHAEI, L. YOUNG and E. M. T. JONES, " Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures ", New York: McGraw-Hill, 1964
- [21] S. B. COHN, " Optimum Design of Stepped Transmission Line Transformers ", IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-3, pp. 16-21, 1955
- [22] R. E. COLLIN, " Theory and Design of Wide-Band Multisectional Quarter-Wave Transformers ", Proc. IRE, Vol. 43, pp. 179-185, 1955

- [23] H. J. RIBLET, " General Synthesis of Quarter-Wave Impedance Transformers ", IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-5, pp. 36-43, 1957
- [24] B. M. KATZ, V. P. MESCHANOV and A. L. FELDSTAIN, " Optimum Synthesis of TEM Microwave Devices ", V. P. Meschanov, Ed. Moscow: Radio i svjaz, 1984
- [25] V. P. MESCHANOV, S. A. SALIY, I. A. TSOTS and L. V. SHYKOVA, " Synthesis of Stepped Transition Units of Class II ", Radio Eng. Elect. Phys., Vol. 29, No. 12, pp. 9-18, December 1984.
- [26] V. P. MESCHANOV, G. G. CHUMAEVSKAYA and I. A. TSOTS, " Stepped Impedance Transformers of Class II with Maximally-Flat Amplitude Frequency Characteristics ", Radiotekhnika i elektronika, Vol. 33, No. 1, pp. 195-198, 1989.
- [27] V. P. MESCHANOV, I. A. RASUKOVA and V. D. TUPIKIN, " New Structure of Miniature Stepped Real Impedance Transformers ", Radiotekhnika i elektronika, Vol. 36, No. 8, pp. 1492-1496, 1991.
- [28] V. P. MESCHANOV, I. A. RASUKOVA and V. D. TUPIKIN, " Stepped Transformers on TEM-Transmission Lines ", IEEE Trans. on MTT, Vol. 44, No. 6, pp. 793-798, June 1996
- [29] P. PRAMANICK and P. BHARTIA, "Tapered Microstrip Transmission Lines ", 1983 IEEE MTT-S Digest pp. 242-244.

- [30] K. KOBAYASHI, Y. NEMETO and R. SATO, " 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] K. KOBAYASHI, N. NEMETO and R. SATO, " Equivalent Representation of Nonuniform Transmission Lines Based on the Extended Kuroda's Identity ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-30, pp. 140-146, February 1982
- [32] H. ORAIZI, " Design of Impedance Transformers by the Method of Least Squares ", IEEE Trans. on MTT, Vol. 44, No. 3, March 1996
- [33] M. KOBAYASHI and N. SAWADA, " Analysis and Synthesis of Tapered Microstrip Transmission Lines ", IEEE Trans. on MTT, Vol. 40, No.8, August 1992
- [34] C. P. TRESSELT, " Design and Construction of Broad-band, High Directivity, 90 Degree Couplers Using Nonuniform Line Techniques ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-14, pp. 647-656, Dec. 1966
- [35] R. A. DELL-IMAGINE, " A parallel Coupled Microstrip Filter Design Procedure ", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, 1970, pp. 29-32
- [36] T. DHAENE, L. MARTENS and D. D. ZUTTER, " Transient Simulation of an Arbitrary Nonuniform interconnection Structures Characterized by Scattering Parameters ", IEEE Trans. on Circuits Syst. I, Vol. 39, pp. 928-937, Nov.1992
- [37] J. E. SCHUTT-AINE, " Transient Analysis of Nonuniform Transmission Lines ", IEEE Trans. on Circuits Syst. I, Vol. 39, pp. 378-385, May 1992

- [38] R. P. HECKEN, " A Near-Optimum Matching Section: Without Discontinuities ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-20, pp. 734-739, November 1972
- [39] F. Y. CHUNG, " Waveform Relaxation Analysis of Nonuniform Lossy Transmission Lines Characterized with Frequency-Dependent Parameters ", IEEE Trans. on Circuits Syst., Vol. 38, pp. 1484-1500, 1991
- [40] Y. C. E. YANG, J. A. KONG and Q. GU, " Time Domain Perturbational Analysis of Nonuniformly Coupled Transmission Lines ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-33, pp. 1120-1129, November 1985
- [41] V. DVORACK, " Computer Simulation of Signal Propagation Through a Nonuniform Transmission Line ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-21, pp. 580-583, September 1973
- [42] K. N. S. RAO, V. MAHADEVAN and S. P. KOSTA, " Analysis of Straight Tapered Microstrip Lines-ASTMIC ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-25, p. 164, February 1977
- [43] G. W. PAN, " 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
- [44] Ali H. HAMADE, A. B. KOUKI and F. M. GHANNOUCHI, " 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

- [45] A. B. KOUKI, A. H. HAMADE and F. M. GHANNOUCHI, "A New Formulation for the Analysis of Nonuniform Transmission Lines Using Frequency-varying Basis Functions ", International Microwave symposium, 1995 IEEE MTT-S, May 15-19, Orlando Florida, Symposium Digest pp. 817-820
- [46] Ali H. HAMADE, A. B. KOUKI and F. M. GHANNOUCHI, " An Efficient Approach Suitable for the Analysis and Design of Nonuniform Transmission Lines ", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 10, No. 3, pp. 146-150, October 1995
- [47] Ali H. HAMADE, A. B. KOUKI and F. M. GHANNOUCHI, " Synthesis of Impedance Matching Circuits Using Arbitrary Microstrip and Coplanar Transmission Lines ", Article soumis au journal IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques.
- [48] R. KULKE, T. SPORKMAN, D. KOTHER, I. WOLF, P. PGATZKI, V. MAHADEVAN and S. P. KOSTA, " Coplanar Elements Support Circuit Designs up to 67 GHz ", Microwave and RF, pp. 103-116, December 1994
- [49] O. A. PALUSINKI and A. LEE, " Analysis of Transients in Nonuniform and Uniform Multiconductor Transmission Lines ", IEEE Trans. on MTT, pp. 127-138, January 1989
- [50] C. NWOKE, " An Exact Solution for the Nonuniform Transmission Line Problem ", IEEE Trans. on MTT, pp. 944-946, July 1990

- [51] HP 8510B Microwave Design System (MDS), " Building and Analyzing Circuits ", Hewlett Packard, May 1990
- [52] K. C. GUPTA, R. GARG and R. CHADHA, " Computer-Aided Design of Microwave Circuits ", Dedham, MA: Artech House, 1981
- [53] G. GHIONE and C. NALDI, "Parameters of Coplanar Waveguides with Lower Ground Planes ", Electron Lett., pp. 734-735, September 1983
- [54] G. GHIONE and C. NALDI, " Analytical Formulas for Coplanar Lines in Hybrid and Monolithic MIC's ", Electron Lett., pp. 179-181, February 1984
- [55] A. B. KOUKI, A. KHEBIR, R. G. BOSISIO and F. M. GHANNOUCHI, " A Novel Technique for The Analysis of Dielectric Height Variations in Microstrip Circuits ", IEEE Trans. on MTT, pp. 73-77, January 1994
- [56] H. J. SCOTT, " The Hyperbolic Transmission Line as Matching Section ", Proc. IRE, Vol. 41, pp. 1654-1657, November 1953
- [57] D. C. YOULA, " Analysis and Synthesis of Arbitrary Terminated Lossless Nonuniform Lines ", IEEE Trans. on Circuit Theory, pp. 363-372, 1964
- [58] J. W. BANDLER, " Conditions for a Minimax Optimum ", IEEE Trans. on Circuit Theory, Vol. CT-18, pp. 476-479, July 1979
- [59] J. W. BANDLER, " Computer Optimization of Inhomogeneous Waveguide Transformers ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-17, No. 8, pp. 563-571, August 1969

- [60] J. W. BANDLER, R. M. BIERNACKI, S. H. CHEN, L. W. HENDRICK and D. OMERAGIC, " Electromagnetic Optimization of 3-D Structures ", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 5, May 1997.
- [61] D. M. HIMMELBLAU, " Applied Nonlinear Programming ", New York: McGraw-Hill, 1972
- [62] M. S. BAZARAA and C. M. SHETTY, " Nonlinear Programming, Theory and Algorithms ", New York: Wiley, 1979
- [63] R. FLETCHER and C. M. REEVES, " Function Minimization by Conjugate Gradients " Computer J., pp. 149-154, July 1964
- [64] R. FLETCHER and M. J. D. POWELL, " A Rapidly Convergent Descent Method for Minimization ", Computer J., Vol. 6, pp. 163-168
- [65] Ali H. HAMADE, A. B. Kouki and F. M. GHANNOUCHI, " Synthesis of Impedance Matching Circuits Using Arbitrary Nonuniform Transmission Lines ", 1997 IEEE MTT-S, June 8-13, Denver Colorado, Symposium Digest pp. 1619-1623
- [66] Ali H. HAMADE, A. B. KOUKI and F. M. GHANNOUCHI, " Application of Nonuniform Transmission Lines to Complex Impedance Matching Circuits Designs ", 1996 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetic (ANTEM'96), August 6-9, Montreal, Canada, Conference Proceedings, pp. 819-822

- [67] P. P. ROBERTS and G. E. TOWN, " Design of Microwave Filters by Inverse Scattering ", IEEE Trans. on MTT, Vol. 43, No. 4, pp. 739-743, April 1995
- [68] A. ABDELMONEM, J. LIANG, H. YAO and K. A. ZAKI, " Full-Wave Design of Spurious Free D.R. TE Mode Band Pass Filters ", IEEE Trans. on MTT, Vol. 43, No. 4, pp. 744-752, April 1995
- [69] F. ARNDT, R. BEYER, J. M. REITER, T. SIEVERDING and T. WOLF, " Automated Design of Waveguide Components Using Hybrid Mode-Matching/Numerical EM Building-Bloks in Optimization-Oriented CAD Frameworks State-of-the-Art and Recent Advances ", IEEE Trans. on MTT, Vol. 45, No. 5, pp. 747-760, May 1997
- [70] C. W. HSUE and C. D. HECHTMAN, " Transient Analysis of Nonuniform High-Pass Transmission Lines ", IEEE Trans. on MTT, Vol. 38, pp. 1023-1030, August 1990
- [71] S. V. BEARSE, " Compact Radial Power Combiner Teams up a Dozen Power GaAS FETs ", Microwaves, Vol. 16, No. 10, pp. 9, October 1977
- [72] M. D. BOUZAHRA and K. GUPTA, " Multiport Power Divider/Combiner Circuits Using Circular-Sector-Shaped Planar Components ", IEEE Trans. on MTT, Vol. 36, No. 12, December 1988
- [73] G. H. ONG and S. Y. SHIN, " Design of Corrugated Waveguide Filters by the Gelfand-Levitani-Marchenko Inverse Scattering Method ", J. Opt. Soc. Am. A., Vol. 2, No. 11, pp. 1905-1915, 1985

- [74] D. E. ROURK and P. G. MORRIS, " The inverse Scattering Transform and its Use in the Exact Inversion of the Bloch Equation for Noninteracting Spins ", J. Mag. Reson., Vol. 99, pp. 118-138, 1992
- [75] M. L. ROY, A. PERENNEC, S. TOUTAIN and L. C. CALVEZ, " A New Design of Microwave Filters by Using Continuously Varying Transmission Lines ", 1997 IEEE MTT-S, June 8-13, Denver Colorado, Symposium Digest pp. 639-642
- [76] N. V. NAIR and A. K. MALLICK, " An Analysis of a Width-Modulated Microstrip Periodic Structure ", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-32, No. 2, pp. 200-204, February 1984
- [77] J. GAUVIN, " Leçons de Programmation Mathématique ", École Polytechnique de Montréal, 1993
- [78] R. P. BRENT, " Algorithm for Minimization without Derivatives ", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Ch. 7, 1973
- [79] NUMERICAL RECIPIES IN FORTRAN, " The Art of Scientific Computing".
- [80] R. E. COLLIN, " Field Theory of Guided Waves ", Seconde Edition, IEEE Press, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, NY 10017-2394, 1991.
- [81] J. C. SLATER, " The Design of Linear Accelerators ", Rev. Mod. Phys., Vol. 20, pp. 473-518, July 1948

- [82] L. BRILLOUIN, " Wave guides for Slow Waves ", J. Appl. Phys., Vol. 19, pp. 1023-1041, November 1948.
- [83] J. R. Pierce, " Travelling Wave Tubes ", Princeton, NJ: D. Van Nostrand Company, Inc., 1950.
- [84] L. BRILLOUIN, " Wave Propagation in Periodic Structures ", 2nd Ed., New York, NY: Dover Publications, 1953.

ANNEXE A

QUELQUES GÉNÉRALITÉS SUR LA MINIMISATION DES FONCTIONS

Définitions

La minimisation d'une fonction s'effectue en général par une procédure itérative appelée algorithme ; un terme venant d'Algorithmus, forme latinisée du nom propre du mathématicien arabe Al-Khawarizmi qui vécut au IX^e siècle.

Un algorithme peut être représenté par une application $A(x_k)$ qui génère une suite des points

$$x_{k+1} \in A(x_k) \quad k = 1, 2, \dots \quad (\text{A.1})$$

L'algorithme est convergente s'il existe un point fixe x^* de l'application qui soit limite de la suite générée ; i.e.,

$$x^* \in A(x^*) \quad \text{et} \quad \|x_k - x^*\| < \varepsilon, \quad \forall k \geq N(\varepsilon) \quad (\text{A.2})$$

Pour tout $\varepsilon > 0$. Un algorithme convergent se caractérise par sa vitesse de convergence. Cette vitesse est dite linéaire si

$$\|x_{k+1} - x^*\| \leq \rho \|x_k - x^*\|, \quad 0 < \rho < 1 \quad (\text{A.3})$$

elle est dite superlinéaire si

$$\|x_{k+1} - x^*\| \leq \rho_k \|x_k - x^*\|, \quad \rho_k \downarrow 0 \quad (\text{A.4})$$

elle est dite quadratique si

$$\|x_{k+1} - x^*\| \leq \rho \|x_k - x^*\|^2, \quad 0 < \rho < 1 \quad (\text{A.5})$$

tout cela bien sûr évalué au voisinage de x^* .

Algorithme d'optimisation

Tout algorithme de minimisation possède deux composantes importantes. L'une sert uniquement à l'évaluation de la fonction à minimiser et aux calculs éventuels de ses dérivées aux points requis. Elle constitue un algorithme dans l'algorithme dont il est souhaitable de minimiser la fréquence des appels pour assurer l'efficacité de l'ensemble. L'autre composante concernant la minimisation proprement dite comporte en général trois étapes à chaque itération k :

1. Génération d'une direction de descente y_k au point courant x_k .
2. Recherche linéaire d'un pas d'avance $t_k > 0$ dans cette direction pour obtenir un meilleur point, i.e.

$$f(x_k + t_k y_k) < f(x_k) \quad (\text{A.6})$$

3. Vérification d'une règle d'arrêt qui lorsque non-satisfaite relance la procédure au nouveau point

$$x_{k+1} = x_k + t_k y_k \quad (\text{A.7})$$

pour effectuer une itération avec $k = k + 1$

La règle d'arrêt termine l'algorithme au dernier point obtenu si, par exemple, l'une ou l'autre condition

$$\begin{aligned} \|x_{k+1} - x_k\| &\leq \varepsilon_1 \\ f(x_k) - f(x_{k+1}) &\leq \varepsilon_2 \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

est satisfaite. En plus l'algorithme doit comporter une règle de sécurité pour arrêter la procédure en cas de non-convergence éventuelle de l'algorithme.

Directions de descente

Une direction de descente pour la fonction f au point x est un vecteur y tel que

$$f(x + ty) \cong f(x) + t \nabla f(x) y < f(x), \quad t \in (0, \alpha) \quad (\text{A.9})$$

La meilleure direction normalisée serait donnée par la solution du problème de minimisation :

$$\min_{\|y\|=1} \nabla f(x)y \quad (\text{A.10})$$

qui, selon la norme euclidienne, est

$$y = \frac{-\nabla f(x)}{\|\nabla f(x)\|} \quad (\text{A.11})$$

La méthode du **Gradient** ou la méthode de la plus forte pente (steepest descent) utilise à chaque itération k la direction

$$y_k = \frac{-\nabla f(x_k)}{\|\nabla f(x_k)\|} \quad (\text{A.12})$$

avec un pas d'avance exact

$$t_k = \arg \min_{t \geq 0} f(x_k + ty_k) \quad (\text{A.13})$$

la méthode génère à chaque itération une direction qui est orthogonale à la précédente.

La méthode du **Gradient Conjuguée** utilise à chaque itération k la direction d_k définie par l'équation suivante :

$$y_{k+1} = y_k + d_k \quad (\text{A.14})$$

avec un pas d'avance exacte :

$$\lambda_k = \arg \min_{\lambda \geq 0} f(y_k + \lambda d_k) \quad (\text{A.15})$$

Une explication détaillée de cette méthode et de son algorithme seront présentés dans l'annexe B.

La méthode **Newton** correspond à prendre l'approximation quadratique de f en x_k , i.e. à poser

$$H_k = \nabla^2 f(x_k) \quad (\text{A.14})$$

pour calculer la direction de descente y_k solution du système linéaire

$$\nabla^2 f(x_k) y = -\nabla f(x_k)^T \quad (\text{A.15})$$

Si le hessien n'est pas défini positif, la direction de descente y_k n'est pas nécessairement une direction de descente. Par contre, si le hessien est défini positif, la méthode converge d'une façon quadratique avec un pas constant $t_k = 1$. La méthode est très rapide et en particulier, elle minimise une fonction quadratique en une seule itération. Par contre elle exige beaucoup de calculs, ce qui la rend peu intéressante.

La méthode toute simple du gradient donne de bonnes directions loin du minimum mais devient lente près du minimum. La méthode de Newton donne possiblement de mauvaises directions loin du minimum mais devient très rapide à proximité si la condition suffisante d'optimalité y est satisfaite.

Les méthodes **Quasi-Newton** ou à métrique variable sont convergentes de façon superlinéaire et possèdent la propriété de minimiser une fonction quadratique de n variables en n itération lorsqu'il y a une recherche linéaire exacte. A chaque itération la matrice H_k est modifiée de façon relativement simple au niveau de calculs dont la justification théorique demeure trop technique pour être exposée ici. Une méthode de ce genre, pas nécessairement la meilleure, est celle dite de Davidson-Fletcher-Powell (DFP) donc chaque itération k comporte les éléments suivants :

1. $y_k = -D_k \nabla f(x_k)^T$
2. $t_k = \arg \min f(x_k + t y_k) \quad t \geq 0$
 $P_k = t_k y_k$
 $x_{k+1} = x_k + P_k$
3. $q_k = -D_k \nabla f(x_{k+1}) - \nabla f(x_k)$
4. $D_{k+1} = D_k + \frac{1}{q_k^T P_k} P_k P_k^T - \frac{1}{q_k^T D_k q_k} D_k q_k^T q_k D_k$

La méthode débute avec un $D_1 = I_n$ et $x_1 = 0$. Ici la matrice D_k correspond à l'inverse de la matrice H_k de l'approximation vue précédemment. En général, cette méthode nécessite beaucoup de calculs et d'espace mémoire énorme.

Recherche linéaire

La recherche linéaire (line search) est cette composante de toute méthode de minimisation qui permet de fixer un pas d'avance $t_k > 0$ selon une direction de descente y_k au point x_k d'une fonction f , i.e.

$$f(x_k + t_k y_k) < f(x_k) \quad (\text{A.16})$$

Il n'est pas nécessaire que la recherche linéaire soit exacte avec un pas optimal $t_k^* = \arg \min f(x_k + t y_k) \quad t \geq 0$ dans cette plus ou moins bonne direction qui ne pointe pas nécessairement vers le minimum cherché de la fonction.

Une procédure économique pour déterminer un pas d'avance $t > 0$ dans une direction y au point x est celle de la règle de Goldestein. Une autre procédure de type différent qui permet une recherche linéaire selon une précision désirée est la méthode du nombre d'or (golden section method). Elle est basée sur une propriété remarquable du partage symétrique d'un segment selon la règle de la divine proportion ou de la section dorée [77].

Une autre technique efficace qui sert à isoler un minimum utilisant la technique d'interpolation parabolique est celle du Brent "Brent's method" [78]. Une explication détaillée de l'algorithme de cette technique se trouve dans [79].

Choix de la Méthode d'Optimisation

Nous avons présenté dans les sections précédentes les différentes méthodes d'optimisation les plus connues. La technique de Fletcher et Reeves (FR) et celle Davidson-Fletcher-Powell (DFP) sont parmi les méthodes connues par excellence pour minimiser la fonction objective proposée dans cette thèse [61]-[62]. Les deux techniques ont été appliquées avec succès pour minimiser la même fonction objective proposée dans [17]. Mais notre choix pour la technique de Fletcher et Reeves est basé sur la simplicité, le temps de calcul réduit, l'espace mémoire et sur la possibilité d'appliquer cette

technique pour des problèmes d'optimisation à large dimension où l'autre technique devient non précis vu la dimension de la matrice Hessien. De nombreuses applications ont été rapportés par Fletcher dans le contexte des structures atomiques où des problèmes d'optimisation avec 300 variables sont résolues utilisant 50 "gradient evaluation" et aussi par Reid qui a résolu un système linéaire d'équations différentielles avec 4000 variables utilisant 40 itérations [61]-[62].

ANNEXE B

LA MÉTHODE DU GRADIENT CONJUGUÉE FLETCHER ET REEVES

La méthode du gradient conjuguée a été proposée par Hestenes et Stiefel dans l'année 1952 pour résoudre les systèmes d'équations linéaires. Mais l'utilisation de cette méthode dans l'optimisation des problèmes sans contraintes est justifiée par le fait que la minimisation d'une fonction quadratique définie positivement est équivalente à résoudre un système d'équation linéaire quand le gradient de la fonction à minimiser sera mis à zero. L'extension de la méthode du gradient conjuguée pour résoudre les systèmes d'équations non-linéaires et l'utilisation de cette méthode dans la minimisation des problèmes sans contraintes ont été faites par Fletcher et Reeves dans l'année 1964.

Le principe de base de cette méthode dans la minimisation d'une fonction différentiable est de générer une séquence d'itérations y_j selon l'équation suivant :

$$y_{j+1} = y_j + \lambda_j d_j \tag{B.1}$$

où d_j représente la direction de descente (search direction) et λ_j est le pas d'avance qui permet de minimiser la fonction dans la direction d_j à partir du point y_j . Pour $j = 1$, la

direction de descente $d_1 = -\nabla f(y_1)$ peut être utilisée initialement et pour une itération quelconque en un point y_{j+1} telque $\nabla f(y_{j+1}) \neq 0$ avec $j \geq 1$ on a :

$$d_{j+1} = -\nabla f(y_{j+1}) + \alpha_j d_j \quad (\text{B.2})$$

où α_j désigne le paramètre qui caractérise la méthode du gradient conjuguée. Dans la technique de Fleecher et Reeves, le α_j est donné par :

$$\alpha_j^{FR} = \frac{\|\nabla f(y_{j+1})\|^2}{\|\nabla f(y_j)\|^2} \quad (\text{B.3})$$

Sommaire de la technique de Fleecher et Reeves

Partie initiale : dans cette partie, un nombre réel $\varepsilon > 0$ et un point initial x_1 doivent être choisis. On pose $y_1 = x_1$ et $d_1 = -\nabla f(y_1)$, $k = j = 1$, et on va à la partie principale.

Partie principale :

- 1- Si $\|\nabla f(y_j)\| < \varepsilon$, l'algorithme doit être arrêter. Dans le cas contraire, on suppose que λ_j est la solution optimale du problème de minimisation $f(y_j + \lambda d_j)$ avec $\lambda \geq 0$ et on met $y_{j+1} = y_j + \lambda_j d_j$. Si $j < n$ il faut aller à la section 2. Si non, on va à la section 3.
- 2- Posons $d_{j+1} = -\nabla f(y_{j+1}) + \alpha_j d_j$, avec $\alpha_j^{FR} = \frac{\|\nabla f(y_{j+1})\|^2}{\|\nabla f(y_j)\|^2}$. On remplace j par $j+1$ et on va à la section 1.

- 3- Posons $y_1 = x_{k+1} = y_{n+1}$ et $d_1 = -\nabla f(y_1)$. Mettons $j = 1$, remplaçons k par $k+1$ et on va à la section 1.

Description du programme de l'approche proposée

Le programme a été développé en FORTRAN 77 sur une station de HP. Les différentes parties de ce programme sont les suivantes :

I- Le programme principal :

l'objectif de ce programme est de lire toutes les paramètres qui définissent les applications de conception, la technologie utilisée, les spécifications désirées, et de choisir la solution de départ utilisant une variable logique. Ce programme permet aussi de faire imprimer les résultats.

II- Un sous-programme pour calculer les paramètres S :

Ce sous-programme sert à calculer les paramètres [S] ou le taux d'onde stationnaire [T.O.S] d'une ligne de transmission non uniforme définie dans une technologie planaire donnée. Ces termes sont fonctions de la fréquence et des paramètres physiques qui définissent la géométrie de la ligne considérée, $T.O.S = FUNC(f, p)$, où p est un vecteur de n variables.

III- Un sous-programme pour calculer le gradient de la fonction $FUNC(f, p)$

IV- Trois sous-programmes pour caractériser les structures planaires :

Ces trois sous-programmes sont utilisés pour calculer les paramètres caractéristiques R,L,C,G d'une ligne de transmission selon la technologie utilisée.

V- Un sous-programme pour évaluer la fonction d'erreur :

Ce sous-programme est appelé par le programme décrivant la technique de Fletcher et Reeves.

VI- Un sous-programme décrivant la technique de Fletcher et Reeves:

Ce sous-programme exige l'existence d'une fonction $FUNC(p)$, où $p(n)$ est un vecteur de n -variables et il exige aussi l'existence d'un sous-programme $dFUNC(p)$ qui calcule le gradient de la fonction $FUNC$ au point $p(n)$. Ce sous-programme appelle un autre sous-programme $LINMIN$ pour la recherche linéaire (line minimization) à partir d'un point $p(1:n)$ selon une direction $X_i(1:n)$. Il remplace le point p par un autre où la fonction $FUNC$ prend un minimum en allant du point p selon X_i . Les variables d'optimisation seront mises à jour par un programme appelé $UPDT$.

VII- Un sous-programme pour tester les contraintes :

Les contraintes d'optimisation doivent être vérifiées durant l'optimisation pour assurer la réalisation pratique de la solution désirée. Dans le cas des points violants, la conception peut être rejetée ou une fonction de pénalisation peut être

imposée à la fonction objective pour assurer la convergence du processus d'optimisation..

ANNEXE C

CARACTÉRISATION DES STRUCTURES DE TRANSMISSION EN TECHNOLOGIES PLANAIRES

STRUCTURES DE TRANSMISSION EN TECHNOLOGIE MICRO-RUBANS :

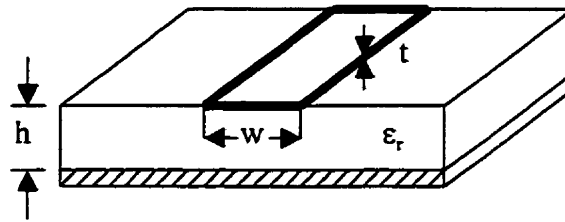


Figure C.1 Ligne de transmission en technologie micro-ruban. h et ϵ_r représentent la hauteur et la permittivité relative du diélectrique. w et t sont la largeur et l'épaisseur du conducteur.

I- Impédance caractéristique Z_0 et permittivité effective du diélectrique ϵ_{eff}

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + 0.25\frac{w}{h}\right) & \text{for } \left(\frac{w}{h} \leq 1\right) \\ \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right) \right]^{-1} & \text{for } \left(\frac{w}{h} \geq 1\right) \end{cases} \quad (C.1)$$

où $\eta = 120\pi \Omega$, et

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} (1 + 10 h/w)^{\frac{1}{2}} \quad (C.2)$$

Les expressions pour w/h en fonction de Z_0 et de ε_r sont les suivantes :

$$w/h = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad \text{for } A > 1.52 \quad (C.3)$$

$$w/h = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\} \quad \text{for } A \leq 1.52 \quad (C.4)$$

où

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (C.5)$$

et

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (C.6)$$

II- Effet de l'épaisseur t du conducteur

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w_e} + 0.25 \frac{w_e}{h} \right) & \text{for } \left(\frac{w}{h} \leq 1 \right) \\ \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\frac{w_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w_e}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} & \text{for } \left(\frac{w}{h} \geq 1 \right) \end{cases} \quad (C.7)$$

où

$$\frac{w_e}{h} = \frac{w}{h} + \frac{\Delta w}{h} \quad (C.8)$$

et

$$\frac{\Delta w}{h} = \begin{cases} \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right) & \text{pour } (w/h \leq 1/2\pi) \\ \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \frac{2h}{t} \right] & \text{pour } (w/h \geq 1/2\pi) \end{cases} \quad (C.9)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(w/h) - Q \quad (C.10)$$

$$\text{où } Q = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{(w/h)}} \text{ et } F(w/h) = (1 + 10h/w)^{\frac{1}{2}}.$$

III- Effet de dispersion

$$Z_0(f) = Z_{0r} - \frac{Z_{0r} - Z_0}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (C.11)$$

$$Z_{eff}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (C.12)$$

avec $G = \left[\frac{Z_0 - 5}{60} \right]^{1/2} + 0.004 Z_0$ et $f_p (GHz) = 15.66 Z_0 / h$, Z_0 in Ω et Z_{0T} est le double de l'impédance caractéristique d'une ligne à ruban balancé (stripline) de largeur w et de hauteur $2h$.

IV- Perte conductrice

$$\alpha_c = \begin{cases} 1.38 A \frac{R_s}{h Z_0} \frac{32 - (w_e/h)^2}{32 + (w_e/h)^2} & db/m \quad (w/h \leq 1) \\ 6.1 \times 10^{-5} A \frac{R_s Z_0 \varepsilon_{eff}}{h} \left\{ w_e/h + \frac{0.667 w_e/h}{w_e/h + 1.44} \right\} & db/m \quad (w/h \geq 1) \end{cases} \quad (C.13)$$

où (w_e/h) est donnée par l'expression (C.8),

$$A = 1 + \frac{h}{w_e} \left(1 + \frac{1}{\pi} \ln \frac{2B}{t} \right) \quad (C.14)$$

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 \rho} \quad (C.15)$$

$$B = \begin{cases} h & \text{pour } \left(w/h \geq \frac{1}{2\pi} \right) \\ 2\pi w & \text{pour } \left(w/h \leq \frac{1}{2\pi} \right) \end{cases} \quad (C.16)$$

ρ est la résistivité du conducteur.

V- Perte diélectrique

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \text{ db/m} \quad (\text{C.17})$$

La perte diélectrique est normalement plus petit que la perte conducteur.

STRUCTURES DE TRANSMISSION EN TECHNOLOGIE “STRIPLINE” :

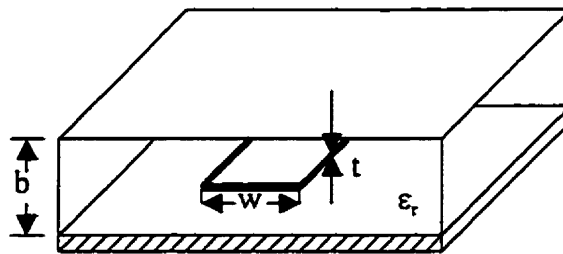


Figure C.2 Ligne de transmission en technologie ruban balancé “stripline”. h et ϵ_r représentent la hauteur et la permittivité relative du diélectrique. w et t sont la largeur et l’épaisseur du conducteur.

I- Impédance caractéristique Z_0

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} = 30\pi \frac{K'(k)}{K(k)} \Omega \quad (\text{C.18})$$

où $k = \tanh(\pi w/2b)$ et K représente une fonction elliptique “elliptic function” du premier ordre et K' sa fonction complémentaire donnée par :

$$K'(k) = K(k'), \quad k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (\text{C.19})$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & \text{pour } (0 \leq k \leq 0.7) \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) & \text{pour } (0.7 \leq k \leq 1) \end{cases} \quad (\text{C.20})$$

II- Effet de l'épaisseur t du conducteur

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} = 30 \ln \left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \frac{b-t}{w'} \left[\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{w'} + \sqrt{\left(\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{w'} \right)^2 + 6.27} \right] \right\} \quad (\text{C.21})$$

où

$$\frac{w'}{b-t} = \frac{w}{b-t} + \frac{\Delta w}{b-t} \quad (\text{C.22})$$

avec

$$\frac{\Delta w}{b-t} = \frac{x}{\pi(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{x}{2-x} \right)^2 + \left(\frac{0.0796x}{w/b + 1.1x} \right)^m \right] \right\} \quad (\text{C.23})$$

où $m = 2 \left[1 + \frac{2}{3} \frac{x}{1-x} \right]^{-1}$ et $x = t/b$.

STRUCTURES DE TRANSMISSION EN TECHNOLOGIE COPLANAIRES (CPW&CPWG) :

A- Structures sans plan de masse par dessous (CPW)

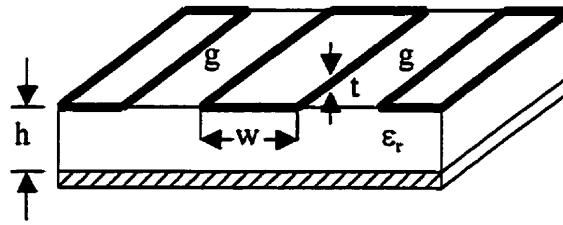


Figure C.3 Ligne de transmission en technologie coplanaire sans plan de masse par dessous. h et ϵ_r représentent la hauteur et la permittivité relative du diélectrique.

w et t sont la largeur et l'épaisseur du conducteur. g est l'espacement entre le conducteur central et la masse.

A.1- Impédance caractéristique Z_0 et permittivité effective du diélectrique ϵ_{eff}

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \text{elptk}(k_p, k, \pi) \quad (\text{C.24})$$

$$\epsilon_{eff} = 1 + 0.5(\epsilon_r - 1) \frac{\text{elptk}(k_p, k, \pi)}{\text{elptk}(k_{1p}, k_1, \pi)} \quad (\text{C.25})$$

où $a = 0.5w$, $b = a + g$, $k = a/b$, $k_p = \sqrt{1 - k_1^2}$, $k_1 = \frac{\sinh(\pi a / 2h)}{\sinh(\pi b / 2h)}$, $k_{1p} = \sqrt{1 - k_1^2}$.

B- Structures avec plan de masse (CPWG)

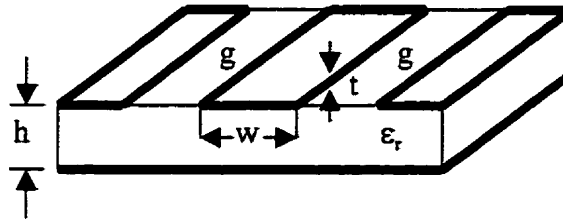


Figure C.4 Ligne de transmission en technologie coplanaire avec un plan de masse par dessous. h et ϵ_r représentent la hauteur et la permittivité relative du diélectrique.

w et t sont la largeur et l'épaisseur du conducteur. g est l'espacement entre le conducteur central et la masse.

B.1- Impédance caractéristique Z_0 et permittivité effective du diélectrique ϵ_{eff}

$$Z_0 = \frac{60\pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{elptk(k, k_p, \pi) + elptk(k_1, k_{1p}, \pi)} \quad (C.26)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r (1 + elptk(k_p, k, \pi) / elptk(k_{1p}, k_1, \pi))}{1 + elptk(k_p, k, \pi) / elptk(k_{1p}, k_1, \pi)} \quad (C.27)$$

où $a = 0.5w$, $b = a + g$, $k = a/b$, $k_p = \sqrt{1 - k^2}$, $k_1 = \frac{\tanh(\pi a / 2h)}{\tanh(\pi b / 2h)}$, $k_{1p} = \sqrt{1 - k_1^2}$