
UNIVERSITE ZIANE ACHOUR DE DJELFA
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département des Sciences et Technologie

Mémoire

Présenté par

HATHAT Ahmed

Pour obtenir le titre de

Magister en Electronique

Option

Micro-ondes

Thème

Etude des techniques de conception des filtres micro-ondes

Soutenu le : 26/04/2011.

Devant le jury composé de :

MM :	L. BOUKEZI	M.C. Univ. Djelfa	Président
	D. CHIKOUCHE	Prof. Univ. M'sila	Rapporteur
	F. DJAHLI	Prof. Univ. Sétif	Examineur
	A. MAYOUF	M.C. Univ. Djelfa	Examineur
	K. GUESMI	M.C. Univ. Djelfa	Examineur

Année universitaire : 2010/2011

Dédicace

A mes parents

A mes frères et mes soeurs

A toute ma famille

A mes amis et collègues

Remerciements

Je tiens a remercier avant tout ALLAH pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a donné durant toutes ces longues années pour pouvoir accomplir ce travail.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à mon encadreur Monsieur le Professeur D. CHIKOUCHE, qui m'a bien dirigé.

A tous ceux qui m'ont aidé a réaliser ce mémoire, et en particulier Mr le Dr A. MAYOUF et Mr le Dr K. GUESMI .

Et je tiens a remercier Mr L. BOUKEZI le président du jury docteur à l'université de Djelfa , et Mr F. DJAHLI membre du jury professeur à l'université de Sétif .

Mes remerciements vont également à Mr le Dr A. BRAHIMI .

Résumé

Dans ce mémoire, nous présentons deux nouvelles méthodes pour la conception des filtres microruban basées sur les techniques d'intelligence artificielle. Après une étude théorique sur les fonctions de filtrage, la structure microruban et les techniques de conception des filtres microruban, nous avons appliqué l'algorithme génétique et l'optimisation par essaim particulaire à la conception de deux types de filtres microruban: un filtre passe-bas à saut d'impédance et un filtre passe-bande à résonateurs couplés en parallèle. Le filtre passe-bas conçu par les deux procédures développées est plus performant que le filtre de Butterworth. Le filtre passe-bande conçu par nos procédures est validé par rapport à la littérature scientifique. Les deux méthodes proposées sont efficaces pour la conception des filtres microruban .

Mots clés

filtres microruban, intelligence artificielle, fonction de filtrage, algorithme génétique, optimisation par essaim particulaire, saut d'impédance, résonateurs couplées en parallèle.

Abstract

In this thesis, we present two new methods for the design of microstrip filters based on artificial intelligence techniques. After a theoretical study on functions of filtering, microstrip structure and the technical design of microstrip filters, we applied the genetic algorithm and particle swarm optimization to the design of two types of microstrip filters : a lowpass filter with stepped impedance and a bandpass filter with resonators coupled in parallel. The lowpass filter designed by the two procedures developed is more efficient than the Butterworth filter. The bandpass filter designed by our procedures is validated by the literature scientific. Both methods are effective for the design of microstrip filters.

Keywords

microstrip filters, artificial intelligence, filtering function, genetic algorithm, particle swarm optimization, stepped impedance, resonators coupled in parallel.

ملخص

في هذه المذكرة, نقدم طريقتين حديثتين معتمدين على تقنيات الذكاء الاصطناعي لتصميم مرشحات الميكروويف. بعد الدراسة النظرية على وظائف الترشيح, الهياكل الشريطية و التصميم الفني لمرشحات الميكروويف, طبقنا الخوارزمية الجينية وخوارزمية سرب الطيور لتصميم نوعين من مرشحات الميكروويف: مرشح إمرار الترددات المنخفضة و مرشح إمرار الترددات النطاقي وتنفذ هذه المرشحات على الهياكل الشريطية.

مرشح إمرار الترددات المنخفضة المصمم من الخوارزميتين أكثر كفاءة من مرشح بتروورث. مرشح إمرار الترددات النطاقي المصمم من الخوارزميتين تم التحقق من صحته بالمقارنة مع ما يوجد في مرجع . كلا من الخوارزميتين فعالة لتصميم مرشحات الميكروويف.

كلمات المفتاح

الذكاء الاصطناعي , مرشحات الميكروويف, الهياكل الشريطية, وظائف الترشيح, الخوارزمية الجينية ,خوارزمية سرب الطيور, مرشح إمرار الترددات المنخفضة, مرشح إمرار الترددات النطاقي.

Sommaire

INTRODUCTION	1
--------------------	---

CHAPITRE 1 : *Etude des méthodes d'approximation de la fonction de filtrage*

Introduction	3
1. Méthode de conception.....	4
1.1.Recherche d'une fonction d'approximation répondant aux critères du cahier des charges	4
1.2.Recherche d'un schéma en éléments localisés satisfaisant la fonction de transfert objectif	5
1.3.Réalisation de la fonction de filtrage dans le domaine hyperfréquence	5
1.4.Différentes technologies de filtres passifs	6
1.4.1. Technologie volumique	6
1.4.2. Technologies planaires	7
2. Fonction de transfert	8
2.1. Définitions générales	8
2.2. Gabarits des filtres.....	8
3. Approximation de Butterworth	9
4. Approximation de Tchebychev	11
5. Approximation elliptique	13
6. Transformations de filtre	17
Conclusion	19

CHAPITRE 2 : *Etude des structures microruban*

Introduction	20
1. Structure microruban	20
1.1. Champ électromagnétique dans la ligne microruban	20
1.2. Rapprochement Quasi-TEM	21
1.3. Constante diélectrique effective et impédance caractéristique.....	21
1.4. Longueur d'onde guidée, constante de propagation et longueur électrique.....	22
1.5. Synthèse de W/h.....	23
1.6. Effet de l'épaisseur du ruban.....	24
1.7. Dispersion dans la ligne microruban	25
1.8. Pertes du microruban.....	26
1.9. Ondes de surface et modes d'ordre élevé.....	27
2. Les lignes microruban couplées	27
2.1. Capacités de mode pair et de mode impair.....	28
2.2. Les impédances caractéristiques et les constantes diélectriques effectives.....	29
3. Les paramètres Z et Y.....	31
4. Les paramètres S.....	32
5. Les paramètres de transmission ABCD.....	33
Conclusion	35

CHAPITRE 3 : les techniques de conception des filtres micro-ondes

Introduction	36
1. Les filtres passe-bas	36
1.1. Les filtres passe-bas à saut d'impédance.....	36
1.2. Les filtres passe-bas chargés par des stubs ouverts.....	37
1.3. Les filtres passe bas semi localisés contenant des pôles d'atténuation à des fréquences finies	37
2. Les filtres passe-bande.....	38
2.1. Les filtres des résonateurs demi onde d'extrémité couplée.....	38
2.2. Les filtres des résonateurs demi onde couplés en parallèle.....	38
2.3. Les filtres passe bande des lignes Hairpin.....	38
2.4. Les filtres passe bande interdigital	39
2.5. Les filtres Comblineline	40
2.6. Les filtres Pseudocomblineline	40
2.7. Les filtres passe-bande à base des stubs.....	41
3. Les filtres passe-haut.....	42
3.1. Les filtres passe-haut semi localisés.....	42
4. Les filtres coupe-bande.....	43
4.1. Les filtres coupe bande à bande étroite	43
4.2. Les filtres coupe bande à base des stubs ouverts.....	43
Conclusion	44

CHAPITRE 4 : La conception des filtres micro-ondes à l'aide des algorithmes génétiques

Introduction	45
1. Algorithmes génétique.....	46
2. Fonctionnement des algorithmes génétiques	47
3. Étapes de l'algorithme génétique	48
3.1. Codage.....	48
3.2. Opérateur de sélection.....	49
3.3. Opérateur de croisement.....	50
3.4. Opérateur de mutation.....	52
4. Domaines d'applications des algorithmes génétiques.....	54
5. Conception d'un filtre passe-bas en technologie microruban à l'aide des AGs.....	54
5.1. Procédure de conception des filtres passe-bas micro-ondes à base des AGs	58
5.2. Effet des générations sur l'erreur minimale	62
5.3. Performance de filtre conçu par les AGs.....	62
5.4. Le dimensionnement du dispositif	63
6. Conception d'un filtre passe-bande en technologie microruban à l'aide des AGs	64
6.1. Procédure de conception des filtres passe-bande micro-ondes à base des AGs.....	66
6.2. Effet des générations sur l'erreur minimale	70
6.3. Performance des filtres micro-ondes passe-bande	70
6.2. Dimensionnement des dispositifs.....	71
Conclusion	72

CHAPITRE 5 : *La conception des filtres micro-ondes à l'aide de l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire*

Introduction	74
1. Origines de l'optimisation par essaim particulaire.....	74
2. La coopération	75
3. Mémoire et informateurs	76
4. Compromis psycho-social	76
5. Les étapes de L'OEP(PSO).....	77
6. Paramétrage.....	80
7. Domaines d'applications.....	80
8. Conception d'un filtre passe bas en technologie microruban à l'aide de PSO.....	80
8.1. Procédure de conception des filtres passe-bas micro-ondes à base de PSO.....	83
8.2. Effet des itérations sur l'erreur minimale	87
8.3. Performance du filtre conçu par PSO.....	87
8.4. Dimensionnement du dispositif.....	88
9. Conception d'un filtre passe-bande en technologie microruban à l'aide de PSO.....	89
9.1. Procédure de conception des filtres passe-bande micro-ondes à base de PSO	91
9.2. Effet des itérations sur l'erreur minimale	95
9.3. Performance du filtre conçu par PSO.....	95
9.4. Dimensionnement des dispositifs.....	96
Conclusion	97
CONCLUSION	99

Annexes

Références Bibliographiques

LEGENDE DES FIGURES

Fig.1.1	Gabarits des filtres	9
Fig.1.2	Les paramètres de la réponse du filtre de Butterworth	9
Fig.1.3	les pertes d'insertion d'un filtre prototype de Butterworth pour n=3, 5, 7, et 9	10
Fig.1.4	Les paramètres de la réponse du filtre de Tchebychev	11
Fig.1.5	les pertes d'insertion du filtre prototype de Tchebychev pour n=3, 5, 7, et 9.....	12
Fig.1.6	Les paramètres de la réponse d'un filtre elliptique	14
Fig.1.7	Les pertes d'insertion d'un filtre prototype elliptique pour n=3, 5, 7, et 9	15
Fig.1.8	Le filtre prototype passe-bas de la fonction elliptique	15
Fig.1.9	Les quatre topologies principales de filtre	17
Fig.2.1	La structure générale de la ligne microruban.....	19
Fig.2.2	Distribution des champs électrique et magnétique	20
Fig.2.3	Section transversale d'une ligne microruban couplée.....	27
Fig.2.4	Modes Quasi-TEM d'une ligne microruban couplée.....	27
Fig.2.5	Réseau à deux ports	30
Fig.2.6	Réseau à deux ports caractérisé par les paramètres S	31
Fig.2.7	Réseau à deux ports caractérisé par les paramètres ABCD	32
Fig.2.8	Deux réseaux à deux portes en cascade	32
Fig.3.1	Structure générale des filtres passe-bas micro ruban à saut d'impédance	34
Fig.3.2	Structure de filtres passe-bas chargés par des stubs ouverts	35
Fig.3.3	Filtre passe-bas à une fonction elliptique.....	35
Fig.3.4	Configuration générale d'un filtre passe-bande micro ruban d'extrémité-couplée	36
Fig.3.5	Structure générale des filtres passe-bande couplés en parallèle	36
Fig.3.6	Filtres passe-bande à lignes Hairpin	37
Fig.3.7	Un type de filtre passe-bande interdigital	37
Fig.3.8	Filtre passe-bande combline	38
Fig.3.9	Filtre passe-bande pseudocombine	38
Fig.3.10	Filtres à base de stubs $\lambda_{g0}/4$ court circuités	39
Fig.3.11	Filtres à base de stubs $\lambda_{g0}/2$ ouverts	40
Fig.3.12	Filtres passe-haut semi localisés	40
Fig.3.13	Filtres coupe-bande à bande étroite	41
Fig.3.14	Filtres coupe-bande à bande étroite avec des résonateurs de forme L	41
Fig.3.15	Filtres coupe-bande à base de stubs ouverts	42
Fig.4.1	Organigramme d'un algorithme génétique.....	44
Fig.4.2	Le codage (a) binaire, (b) réel.....	47
Fig.4.3	La méthode de sélection loterie biaisée	48
Fig.4.4	La méthode de sélection par tournois	48
Fig.4.5	Croisement en un point, deux points et uniforme	49
Fig.4.6	La mutation (a) binaire, (b) réel.....	50
Fig.4.7	Le filtre prototype passe-bas.....	52
Fig.4.8	Dimensionnement de filtre passe-bas	53
Fig.4.9	Dimensionnement du filtre passebas synthétisé par la technique de Butterworth.....	53
Fig.4.10	Constitution du filtre passe-bas.....	54
Fig.4.11	Réponse fréquentielle de deux filtres et leur erreur	56
Fig.4.12	Étapes de conception des filtres micro-ondes passe-bas par les algorithmes génétiques	58
Fig.4.13	Effet du nombre de générations sur l'erreur minimale	59
Fig.4.14	Performance du filtre passe bas conçu par les AG par rapport au filtre conçu par la méthode de Butterworth	60
Fig.4.15	Dimensionnement du filtre conçu par les AGs.....	61
Fig.4.16	Dimensionnement du filtre micro-onde passe-bande.....	61
Fig.4.17	La constitution du filtre micro-onde passe-bande.....	62

Fig.4.18	Deux filtres passe-bande conçus par les AGs et leur erreur	63
Fig.4.19	Organigramme de conception d'un filtre microonde passe bande par les AGs	66
Fig.4.20	Effet des générations sur l'erreur minimale	67
Fig.4.21	Performance des filtres micro-ondes passe bande conçus par les AGs par rapport au filtre publié dans la référence [40]	68
Fig.4.22	Dimensionnement des dispositifs.	69
Fig.5.1	Exemple de coopération.....	72
Fig.5.2	Mémoire et informateurs.....	73
Fig.5.3	Compromis psycho-social.....	73
Fig.5.4	Initialisation des vitesses	74
Fig.5.5	A la convergence: un voisinage social tend à devenir un voisinage géographique	75
Fig.5.6	Organigramme général du OEP	76
Fig.5.7	Le filtre prototype passe-bas.....	78
Fig.5.8	Dimensionnement de filtre passe-bas	78
Fig.5.9	Dimensionnement du filtre passebas synthétisé par la technique de Butterworth	79
Fig.5.10	Constitution du filtre passe bas synthétisé par la technique de Butterworth.....	79
Fig.5.11	Deux filtres et leurs erreurs.....	81
Fig.5.12	Organigramme de conception des filtres micro-ondes passe-bas par PSO.....	83
Fig.5.13	Effet du nombre de générations sur l'erreur minimale	84
Fig.5.14	Performance du filtre micro-ondes passe bas conçu par PSO par rapport au filtre conçu par la méthode de Butterworth	85
Fig.5.15	Dimensionnement du filtre microonde passe bas conçu par PSO.....	85
Fig.5.16	Dimensionnement du filtre microonde passe bande	86
Fig.5.17	Constitution du filtre microonde passe bande.....	86
Fig.5.18	Deux filtres micro ondes passe bande et leurs erreurs	88
Fig.5.19	Organigramme de conception des filtres microondes passe bande par PSO	90
Fig.5.20	Effet des itérations sur l'erreur minimale	91
Fig.5.21	Performance du filtre micro-ondes passe bande conçus par OEP par rapport au filtre publié dans la référence [40]	92
Fig.5.22	Dimensionnement du filtre micro-ondes passe-bande : (a) obtenu par PSO, (b) de la référence [40]	93

INTRODUCTION

Introduction

Le domaine des micro-ondes et des radios fréquences a connu depuis ces dernières années une forte demande et de très grands progrès technologiques [1]. Le domaine d'application touche aujourd'hui différents domaines allant des applications professionnelles de haute précision comme les systèmes de navigation de télécommunications terrestres et spatiale, la télédétection, la radiométrie, la médecine et la santé à des applications grand public comme la télévision, la téléphonie mobile, la radiodiffusion et les systèmes d'alarmes et de sécurité [2]. La conception de filtres compacts et performants constitue un grand défi dans le domaine radios fréquences et micro-ondes [3]. L'intégration de systèmes de transmission sans fil pour ces gammes de fréquences nécessite la réduction des dimensions de chaque fonction élémentaire de la chaîne d'émission-réception (antennes, filtres, amplificateurs, etc.). Par ailleurs, il s'est toujours avéré nécessaire de développer des méthodes de conception simples [4], efficaces et en adéquation avec les outils de calcul dont disposent les concepteurs de circuits radiofréquences. Ainsi, depuis plus d'un demi-siècle, de nombreuses méthodes de conception de filtres radios fréquences et microondes adaptées aux diverses topologies de filtres ont été élaborées et présentées dans de multiples ouvrages. Cette double problématique (topologie de filtre - méthode de synthèse associée) reste encore aujourd'hui au cœur de la recherche en filtrage pour acquérir entre autre des outils de conception fiables permettant d'obtenir des performances de plus en plus accrues dans des technologies données. Enfin, la mise à disposition d'outils simples et efficaces de conception de dispositifs haute fréquence pour des concepteurs de circuits en microélectronique classique « basse fréquence » semble également pertinente et doit être prise en compte [3]. De nouvelles méthodes ont vu le jour ces dernières années, elles sont basées sur le concept de l'intelligence artificielle et s'inspirent de l'évolution biologique et génétique des espèces vivantes ou de phénomènes naturels. Ces méthodes montrent une plus grande fiabilité dans la résolution de problèmes d'optimisation [5,6].

Nous proposons dans ce mémoire une contribution à la conception des filtres micro-ondes en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle afin de minimiser les pertes dans la réponse fréquentielle. Deux algorithmes de l'intelligence artificielle seront considérés, à savoir les algorithmes génétiques et l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire. Les structures microruban seront adoptées comme implémentation matérielle de ces filtres.

Le présent mémoire s'articule autour de cinq chapitres :

Le premier chapitre est dédié à l'étude des méthodes d'approximation de la fonction filtrage de Butterworth, Tchebyscheff, et elliptique.

Le deuxième chapitre présente les principales caractéristiques d'une structure microruban qui va nous servir comme un support pour l'implémentation des filtres micro-ondes.

Le troisième chapitre rappelle les principales techniques de conception des filtres micro-ondes et les différents types de filtres de fréquence : les filtres passe bas, les filtres passe haut, les filtres passe bande et les filtres coupe bande.

Le quatrième chapitre est consacré au principe des algorithmes génétiques et leurs applications pour la conception des filtres micro-ondes sur une structure microruban. Deux types de filtres ont été étudiés : le filtre passe bas et le filtre passe bande. Le filtre passe bas conçu par l'algorithme génétique sera comparé au filtre synthétisé par la technique de Butterworth, et le filtre passe bande conçu par l'algorithme génétique sera validé par rapport à la littérature scientifique.

Le cinquième chapitre présente le fonctionnement de l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire et son application dans la conception des filtres micro-ondes sur une structure microruban. Notamment deux types de filtres ont été étudiés : le filtre passe bas et le filtre passe bande. Le premier filtre conçu par l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire sera comparé au filtre synthétisé par la technique de Butterworth, et le deuxième filtre conçu par l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire sera validé par rapport à la littérature scientifique.

CHAPITRE I

*Étude des méthodes d'approximation de la fonction filtrage de
Butterworth, Tchebychev et elliptique*

Introduction

Les filtres hyperfréquences jouent un rôle essentiel dans les systèmes de télécommunication modernes. Ils permettent à de nombreuses applications (audio, vidéo, télécommunications, instrumentation, radars) de se partager et d'utiliser au mieux la ressource limitée qu'est le spectre, en permettant notamment de limiter le brouillage des systèmes les uns par rapport aux autres.

Le filtrage d'un signal est une opération délicate qui consiste à maîtriser le signal dans une bande de fréquence donnée, en sélectionnant les composantes utiles (bandes passantes) et en isolant celles qui sont indésirables (bandes atténuées).

Les capacités toujours croissantes des satellites de télécommunications rendent nécessaires l'utilisation optimale du spectre de fréquence. La charge utile d'un satellite est jalonnée par plusieurs systèmes de filtrage hyperfréquences apparaissant à des endroits clés : à la réception, au niveau des multiplexeurs d'entrée (IMUX) et de sortie (OMUX). Selon la position du filtre, ses spécifications et sa technologie de réalisation peuvent profondément varier.

Le nombre de contributions scientifiques dédiées à la conception et à l'analyse des filtres hyperfréquences est considérable [7,8]. Un filtre est défini, sur une bande de fréquence donnée, par des spécifications caractérisées par :

- la réponse en amplitude (transmission, réflexion),
- le temps de propagation de groupe (TPG) appelé également retard de groupe ou temps de transit. Il traduit la variation de linéarité de phase introduite par le filtre.

Dans certains dispositifs, il est nécessaire d'avoir des filtres à phase linéaire sur une partie de la bande passante, c'est-à-dire possédant un TPG constant. De tels systèmes retardent chaque composante fréquentielle de la même quantité ce qui évite les distorsions temporelles.

Suivant la position de la bande passante et des bandes atténuées dans la réponse en fréquence, les filtres peuvent être classés en quatre catégories : filtre passe-bas, filtre passe-haut, filtre passe-bande et filtre coupe-bande.

Les spécifications d'un filtre sont généralement données à partir d'un gabarit. Ce dernier renseigne sur le type du filtre et les caractéristiques électriques auxquelles il doit répondre (fréquence centrale, bande passante Δf , niveau de réjection dans les bandes

atténuées, niveau des pertes d'insertion, la platitude dans la bande). Le gabarit présente des zones d'exclusion en fonction de la fréquence. L'objectif est donc de concevoir le filtre dont la réponse entre dans le gabarit.

Remarque 1: La platitude définit la différence en transmission (S_{21}) entre les niveaux extrêmes de la bande passante. Après le récepteur, la bande passante est canalisée en sous-bandes dont la largeur dépend de l'application (27, 36, 72 MHz, ...). La bande passante doit donc présenter une ondulation la plus faible possible pour ne pas dégrader les signaux spécifiques qui sont transmis dans les canaux.

Remarque 2: Un filtre est généralement considéré comme « adapté » lorsque l'amplitude dans la bande utile atteint un niveau inférieur à -15 dB pour la réponse en réflexion (S_{11}) soit un Taux d'Onde Stationnaire (T.O.S.) inférieur à 1,43.

Ce chapitre présente une étude des méthodes d'approximation de la fonction filtrage de Butterworth, Tchebyscheff, et elliptique et des différentes technologies des filtres passifs hyperfréquences.

1. Méthode de conception

1.1. Recherche d'une fonction d'approximation répondant aux critères du cahier des charges

Le filtre passe-bas constitue la base de la méthode de conception pour tous les types de filtres. En effet, les différentes catégories peuvent se déduire du filtre passe-bas normalisé idéal. Celui-ci est caractérisé par les conditions suivantes :

- un affaiblissement nul dans la bande passante afin de préserver la puissance du signal utile.
- un affaiblissement infini dans la bande atténuée afin d'éliminer les signaux parasites,
- une bande de transition de largeur nulle,
- un déphasage linéaire dans la bande passante afin d'éviter toute distorsion du signal transmis.

Toutefois, le filtre passe-bas idéal est physiquement irréalisable car d'une part, il n'est pas possible de réaliser un affaiblissement discontinu et d'autre part, l'amplitude et la phase ne sont pas liées par les relations de Bayard-Bode. Une première étape consiste donc à

rechercher une fonction de transfert qui approche au mieux les caractéristiques imposées par le gabarit du filtre passe bas normalisé de référence. Les solutions les plus courantes sont les fonctions d'approximations du type Butterworth, Tchebycheff, elliptique, quasi-elliptique et Tchebycheff généralisé.

L'approximation de Butterworth nécessite un ordre de filtre très élevé pour présenter une réjection acceptable, ce qui conduit inévitablement à un niveau de pertes important sur le filtre réel. Quant à l'approximation de Tchebycheff, elle est plus couramment utilisée car elle est simple à mettre en oeuvre, et présente selon l'ondulation tolérée, une réjection plus forte dans la bande atténuée pour un ordre équivalent.

Outre ces filtres classiques, il existe les approximations elliptiques et quasi-elliptiques qui présentent une ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée. Une autre fonction très utilisée est l'approximation de Tchebycheff généralisée qui permet d'obtenir des réponses équi-ondulations dans la bande ainsi que des zéros de transmission répartis dans tout le plan complexe. La présence de zéros de transmission à des fréquences discrètes dans la bande atténuée de ces filtres permet d'atteindre des niveaux de réjection élevés pour un ordre restreint. Bien que ces filtres soient performants, le schéma électrique et la synthèse qui leur sont associés sont souvent complexes à mettre en oeuvre et rendent par conséquent la conception plus difficile.

1.2. Recherche d'un schéma en éléments localisés satisfaisant la fonction de transfert objectif

A la fonction mathématique choisie, nous associons un schéma électrique constitué uniquement d'éléments localisés de types L et C (selfs et capacités). La détermination des éléments du circuit se fait à l'aide de formules mathématiques ou à partir de tables et d'abaques qui existent dans la littérature [9]. Ensuite, pour obtenir la fonction de filtrage désirée (passe-bande, coupe-bande, etc.) nous effectuons une transformation d'impédance et de fréquence sur les éléments du circuit.

1.3. Réalisation de la fonction de filtrage dans le domaine hyperfréquence

L'étape suivante de la conception consiste à transposer le schéma électrique obtenu dans une technologie de réalisation propre au domaine des hyperfréquences (guide d'onde, câble coaxial, piste gravée microruban sur un substrat). Lorsque le support de propagation est

choisi, il faut déterminer les dimensions physiques et géométriques de la structure de filtrage envisagée en vue de sa réalisation.

Dans cette gamme de fréquence, les solutions avec des éléments distribués (tronçons de ligne, cavités,...) sont généralement préférées à celles avec des éléments localisés qui sont plutôt réservées aux applications basse fréquence $f < 3$ GHz.. Au-delà, la gamme de fréquence pose en effet des problèmes liés aux dimensions des éléments qui doivent être prises en compte pour la conception des dispositifs.

Les critères qui permettent au concepteur de faire son choix tant au niveau de la technologie que de la topologie du filtre sont de natures :

- électrique: fréquence centrale f_0 , largeur de bande passante Δf , atténuation maximale A_{\max} tolérée dans la bande (pertes d'insertion), atténuation minimale A_{\min} (réjection) requise hors bande, platitude maximale tolérée dans la bande, T.O.S., etc)
- physique : encombrement, poids, tenue en puissance, sensibilité à la température, solidité mécanique, etc.
- économique : coûts liés à la conception, au réglage et à la production

1.4. Différentes technologies de filtres passifs

Nous nous intéressons ici uniquement aux technologies de filtres passifs hyperfréquences, c'est-à-dire qui ne nécessitent aucune source d'alimentation pour fonctionner. Nous allons décrire succinctement les différents avantages et inconvénients de chacune de ces technologies. Le choix final de la technologie d'implémentation se fait selon les besoins des systèmes (application visée, fréquence de travail, réjection et sélectivité requises, encombrement) dans lesquels le filtre sera implanté.

1.4.1. Technologie volumique

Les filtres volumiques se composent de cavités métalliques, généralement réalisées par des tronçons de guides d'ondes (rectangulaires, circulaires), ou de résonateurs diélectriques [8]. Ces filtres sont très intéressants pour réaliser des filtres à bande étroite car ils présentent d'excellentes performances électriques (faibles pertes) grâce à des coefficients de qualité élevés. De plus, ils peuvent supporter des signaux de forte puissance tout en conservant une stabilité en température acceptable.

Tous ces avantages font que ces filtres équipent encore majoritairement les charges utiles des satellites lancés aujourd'hui ; aussi bien au niveau de l'émission où ils sont difficilement remplaçables mais aussi, bien souvent, au niveau de la réception. Toutefois, l'encombrement, le poids et le coût constituent leurs principaux inconvénients. Leurs dimensions sont importantes comparées aux autres éléments d'un équipement à circuits micro-ondes intégrés et les dispositifs ne sont pas directement compatibles avec les systèmes actifs tels que les amplificateurs de puissance ou les amplificateurs faible bruit auxquels ils sont associés. De plus, complexes à mettre en oeuvre, les filtres volumiques requièrent un traitement mécanique spécial et un réglage après réalisation qui contribue fortement à une augmentation des coûts de production.

1.4.2. Technologies planaires

Dans les applications où le transport de signaux de fortes puissances n'est pas un paramètre essentiel, l'utilisation de technologies planaires est une solution pour remédier aux problèmes d'encombrement et de poids des structures volumiques. Les filtres planaires sont très intéressants sur ces deux points, mais ils le sont également sur les coûts de réalisation qui sont plus faibles, leurs bonnes reproductibilités et leurs facilités d'interconnexion avec les autres circuits et notamment les circuits actifs [10]. La réalisation de systèmes complets compacts est alors possible, puisque la partie interconnexion est simplifiée.

Parmi les technologies planaires, nous pouvons distinguer les technologies microruban, coplanaire, multicouche et membrane, chacune d'entre elles ayant ses spécificités propres tant d'un point de vue géométrique qu'électrique.

1.4.2.1. La technologie microruban

Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences, la structure microruban est constituée d'un conducteur métallique déposé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse sur la face inférieure [11]. Le mode fondamental de propagation d'un tel support de propagation n'est pas TEM (Transverse ElectroMagnétique) car la section transverse n'est pas homogène. Cependant, étant donné que les amplitudes des composantes longitudinales des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles pour être négligées, on parle de mode quasi-TEM. Ceci rend alors possible la modélisation de la structure sous la forme d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c «baignant» dans un milieu homogène équivalent caractérisé par une permittivité relative effective ϵ_{reff} .

2. Fonction de transfert

2.1. Définitions générales

La fonction de transfert d'un filtre est une description mathématique des caractéristiques de la réponse d'un système, et mathématiquement est l'expression de S_{21} . La fonction de transfert en amplitude-carrée pour un filtre passif sans perte est définie par [12]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (1)$$

où ε est la constante d'ondulation, $F_n(\Omega)$ représente le filtrage ou la fonction caractéristique, et Ω est la fréquence. La réponse de perte d'insertion du filtre est calculée par :

$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \text{ dB} \quad (2)$$

Pour un quadripôle passif sans perte, $|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1$. la réponse de perte de réflexion est calculée par :

$$L_R(\Omega) = 10 \log \left[1 - |S_{21}(j\Omega)|^2 \right] \text{ dB} \quad (3)$$

La réponse de phase du filtre est calculée par :

$$\phi_{21} = \text{Arg} S_{21}(j\Omega) \quad (4)$$

Alors la réponse de retard de groupe de ce filtre est calculée par :

$$\tau_d(\Omega) = \frac{d\phi_{21}(\Omega)}{-d\Omega} \text{ secondes} \quad (5)$$

où $\phi_{21}(\Omega)$ est en radians et Ω en radians par seconde.

2.2. Gabarits des filtres :

La figure 1 présente les gabarits des filtres avec leur réponses en amplitude [9] :

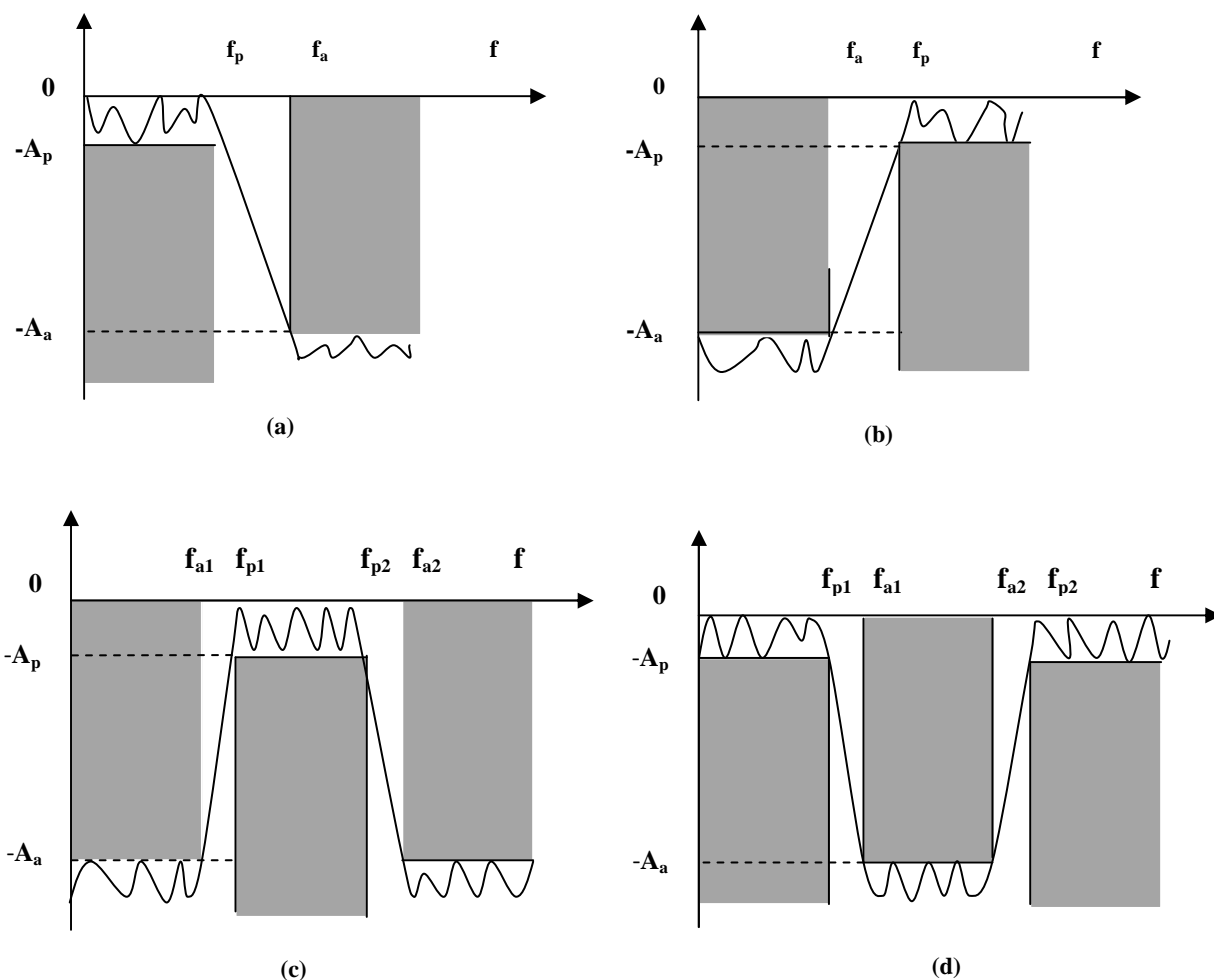


Fig.1. Gabarits des filtres :(a) passe-bas, (b) passe-haut, (c) Passe-bande et (d) coupe-bande

3. Approximation de Butterworth

Pour l'approximation de Butterworth, la fonction de transfert de filtre d'ordre n est exprimée comme suit [13,14] :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0}{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}} \tag{6}$$

ω_c est la fréquence de coupure, H_0 est la constante d'atténuation. Les paramètres du filtre de Butterworth sont donnés sur la figure 2.

La figure 3 montre les pertes d'insertion du filtre de Butterworth pour différents ordres du filtre.

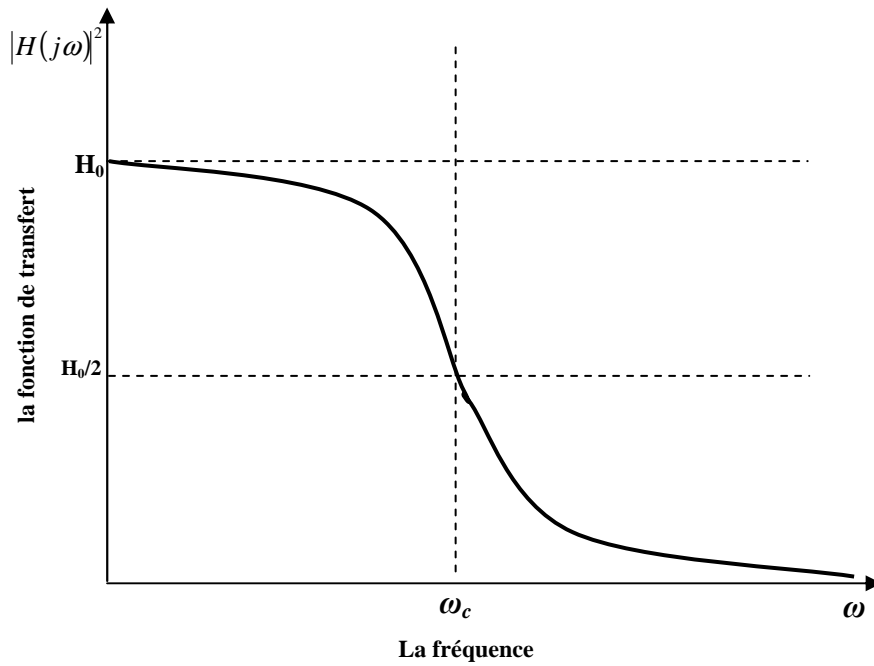


Fig.2. Les paramètres de la réponse du filtre de Butterworth.

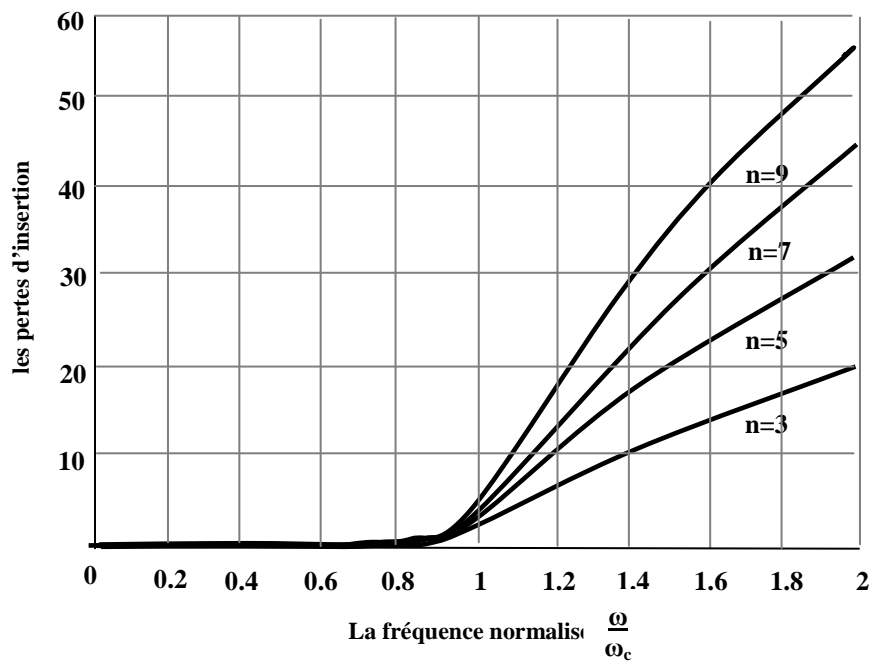


Fig.3. les pertes d'insertion d'un filtre prototype de Butterworth pour $n=3,5,7$, et 9 .

Les valeurs des composantes du filtre prototype passe-bas de Butterworth avec des terminaisons résistifs égaux sont déterminés en utilisant les équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 \\
 g_k &= 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], \quad k=1,2,\dots, n \\
 g_{n+1} &= 1
 \end{aligned} \tag{7}$$

Malgré sa simplicité, le type de réponse de Butterworth n'est pas trop utilisé en pratique en raison de la sélectivité insuffisante.

4. Approximation de Tchebychev

Pour l'approximation de Tchebychev, la fonction de transfert de filtre d'ordre n est exprimée comme suit [13,14]:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_c)} \tag{8}$$

$$C_n(\omega) = \cos[n \cos^{-1}(\omega)]$$

où ε et ω_c sont l'ondulation en amplitude et la fréquence de coupure, respectivement, H_0 est la constante d'atténuation.

Les paramètres du filtre de Tchebychev sont donnés sur la figure 4. Il peut être montré que l'équation transcendante est réellement un polynôme dont les premiers ordres sont donnés par :

$$C_0(\omega) = 1$$

$$C_1(\omega) = \omega$$

$$C_2(\omega) = 2\omega^2 - 1$$

$$C_{n+1}(\omega) = 2\omega C_n(\omega) - C_{n-1}(\omega)$$

La figure 5 montre les pertes d'insertion du filtre de Tchebychev pour différents ordres de filtre.

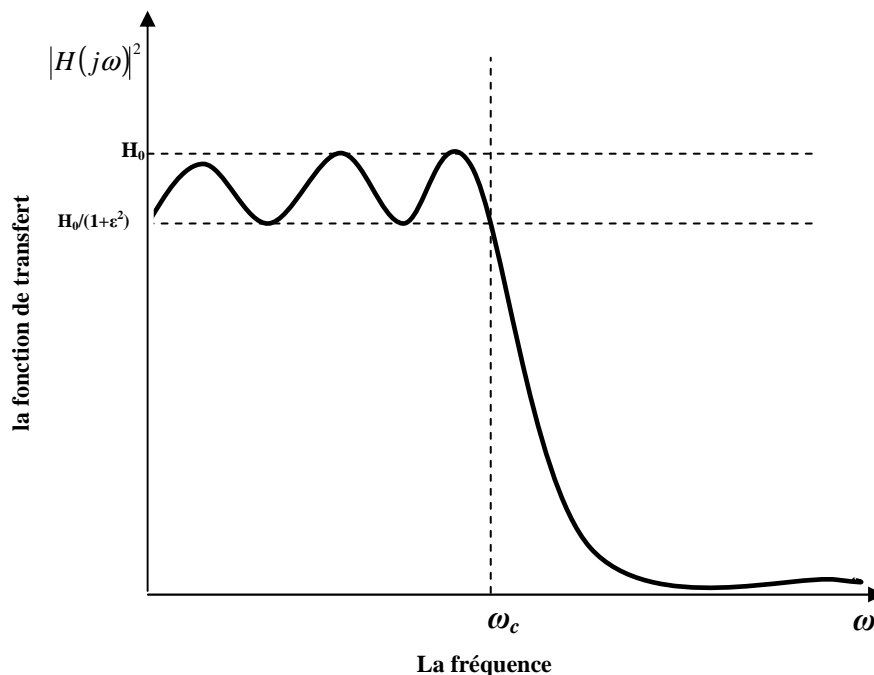


Fig.4. Les paramètres de la réponse du filtre de Tchebychev.

Les valeurs des composantes du filtre prototype passe bas de Tchebychev avec des terminaisons résistifs égaux sont déterminées en utilisant les équations suivantes:

$$g_0 = 1$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma}$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad k=2,3,\dots,n \quad (9)$$

$$g_{n+1} = 1 \quad \text{pour } n \text{ impair}$$

$$g_{n+1} = \coth 2(\beta/4) \quad \text{pour } n \text{ pair}$$

Tels que

$$a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], \quad k=1,2,\dots,n$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left[\frac{k\pi}{n} \right], \quad k=1,2,\dots,n$$

$$\beta = \ln \left[\coth \left(\frac{A}{2 * 8.686} \right) \right]$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$$

où A est l'ondulation de la bande passante en décibels. La relation entre A et ε est donnée par l'expression suivante : $A=10\log(1+\varepsilon^2)$

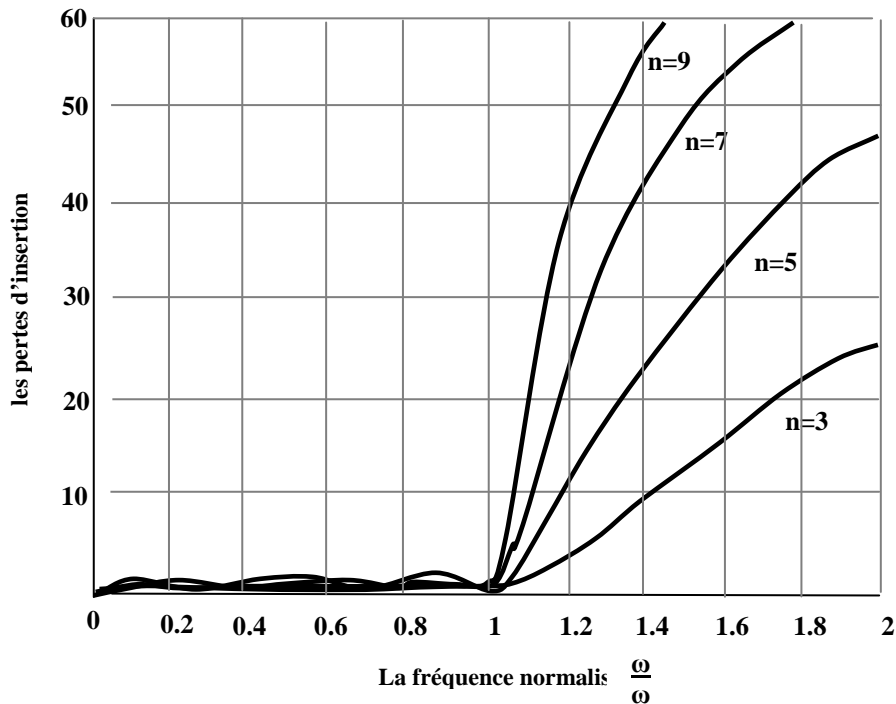


Fig.5. les pertes d'insertion du filtre prototype de Tchebychev pour n=3,5,7, et 9.

Noter que selon l'ordre du filtre, la résistance de charge pourrait être différente de la résistance de source. Le filtre de Tchebychev est généralement utilisé dans la pratique que le filtre de Butterworth. La raison est la sélectivité plus élevée fournie dans le filtre de Tchebychev. Il y a également la réponse inverse de Tchebychev qui a les caractéristiques suivantes : un maximum plat dans la bande passante et des ondulations égales dans la bande atténuée.

5. Approximation elliptique

Avant d'expliquer la réponse d'un filtre elliptique, il serait instructif de donner les définitions des intégrales et des fonctions elliptiques qui seront employées dans la réponse elliptique. L'intégrale suivante s'appelle le format standard de Legendre de l'intégrale elliptique du premier type de module k [13-15] :

$$u \equiv F(k, \phi) = \int_0^x \frac{dx}{(1-x^2)^{1/2}(1-k^2x^2)^{1/2}} = \int_0^\phi \frac{d\phi}{(1-k^2 \sin^2 \phi)^{1/2}} \quad (10)$$

Puis, la fonction elliptique sinus de Jacobian de module k (c.-à-d., la fonction elliptique) est définie comme suit :

$$x \equiv sn(u, k) \quad (11)$$

Ainsi, le résultat d'une fonction elliptique est la limite de x de l'intégrale définie dans (10), qui produit u pour un K donné. Abramowitz et Stegun fournissent une bonne référence pour les fonctions mathématiques et les tabulations. Alternativement, des fonctions elliptiques peuvent facilement être calculées en utilisant des algorithmes numériques.

Une autre fonction qui sera employée dans la réponse elliptique de filtre est l'intégrale elliptique complète du premier type de module k , qui est définie comme suit :

$$K \equiv K(k) = F(k, \pi/2) \quad (12)$$

Pour une réponse de filtre elliptique, le paramètre k est une mesure de l'inclinaison de l'atténuation dans la bande transitoire et s'appelle facteur de sélectivité :

$$k = \frac{\omega_c}{\omega_s} \quad (13)$$

où ω_c et ω_s sont la fréquence de coupure et le bord de la bande atténuée respectivement. Les paramètres de la fonction elliptique sont montrés sur la figure 6. En ce moment, nous sommes prêts à définir les fonctions de transfert d'un filtre elliptique.

La fonction de transfert d'un filtre elliptique du n ème-ordre est exprimée comme suit :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_n}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\omega/\omega_c)} \quad (14)$$

où n est l'ordre du filtre. Les constantes H_n et ε ont la même interprétation que dans la réponse de Tchebychev. En plus de ces paramètres, on devrait également spécifier l'inclinaison du filtre elliptique k en employant (13). La fonction $F_n^2(\omega/\omega_c)$ est donnée par [13-15] :

$$n \text{ impair : } F_n(\omega) = H_0 \frac{\omega(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2) \dots (\omega_q^2 - \omega^2)}{(1 - k^2 \omega_1^2 \omega^2)(1 - k^2 \omega_2^2 \omega^2) \dots (1 - k^2 \omega_q^2 \omega^2)}$$

$$\omega_m = \text{sn}(2mK/n, k) \quad m=1, 2, \dots, q, \quad q=(n-1)/2$$

$$n \text{ pair : } F_n(\omega) = H_0 \frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2) \dots (\omega_q^2 - \omega^2)}{(1 - k^2 \omega_1^2 \omega^2)(1 - k^2 \omega_2^2 \omega^2) \dots (1 - k^2 \omega_q^2 \omega^2)}$$

$$\omega_m = \text{sn}[(2m-1)K/n, k] \quad m=1, 2, \dots, q, \quad q=n/2$$

Tels que :

$$H_0 = \left(\frac{k^n}{k_1} \right)^{1/2}$$

$$k_1 = k^n \left[\frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2) \dots (\omega_q^2 - \omega^2)}{(1 - k^2 \omega_1^2 \omega^2)(1 - k^2 \omega_2^2 \omega^2) \dots (1 - k^2 \omega_q^2 \omega^2)} \right]$$

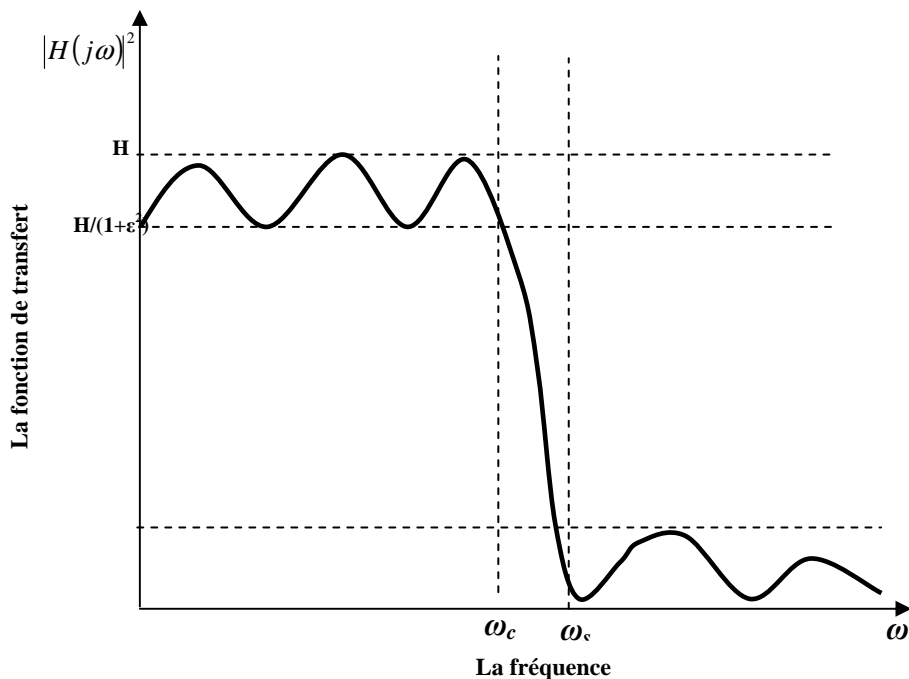


Fig.6. Les paramètres de la réponse d'un filtre elliptique.

Les figures 7, 8 représentent les pertes d'insertion du filtre elliptique pour différents ordres de filtre et les deux structures de réseau utilisées généralement pour les filtres passe-bas prototype de fonction elliptique respectivement .

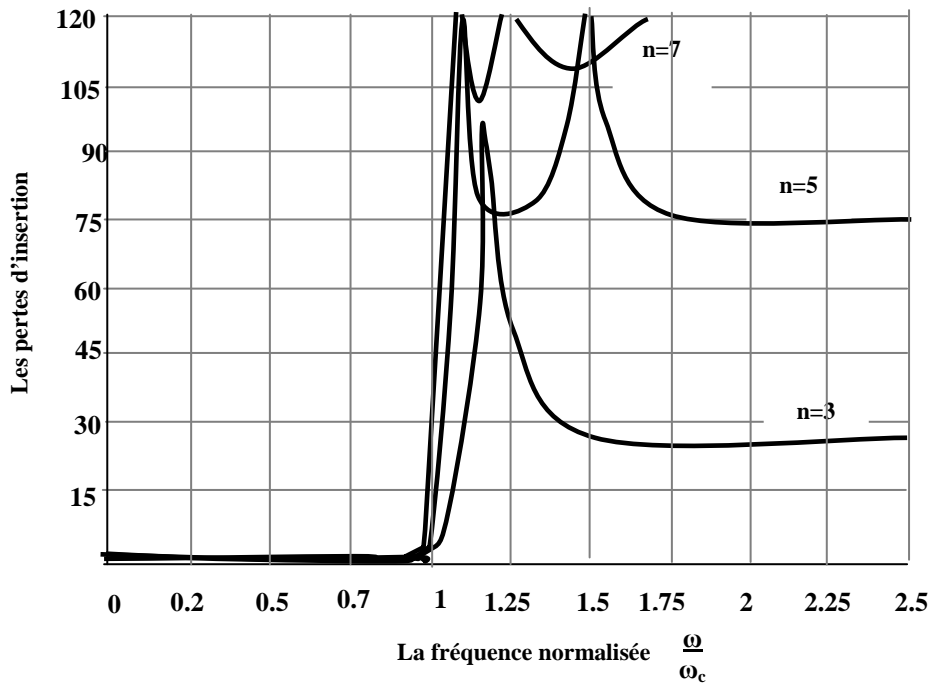


Fig.7. les pertes d'insertion d'un filtre prototype elliptique pour $n=3,5,$ et 7 ($k=0.9, \epsilon=0.5$).

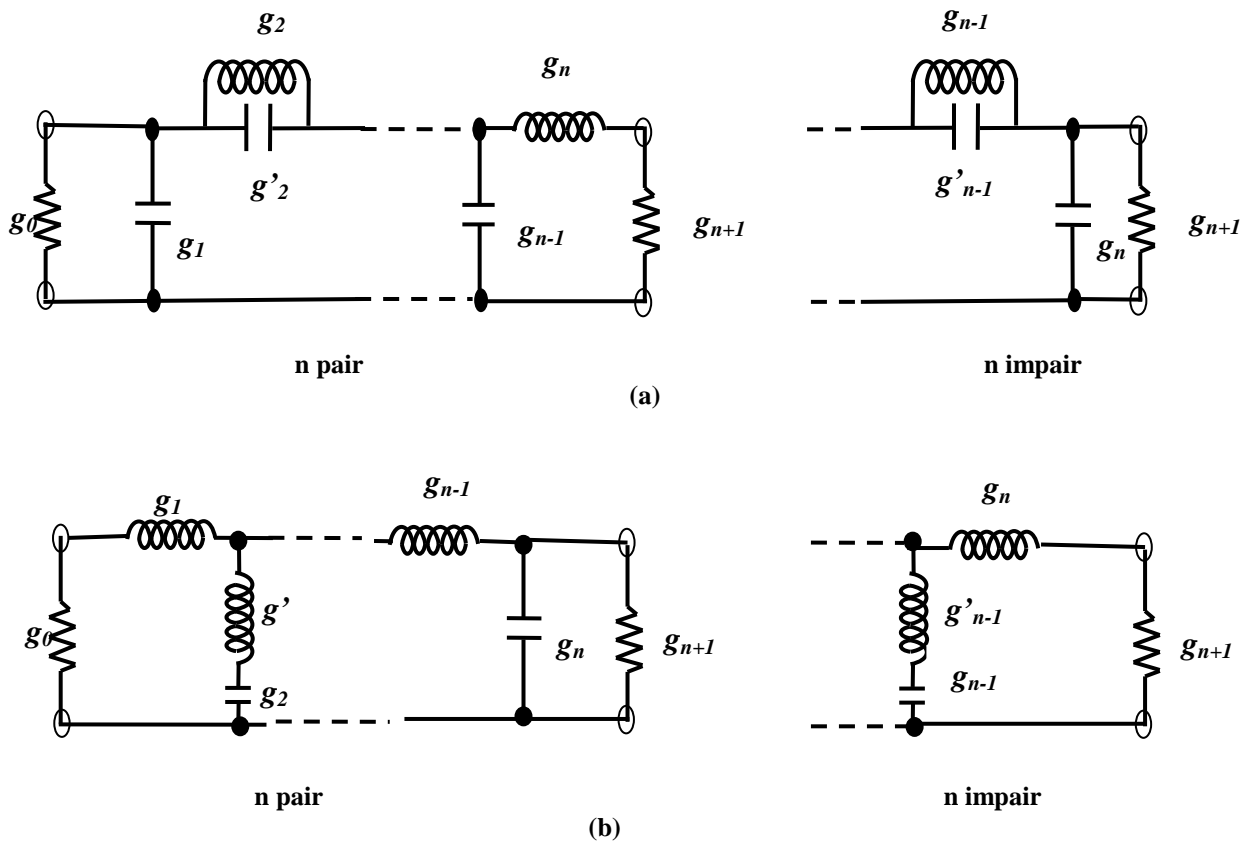
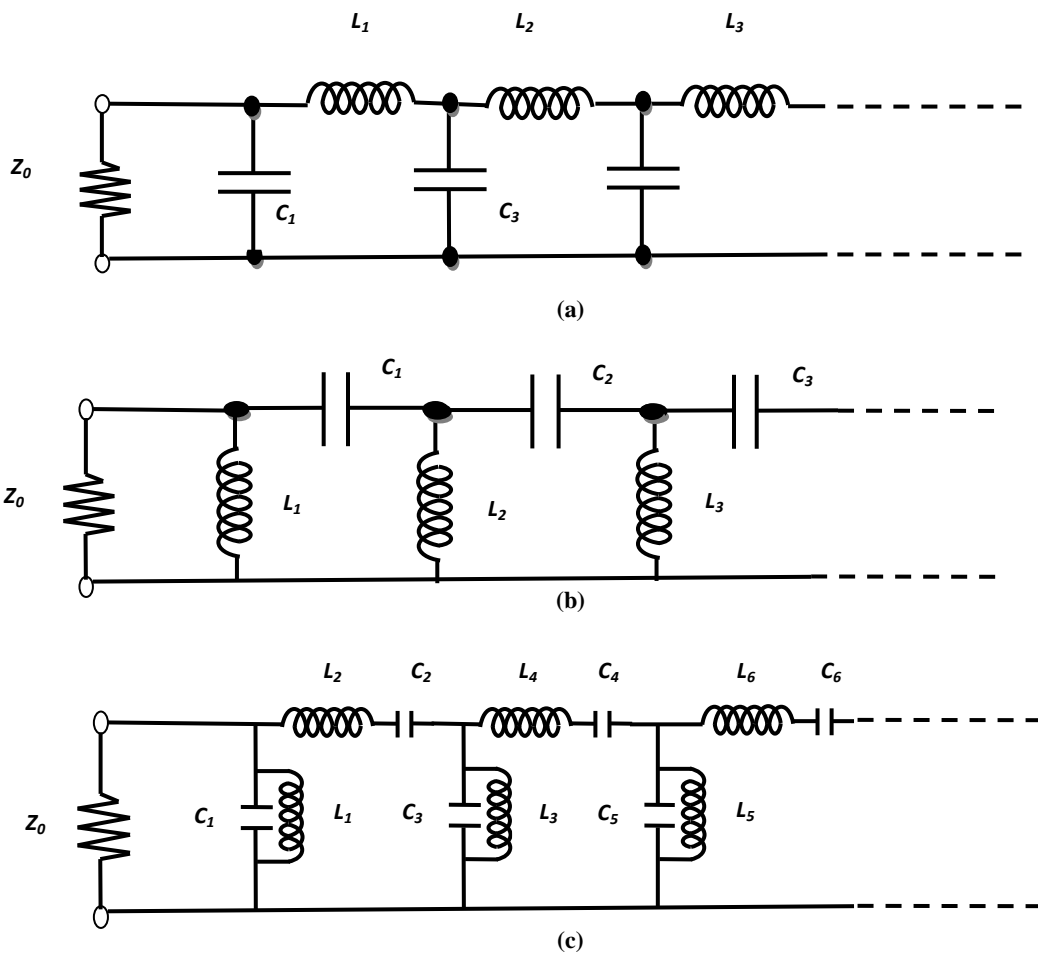


Fig.8. Le filtre prototype passe-bas de la fonction elliptique avec (a) des résonateurs parallèles branchés en série (b) des résonateurs séries branchés en parallèle.

À la différence de filtre prototype passe-bas de Butterworth et de Tchebychev, là n'est aucune formule simple disponible pour déterminer les valeurs des éléments des filtres prototype passe bas de fonction elliptique. Le tableau A.1 à l'annexe A donne quelques données de conception utiles pour les filtres prototype passe bas de fonction elliptique représentés sur le figure 8 [12].

6. Transformations de filtre

Dans les sections précédentes, la conception des filtres prototype passe-bas a été présentée pour différentes réponses de fonction de transfert. Ces filtres passe-bas sont normalisés tel que les résistances de la charge et de la source est 1 ohm et ont une fréquence de coupure de 1 rad/s. Par conséquent, pour obtenir le niveau désiré de la fréquence et de l'impédance, on doit utiliser les transformations appropriées pour mesurer les valeurs des composants des filtres prototypes. Il sera également nécessaire de convertir le filtre passe-bas vers d'autres types de filtres (passe-haut, passe-bande, et coupe-bande) à l'aide de la transformation de fréquence [13].



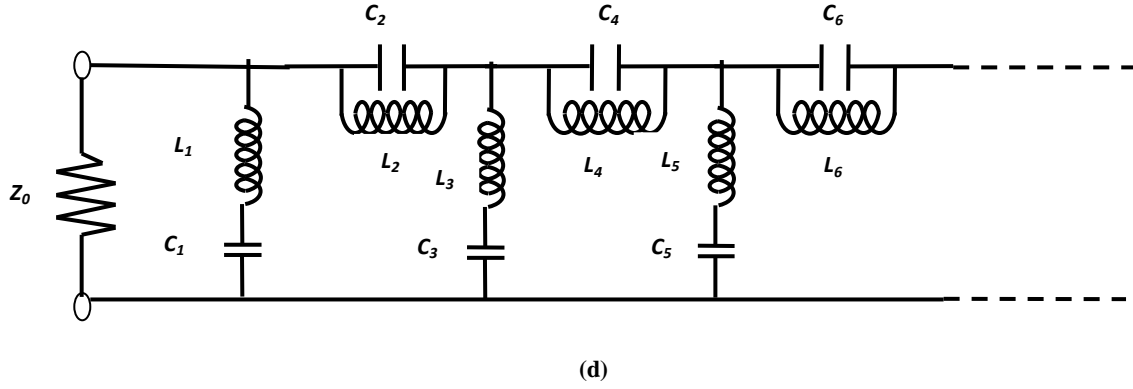


Fig.9. Les quatre topologies principales de filtre : (a) Passe-bas, (b) Passe-haut, (c) Passe-bande, (d) Coupe-bande.

Filtre passe-bas :

$$\frac{\omega}{\omega_c} \leftarrow \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$L_{k/2} = g_k \frac{Z_0}{\omega_0} \quad k=2,4,6,\dots \quad C_{(k+1)/2} = g_k \frac{1}{Z_0 \omega_0} \quad k=1,3,5,\dots$$

Filtre passe-haut :

$$\frac{\omega}{\omega_c} \leftarrow -\frac{\omega}{\omega_0}$$

$$L_{k/2} = \frac{Z_0}{g_k \omega_0} \quad k=2,4,6,\dots \quad C_{(k+1)/2} = \frac{1}{g_k Z_0 \omega_0} \quad k=1,3,5,\dots$$

Filtre passe-bande :

$$\frac{\omega}{\omega_c} \leftarrow \frac{\omega_0}{BW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad BW = \omega_2 - \omega_1$$

$$L_k = g_k \frac{Z_0}{BW} \quad , \quad C_k = \frac{BW}{g_k Z_0 \omega_0^2} \quad k=2,4,6,\dots \quad L_k = \frac{BW Z_0}{g_k \omega_0^2} \quad , \quad C_k = g_k \frac{1}{Z_0 BW} \quad k=1,3,5,\dots$$

Filtre coupe-bande :

$$\frac{\omega_c}{\omega} \leftarrow -\frac{\omega_0}{BW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad , \quad BW = \omega_2 - \omega_1$$

$$L_k = g_k \frac{Z_0 BW}{\omega_0^2} \quad , \quad C_k = \frac{1}{g_k Z_0 BW} \quad k=2,4,6,\dots \quad L_k = \frac{Z_0}{g_k BW} \quad , \quad C_k = g_k \frac{BW}{Z_0 \omega_0^2} \quad k=1,3,5,\dots$$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la méthode de conception des différents types de filtres micro-ondes. En effet, les différentes catégories peuvent se déduire du filtre passe-bas normalisé idéal. Toutefois, le filtre passe-bas idéal est physiquement irréalisable car il n'est pas possible de réaliser un affaiblissement discontinu. Une première étape consiste donc à rechercher une fonction de transfert qui approche au mieux les caractéristiques imposées par le gabarit du filtre passe bas normalisé de référence. Nous avons décrits les solutions les plus courantes qui sont les fonctions d'approximations du type Butterworth, Tchebycheff, et elliptique.

L'approximation de Butterworth nécessite un ordre de filtre très élevé pour présenter une réjection acceptable, ce qui conduit inévitablement à un niveau de pertes important sur le filtre réel. Quant à l'approximation de Tchebysheff, elle est plus couramment utilisée car elle est simple à mettre en œuvre, et présente selon l'ondulation tolérée, une réjection plus forte dans la bande atténuée pour un ordre équivalent. Outre ces filtres classiques, il existe les approximations elliptiques qui présentent une ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée. La présence de zéros de transmission à des fréquences discrètes dans la bande atténuée de ces filtres permet d'atteindre des niveaux de réjection élevés pour un ordre restreint. Bien que ces filtres soient performants, le schéma électrique et la synthèse qui leur sont associés sont souvent complexes à mettre en œuvre et rendent par conséquent la conception plus difficile.

A la fonction mathématique choisie, nous associons un schéma électrique constitué uniquement d'éléments localisés de types L et C (selfs et capacités). La détermination des éléments du circuit se fait à l'aide de formules mathématiques. Ensuite, pour obtenir la fonction de filtrage désirée (passe-bande, coupe-bande, etc.) nous effectuons une transformation d'impédance et de fréquence sur les éléments du circuit.

Le chapitre suivant abordera les caractéristiques des circuits microruban qui vont servir comme un support d'implémentation des filtres microondes.

CHAPITRE II

Etude des structures microruban

Introduction

La ligne microruban est très utilisée pour la fabrication de circuits hyperfréquences pour deux raisons principales : La première est qu'elle s'apprête bien à une fabrication par procédé photo-lithographique, et la seconde est qu'elle permet une intégration simple des composants passives et actives par montage en surface.

Les lignes de champ d'une structure microruban sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne métallisée et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat. Cela implique qu'une ligne microruban ne puisse supporter un mode TEM pur, puisque la vitesse de phase des champs TEM dans le diélectrique diffère de celle dans l'air.

Ce chapitre présentera les principales caractéristiques d'une structure microruban qui va nous servir comme un support pour l'implémentation des filtres microondes.

1. Structure microruban

La structure générale d'une ligne microruban est illustrée à la figure 1. Il s'agit d'une bande de ruban conducteur de largeur W et d'épaisseur t déposée sur un substrat diélectrique ayant une constante diélectrique relative ϵ_r et une épaisseur h ; le fond du substrat est un plan de masse conducteur [12].

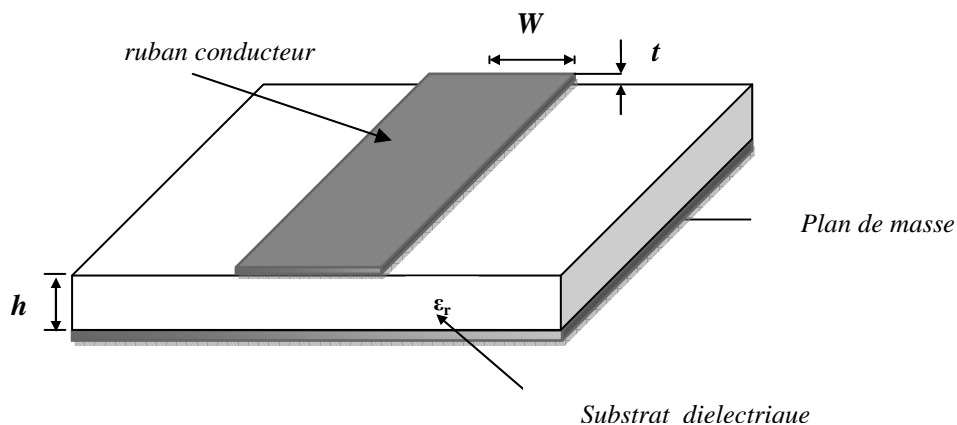


Fig.1. Structure générale de la ligne microruban

1.1. Champ électromagnétique dans la ligne microruban

Dans une ligne microruban, les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre le ruban métallisé et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat. Cela implique qu'une ligne microruban ne puisse supporter un mode TEM pur; une onde TEM pure contient uniquement les composantes

transversales et la vitesse de propagation dépend des propriétés matérielles (permittivité et perméabilité). La vitesse de phase des champs TEM dans le diélectrique $c/\sqrt{\epsilon_r}$ diffère de celle dans l'air. Les ondes dans la ligne microruban présentent des composantes longitudinales pour les champs électrique et magnétique et la vitesse de propagation dépend des propriétés matérielles et des dimensions physiques de la ligne [12].

La distribution des champs électrique et magnétique est illustrée sur la figure 2.

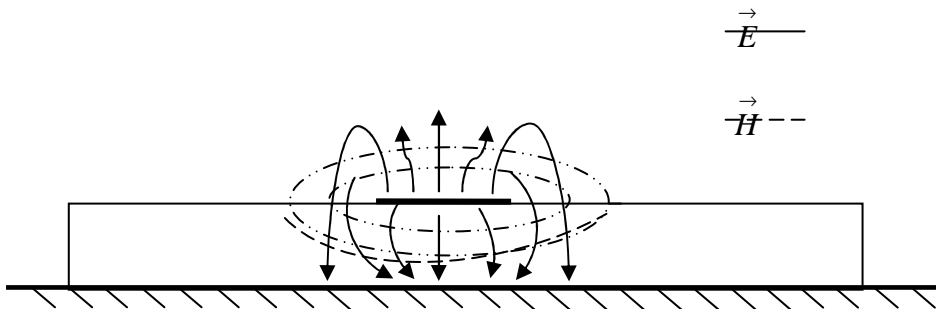


Fig.2. Distribution des champs électrique E et magnétique H

1.2. Rapprochement Quasi-TEM

Lorsque les composantes longitudinales des champs pour le mode dominant d'une ligne microruban restent beaucoup plus petites que les composantes transversales et elles peuvent être négligées. Dans ce cas, le mode dominant se comporte comme un mode TEM et la théorie des lignes de transmission TEM est applicable pour la ligne microruban. C'est ce qu'on appelle approximation quasi-TEM et elle est valable sur la plupart des gammes de fréquences de fonctionnement du microruban.

1.3. Constante diélectrique effective et impédance caractéristique

Dans l'approximation quasi-TEM, un matériau diélectrique homogène avec une permittivité diélectrique effective remplace les médias inhomogènes diélectrique-air du microruban. Les caractéristiques de transmission de la ligne microruban sont décrits par deux paramètres : la constante diélectrique effective et l'impédance caractéristique Z_c [11,12]. Ces deux paramètres du microruban sont alors déterminés à partir des valeurs de deux capacités.

$$\epsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \quad (1)$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}} \quad (2)$$

C_d étant la capacité par unité de longueur avec la présence du substrat diélectrique, C_a la capacité par unité de longueur avec le substrat diélectrique remplacé par l'air, et c la vitesse des ondes électromagnétiques dans l'espace libre ($c = 3 \times 10^8$ m/s).

Pour les conducteurs très minces (c-à-d $t \rightarrow 0$), les expressions de l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective sont calculées comme suit [12-16] :

pour $W/h \leq 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right\} \quad (3)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) \quad (4)$$

où $\eta = 120\pi$ ohms est l'impédance caractéristique dans l'espace libre.

pour $W/h \geq 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \quad (5)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (6)$$

1.4. Longueur d'onde guidée, constante de propagation et longueur électrique

Une fois la constante diélectrique effective d'une ligne microruban est déterminée, la longueur d'onde guidée est donnée par :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (7)$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre à la fréquence de fonctionnement f . La fréquence étant mesurée en gigahertz (GHz), la longueur d'onde guidée est évaluée directement en millimètres comme suit :

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{Ghz})\sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ (mm)}$$

La constante de propagation β et la vitesse de phase v_p peuvent être déterminées par :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (8)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (9)$$

La longueur électrique d'une ligne microruban pour une longueur physique donnée ℓ est définie par :

$$\theta = \beta\ell \quad (10)$$

Pour $\ell = \lambda_g/4 \rightarrow \theta = \pi/2$ et $\ell = \lambda_g/2 \rightarrow \theta = \pi$, la ligne quart d'onde et demi-onde respectivement. Ces lignes sont importantes pour la conception des filtres microruban.

1.5. Synthèse de W/h

Les expressions approximatives pour W/h en termes de Z_c et ϵ_r , dérivées par Wheeler et Hammerstad, sont [12-16] :

Pour $W/h \leq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (11)$$

avec

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\}$$

Pour $W/h \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (12)$$

avec

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}}$$

1.6. Effet de l'épaisseur du ruban

Jusqu'ici nous n'avons pas considéré l'effet de l'épaisseur t du ruban. L'épaisseur t est habituellement très petite quand la ligne du microruban est réalisée en couches minces ; donc, son effet peut souvent être négligé. Néanmoins, son effet sur l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective peut être inclus [12-18].

Pour $W/h \leq 1$

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8}{W_e(t)/h} + 0.25 \frac{W_e(t)}{h} \right\} \quad (13)$$

Pour $W/h \geq 1$

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W_e(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (14)$$

où

$$\frac{W_e(t)}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right) & W/h \leq 0.5\pi \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right) & W/h \geq 0.5\pi \end{cases}$$

$$\epsilon_{re}(t) = \epsilon_{re} - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (15)$$

Dans les expressions ci-dessus, ϵ_{re} est la constante diélectrique effective pour $t = 0$. On peut observer que l'effet de l'épaisseur de ruban sur l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective est insignifiant pour de petites valeurs de t/h . Toutefois, l'effet de l'épaisseur de ruban est significatif pour la perte conductrice de la ligne microruban.

1.7. Dispersion dans la ligne microruban

D'une façon générale, il y a dispersion dans les microrubans ; à savoir, sa vitesse de phase n'est pas constante mais dépend de la fréquence. Il suit que sa constante diélectrique effective ϵ_{re} est une fonction de la fréquence et peut en général être définie comme une constante diélectrique effective liée à la fréquence $\epsilon_{re}(f)$. Pour tenir compte de l'effet de la dispersion [12-19], la formule de $\epsilon_{re}(f)$ est :

$$\epsilon_{re}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{re}}{1 + (f / f_{50})^m} \quad (16)$$

avec

$$f_{50} = \frac{f_{TM0}}{0.75 + (0.75 - 0.332\epsilon_r^{-1.73})W/h}$$

$$f_{TM0} = \frac{c}{2\pi h \sqrt{\epsilon_r - \epsilon_{re}}} \tan^{-1} \left(\epsilon_r \sqrt{\frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - \epsilon_{re}}} \right)$$

$$m = m_0 m_c \leq 2.32$$

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{W/h}} + 0.32 \left(\frac{1}{1 + \sqrt{W/h}} \right)^3$$

$$m_c = \begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1 + W/h} \left\{ 0.15 - 0.235 \exp\left(\frac{-0.45f}{f_{50}}\right) \right\} & W/h \leq 0.7 \\ 1 & W/h \geq 0.7 \end{cases}$$

Toutesfois, le produit $m_0 m_c$ est plus grand que 2.32 et le paramètre m choisi est égal à 2.32. Le modèle de dispersion prouve que $\epsilon_{re}(f)$ augmente avec la fréquence, et $\epsilon_{re}(f) \rightarrow \epsilon_r$ si $f \rightarrow \infty$.

L'effet de la dispersion sur l'impédance caractéristique peut être estimé par [17] :

$$Z_c(f) = Z_c \frac{\epsilon_{re}(f) - 1}{\epsilon_{re} - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_{re}(f)}} \quad (17)$$

où Z_c est la valeur quasi-statique de l'impédance caractéristique obtenue plutôt (2).

1.8. Pertes du microruban

Les composantes de perte d'une ligne microruban incluent la perte conducteur, la perte diélectrique et la perte de rayonnement, tandis que la perte magnétique joue un rôle seulement pour les substrats magnétiques tels que les ferrites [20,21]. La constante de propagation d'une ligne de transmission avec perte est complexe $\gamma = \alpha + j\beta$ où α la partie réelle en nepers par unité de longueur est la constante d'atténuation, qui est la somme des constantes d'atténuation résultant de chaque effet. Dans la pratique, on préfère exprimer α en décibels (dB) par unité de longueur, qui peut être rapportée par :

$$\begin{aligned}\alpha \text{ (dB/m)} &= (20 \log_{10} e) \alpha \\ &\approx 8.686\alpha\end{aligned}\quad (18)$$

où α en (nepers/m).

Une expression simple pour l'estimation de l'atténuation produite par la perte conducteur est donnée par [21] :

$$\alpha_c = \frac{8.686R_s}{Z_c W} \text{ dB/ m} \quad (19)$$

Z_c est l'impédance caractéristique du microruban de largeur W et R_s représente la résistance de surface en ohms par carré pour le ruban conducteur et le plan de masse. Pour un conducteur :

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \quad (20)$$

où σ est la conductivité, μ_0 la perméabilité de l'espace libre, et ω la pulsation. L'expression simple de (19) est seulement valide pour des grandes largeurs de bande parce qu'elle suppose que la distribution courante à travers le microruban est uniforme et donc il surestimerait la perte de conducteur pour des lignes plus étroites du microruban.

L'atténuation due à la perte diélectrique dans le microruban peut être déterminée par [19,20]:

$$\alpha_d = 8.686\pi \left(\frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \frac{\epsilon_r \tan \delta}{\epsilon_{re} \lambda_g} \text{ dB/m} \quad (21)$$

1.9. Ondes de surface et modes d'ordre élevé

Une onde de surface est un mode de propagation guidé par la surface air-diélectrique pour un substrat diélectrique sur le plan de masse conducteur, même sans la bande conductrice supérieure. Bien que le plus bas mode de l'onde de surface puisse se propager à n'importe quelle fréquence, son couplage au mode de quasi-TEM du microruban devient seulement significatif à la fréquence :

$$f_s = \frac{c \tan^{-1} \epsilon_r}{\sqrt{2\pi h} \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (22)$$

pour que les vitesses de phase des deux modes soient proches.

L'excitation des modes d'ordre élevé dans un microruban peut être évitée en l'actionnant au-dessous de la fréquence de coupure du premier mode élevé qui est donné par [22]:

$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} (2W + 0.8h)} \quad (23)$$

Dans la pratique, la valeur la plus basse (le cas pire) des deux fréquences indiquées par (22) et (23) est prise comme limite supérieure de la fréquence de fonctionnement d'une ligne microruban.

2. Les lignes microruban couplées

Les lignes microruban couplées sont largement utilisées dans l'implémentation des filtres microruban. la figure 3 montre la section transversale d'une lignes microruban couplées ,tels que les deux lignes microruban de largeur W sont couplées par une espace S . Cette structure de ligne couplée support deux modes quasi TEM : le mode pair et le mode impair. Comme montrer dans la figure 4.

Pour une excitation de mode pair, les deux lignes de microruban ont les mêmes potentiels de tension ou portent les mêmes signes des charges, qui résultent d'un mur magnétique dans le plan de symétrie, comme indiqué sur la figure 4(a).

Dans le cas où le mode impair est excité, les deux lignes de microruban ont les potentiels de tension opposés ou portent les signe des charges opposés, de sorte que le plane de symétrie soit un mur électrique, comme indiqué sur la figure 4(b).

Généralement ces deux modes seront excités en même temps. Cependant, ils propagent avec différentes vitesses de phase parce qu'ils ne sont pas des modes TEM purs, ceci signifie qu'ils présentent différentes constantes diélectriques. Par conséquent, les lignes microruban couplées sont caractérisées par les impédances caractéristiques et les constantes diélectriques effectives pour les deux modes [12].

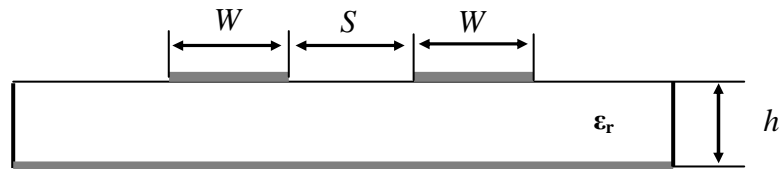


Fig.3. Section transversale d'une ligne microruban couplée

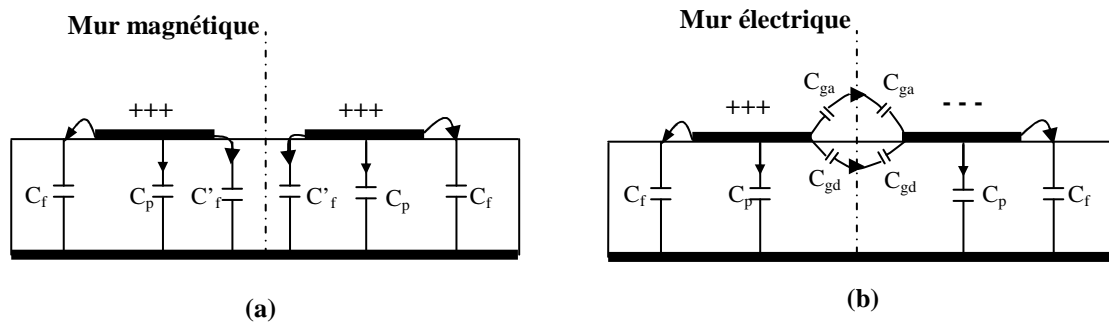


Fig.4. Modes Quasi-TEM d'une ligne microruban couplée (a) mode pair , (b) mode impair

2.1. Capacités de mode pair et de mode impair

En approche statique similaire à la ligne microruban simple, les impédances caractéristiques de modes pair et impair et les constantes diélectriques effectives des lignes microruban couplées peuvent être obtenues en termes des capacités de mode pair et mode impair, dénotées par C_e et C_o . Comme indiqué dans la figure 4, les capacités de mode pair et impair peuvent être exprimées comme suit [12-23] :

$$C_e = C_p + C_f + C'_f \tag{24}$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{gd} + C_{ga} \tag{25}$$

tels que :

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r W/h$$

$$2C_f = \sqrt{\varepsilon_{re}} / (cZ_c) - C_p$$

$$C'_f = \frac{C_f}{1 + A(h/s) \tanh(8s/h)}$$

$$A = \exp[-0.1 \exp(2.33 - 2.53W/h)]$$

$$C_{gd} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \ln \left[\coth \left(\frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0.65 C_f \left(\frac{0.02 \sqrt{\varepsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\varepsilon_r^2} \right)$$

$$C_{ga} = \varepsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)}$$

$$k = \frac{s/h}{s/h + 2W/h}, \quad k' = \sqrt{1 - k^2}$$

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) & 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right)} & 0.5 \leq k^2 \leq 1 \end{cases}$$

Les capacités obtenues dans les équations précédentes sont valables pour :

$$0.2 \leq W/h \leq 2, \quad 0.05 \leq s/h \leq 2 \quad \text{et} \quad \varepsilon_r \geq 1.$$

2.2. Les impédances caractéristiques et les constantes diélectriques effectives

Les impédances caractéristiques de mode pair Z_{ce} et mode impair Z_{co} peuvent être obtenues à partir des capacités comme suit :

$$Z_{ce} = \left(c \sqrt{C_e^a C_e} \right)^{-1} \quad (26)$$

$$Z_{co} = \left(c \sqrt{C_o^a C_o} \right)^{-1} \quad (27)$$

où C_e^a et C_o^a sont des capacités des modes pair et impair pour la configuration d'une ligne microruban couplée avec l'air comme un diélectrique.

Les constantes diélectriques effectives ε_{re}^e et ε_{re}^o des deux modes peuvent être calculé par les relations suivantes :

$$\varepsilon_{re}^e = C_e / C_e^a \quad (28)$$

$$\varepsilon_{re}^o = C_o / C_o^a \quad (29)$$

Les équations suivantes incluent l'effet de l'épaisseur [12-23] :

$$\varepsilon_{re}^e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{v}\right)^{-a_e b_e} \quad (30)$$

tels que $u = W/h$ et $g = s/h$

$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \exp(-g)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1} \right)^3 \right]$$

$$b_e = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053}$$

L'erreur de ε_{re}^e est 0.7% pour $0.1 \leq u \leq 10$, $0.1 \leq g \leq 10$ et $\varepsilon_r \leq 18$

$$\varepsilon_{re}^o = \varepsilon_{re} + [0.5(\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{re} + a_0] \exp(-c_0 g^{d_0}) \quad (31)$$

où

$$a_0 = 0.7287[\varepsilon_{re} - 0.5(\varepsilon_r + 1)][1 - \exp(-0.179u)]$$

$$b_0 = \frac{0.747\varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r}$$

$$c_0 = b_0 - (b_0 - 0.207) \exp(-0.414u)$$

$$d_0 = 0.593 + 0.694 \exp(-0.526u)$$

L'erreur de ε_{re}^o est de l'ordre de 0.5% .

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re}} / \epsilon_{re}^e}{1 - Q_4 \sqrt{\epsilon_{re}} Z_c / 377} \quad (32)$$

tels que Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne microruban de largeur W .

où

$$Q_1 = 0.8685u^{0.194}$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519g + 0.189g^{2.31}$$

$$Q_3 = 0.1975 + \left[16.6 + \left(\frac{8.4}{g} \right)^6 \right]^{-0.387} + \frac{1}{241} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/3.4)^{10}} \right]$$

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} \frac{1}{u^{Q_3} \exp(-g) + [2 - \exp(-g)]u^{-Q_3}}$$

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re}} / \epsilon_{re}^o}{1 - Q_{10} \sqrt{\epsilon_{re}} Z_c / 377} \quad (33)$$

où

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln \left[1 + \frac{0.638}{g + 0.517g^{2.43}} \right]$$

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/5.8)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \ln(1 + 0.598g^{1.154})$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190g^2}{1 + 82.3g^9}$$

$$Q_8 = \exp[-6.5 - 0.95 \ln(g) - (g/0.15)^5]$$

$$Q_9 = \ln(Q_7)(Q_8 + 1/16.5)$$

$$Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \exp \left[\frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}} \right]$$

3. Les paramètres Z et Y

Pour le réseau à deux ports représenté sur la figure 5, les tensions et les courants sont rapportés entre eux par des impédances ou des admittances [25,26].

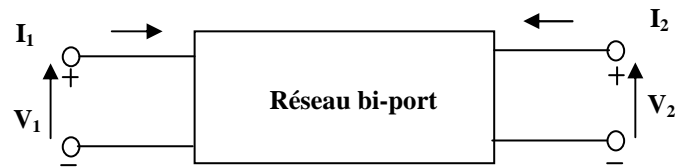


Fig.5. Réseau à deux ports

Les tensions sont représentées en termes de courants par des impédances (Z) comme suit :

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \quad (34)$$

Sous forme des matrices,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Les matrices Z sont les plus utiles pour caractériser des systèmes avec des réseaux reliés en série. De même, les courants sont liés aux tensions par des admittances (Y) comme suit,

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 &= Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{aligned} \quad (35)$$

Sous forme de matrices,

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

Les matrices Y sont les plus utiles pour caractériser des systèmes avec des réseaux reliés en parallèle.

4. Les paramètres S

On ne peut pas analyser tous les réseaux à l'aide des paramètres Z ou Y . Ils sont seulement bons pour des fréquences basses; il est difficile de mesurer ces paramètres directement en hautes fréquences.

Ceci est principalement dû à deux raisons :

1. Difficulté de définir des tensions et des courants en hautes fréquences pour des lignes de transmission non-TEM.
2. Nécessité d'employer des courts-circuits et des circuits ouverts pour trouver les paramètres Z et Y , qui peuvent causer l'instabilité en fréquences micro-ondes quand les éléments actifs sont impliqués.

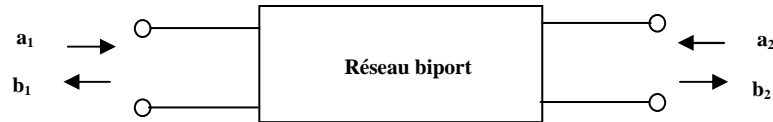


Fig.6. Réseau à deux ports caractérisé par les paramètres S

En termes d'ondes de transmission et de réflexion, on peut exprimer la relation entre a et b comme suit :

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (36)$$

Sous forme des matrices:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

S_{11} est le coefficient de réflexion à la port 1 seulement si b_2 est zéro. Ceci exige l'absence d'une source à la port 2 avec une charge parfaitement adaptée (pour éviter les réflexions de porte 2). La même procédure s'applique pour S_{22} avec l'absence de b_1 .

5. Les paramètres de transmission $ABCD$

Les paramètres $ABCD$ sont employés couramment dans les systèmes des réseaux à deux ports reliés en cascade. Une matrice $ABCD$ pour chaque réseau à deux ports peut être calculée et puis multipliée avec les autres matrices pour obtenir la matrice globale $ABCD$ du système.



Fig.7. Réseau à deux ports caractérisé par les paramètres $ABCD$

Pour un réseau à deux ports, les paramètres $ABCD$ sont définis comme suit :

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 + BI_2 \\ I_1 &= CV_2 + DI_2 \end{aligned} \quad (37)$$

Sous forme des matrices,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Considérons un système de deux réseaux à deux ports montés en cascade (figure 8). Le réseau 1 est caractérisé par les paramètres A_1, B_1, C_1 et D_1 tandis que le réseau 2 est caractérisé par les paramètres A_2, B_2, C_2 et D_2 .

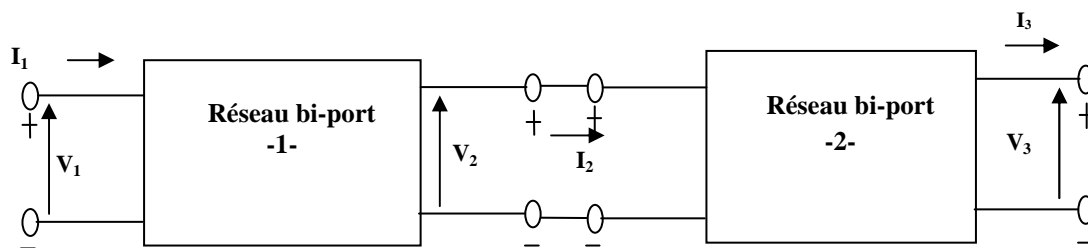


Fig.8. Deux réseaux à deux ports en cascade

Noter que I_2 est dirigé du réseau 1 vers le réseau 2. Par conséquent, nous pouvons écrire les équations comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (39)$$

De (38) et (39), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

ce qui donne:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (40)$$

Comme un système à deux portes, ces paramètres $ABCD$ peuvent être convertis en paramètres Z , Y et S pour les autres analyses.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les principales caractéristiques d'une structure microruban qui va nous servir comme un support pour l'implémentation des filtres microondes. Le chapitre suivant présente les techniques de conception des filtres micro-ondes

CHAPITRE III

les techniques de conception des filtres micro-ondes

Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons les principales techniques de conception des filtres micro-ondes (passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande) à base de la technologie microruban.

1. Les filtres passe-bas

Généralement la conception des filtres passe-bas microruban se déroule en deux étapes principales. La première étape consiste à choisir un prototype passe-bas approprié ; le choix du type de réponse, y compris l'ondulation de bande passante et le nombre d'éléments réactifs, dépendra des caractéristiques exigées. Les valeurs des éléments du filtre prototype passe-bas, qui sont habituellement normalisées pour une impédance de source $g_0 = 1$ et une fréquence de coupure $\Omega_c = 1.0$, sont alors transformées en éléments L-C pour la fréquence de coupure et l'impédance de source désirées, qui est normalement de 50 ohms pour des filtres microruban. Après avoir obtenu la conception d'un filtre approprié en éléments distribués, la prochaine étape principale est de trouver une réalisation appropriée qui rapproche le filtre à éléments distribués.

Dans cette section, nous nous concentrons sur la deuxième étape. Plusieurs techniques microruban seront décrites.

1.1. Les filtres passe-bas à saut d'impédance

La figure 1 montre une structure générale des filtres passe-bas microruban à saut d'impédance, qui emploient une structure en cascade alternative entre les lignes de transmission hauts d'impédance et bases impédance.

Les lignes à haute impédance agissent en tant qu'inductances série et les lignes à bases impédance agissent en tant que des condensateurs parallèles [12].

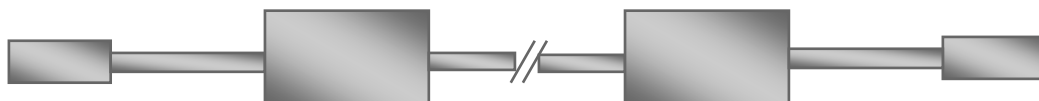


Fig.1. Structure générale des filtres passe-bas microruban à saut d'impédance

1.2. Les filtres passe-bas chargés par des stubs ouverts

Le filtre prototype passe-bas à saut d'impédance précédent réalise les capacités parallèles par les lignes bases impédance dans le chemin de transmission. Une réalisation alternative d'une capacité parallèle est d'employer un stub ouvert d'impédance caractéristique Z_0 et une longueur physique l qui est plus petite qu'une longueur quart d'onde guidé $\lambda_g/4$ [12].

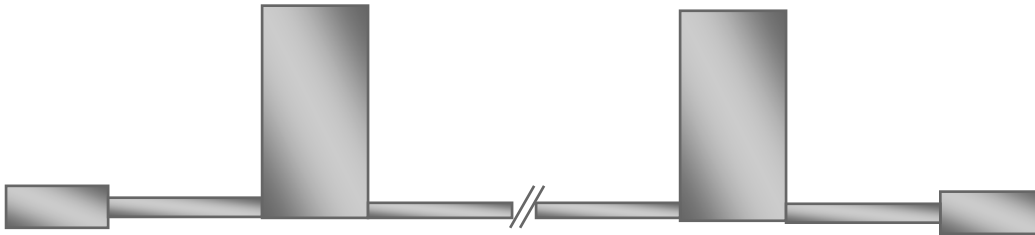


Fig.2. Structure de filtres passe-bas chargés par des stubs ouverts

1.3. Les filtres passe bas semi localisés contenant des pôles d'atténuation à des fréquences finies

Les deux types précédents de filtre passe-bas microruban réalisent les filtres passe-bas prototype ayant leurs fréquences d'atténuation infinie à $f = \infty$. Afin d'obtenir un taux de coupure encore plus pointu pour un nombre donné d'éléments réactifs, il est souhaitable d'employer des structures de filtre donnant l'atténuation infinie aux fréquences finies. Un prototype de ce type peut avoir une réponse de fonction elliptique. La figure 3 illustre un filtre passe-bas à une fonction elliptique qui a deux branches série-résonnantes reliées en parallèle et donnant deux pôles d'atténuation à fréquence fini [12].

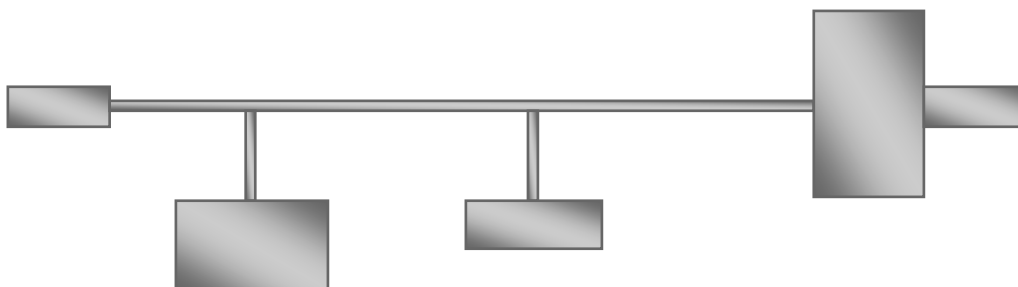


Fig.3. Filtre passe-bas à une fonction elliptique

2. Les filtres passe-bande

2.1. Les filtres des résonateurs demi-onde d'extrémité couplée

La configuration générale d'un filtre passe-bande microruban d'extrémité-couplée est illustrée sur la figure 4, où chaque extrémité du résonateur microruban ouvert est approximativement une demi-longueur d'onde guidée à la fréquence mi-bande f_0 du filtre passe-bande. Le couplage d'un résonateur à l'autre est assuré par l'espace entre les deux extrémités ouvertes adjacentes, et par conséquent il est capacitif [9-12].



Fig.4. Configuration générale d'un filtre passe-bande microruban d'extrémité-couplée

2.2. Les filtres des résonateurs demi-onde couplés en parallèle

La figure 5 illustre une structure générale des filtres passe-bande couplés en parallèle qui emploient des résonateurs de longueur demi-onde. Ils sont placés de manière que les résonateurs parallèles soient adjacents le long de la moitié de leur longueur. Cet arrangement parallèle donne relativement un grand espacement entre les résonateurs, et ainsi, cette structure de filtre est particulièrement commode pour construire des filtres ayant une plus grande largeur de bande par rapport à la structure des filtres microruban d'extrémité couplée décrits dans la dernière section [9-12].

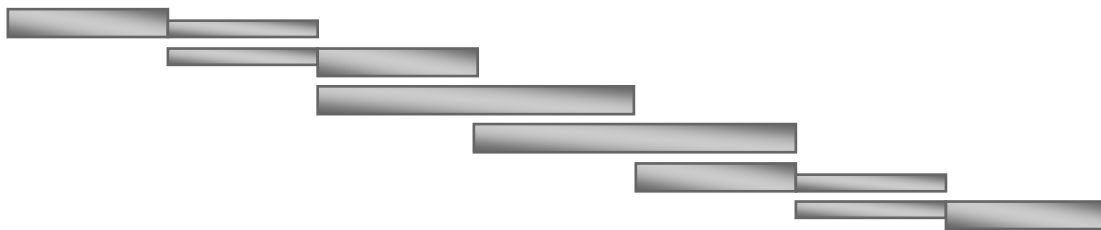


Fig.5. Structure générale des filtres passe-bande couplés en parallèle

2.3. Les filtres passe-bande à lignes Hairpin

Les filtres passe-bande à lignes Hairpin sont des structures compactes. Elles peuvent conceptuellement être obtenues en pliant les filtres des résonateurs demi-onde couplés en parallèle, en une forme « U ». Ce type de résonateur de forme « U » est appelé résonateurs Hairpin [12-27]. Toutefois, pour plier les résonateurs, il est nécessaire de tenir compte de la

réduction des longueurs des lignes couplées qui réduisent le couplage entre les résonateurs. En outre, si les deux bras de chaque résonateur hairpin sont étroitement alignés, ils fonctionnent comme une paire de lignes couplées elles-mêmes, qui peut avoir un effet sur le couplage aussi.

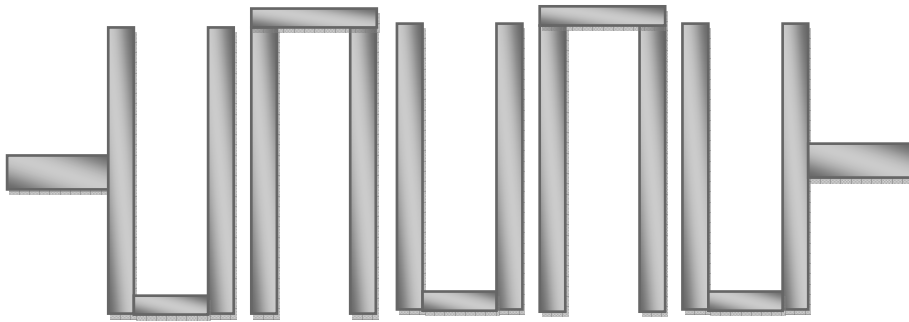


Fig.6. Filtres passe-bande à lignes Hairpin

2.4. Les filtres passe bande interdigital

La figure 7 illustre un type de filtre passe-bande interdigital. La configuration de ce filtre se compose d'une série de lignes de transmission résonatrices, qui ont une longueur électrique de 90° à la fréquence centrale, un court-circuit à une extrémité, un circuit ouvert à l'autre extrémité et leur orientation est alternative [12-28].

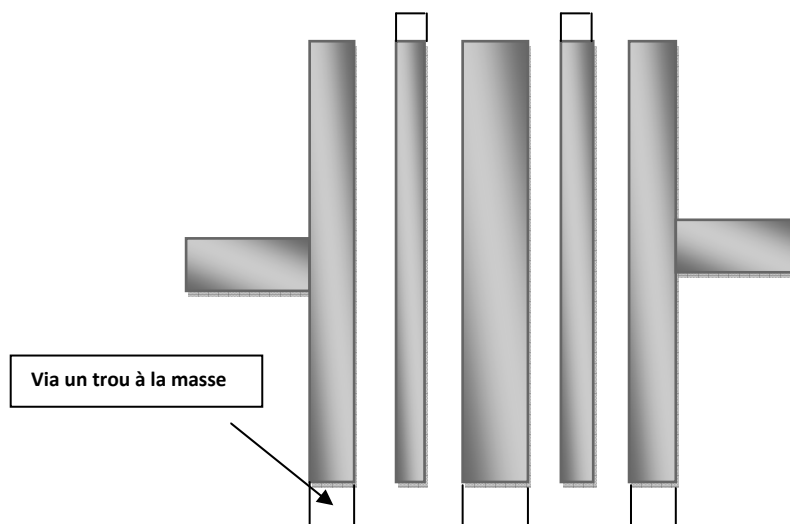


Fig.7. Un type de filtre passe-bande interdigital

2.5. Les filtres Comblines

Le filtre passe-bande comblines est composé d'une rangée des résonateurs couplés. Les résonateurs composent la ligne des éléments 1 à n, qui sont court-circuités à une extrémité, avec une capacité mise en bloc chargée entre l'autre extrémité de chaque élément de la ligne et le plan du masse [9-12].

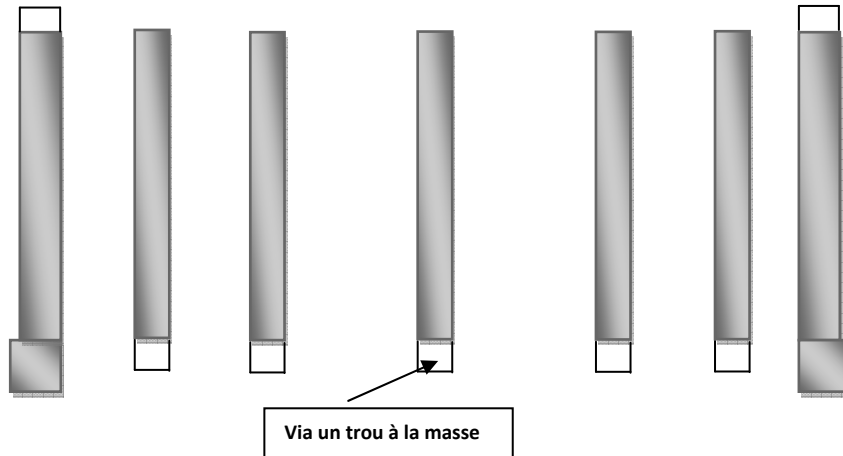


Fig.8. Filtre passe-bande comblines

2.6. Les filtres Pseudocomblines

La figure 9 illustre un filtre passe-bande pseudocomblines qui est composé d'une rangée de résonateurs couplés. Les résonateurs composent une ligne des éléments de 1 à n, qui sont à une extrémité ouvert, et avec une charge de capacité entre l'autre extrémité de chaque résonateur et le plan du masse. Le filtre emploie les lignes tapées comme entrée et sortie. Avec la présence des condensateurs, les lignes résonatrices seront moins que $\lambda_{g0}/2$ à la résonance, où λ_{g0} est la longueur d'onde guidée dans le milieu de propagation à la fréquence mi-bande du filtre [12].

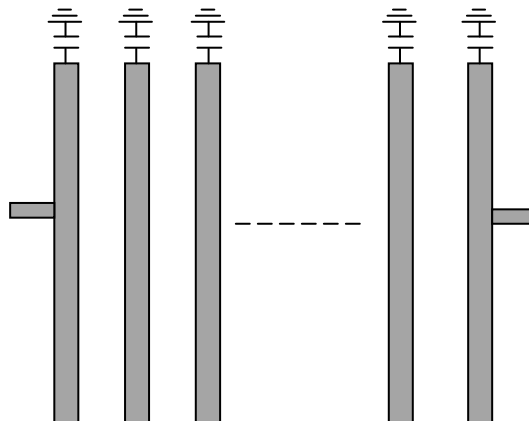


Fig.9. Filtre passe-bande pseudocomblines

2.7. Les filtres passe-bande à base de stubs

2.7.1. Les filtres à base de stubs $\lambda_{g0}/4$ court circuités

Des filtres passe-bande peuvent être conçus pour avoir la forme indiquée sur la figure 10, ce qui est composé des stubs court-circuités de Longueur $\lambda_{g0}/4$ avec des lignes de connexion de Longueur $\lambda_{g0}/4$, où λ_{g0} est la longueur d'onde guidée dans le milieu de propagation à la fréquence mi-bande de f_0 . Pour un degré donné n de filtre, les caractéristiques de filtre passe-bande des stubs dépendront alors les admittances caractéristiques des lignes de stub dénotées par Y_i ($i = 1$ à n) et aux admittances caractéristiques des lignes de connexion dénotées par $Y_{i, i+1}$ ($i = 1$ à $n - 1$) [9-12].

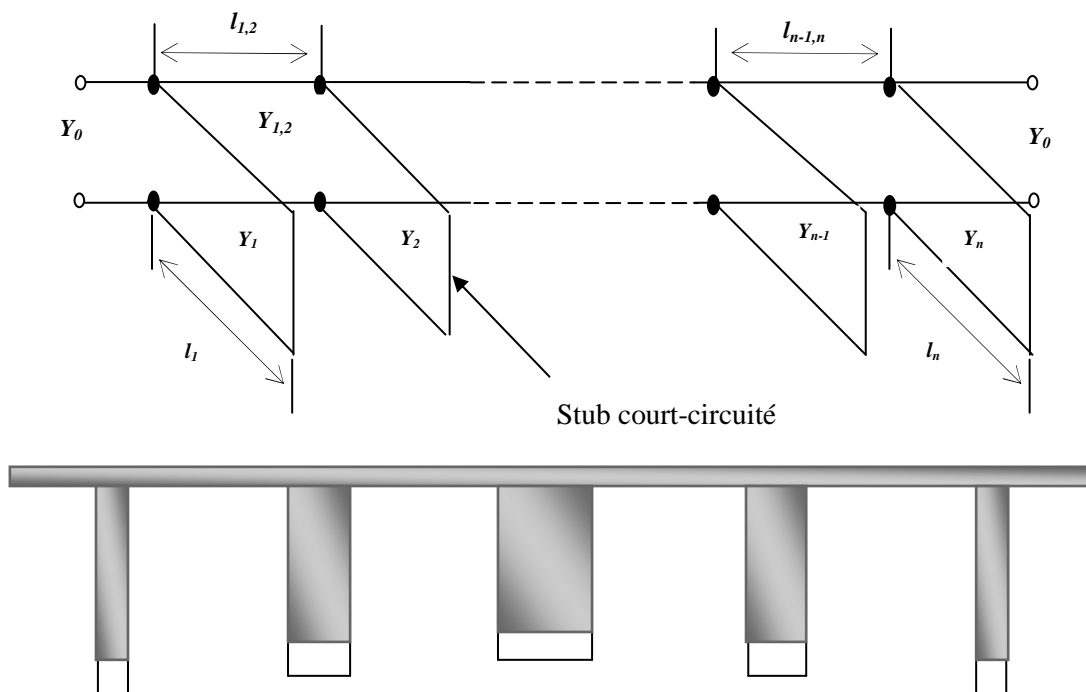


Fig.10. Filtres à base de stubs $\lambda_{g0}/4$ court circuités

2.7.2. Les filtres à base de stubs $\lambda_{g0}/2$ ouvert

Même technique que le précédent avec le changement des stubs fermé de $\lambda_{g0}/4$ par des stubs ouverts de $\lambda_{g0}/2$, ce filtre donne même résultat que le précédent dans la bande passante mais une bonne résultat dans la bande de stop [9-12].

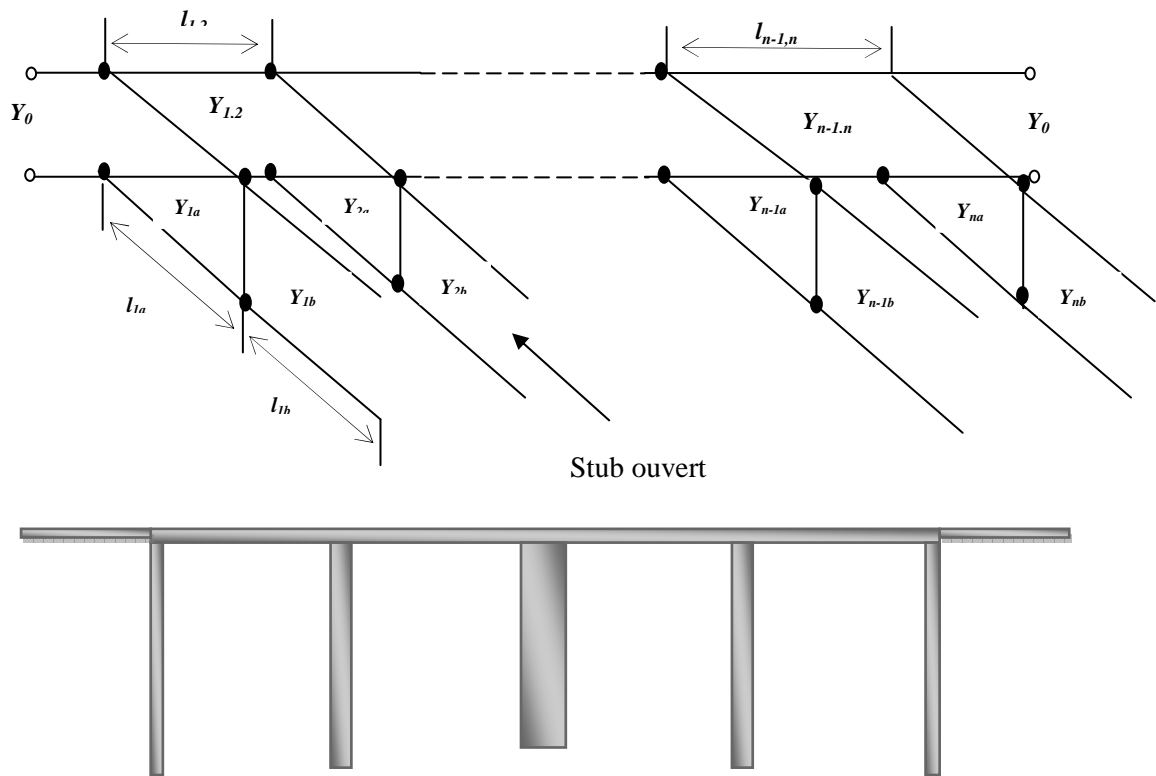


Fig.11. Filtres à base de stubs $\lambda_{g0}/2$ ouverts

3. Les filtres passe-haut

3.1. Les filtres passe-haut semi localisés

Les filtres passe-haut construits à partir des éléments semi localisés peuvent être souhaitables pour un grand nombre d'applications, à condition que ces éléments réalisent la bonne approximation des éléments localisés désirés dans la bande de fréquences de fonctionnement[12].

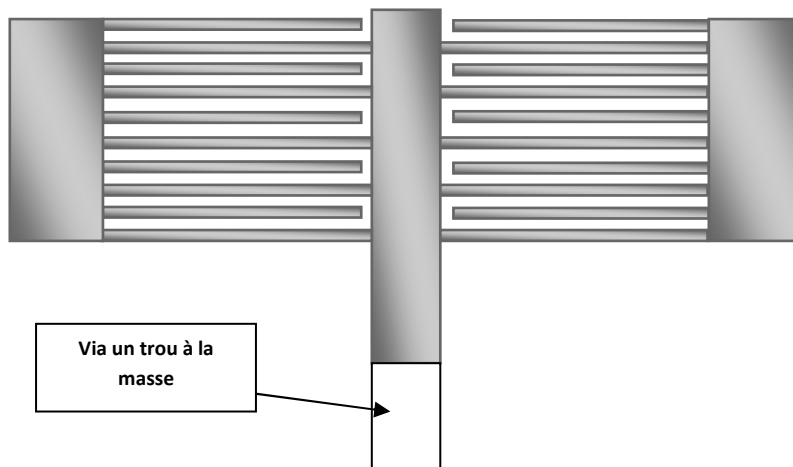


Fig.12. Filtres passe haut semi localisés

4. Les filtres coupe-bande

4.1. Les filtres coupe-bande à bande étroite

La figure 13 illustre deux configurations typiques pour les filtres coupe-bande à bande étroite. Sur la figure 13(a), une ligne de transmission principale est électriquement couplée aux résonateurs de longueur demi-onde, tandis que sur la figure 13(b), une ligne de transmission principale est magnétiquement couplée aux résonateurs de longueur demi-onde dans une forme hairpin. La figure 14 illustre une configuration mélange entre les deux configurations précédentes [9-12]

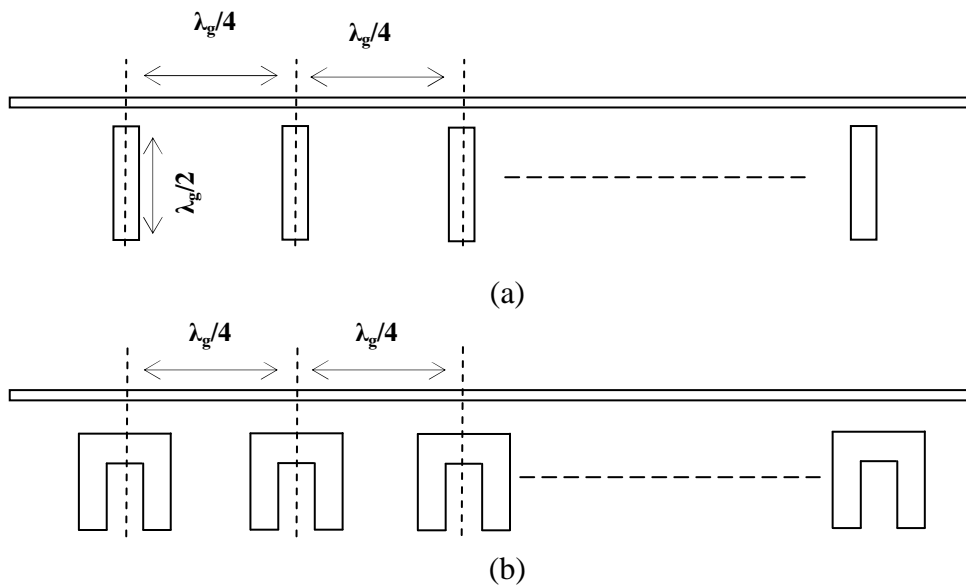


Fig. 13. Filtres coupe bande à bande étroite

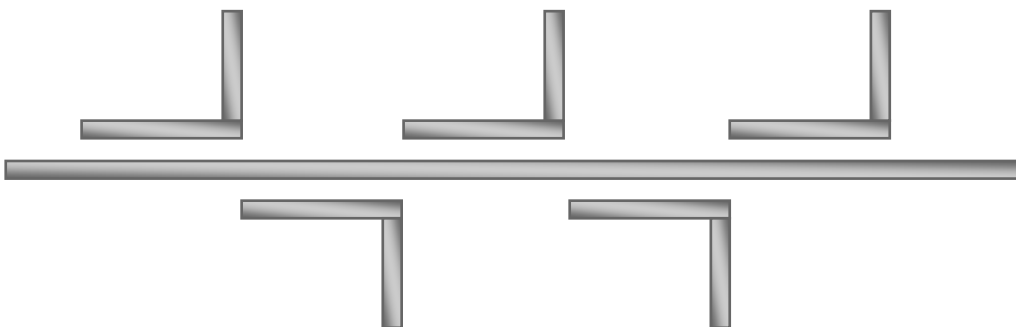


Fig. 14. Filtres coupe bande à bande étroite avec des résonateurs de forme L

4.2. Les filtres coupe-bande à base de stubs ouverts

La figure 15(a) représente un réseau de lignes de transmission pour l'implémentation d'un filtre coupe-bande avec des stubs ouverts de longueur quart d'onde, où les stubs ouverts

sont séparés par les éléments unité (les lignes de connexion) qui sont des lignes quart d'onde à la fréquence centrale de la bande coupée [12-29].

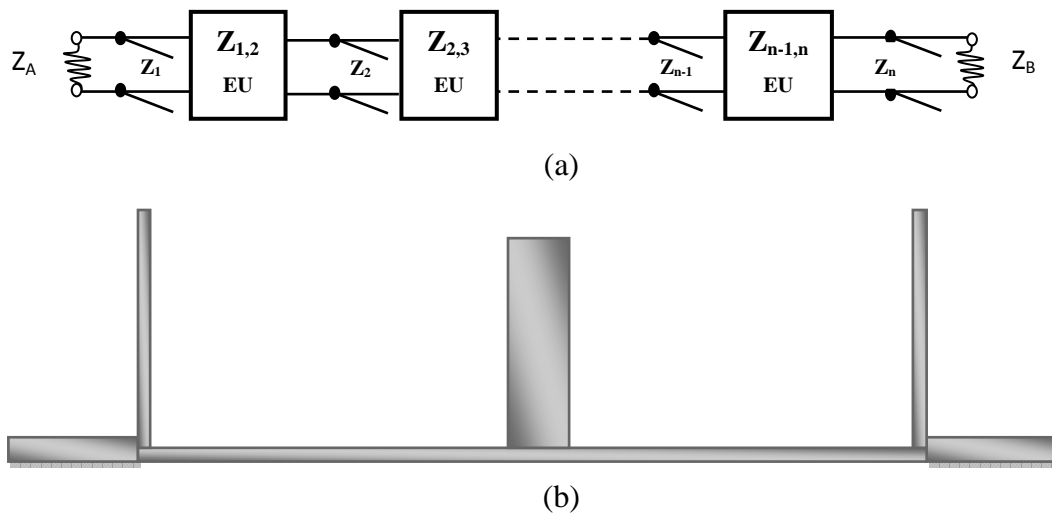


Fig. 15. Filtres coupe bande à base de stubs ouverts

Conclusion

Différentes structures microruban décrites dans ce chapitre peuvent servir comme un support pour l'implémentation des différents types de filtres micro-onde : passe bas, passe haut, passe bande, et coupe bande.

Le chapitre suivant est réservé à l'application des algorithmes génétiques au développement de procédure de conception des filtres micro-ondes.

CHAPITRE IV

*La conception des filtres micro-ondes à l'aide des algorithmes
génétiques*

Introduction

C'est en 1860 que Charles Darwin publie son livre intitulé : « L'origine des espèces au moyen de la sélection naturelle ou la lutte pour l'existence dans la nature ». Dans ce livre Darwin rejette l'existence «de systèmes naturels figés», déjà adaptée pour toujours à toutes les conditions extérieures, et expose sa théorie de l'évolution des espèces : sous l'influence des contraintes extérieures, les êtres vivants se sont graduellement adaptés à leur milieu naturel au travers de processus de reproductions [30].

Darwin proposa une théorie qui clarifie l'évolution des espèces en mettant en avant quatre lois: - La loi de croissance et de reproduction.

- La loi d'hérédité qu'implique quasiment la loi de reproduction
- La loi de variabilité, résultant des conditions d'existence.
- La loi de multiplication des espèces qui amène la lutte pour l'existence et qui a pour conséquence la sélection naturelle.

Presque simultanément en 1866 Gregor Mendel (le moine des pois) publie l'article [31] retraçant dix années d'expériences d'hybridation chez les végétaux (recombinaison des gènes) et l'adresse aux sociétés scientifiques des quatre coins du monde. Les réactions sont mitigées, voire inexistantes. Le monde scientifique n'est pas prêt à reconnaître la qualité de ses résultats. Ce n'est seulement en 1900 que la publication de trois nouveaux articles signés Hugo de Vries, Carl Correns et Erich von Tschermak [32] révèle des résultats similaires à ceux de Mendel et feront que ces premiers seront reconnus.

C'est alors à partir du 20^{ème} siècle que la mutation génétique a été mise en évidence. Les problèmes de traitement de l'information sont résolus de manières figés : lors de sa phase de conception, le système reçoit toutes les caractéristiques nécessaires pour les conditions d'exploitations connues au moment de sa conception, ce qui empêche une adaptation à des conditions d'environnement inconnues, variables ou évolutives. Les chercheurs en informatique étudient donc des méthodes pour permettre aux systèmes d'évoluer spontanément en fonction de nouvelles conditions : c'est l'émergence de la programmation évolutionnaire .

Dans les années 1960, John Holland étudie les systèmes évolutifs et en 1975 il introduit le premier modèle formel des algorithmes génétiques (*the canonical genetic algorithm AGC*) dans son livre *Adaptation in Natural and Artificial Systems* [33]. Il expliqua comment ajouter de l'intelligence dans un programme informatique avec les croisements (échangeant le matériel génétique) et la mutation (source de la diversité génétique). Ce

modèle servira de base aux recherches ultérieures et sera plus particulièrement repris par Goldberg qui publiera en 1989 [34], un ouvrage de vulgarisation des algorithmes génétiques et ajouta à la théorie des algorithmes génétiques les idées suivantes :

- un individu est lié à un environnement par son code d'ADN.
- une solution est liée à un problème par son indice de qualité.

1. Algorithmes génétiques

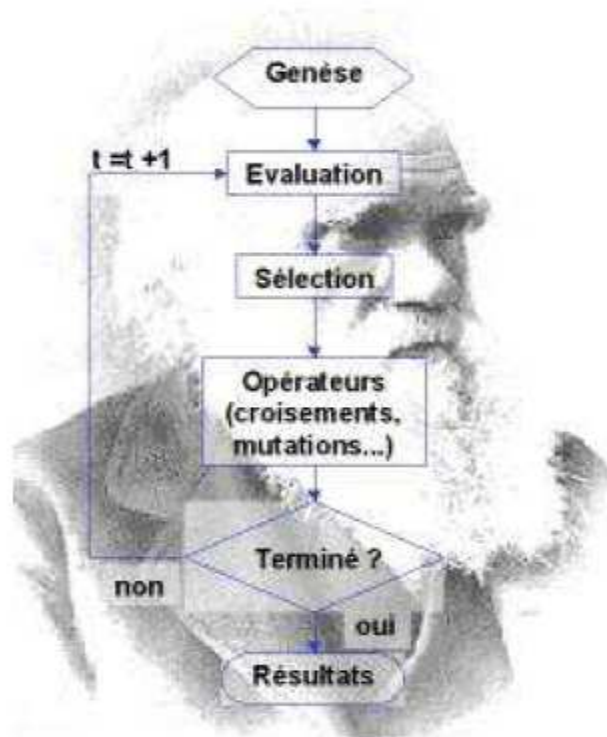


Fig .1. Organigramme d'un algorithme génétique.

La figure 1 présente l'organigramme d'un algorithme génétique. Il s'agit de simuler l'évolution d'une population d'individus divers (généralement tirée aléatoirement au départ) à laquelle on applique différents opérateurs (recombinaisons, mutations...) et que l'on soumet à une sélection à chaque génération. Si la sélection s'opère à partir de la fonction d'adaptation, alors la population tend à s'améliorer [35]. Un tel algorithme ne nécessite aucune connaissance du problème : on peut représenter celui-ci par une boîte noire comportant des entrées (les variables) et des sorties (les fonctions objectif). L'algorithme ne fait que manipuler les entrées, lire les sorties, manipuler à nouveau les entrées de façon à améliorer les sorties, etc [36] . C'est ainsi qu'ont procédé les éleveurs pendant des millénaires : ils ont

réussi à modifier selon leurs désirs de nombreuses espèces animales sans connaissance en génétique ou biologie moléculaire.

Un algorithme génétique recherche le ou les extrema d'une fonction définie sur un espace de données. Pour l'utiliser on doit disposer des cinq éléments suivants :

1. Un principe de codage de l'élément de population. Cette étape associe à chaque point de l'espace de recherche une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques. Les codages binaires ont été très utilisés à l'origine. Les codages réels sont désormais largement utilisés, notamment dans les domaines applicatifs pour l'optimisation de problèmes à variables réelles.
2. Un mécanisme de génération de la population initiale. Ce mécanisme doit être capable de produire une population d'individus non homogène qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important car il peut rendre plus ou moins rapide la convergence vers l'optimum global. Dans le cas où l'on ne connaît rien du problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche.
3. Une fonction à optimiser. Celle-ci retourne une valeur appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu.
4. Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace de recherche. L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace de recherche.
5. Des paramètres de dimensionnement : taille de la population, nombre total de générations ou critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation.

2. Fonctionnement des algorithmes génétiques

Un algorithme génétique générique a la forme suivante :

1. Initialiser la population initiale P.
2. Évaluer P.
3. Tant Que (Pas Convergence) faire :
 - a. $P' =$ Sélection des Parents dans P

- b. $P' =$ Appliquer Opérateur de Croisement sur P'
 - c. $P' =$ Appliquer Opérateur de Mutation sur P'
 - d. $P =$ Remplacer les Anciens de P par leurs Descendants de P'
 - e. Évaluer P
4. Fin Tant Que

Le critère de convergence peut être de nature diverse, par exemple :

- Un taux minimum qu'on désire atteindre pour l'adaptation de la population au problème,
- Un certain temps de calcul à ne pas dépasser,
- Une combinaison de ces deux points.

Les différents points introduits ci dessus vont être étudiés en détail dans les sections suivantes.

3. Étapes de l'algorithme génétique

3.1. Codage

Historiquement le codage utilisé par les algorithmes génétiques était représenté sous forme de chaînes de bits contenant toute l'information nécessaire à la description d'un point dans l'espace de recherche[37]. Ce type de codage a pour intérêt de permettre de créer des opérateurs de croisement et de mutation simples. C'est également en utilisant ce type de codage que les premiers résultats de convergence théorique ont été obtenus.

Cependant, ce type de codage n'est pas toujours bon comme le montrent les deux exemples suivants :

- Deux éléments voisins en termes de distance de Hamming ne codent pas nécessairement deux éléments proches dans l'espace de recherche. Cet inconvénient peut être évité en utilisant un codage de Gray.
- Pour des problèmes d'optimisation dans des espaces de grande dimension, le codage binaire peut rapidement devenir mauvais. Généralement, chaque variable est représentée par une partie de la chaîne de bits et la structure du problème n'est pas bien reflétée, l'ordre des variables ayant une importance

dans la structure du chromosome alors qu'il n'en a pas forcément dans la structure du problème.

Les algorithmes génétiques utilisant des vecteurs réels évitent ce problème en conservant les variables du problème dans le codage de l'élément de population sans passer par le codage binaire intermédiaire. La structure du problème est conservée dans le codage.

La figure 2 illustre le principe des codages binaire et réel.

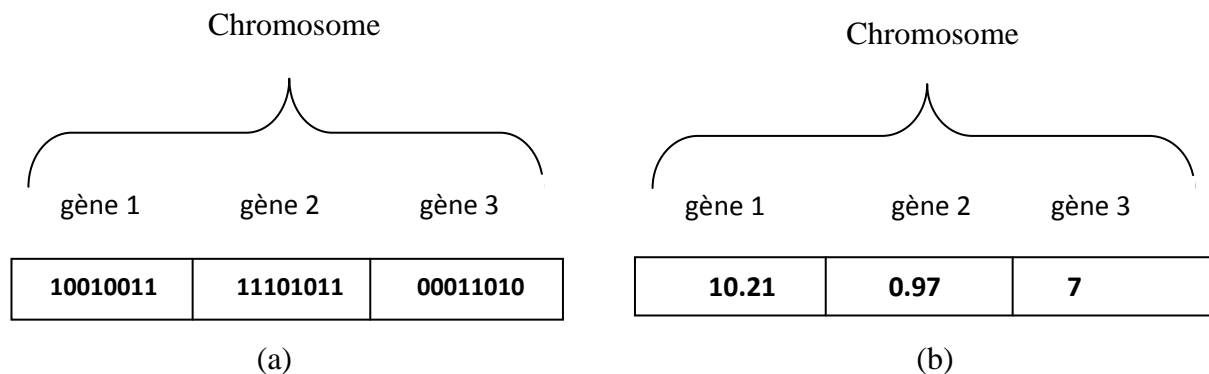


Fig.2. Codage (a) binaire, (b) réel.

3.2. Opérateur de sélection

Cet opérateur est chargé de définir quels seront les individus de P qui vont être dupliqués dans la nouvelle population P' et vont servir de parents (application de l'opérateur de croisement). Soit n le nombre d'individus de P, on doit en sélectionner $n/2$ (l'opérateur de croisement nous permet de repasser à n individus).

Cet opérateur est peut être le plus important puisqu'il permet aux individus d'une population de survivre, de se reproduire ou de mourir. En règle générale, la probabilité de survie d'un individu sera directement liée à son efficacité relative au sein de la population. Les deux méthodes les plus communes sont la sélection de loterie biaisée et la sélection par tournois.

3.2.1. Loterie biaisée ou roulette wheel

Cette méthode est la plus connue et la plus utilisée. Avec cette méthode chaque individu a une chance d'être sélectionné proportionnelle à sa performance, donc plus les individus sont adaptés au problème, plus ils ont de chances d'être sélectionnés. Pour utiliser l'image de la "roue du forain", chaque individu se voit attribué un secteur dont l'angle est proportionnel à son adaptation, sa "fitness". On fait tourner la roue et quand elle cesse de tourner on sélectionne l'individu correspondant au secteur désigné par une sorte de "curseur",

curseur qui pointe sur un secteur particulier de celle-ci après qu'elle se soit arrêté de tourner[34].

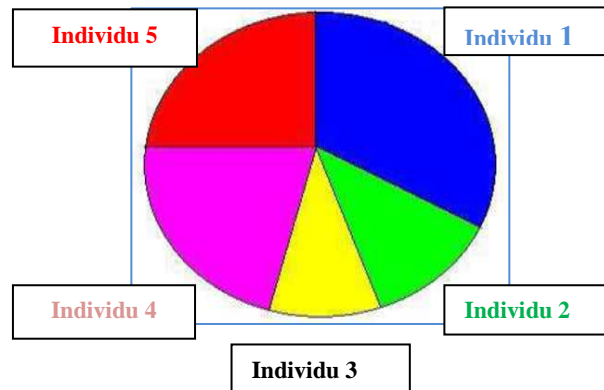


Fig.3. Méthode de sélection loterie biaisée.

3.2.2. Sélection par tournois

On tire deux individus aléatoirement dans la population et on reproduit le meilleur des deux dans la nouvelle population. On refait cette procédure jusqu'à ce que la nouvelle population soit complète. Cette méthode donne de bons résultats. Toutefois, aussi important que soit la phase de sélection, elle ne crée pas de nouveaux individus dans la population. Ceci est le rôle des opérateurs de croisement et de mutation. La figure 4 présente le fonctionnement de la sélection par tournois [38].

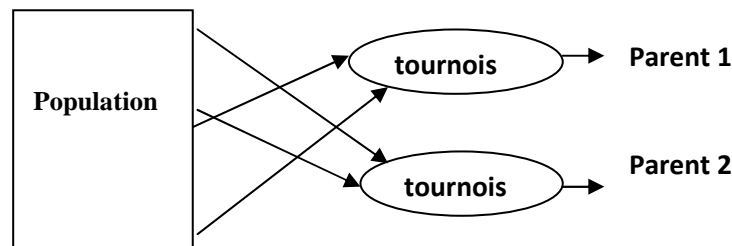


Fig.4. Méthode de sélection par tournois

3.3. Opérateur de croisement

Le croisement utilisé par les algorithmes génétiques est la transposition informatique du mécanisme qui permet dans la nature la production de chromosomes qui héritent partiellement des caractéristiques des parents[38]. Son rôle fondamental est de permettre la recombinaison des informations présentes dans le patrimoine génétique de la population. Cet opérateur est appliqué après avoir appliqué l'opérateur de sélection sur la population P; on se

retrouve donc avec une population P' de $n/2$ individus et on doit doubler ce nombre pour que notre nouvelle génération soit complète. On va donc créer de manière aléatoire $n/4$ couples et on les fait se "reproduire". Les chromosomes (ensembles de paramètres) des parents sont alors copiés et recombines de façon à former deux descendants possédant des caractéristiques issues des deux parents.

Détaillons ce qui se passe pour chaque couple:

Un, deux, voire jusqu'à $lg - 1$ (où lg est la longueur du chromosome) points de croisements sont tirés au hasard, chaque chromosome se retrouve donc séparé en "segments". Puis chaque segment du parent 1 est échangé avec son "homologue" du parent 2 selon une probabilité de croisement p_c . Ce processus résulte en 2 fils pour chaque couple et notre population P' contient donc bien maintenant n individus. On peut noter que le nombre de points de croisements ainsi que la probabilité de croisement p_c permettent d'introduire plus ou moins de diversité. En effet, plus le nombre de points de croisements sera grand et plus la probabilité de croisement sera élevée plus il y aura d'échange de segments, donc d'échange de paramètres, d'information, et plus le nombre de points de croisements sera petit et plus la probabilité de croisement sera faible, moins le croisement apportera de diversité.

La figure 5 représente un schéma illustrant un croisement en un point, un croisement en deux points et croisement uniforme:

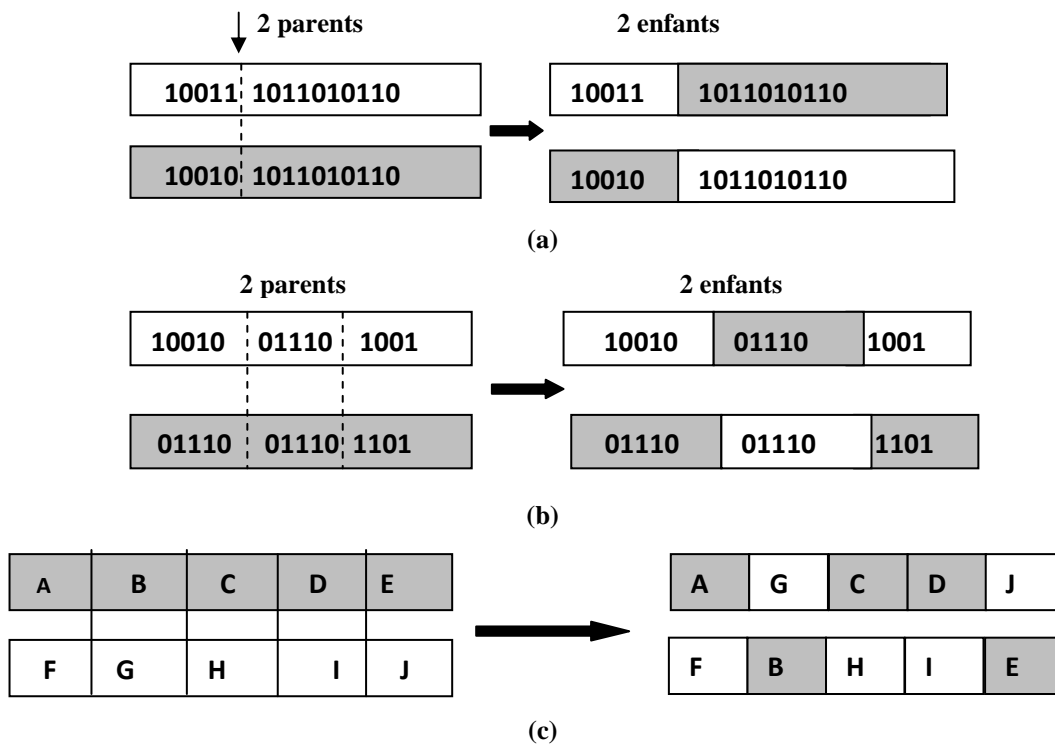


Fig.5. Croisement : (a) en un point, (b) en deux points et (c) uniforme.

On peut citer aussi une autre méthode très utilisée dans le cas des problèmes modélisés par un codage binaire, il s'agit du *croisement uniforme*. La mise en oeuvre de ce procédé est fort simple, elle consiste à définir de manière aléatoire un "masque", c'est-à-dire une chaîne de bits de même longueur que les chromosomes des parents sur lesquels il sera appliqué. Ce masque est destiné à savoir pour chaque locus de quel parent le premier fils devra hériter du gène s'y trouvant; si face à un locus le masque présente un 0, le fils héritera le gène s'y trouvant du parent n° 1, s'il présente un 1, il en héritera du parent n° 2. La création du fils n° 2 se fait de manière symétrique : si pour un gène donné le masque indique que le fils n° 1 devra recevoir celui-ci du parent n° 1 alors le fils n° 2 le recevra du parent n°2, et si le fils n° 1 le reçoit du parent n° 2 alors le fils 2 le recevra du parent n° 1. L'opérateur de croisement favorise l'exploration de l'espace de recherche. En effet, considérons deux gènes A et B pouvant être améliorés par mutation. Il est peu probable que les deux gènes améliorés A' et B' apparaissent par mutation dans un même individu. Mais si un parent porte le gène mutant A' et l'autre le gène mutant B', l'opérateur de croisement permettra de combiner rapidement A' et B' et donc de créer un nouvel individu possédant cette combinaison grâce à laquelle il est possible qu'il soit encore plus adapté que ses parents. L'opérateur de croisement assure donc le brassage du matériel génétique et l'accumulation des mutations favorables. En termes plus concrets, cet opérateur permet de créer de nouvelles combinaisons des paramètres des composants. Malgré tout, il est possible que l'action conjointe de la sélection et du croisement ne permette pas de converger vers la solution optimale du problème. En effet, imaginons que nous avons une population d'individus possédant un seul chromosome. Considérons un gène particulier de ce chromosome, on l'appellera G, gène ayant 2 allèles possibles : 0 et 1; si aucun individu de la population initiale ne possède l'allèle 1 pour ce gène, aucun croisement possible ne permettra d'introduire cet allèle pour notre gène G. Si la solution optimale au problème est telle que notre gène G possède l'allèle 1, il nous sera impossible d'atteindre cette solution optimale simplement par sélection et croisement. C'est pour remédier entre autre à ce problème que l'opérateur de mutation est utilisé.

3.4. Opérateur de mutation

Cet opérateur consiste à changer la valeur allélique d'un gène avec une probabilité p_m très faible, généralement comprise entre 0.01 et 0.001. On peut aussi prendre $p_m = 1 / lg$ où lg est la longueur de la chaîne de bits codant notre chromosome.

Une mutation consiste simplement en l'inversion d'un bit (ou de plusieurs bits) se trouvant en un locus bien particulier et lui aussi déterminé de manière aléatoire[38].

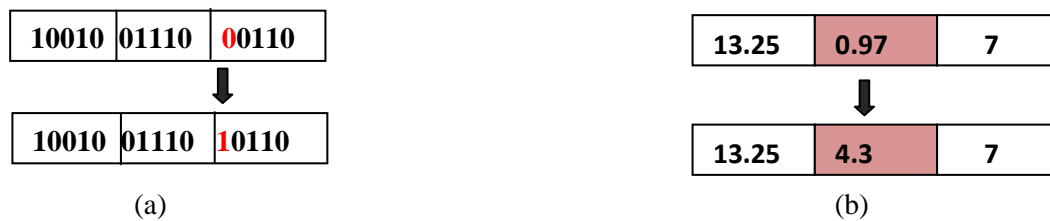


Fig.6. Mutation (a) binaire, (b) réel.

L'opérateur de mutation modifie donc de manière complètement aléatoire les caractéristiques d'une solution, ce qui permet d'introduire et de maintenir la diversité au sein de notre population de solutions. Cet opérateur joue le rôle d'un "élément perturbateur", il introduit du "bruit" au sein de la population.

Cet opérateur dispose de 4 grands avantages :

- Il garantit la diversité de la population, ce qui est primordial pour les algorithmes génétiques.
- Il permet d'éviter un phénomène connu sous le nom de *dérive génétique*. On parle de dérive génétique quand certains gènes favorisés par le hasard se répandent au détriment des autres et sont ainsi présents au même endroit sur tous les chromosomes. Le fait que l'opérateur de mutation puisse entraîner de manière aléatoire des changements au niveau de n'importe quel locus permet d'éviter l'installation de cette situation défavorable.
- Il permet de limiter les risques d'une convergence prématurée causée par exemple par une méthode de sélection élitiste imposant à la population une pression sélective trop forte. En effet, dans le cas d'une convergence prématurée on se retrouve avec une population dont tous les individus sont identiques mais ne sont que des optimums locaux. Tous les individus étant identiques, le croisement ne changera rien à la situation. En effet, l'échange d'informations par croisement entre des individus strictement identiques est bien sûr totalement sans conséquences; on aura beau choisir la méthode de croisement qu'on veut on se retrouvera toujours à échanger des portions de chromosomes identiques et la population n'évoluera pas. L'évolution se retrouvant bloquée on n'attendra jamais l'optimum global. La mutation entraînant des inversions de bits de manière aléatoire permet de réintroduire

des différences entre les individus et donc de nous extirper de cette situation. Il est quand même utile de garder à l'esprit que ceci n'est pas une solution "miracle" et qu'il est bien entendu plus intelligent de ne pas utiliser de méthodes de sélection connues pour entraîner ce type de problème.

- La mutation permet d'atteindre la propriété d' *ergodicité*. L'ergodicité est une propriété garantissant que chaque point de l'espace de recherche puisse être atteint. En effet, une mutation pouvant intervenir de manière aléatoire au niveau de n'importe quel locus, on a la certitude mathématique que n'importe quel permutation de notre chaîne de bits peut apparaître au sein de la population et donc que tout point de l'espace de recherche peut être atteint. Grâce à cette propriété on est donc sûr de pouvoir atteindre l'optimum global. On notera que la mutation règle donc le problème exposé à la fin de la section sur le croisement.

4. Domaines d'applications des algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques peuvent être particulièrement utiles dans les domaines suivants [39]:

- Optimisation : optimisation de fonctions, planification, etc.
- Apprentissage : classification, prédiction, robotique, etc.
- Programmation automatique : programmes LISP, automates cellulaires, etc.
- Etude du vivant, du monde réel : marchés économiques, comportements sociaux, systèmes immunitaires, etc.

Dans ce chapitre l'application de l'algorithme génétique pour la conception des filtres micro-ondes est présentée.

5. Conception d'un filtre passe-bas en technologie microruban à l'aide des AGs

La première application considérée dans ce travail est la conception d'un filtre passe-bas d'ordre trois (3) en technologie microruban et en utilisant la technique de conception à saut d'impédance.

Les caractéristiques désirées du ce filtre sont :

- La fréquence de coupure =1GHz

- Atténuation dans la bande passante = 0.1dB
- Impédance de charge Z_0 = impédance de source $Z_L=50$ ohm.

Nous avons utilisé l'approximation de Butterworth pour la synthèse des paramètres du filtre désiré en un premier temps. Puis en un second temps, l'algorithme génétique est appliqué à ce filtre afin d'obtenir une structure d'implémentation optimale sur un circuit microruban. Le filtre prototype synthétisé est illustré sur la figure 7 avec les éléments électriques normalisés.

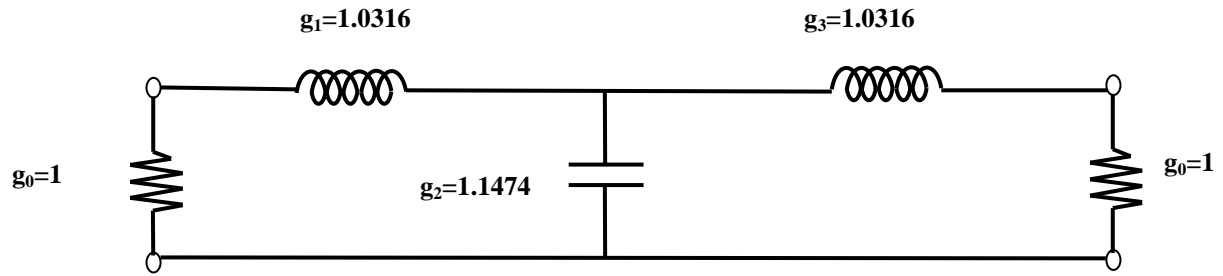


Fig.7. Filtre prototype passe-bas.

La figure 8 présente le dimensionnement du filtre passe-bas microruban par la technique de saut d'impédance.

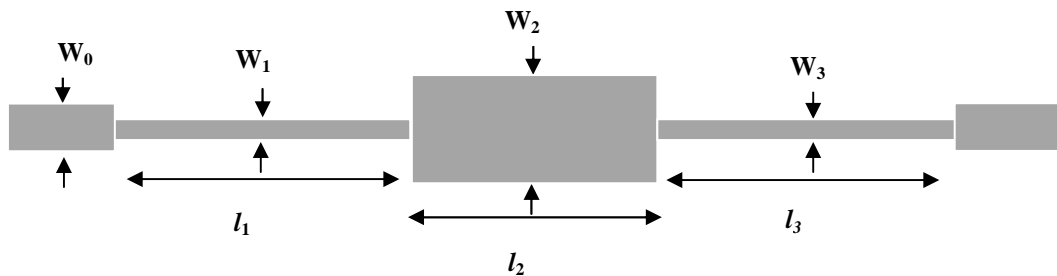


Fig.8. Dimensionnement de filtre passe-bas.

D'après le troisième chapitre, cette technique utilise des hautes impédances pour les selfs et des faibles impédances pour les capacités. Les longueurs électriques pour les selfs et les capacités sont déterminées comme suit [13] :

$$\beta_l l_l = g_k \frac{Z_{low}}{Z_0}$$

$$\beta_c l_c = g_k \frac{Z_0}{Z_{low}}$$
(1)

où Z_0 est l'impédance caractéristique du filtre, Z_{low} l'impédance faible, Z_{high} l'impédance haute et g_k la valeur des éléments du filtre prototype passe-bas obtenus par les méthodes d'approximation du gabarit du filtre désiré.

Pour le dimensionnement du filtre de Butterworth, nous choisissons $Z_{high}=93$ ohms, $Z_{low}=24$ ohms et un substrat de hauteur $h=1.27$ mm et de constante diélectrique relative $\epsilon_r=10.8$. En utilisant les équations (3), (5) (8) (9) (12), et (13) du second chapitre, on trouve : $W_l=0.193$ mm, $W_c=3.936$ mm, $\beta_l=0.0538$ rad/mm et $\beta_c=0.0597$ rad/mm et en utilisant l'équation (1), on trouve : $l_l=10.309$ mm, et $l_c=9.2253$ mm.

Le filtre passe-bas microruban synthétisé par la technique de saut d'impédance et l'approximation de Butterworth est illustré sur la figure 9.

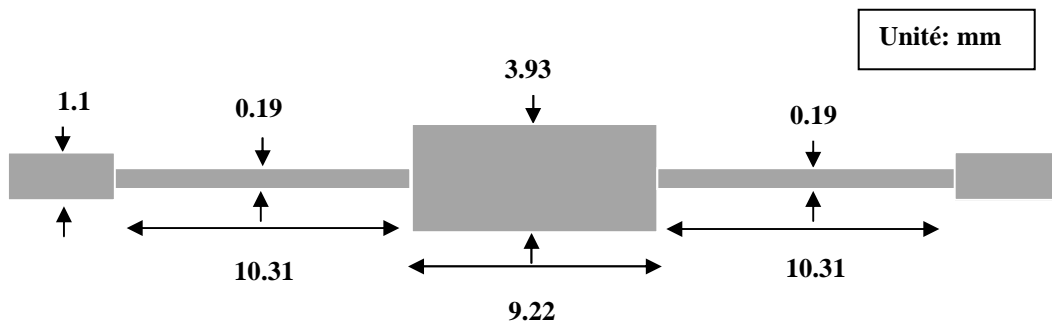


Fig.9. Dimensionnement du filtre passe-bas synthétisé par la technique de Butterworth.

Le filtre représenté à la figure 8 est constitué par des sous réseaux : un pas de discontinuité et une ligne de transmission comme représenté sur la figure 10 [12] :

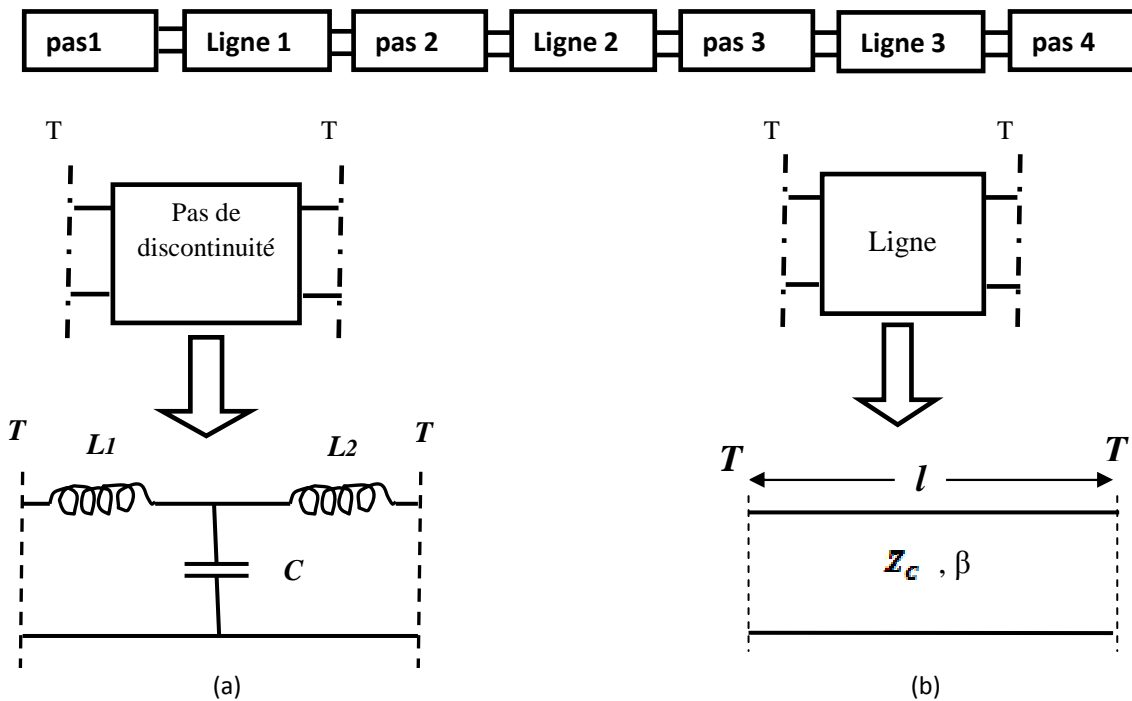


Fig.10. Constitution du filtre passe-bas.

Les matrices ABCD pour le pas de discontinuité (a) et la ligne de transmission (b) sont données par:

$$\begin{bmatrix} 1 - \omega^2 CL_1 & (j\omega L_1 + j\omega L_2) - j\omega^3 CL_1 L_2 \\ j\omega C & 1 - \omega^2 CL_1 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_c \sin \theta \\ j \sin \theta / Z_c & \cos \theta \end{bmatrix}$$

(a)

(b)

où :

$$\theta = \beta l .$$

$$C = 0.00137h \frac{\sqrt{\epsilon_{re1}}}{Z_{c1}} \left(1 - \frac{W_2}{W_1} \right) \left(\frac{\epsilon_{re1} + 0.3}{\epsilon_{re1} - 0.258} \right) \left(\frac{\frac{W_1}{h} + 0.264}{\frac{W_1}{h} + 0.8} \right) \text{ (pf)}$$

$$L_1 = \frac{L_{W1}}{L_{W1} + L_{W2}} L, \quad L_2 = \frac{L_{W2}}{L_{W1} + L_{W2}} L, \quad L_{Wi} = Z_{ci} \sqrt{\epsilon_{rei}} / c \quad i=1,2$$

$$L = 0.000987h \left(1 - \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sqrt{\frac{\epsilon_{re1}}{\epsilon_{re2}}} \right)^2 \text{ (nH)}$$

La matrice ABCD de ce filtre est calculée comme suit :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \prod_{i=1} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_i$$

Et le coefficient de transmission S_{21} est donné par :

$$S_{2,1} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

Selon S_{21} la conception du filtre peut être considérée comme fonction de $Z_{0C}, Z_{0L}, \theta'_L$ et θ'_C

$$\text{où : } \theta = \theta' f, \quad \theta' = \frac{2\pi}{300} \sqrt{\epsilon_{re}} l$$

5.1. Procédure de conception des filtres passe-bas micro-ondes à base des AGs

Les points suivants décrivent l'adaptation de l'algorithme génétique pour la conception d'un filtre microondes passe bas:

1. La population est l'ensemble des chromosomes et le chromosome est constitué par des gènes. Dans notre programme, la population est l'ensemble des filtres, et chaque filtre est caractérisé par les impédances et les longueurs électriques, alors les gènes dans notre cas sont les impédances et les longueurs électriques.
2. Le codage que nous avons utilisé dans notre programme est le codage réel. Dans la première application le filtre est défini comme suit :

$$\mathbf{Filtre} = \begin{bmatrix} Z_{0L} & Z_{0c} & \theta'_L & \theta'_C \end{bmatrix}$$

3. Les algorithmes génétiques travaillent sur un espace limité, donc la définition de l'espace de recherche est un critère important. Dans la première application l'espace de recherche est défini comme suit :

$$80 \leq Z_{0L} \leq 150 \text{ (Ohm)}, 15 \leq Z_{0C} \leq 45 \text{ (Ohm)}, 0.2 \leq \theta'_L \leq 0.7 \text{ (rad)} \text{ et } 0.2 \leq \theta'_C \leq 0.7 \text{ (rad)}.$$

4. La fonction objective que nous avons utilisé est la fonction erreur qui est évaluée après le calcul de S_{21} . La figure 11 présente la réponse fréquentielle de deux filtres

et leur erreur qui est calculée par l'expression suivante : $\sum_{i=1}^n Er_i$

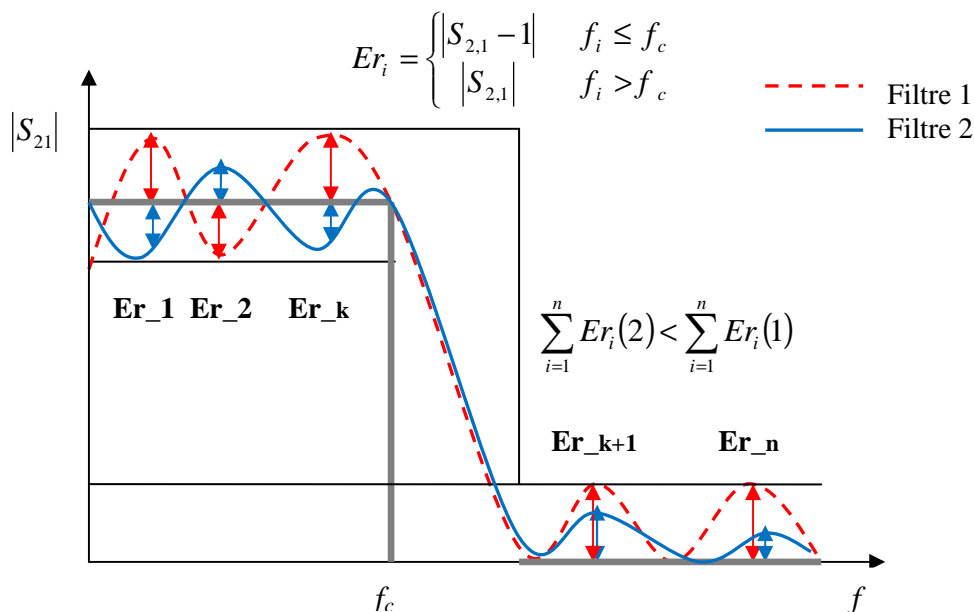
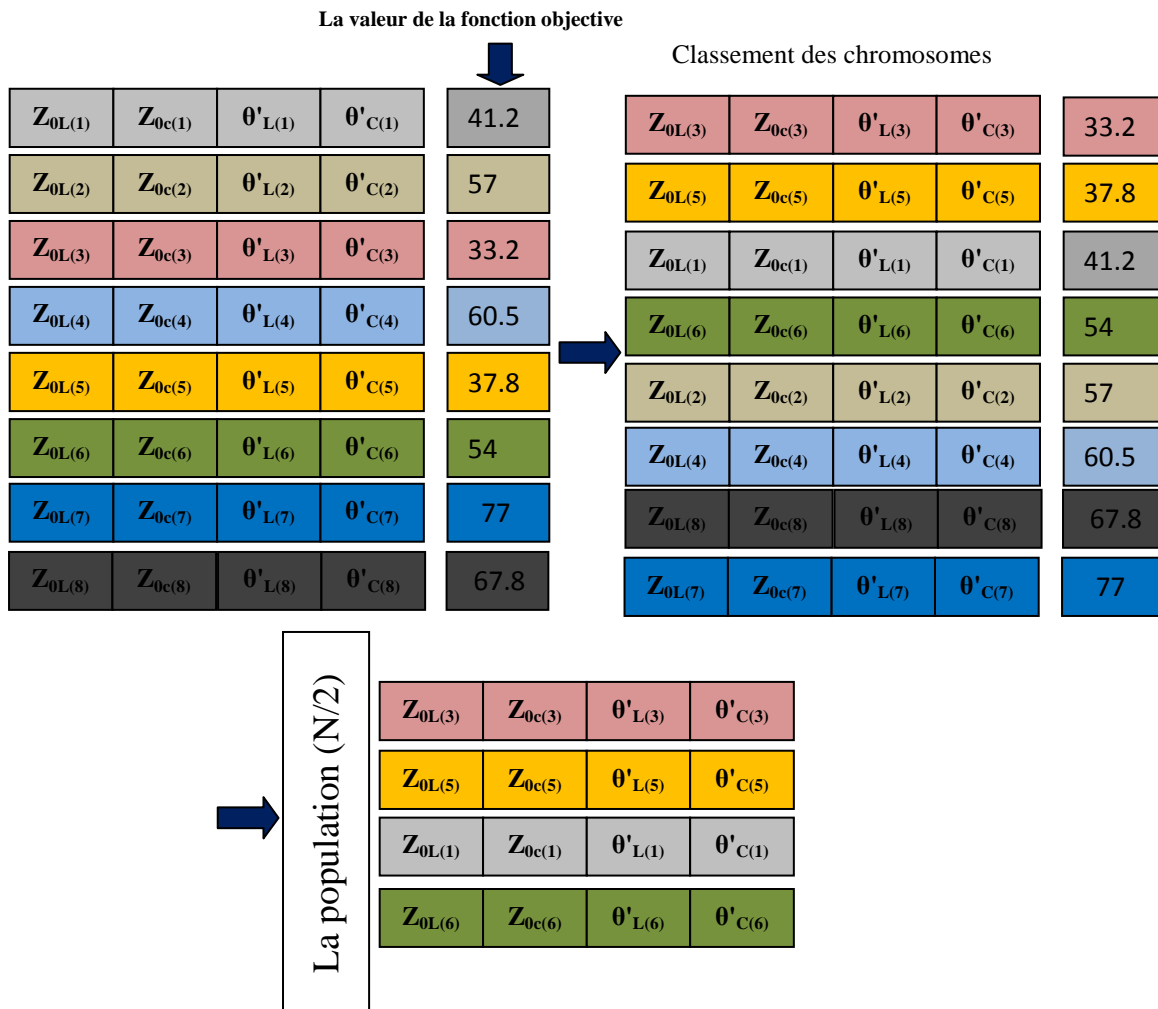


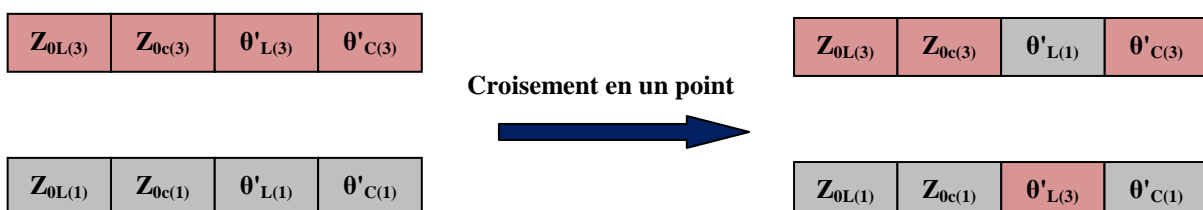
Fig.11. Réponse fréquentielle de deux filtres et leur erreur.

Nous remarquons que le filtre 2 est la meilleure solution parce qu'il présente de faibles ondulations dans la bande passante et la bande coupée.

5. La méthode de sélection choisie est la sélection de loterie biaisée. L'exemple suivant illustre la procédure de la sélection pour une population de $N=8$:

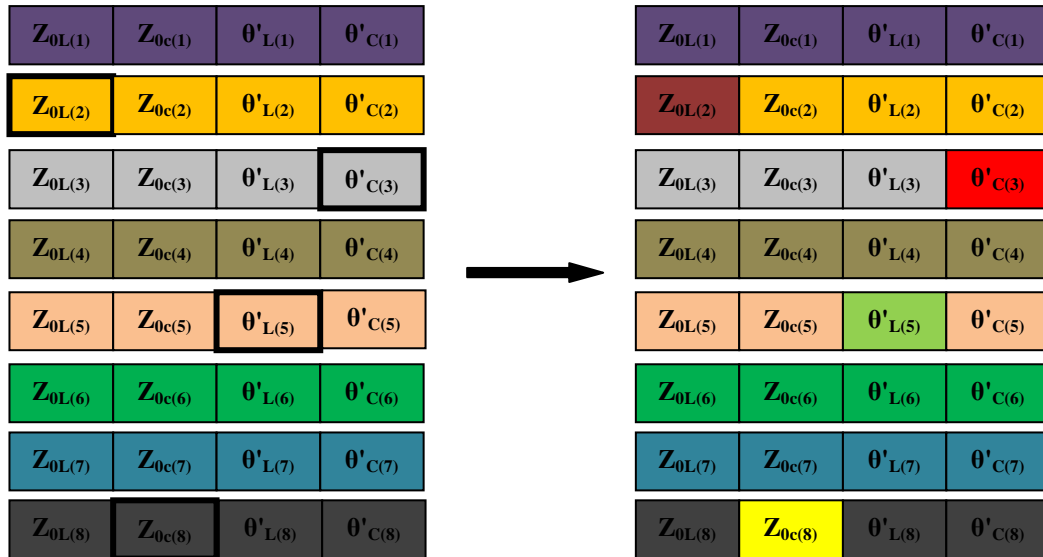


6. Le croisement dans notre programme est le croisement en un point; les deux enfants générés ont la forme suivante : l'un des enfants contient trois gènes du premier parent et un gène du second parent et le deuxième enfant contient un gène du premier parent et trois gènes du deuxième parent. La procédure de l'opérateur de croisement répète cette technique pour tous les couples de parents, et à la fin du croisement, nous avons N chromosomes.



L'emplacement du croisement n'est pas fixé, il peut s'effectuer soit au niveau du premier gène, soit au niveau du deuxième, troisième, ou quatrième gène.

7. La mutation que nous avons utilisée est d'initialiser quelques gènes dans la population. Ces gènes sont choisis aléatoirement :



L'organigramme de la figure 12 résume toutes les étapes de notre programme de conception des filtres micro-ondes passe-bas par les algorithmes génétiques.

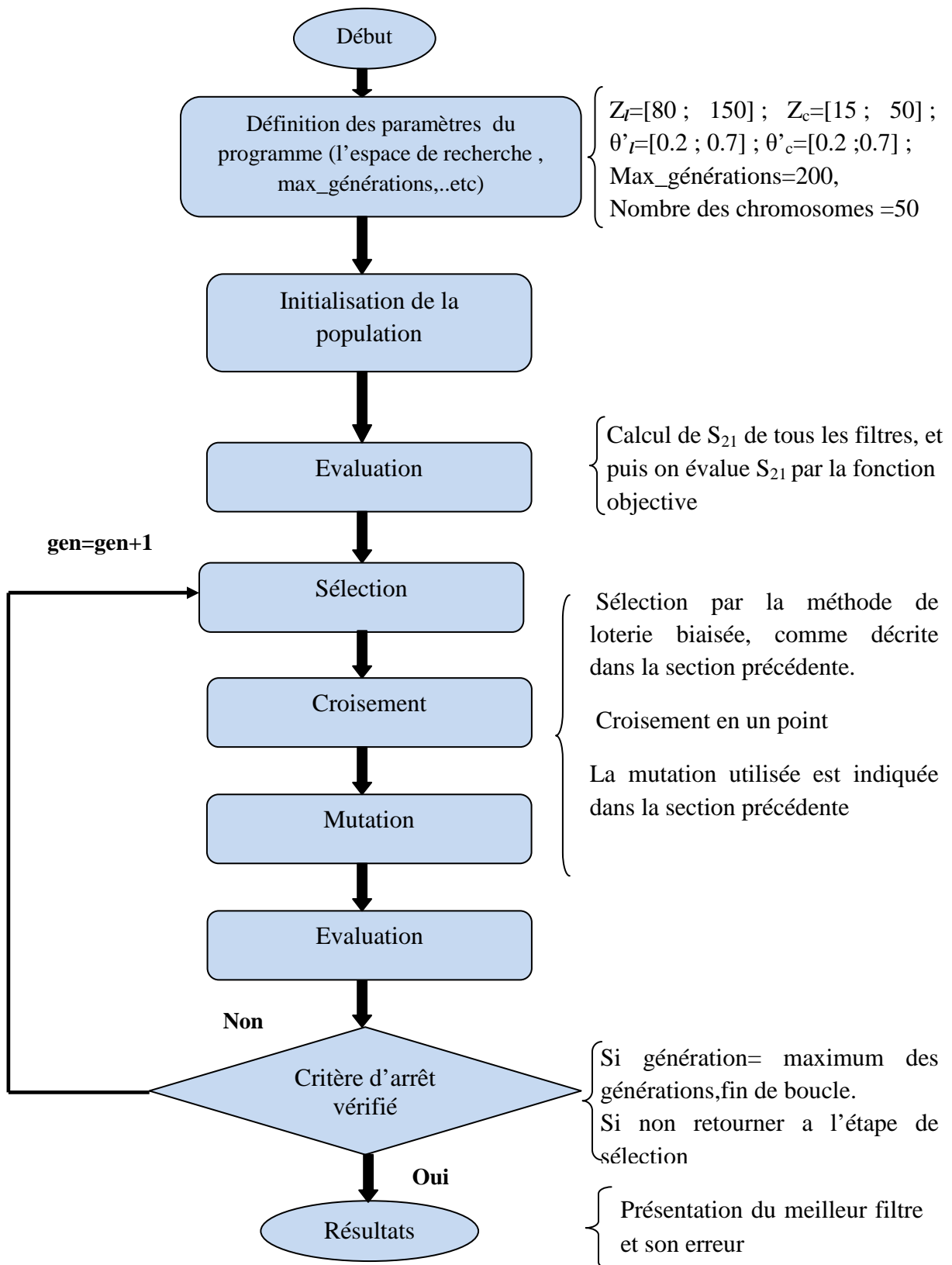


Fig.12. Etapes de conception des filtres micro-ondes passe-bas par les algorithmes génétiques.

5.2. Effet des générations sur l'erreur minimale

L'étude de l'effet du nombre de générations est très utile pour la vérification de la convergence de l'algorithme et afin de fixer le nombre nécessaire de générations dans l'algorithme en vu d'obtenir une erreur minimale.

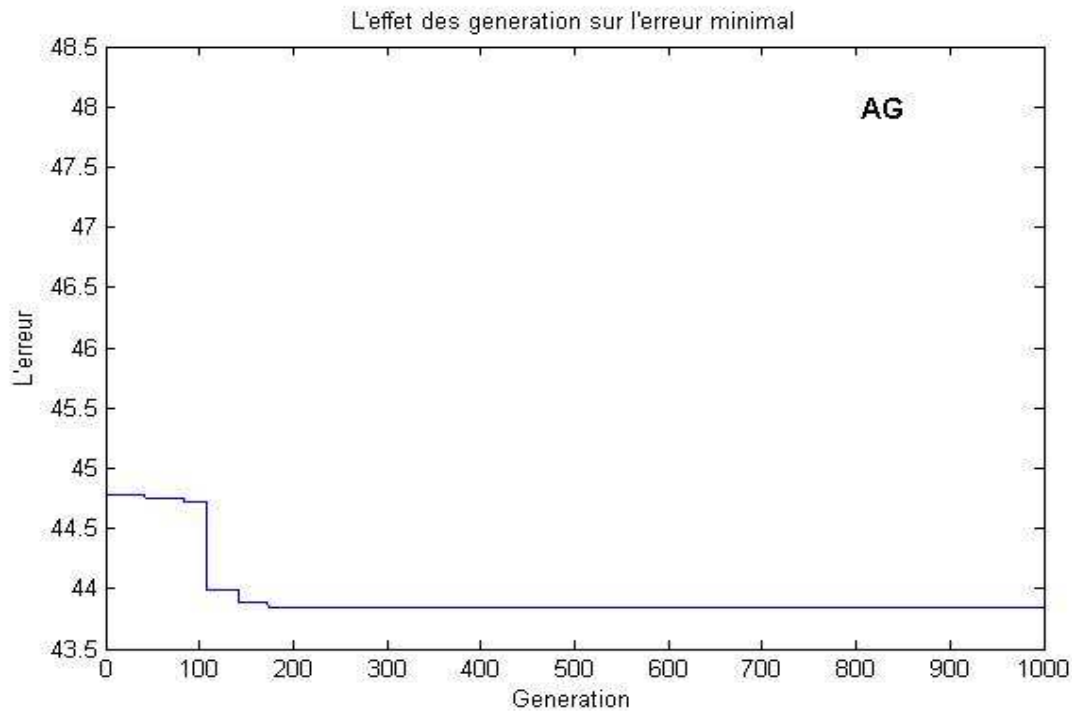


Fig.13. Effet du nombre de générations sur l'erreur minimale.

L'algorithme génétique converge vers l'erreur minimale chaque fois que le nombre de générations augmente jusqu'à 180 et puis il maintient une erreur minimale de valeur 43.8425. Dans notre application ce nombre de générations a été fixé à 200.

5.3. Performance du filtre passe-bas conçu par les AGs

Le meilleur filtre passe-bas obtenu par l'algorithme génétique a les caractéristiques suivantes : $Z_l = 148.8(\text{Ohm})$, $Z_c = 16(\text{Ohm})$, $\theta'_l = 0.48(\text{rad})$ et $\theta'_c = 0.32(\text{rad})$ avec une erreur égale à 43.8425. La figure 14 présente le coefficient de transmission (S_{21}) et le coefficient de réflexion (S_{11}) des deux filtres passe bas (le filtre conçu par les AGs et le filtre de Butterworth).

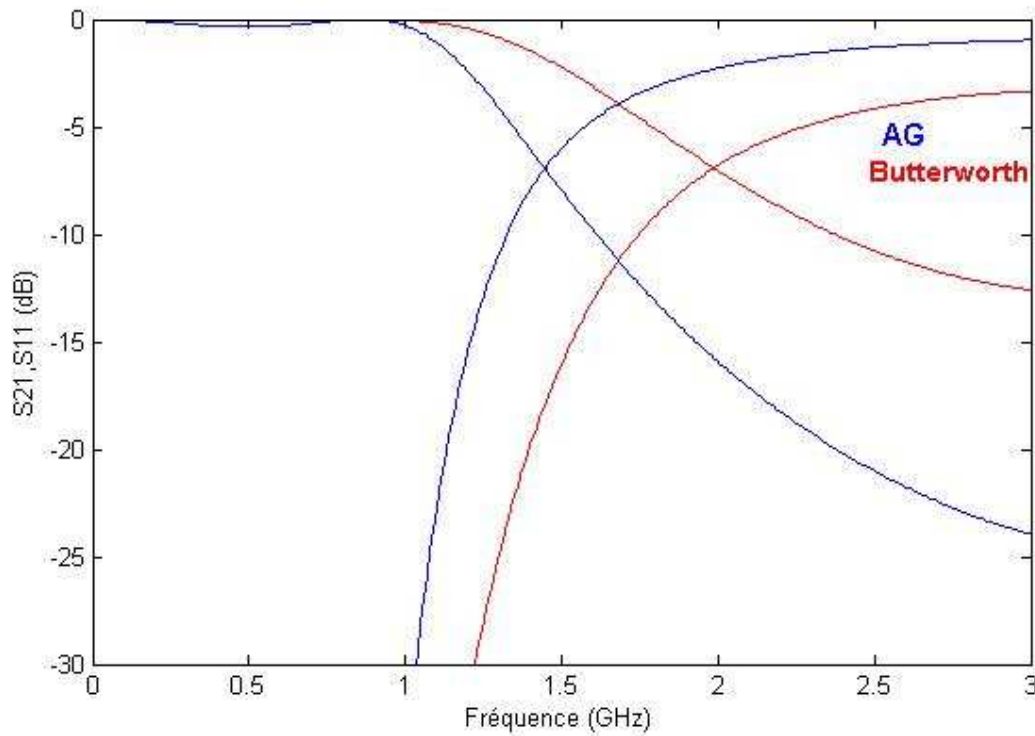


Fig.14. Performance du filtre passe-bas conçu par les AGs par rapport au filtre conçu par la méthode de Butterworth .

Comme indiqué auparavant, le choix du meilleur filtre passe-bas est basé sur la fonction objective, tels que le filtre optimal présente un minimum d'erreur.

Le filtre passe-bas de Butterworth a une erreur de 64.66, et le filtre obtenu par AG a une erreur de 43.84. Donc la performance du filtre passe bas calculé par l'algorithme génétique est évidente.

5.4. Dimensionnement du dispositif

Pour la réalisation du filtre passe-bas conçu par les AGs sur une structure microruban avec un substrat de hauteur $h=1.27\text{mm}$ et de constante diélectrique relative égale à 10.8, les dimensions de ce filtre sont illustrées sur la figure 15.

En utilisant les équations (3),(5),(8),(9),(12) et (13) du second chapitre, on trouve

$$W_l=0.02 \text{ mm}, W_c=6.79 \text{ mm}, \beta_l=0.0524 \text{ rad/mm et } \beta_c=0.0615 \text{ rad/mm.}$$

Et en utilisant l'équation (1) on trouve $l_l=9.16 \text{ mm}$ et $l_c=5.2 \text{ mm}$

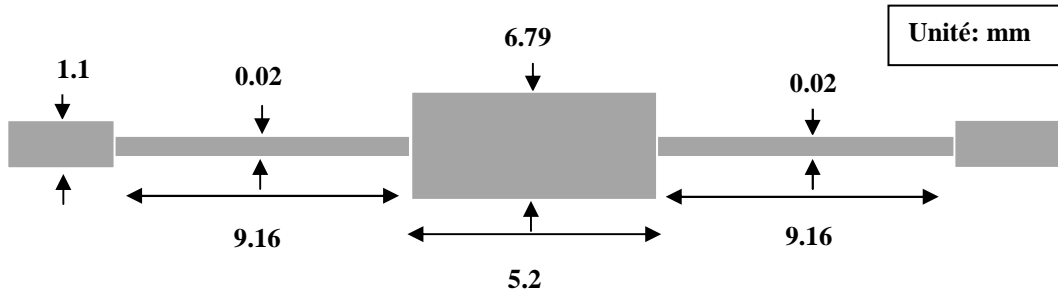


Fig.15. Dimensionnement du filtre conçu par les AGs.

6. Conception d'un filtre passe-bande en technologie microruban à l'aide des AGs

La deuxième application est un filtre microruban passe-bande d'ordre quatre (4) qui a des résonateurs de longueur demi onde couplés en parallèle représentés sur la figure 16. Pour la simplicité, nous supposons ici que toutes les lignes couplées ont les mêmes largeurs W . Le filtre est subdivisé en une cascade de sous réseaux, comme illustré sur la figure 17. Le calcul des matrices ABCD pour les sous réseaux des pas de discontinuité est semblable à ceux discutés auparavant. Les paramètres ABCD pour chaque sous réseau de la ligne couplée peuvent être calculés par [12] :

$$A = D = \frac{Z_{0e} \cot \theta_e + Z_{0o} \cot \theta_o}{Z_{0e} \csc \theta_e - Z_{0o} \csc \theta_o}$$

$$B = \frac{j Z_{0e}^2 + Z_{0o}^2 - 2Z_{0e}Z_{0o} (\cot \theta_e \cot \theta_o + \csc \theta_e \csc \theta_o)}{2 (Z_{0e} \csc \theta_e - Z_{0o} \csc \theta_o)}$$

$$C = \frac{2j}{Z_{0e} \csc \theta_e - Z_{0o} \csc \theta_o}$$

où Z_{0e} et Z_{0o} sont les impédances caractéristiques des modes pair et impair. θ_e et θ_o sont les longueurs électriques des deux modes.

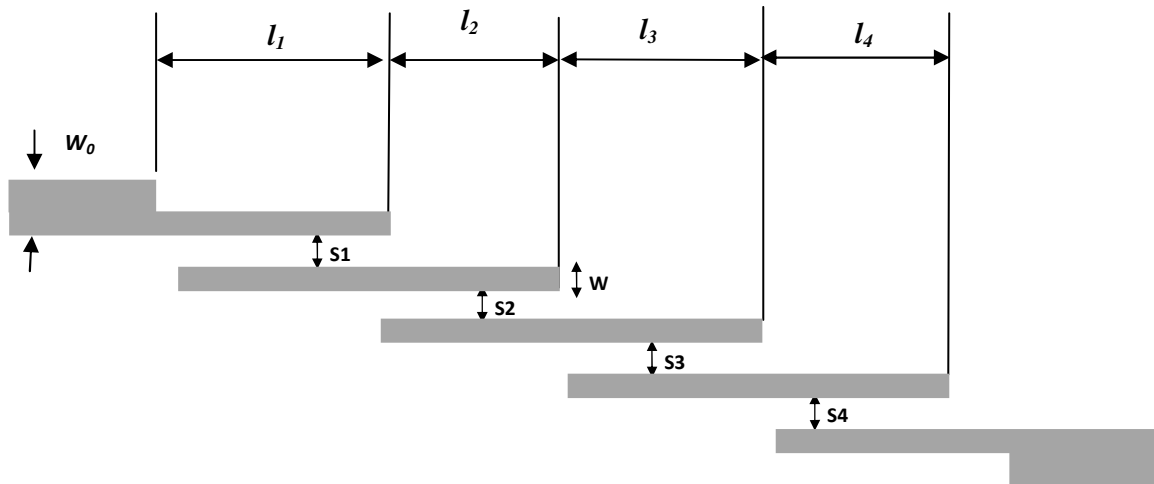


Fig.16. Dimensionnement du filtre micro-ondes passe-bande.

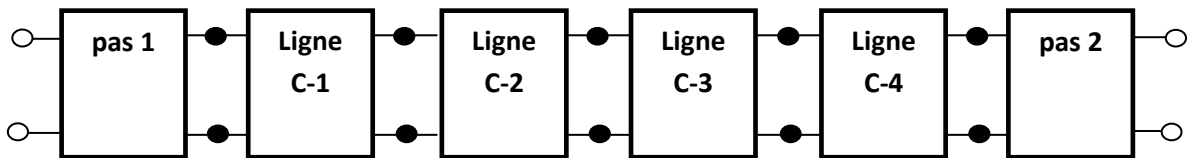


Fig.17. Constitution du filtre micro-ondes passe-bande.

La matrice ABCD de ce filtre est calculée comme suivant :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \prod_{i=1} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_i$$

Et le coefficient de transmission S_{21} est calculé par :

$$S_{2,1} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

Supposons que le diélectrique est homogène, $\theta_e = \theta_o = \theta$, alors les matrices ABCD des sous réseaux de la ligne couplé peuvent être réécrites comme suivant :

$$A = D = \frac{(Z_{0e} + Z_{0o}) \cot \theta}{(Z_{0e} - Z_{0o}) \csc \theta}$$

$$B = \frac{j Z_{0e}^2 + Z_{0o}^2 - 2Z_{0e}Z_{0o} (\cot^2 \theta + \csc^2 \theta)}{2 (Z_{0e} - Z_{0o}) \csc \theta}$$

$$C = \frac{2j}{(Z_{0e} - Z_{0o}) \csc \theta}$$

Selon S_{21} la conception du filtre passe bande peut être considérée comme fonction de Z_{0e} , Z_{0o} et θ'

$$\text{Tels que } \theta' = \frac{2\pi}{300} \sqrt{\epsilon_{re}} l$$

6.1. Procédure de conception des filtres micro-ondes passe-bande à base des AGs

Les points suivants décrivent l'adaptation de l'algorithme génétique pour la conception d'un filtre micro ondes passe bande:

1. La population est l'ensemble des chromosomes et le chromosome est constitué par des gènes. Dans notre programme la population est l'ensemble des filtres, et chaque filtre est caractérisé par les impédances et les longueurs électriques, alors les gènes dans notre cas sont les impédances et les longueurs électriques.
2. Le codage que nous avons utilisé dans notre programme est le codage réel. Dans la deuxième application le filtre est défini comme suit :

$$\mathbf{Filtre} = \begin{bmatrix} Z_{0e} & Z_{0o} & \theta' \end{bmatrix}$$

3. Les algorithmes génétiques travaillent sur espace limité; donc la définition de l'espace de recherche est un critère important. Dans la deuxième application l'espace de recherche est défini comme suit :

$$80 \leq Z_{0e} \leq 200 \text{ (Ohm)}, 20 \leq Z_{0o} \leq 80 \text{ (Ohm)}, 0.2 \leq \theta' \leq 0.7 \text{ (rad)}.$$

4. La fonction objective que nous avons utilisée est la fonction erreur qui est évaluée après le calcul de S_{21} . La figure 18 présente deux filtres passe bande et leur erreur

qui est calculée par l'expression suivante : $\sum_{i=1}^n Er_i$

$$Er_i = \begin{cases} |S_{2,1}| & f < f_{p1} \\ |S_{2,1} - 1| & f_{p1} \leq f \leq f_{p2} \\ |S_{2,1}| & f > f_{p2} \end{cases}$$

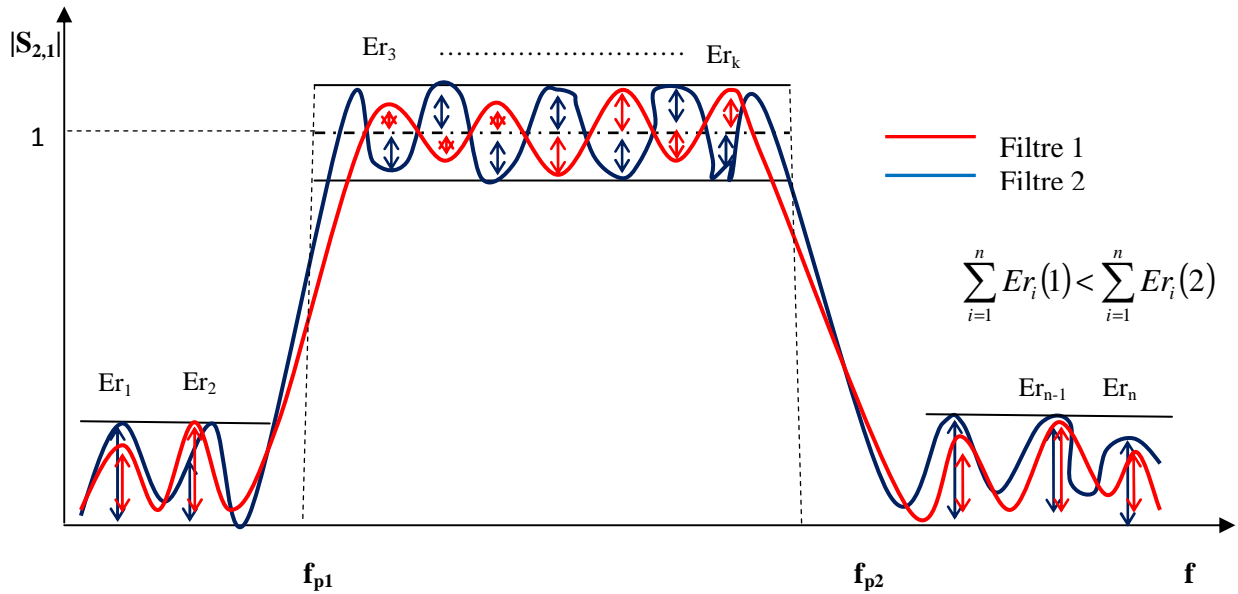
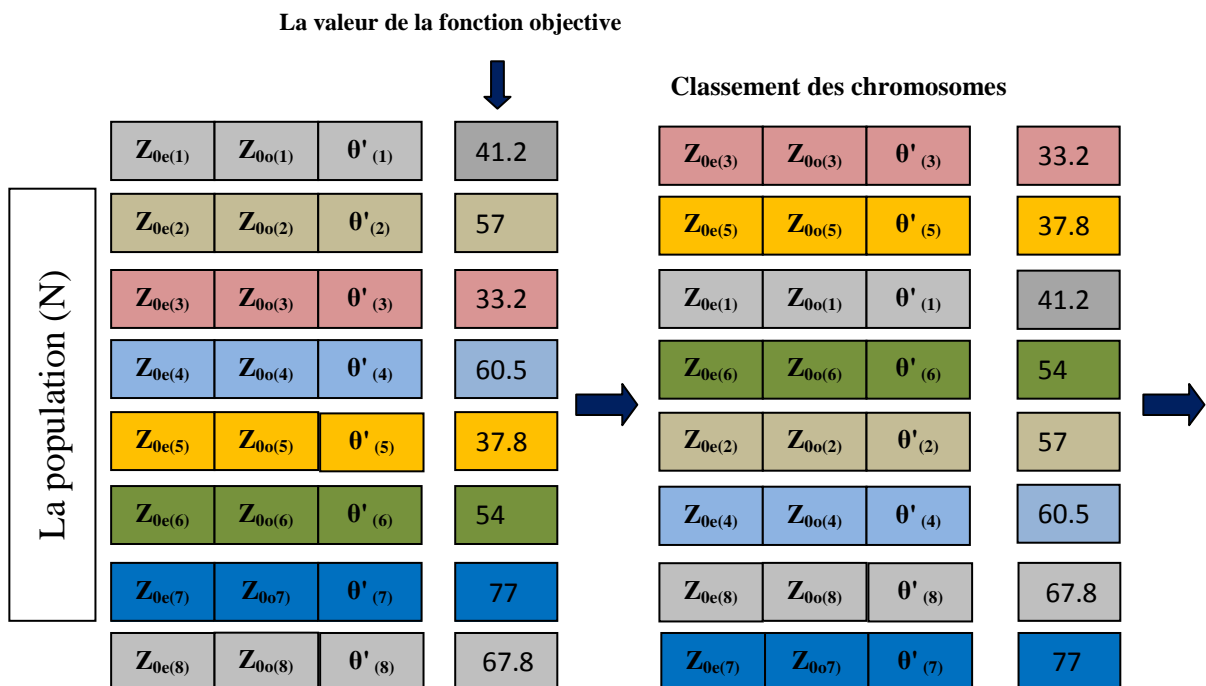


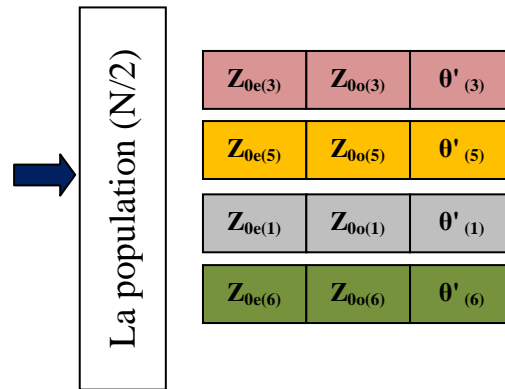
Fig.18. Deux filtres passe-bande conçus par les AGs et leur erreur.

Il est clair que le filtre 1 constitue la meilleure solution parce qu'il présente de faibles ondulations dans la bande passante et les bandes coupées.

5. La méthode de sélection choisie est la sélection de loterie biaisée.

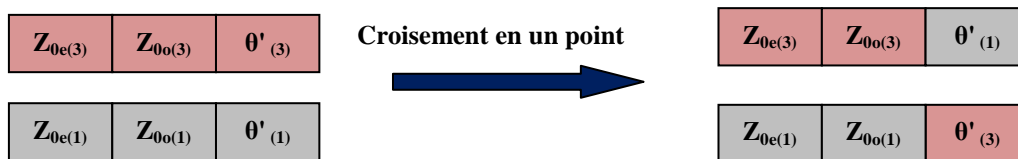
L'exemple suivant montre la procédure de sélection pour une population de $N=8$:





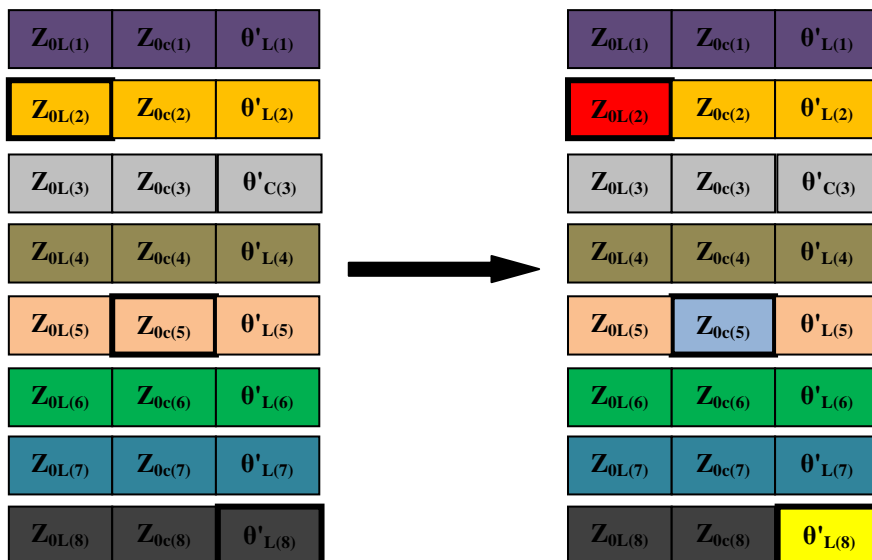
6. Le croisement considéré dans notre programme est le croisement en un point; les deux enfants générés ont la forme suivante : l'un des enfants contient deux gènes du premier parent et un gène du deuxième parent et le deuxième enfant contient un gène du premier parent et deux gènes du deuxième parent.

La procédure de l'opérateur de croisement répète cette technique pour tous les couples de parents, et à la fin on obtient N chromosomes.



L'emplacement du croisement n'est pas fixé, il est effectué soit au premier gène, deuxième, ou troisième gène.

7. La mutation que nous avons utilisée est d'initialiser quelques gènes dans la population. Ces gènes sont choisis aléatoirement.



L'organigramme de la figure 19 résume toutes les étapes de notre programme.

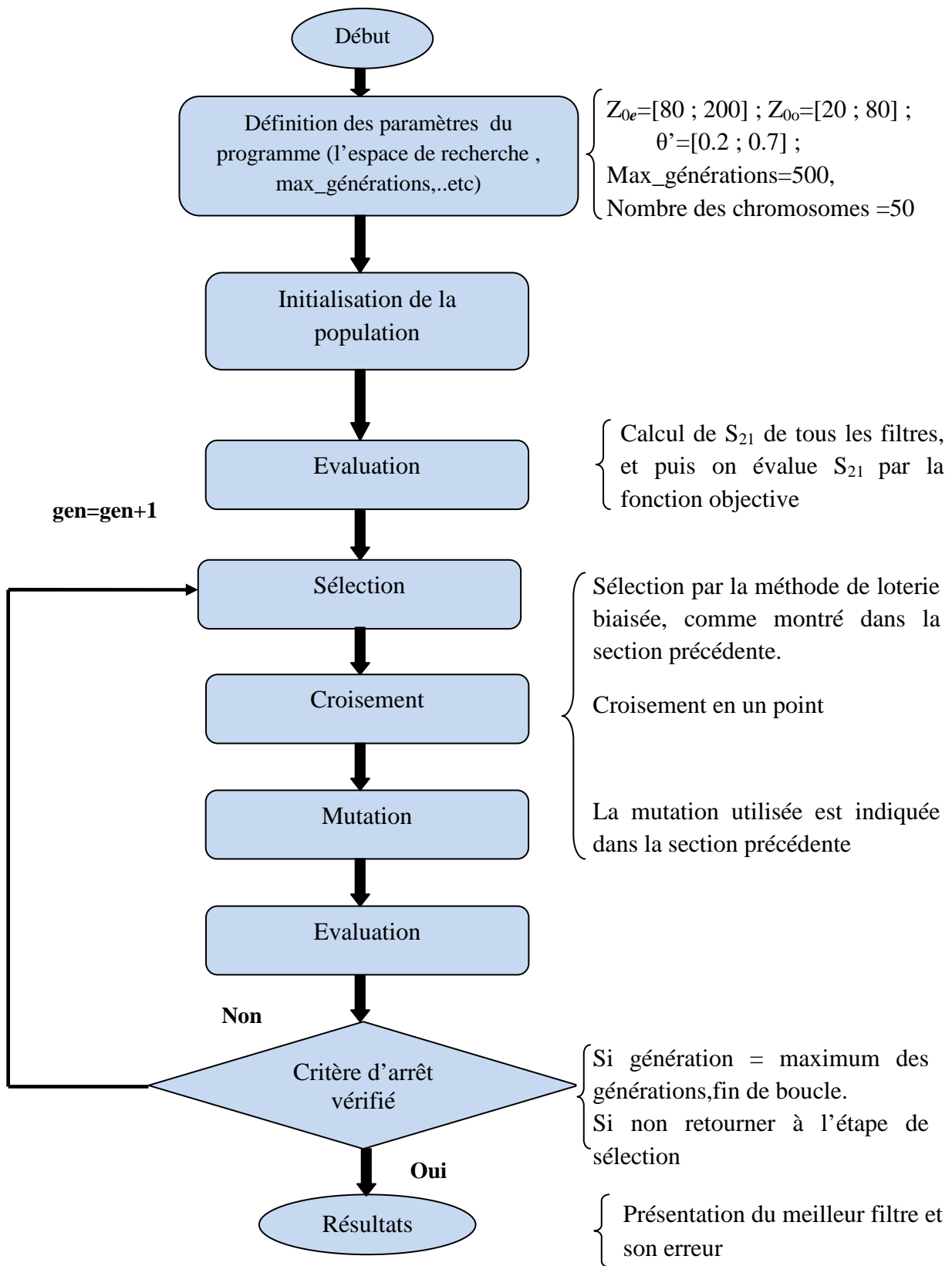


Fig.19. L'organigramme de conception d'un filtre micro-ondes passe-bande par les AGs.

6.2. Effet des générations sur l'erreur minimale

La figure 20 présente la variation de l'erreur minimale en fonction des générations. Comme indiqué précédemment, cette étude permet de fixer le nombre de générations dans notre programme afin d'obtenir un filtre micro-ondes passe-bande optimal.

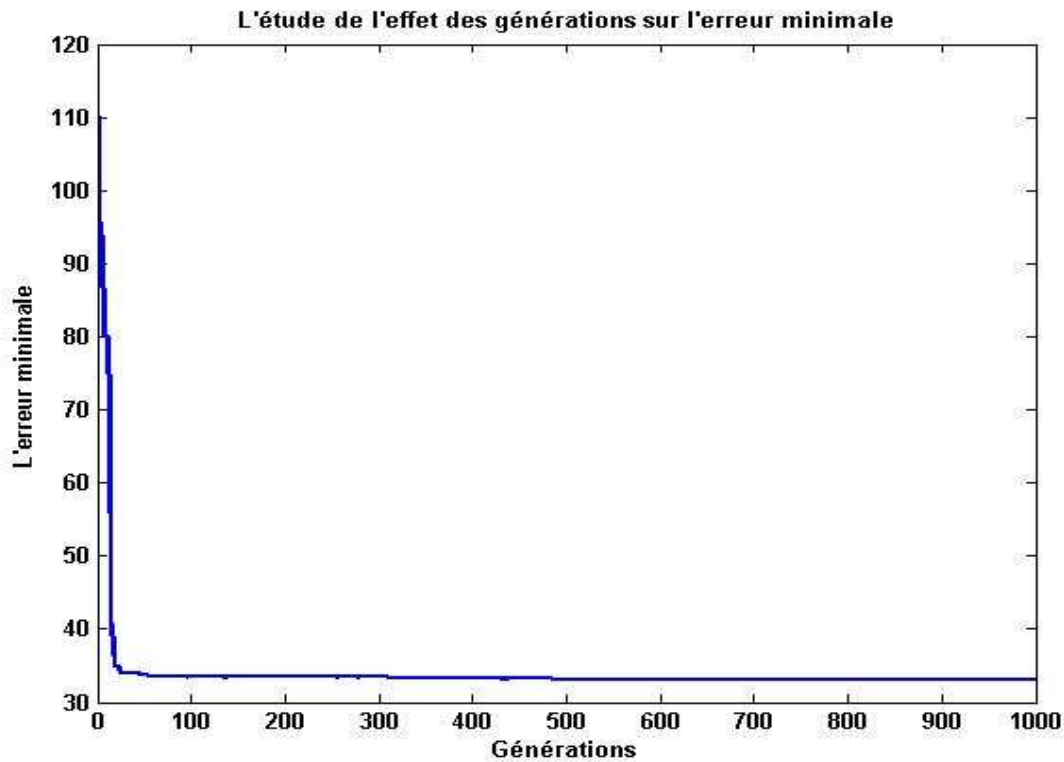


Fig.20. Effet des générations sur l'erreur minimale.

L'algorithme génétique converge rapidement vers des solutions acceptables dans la plage 10-80 générations; puis sa convergence devient lente entre 80 et 480 générations. Après 480 générations, l'algorithme se stabilise sur une erreur égale 33.17.

Dans notre cas, le nombre de générations a été fixé à 500.

6.3. Performance des filtres micro-ondes passe-bande conçus par les AGs

Le meilleur filtre trouvé à l'aide de notre programme a les caractéristiques suivantes : $Z_{0e} = 166.5$ (Ohm), $Z_{0o} = 75$ (Ohm) et $\theta' = 0.38$ (rad) avec une erreur égale 33.172.

La figure 21 présente le coefficient de transmission (S_{21}) et le coefficient de réflexion (S_{11}) des deux filtres micro-ondes passe-bande (filtre conçu par les AG et le filtre publié par [40]).

Le filtre de la référence [40] a les caractéristiques suivantes : $Z_{oe} = 158.8$ (Ohm), $Z_{oo} = 70$ (Ohm), $\theta' = 0.38$ (rad), avec une erreur de 34.6612.

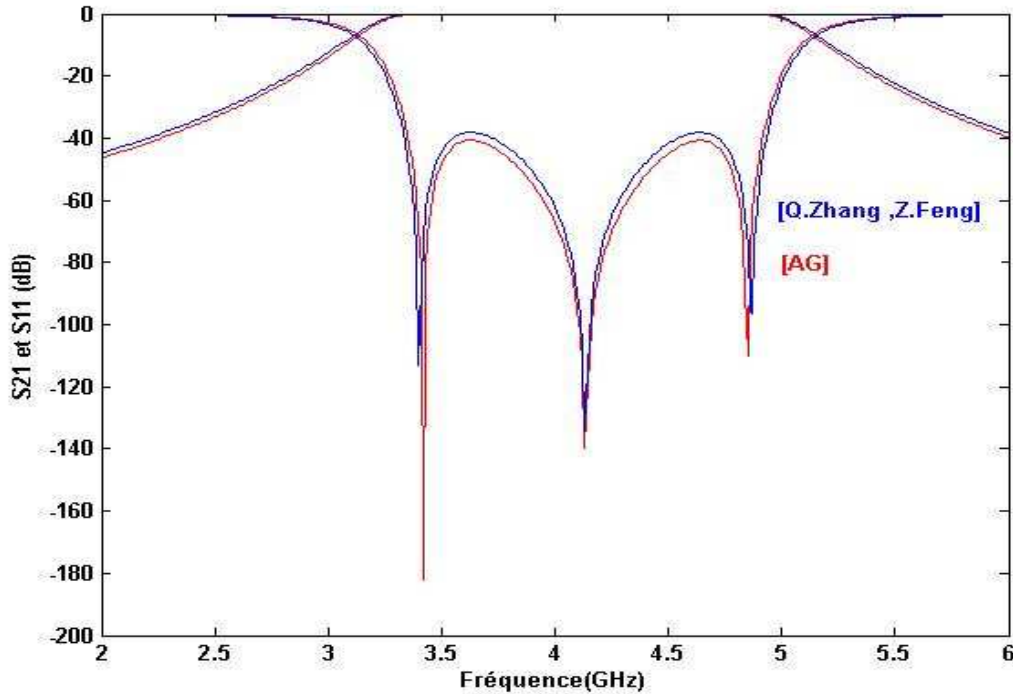


Fig.21. Performance des filtres micro-ondes passe-bande conçus par les AGs par rapport au filtre publié dans la référence [40].

Le filtre micro-ondes passe-bande conçu par les AG a les mêmes performances que le filtre, publié dans la référence [40], conçu par la technique d'optimisation par essaim particulaire PSO (Particle Swarm Optimization) en termes de réponse fréquentielle.

6.4. Dimensionnement des dispositifs

Pour la réalisation du filtre micro-ondes passe bande conçu par les AG sur une structure microruban avec un substrat de hauteur $h=0.79$ mm et de constante diélectrique relative 2.5, les dimensions de ce filtre sont illustrées sur la figure 22(a).

Pour le calcul de la largeur W et l'espacement S des lignes microruban couplées, il faut se référer à l'annexe B : $W=0.3719$ mm, $S= 0.2115$ mm . Et pour la longueur l nous avons :

$\epsilon_{re}=1.9$, $\theta'=0.38$ et $l = \frac{300\theta'}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}}$ nous trouvons donc : $l = 13.16$ mm. La figure 22(b)

présente le dimensionnement du filtre publié dans la référence [40].

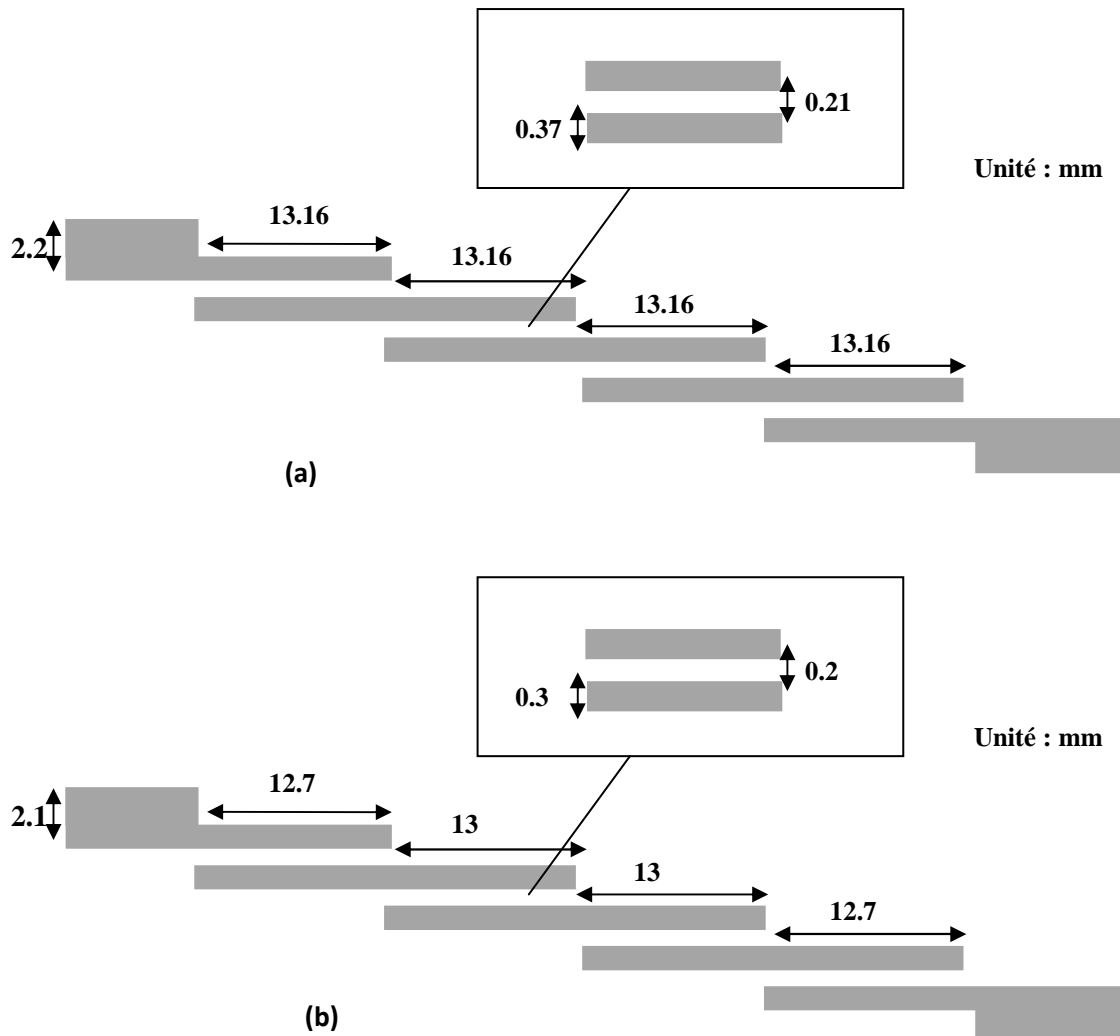


Fig.22. Dimensionnement du filtre micro-ondes passe-bande : (a) obtenu par les AGs , (b) de la référence [40].

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé une procédure de conception des filtres micro-ondes sur un support microruban en utilisant les algorithmes génétiques. La procédure proposée se déroule en deux phases : La première phase consiste à utiliser l'approximation de Butterworth pour la synthèse des paramètres du filtre désiré, alors la seconde phase applique l'algorithme génétique à ce filtre afin d'obtenir une structure d'implémentation optimale sur un circuit microruban. Deux exemples de conception ont été considérés dans ce chapitre : un filtre passe-bas et un filtre passe-bande. Les résultats obtenus montrent que les structures des

filtres conçus en technologie microruban à l'aide des AGs sont commodes pour des applications hautes puissances en télécommunications et ont des faibles tailles de l'ordre de dizaines de millimètres. Ils peuvent être donc facilement conçus et fabriqués.

Le filtre micro-ondes passe-bande conçu par les AGs présente des performances similaires au filtre, publié dans la référence [40], et conçu par la technique d'optimisation par essaim particulaire PSO (Particle Swarm Optimization) en termes de réponse fréquentielle.

Le chapitre suivant est réservé au développement d'une procédure de conception des filtres micro-ondes en utilisant la technique d'optimisation par essaim particulaire PSO.

CHAPITRE V

*La conception des filtres micro-ondes à l'aide de l'algorithme
d'optimisation par essaim particulaire*

Introduction

L'optimisation par essaim particulaire (OEP) est relativement récente, puisque les premiers articles la concernant datent de 1995, l'appellation d'origine étant, en anglais, *Particle Swarm Optimization*, a été développée par Jim Kennedy et Russ Eberhart [41].

Il s'agit d'une méthode faisant appel à une population d'agents, appelés ici particules, mais, par rapport à d'autres heuristiques de la même famille; elle présente quelques particularités intéressantes, entre autres la notion que l'efficacité est due à la collaboration plutôt qu'à la compétition.

Si vous devez effectuer une certaine tâche, comme explorer un espace de recherche et que, pour ce faire, vous n'avez à votre disposition qu'un agent fort peu intelligent, c'est pratiquement sans espoir. Maintenant, si vous en avez plusieurs, on peut envisager différentes stratégies pour qu'une telle équipe d'imbéciles se comporte, globalement, de manière astucieuse. Avec l'OEP les règles à appliquer sont très simples et, de plus, il n'est même pas nécessaire d'avoir un contremaître pour diriger l'équipe.

Bien sûr, il y a de nombreuses autres heuristiques utilisant des populations d'individus (algorithmes génétiques, colonies de fourmis, etc.), toutes fondées sur des propriétés d'auto-organisation, mais ayant chacune son domaine de compétence. Notons d'emblée, mais nous en reparlerons, que l'OEP, quant à elle, est particulièrement efficace dans des espaces de recherche continus ou mixtes (certaines variables étant discrètes). Toutes ces méthodes ne sont d'ailleurs peut-être que des facettes partielles d'une même métaheuristique qui reste à découvrir. On peut déjà, dans certains cas, établir des correspondances formelles, mais surtout, envisager des enrichissements réciproques, par exemple autour des notions de mémoire ou de probabilités conditionnelles.

1. Origines de l'optimisation par essaim particulaire

L'OEP est née presque par hasard. Au départ, les inventeurs souhaitaient simuler des interactions sociales, essentiellement en s'appuyant sur la technique des algorithmes culturels adaptatifs de Robert Reynolds et Robert Axelrod. Cette technique est souvent décrite comme une sorte d'algorithme évolutionnaire, avec une population d'individus (les agents), dans laquelle, à chaque pas de temps, les « meilleurs » (selon un critère prédéfini) sont plus ou moins imités par les autres. Un aspect essentiel, qui la différencie, par exemple, des algorithmes génétiques classiques, est l'existence d'une mémoire, à laquelle ne contribuent que les meilleurs éléments. Le modèle est censé expliquer et reproduire certains

comportements sociaux, mais s'est révélé un peu simpliste. Par contre, convenablement modifié, il peut résoudre des problèmes d'optimisation, car le processus fait apparaître des individus de plus en plus performants : c'est ainsi que l'OEP est née, sous le nom, donc, de *Particle Swarm Optimization (PSO)*, grâce à la collaboration de deux personnes de profils très différents, Russ Eberhart et Jim Kennedy.

2. La coopération

Pour illustrer la coopération signifiée en OEP, voici un exemple très simple. J'utilise ici volontairement une autre métaphore que celle des insectes sociaux, pour insister sur le fait que ce sont les principes qui comptent et non pas leur habillage, biologique ou autre. Comme d'habitude, le gros poisson est au plus profond de l'étang. A chaque pas de temps, chaque pêcheur indique à son collègue l'endroit le plus profond qu'il a déjà trouvé. Au début, pas de différence, et chacun suit sa propre route indépendamment. Ensuite, le pêcheur B a trouvé un meilleur emplacement, alors le pêcheur A tend à aller vers lui, assez vite. Ce faisant, il détériore sa position. Dès lors, il a un compromis à faire entre la meilleure position qu'il a trouvée jusque-là et celle trouvée par B. Il continue d'aller vers B, mais plus lentement, et de même le pas de temps suivant le point important est que, ce faisant, il échappe au minimum local.

Naturellement, c'est un exemple un peu caricatural, mais on y trouve les notions essentielles: position, vitesse (ou, plus précisément, un opérateur modificateur de position), échange d'informations, mémoire (très limitée), capacité rudimentaire à combiner les informations pour prendre une décision. L'idée est que tout cela doit rester simple.

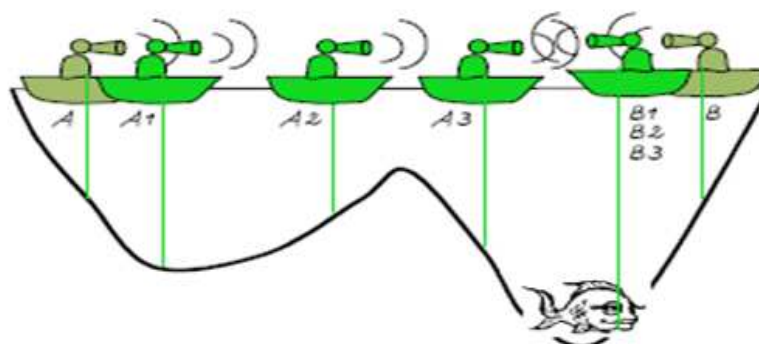


Fig.1. Exemple de coopération.

3. Mémoire et informateurs

Faisons maintenant une première présentation informelle du modèle. On considère, dans l'espace de recherche, un essaim de particules, ici cinq. Chaque particule est en train de bouger, c'est-à-dire qu'elle a une vitesse. Également, chaque particule a une petite mémoire, lui permettant de se souvenir de sa meilleure performance, en position et en valeur. Enfin, chaque particule dispose d'un groupe d'informatrices, historiquement appelé son voisinage.

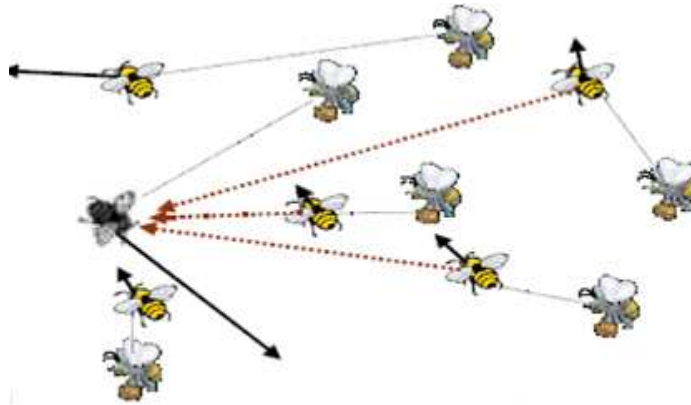


Fig.2. Mémoire et informateurs.

4. Compromis psycho-social

A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse.

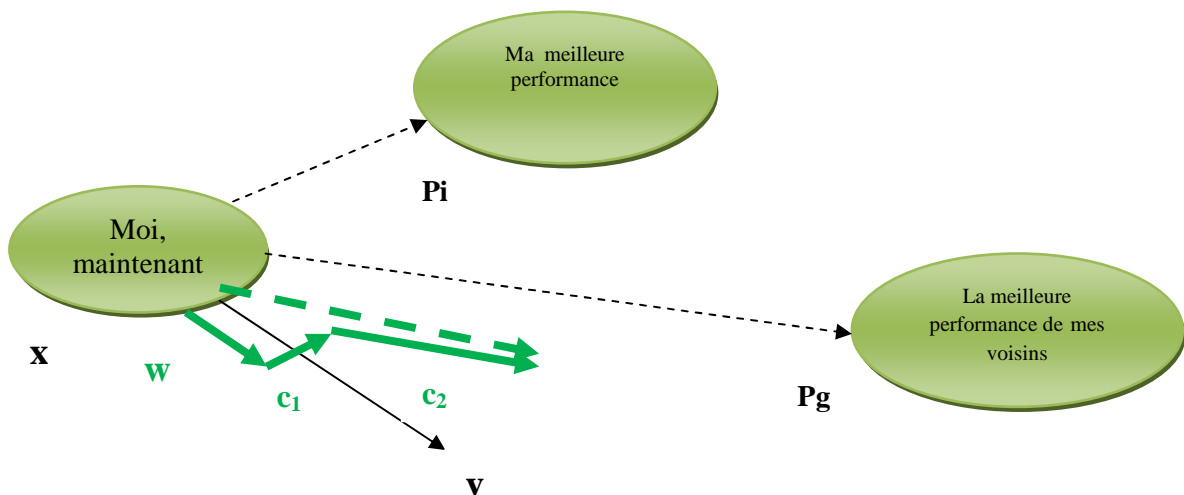


Fig.3. Compromis psycho-social.

Pour ce faire, elle combine linéairement trois informations :

- sa vitesse actuelle
- sa meilleure performance
- la meilleure performance de ses voisines (ses informatrices)

à l'aide de trois paramètres parfois appelés *coefficients de confiance*, qui pondèrent trois tendances :

- tendance à suivre sa propre voie
- tendance conservatrice (revenir sur ses pas)
- tendance « panurgienne » (suivre le meilleur voisin).

5. Les étapes de L'OEP (PSO)

1. Première étape, on initialise l'essaim de particules dans l'espace de recherche. On peut soit le faire de manière aléatoire (ce qui n'est pas forcément si simple selon la forme de l'espace de recherche), soit de manière régulière, en particulier sur la frontière.
2. Deuxième étape, on initialise également les vitesses, de manière aléatoire. On suppose pour l'instant que l'essaim est de taille constante. Il s'agit donc également d'un paramètre du modèle, à définir.

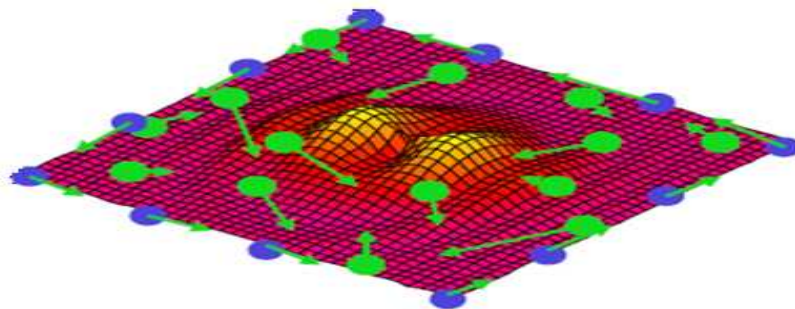


Fig.4. Initialisation des vitesses.

3. On définit le voisinage pour chaque particule. Il y a deux grandes méthodes. Soit un voisinage «géographique», qui doit être recalculé à chaque pas de temps, et qui suppose l'existence d'une distance dans l'espace de recherche, soit un voisinage «social» défini une fois pour toutes[42]. C'est le voisinage social qui est le plus utilisé, pour plusieurs raisons :
 - il est plus simple à programmer,
 - il est moins coûteux en temps calcul,

- de toutes façons, en cas de convergence, un voisinage social tend à devenir un voisinage géographique.

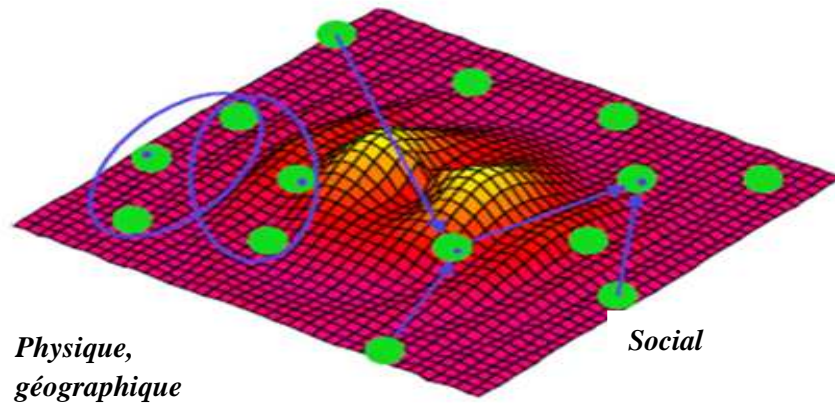


Fig.5. A la convergence: un voisinage social tend à devenir un voisinage géographique.

4. L'évaluation de toutes les particules et trouver la meilleure particule dans le groupe et les meilleures particules dans les itérations.
5. Modification de la position de chaque particule en introduisant les équations suivantes:

$$\begin{cases} v_i^{(t+1)} = wv_i^{(t)} + c_1 \text{rand}(p_i - x_i^{(t)}) + c_2 \text{rand}(p_g - x_i^{(t)}) \\ x_i^{(t+1)} = x_i^{(t)} + v_i^{(t+1)} \end{cases}$$

Tels que

- $v_i^{(t+1)}$: la vitesse de la particule i , à l'itération $t+1$
- w : Le poids inertiel,
- c_j : paramètre d'accélération (facteur de pondération), ($j=1,2$)
- rand : numéro aléatoire entre 0 et 1,
- $x_i^{(t)}$: la position de la particule i , à l'itération t ,
- p_i : personnel best de la particule i ,
- p_g : global best dans le group.

Le poids inertiel est défini comme suivant:

$$w = w_{\max} - \frac{w_{\max} - w_{\min}}{\text{iter}_{\max}} \text{iter}$$

Tels que

- w_{\max} : poids initial,
- w_{\min} : poids final,
- $iter_{\max}$: le nombre d'itérations maximal,
- $Iter$: l'itération actuelle.

6. Critères d'arrêt : si le critère d'arrêt vérifié donc fin, si non retourner à l'étape 4.

La figure 6 présente l'organigramme général du PSO .

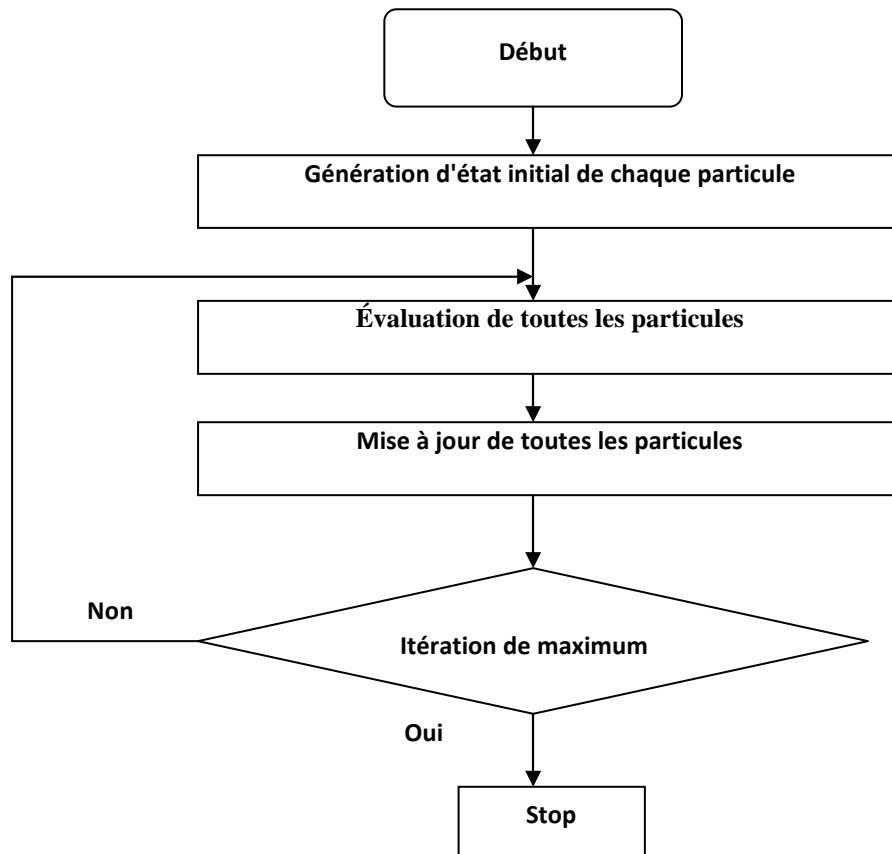


Fig.6. Organigramme général du PSO.

6. Paramétrage

L'algorithme de base comporte un certain nombre de paramètres que l'utilisateur est contraint de définir a priori :

- la taille de l'essaim (le nombre de particules)
- la définition des voisinages
- les coefficients de « confiance » de la pondération linéaire
- la définition des limites de l'espace de recherche (X_{min}, X_{max}) [43]
- Critères d'arrêt de l'algorithme :
 - Un seuil sur les fonctions coûts de la meilleure particule mémorisée.
 - Une limite en termes de nombre d'itérations ou de temps de calcul.

7. Domaines d'applications[44]

- Conception du profil d'une aile d'avion
- Calcul de trajectoire pour le forage
- Conception de filtres optiques
- Timing d'ouverture des soupapes d'un moteur à explosion
- Contrôle de la température de l'air d'une serre

Dans ce chapitre, l'application de l'algorithme d'optimisation par essaim des particules pour la conception des filtres micro-ondes est présentée.

8. Conception d'un filtre passe-bas en technologie microruban à l'aide de PSO

La troisième application est un filtre passe-bas d'ordre trois (3) en technologie microruban et en utilisant la technique de conception saut d'impédance; c'est le même filtre qui est présenté dans la première application (voir chapitre 4).

Les caractéristiques de ce filtre sont :

- La fréquence de coupure = 1GHz
- Atténuation dans la bande passante = 0.1dB
- Impédance de charge Z_0 = impédance de source Z_L = 50 Ohms

Nous avons utilisé l'approximation de Butterworth pour la synthèse des paramètres du filtre désiré en un premier temps. Puis en un second temps, l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire est appliqué à ce filtre afin d'obtenir une structure d'implémentation

optimale sur un circuit microruban. Le filtre prototype synthétisé est illustré sur la figure 7 avec les éléments électriques normalisés.

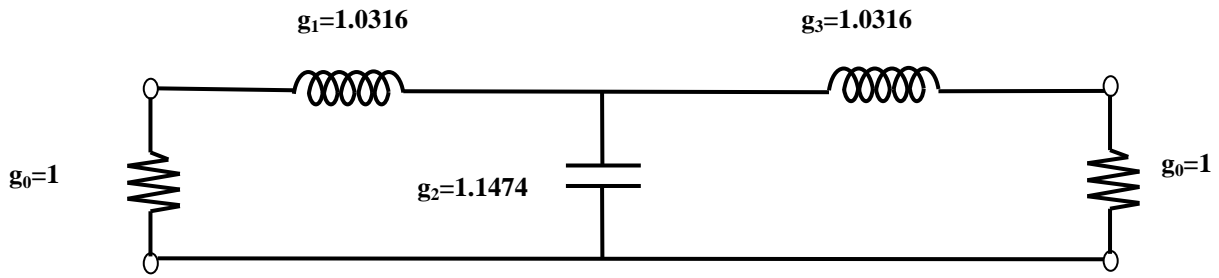


Fig.7. Filtre prototype passe-bas.

La figure 8 présente le dimensionnement du filtre passe bas microruban par la technique de saut d'impédance.

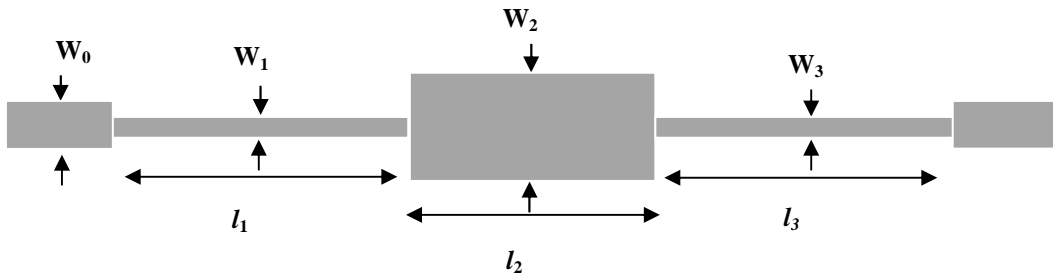


Fig.8. Dimensionnement de filtre passe-bas.

Comme présenté dans le troisième chapitre, cette technique utilise des hautes impédances pour les selfs et des faibles impédances pour les capacités. Les longueurs électriques pour les selfs et capacités sont calculées comme suit [13] :

$$\begin{aligned} \beta_l l_l &= g_k \frac{Z_{low}}{Z_0} \\ \beta_c l_c &= g_k \frac{Z_0}{Z_{low}} \end{aligned} \quad (1)$$

où Z_0 est l'impédance caractéristique du filtre, Z_{low} l'impédance faible, Z_{high} l'impédance haute et g_k la valeur des éléments du filtre prototype passe-bas.

Pour le dimensionnement du filtre de Butterworth, on prendra $Z_{high}=93$ ohm, $Z_{low}=24$ ohm. Et sur un substrat de hauteur $h=1.27$ mm et de constante diélectrique relative $\epsilon_r=10.8$. En utilisant les équations (3), (5) (8) (9) (12), et (13) du second chapitre, on trouve : $W_l=0.193$ mm, $W_c=3.936$ mm, $\beta_l=0.0538$ rad/mm et $\beta_c=0.0597$ rad/mm

Et en utilisant l'équation (1), on trouve : $l_l=10.309$ mm, et $l_c=9.2253$ mm.

Le filtre synthétisé par la technique de Butterworth est présenté à la figure 9.

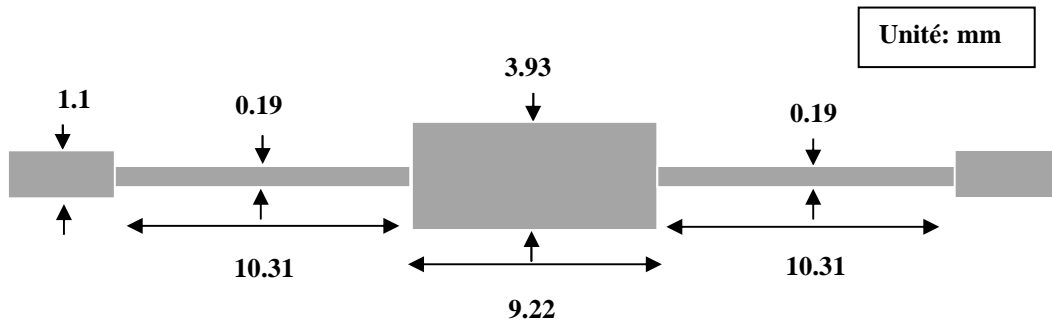


Fig.9. Dimensionnement du filtre micro-onde passe-bas synthétisé par la technique de Butterworth.

Le filtre micro-onde passe bas synthétisé par la technique de Butterworth et représenté dans la figure 8 est constitué par des sous réseaux : un pas de discontinuité et une ligne de transmission comme représenté sur la figure 10 [12].

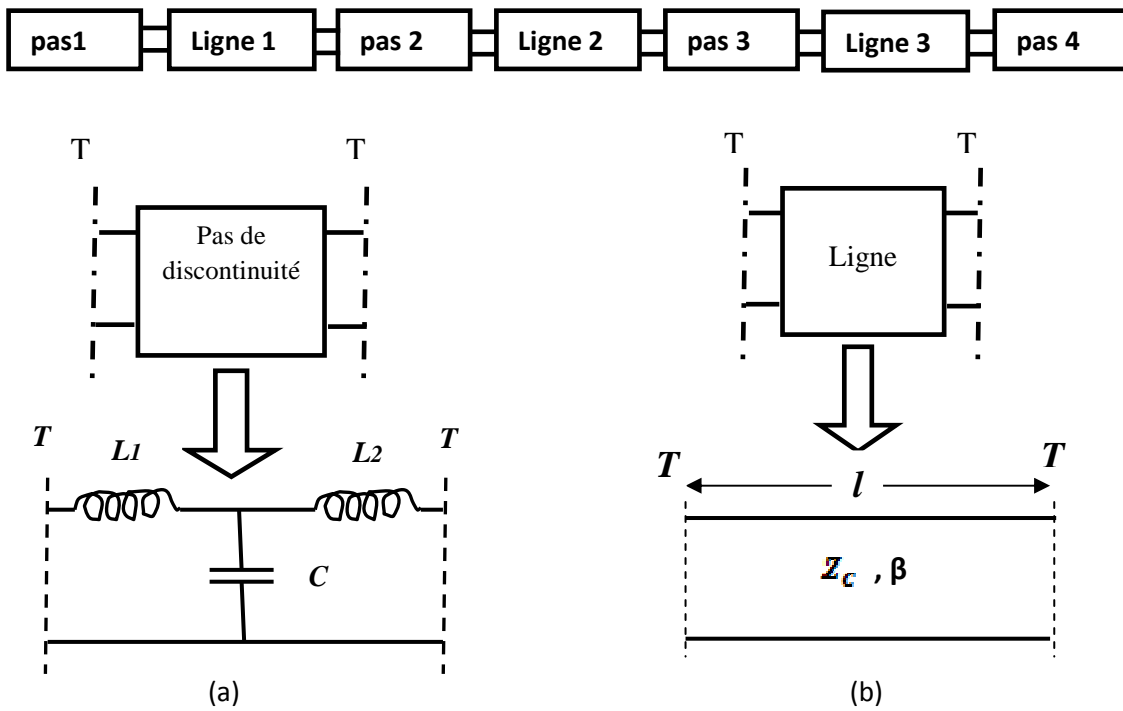


Fig.10. La constitution du filtre passe-bas synthétisé par la technique de Butterworth.

Les matrices ABCD pour le pas de discontinuité (a) et la ligne de transmission (b) sont :

$$\begin{bmatrix} 1 - \omega^2 CL_1 & (j\omega L_1 + j\omega L_2) - j\omega^3 CL_1 L_2 \\ j\omega C & 1 - \omega^2 CL_1 \end{bmatrix}$$

(a)

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_c \sin \theta \\ j \sin \theta / Z_c & \cos \theta \end{bmatrix}$$

(b)

où :

$$\theta = \beta l .$$

$$C = 0.00137h \frac{\sqrt{\epsilon_{re1}}}{Z_{c1}} \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \left(\frac{\epsilon_{re1} + 0.3}{\epsilon_{re1} - 0.258}\right) \left(\frac{\frac{W_1}{h} + 0.264}{\frac{W_1}{h} + 0.8}\right) \quad (pf)$$

$$L_1 = \frac{L_{W1}}{L_{W1} + L_{W2}} L , L_2 = \frac{L_{W2}}{L_{W1} + L_{W2}} L , L_{Wi} = Z_{ci} \sqrt{\epsilon_{re1}} / c \quad i=1,2$$

$$L = 0.000987h \left(1 - \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sqrt{\frac{\epsilon_{re1}}{\epsilon_{re2}}}\right)^2 \quad (nH)$$

La matrice ABCD de ce filtre est calculée comme suit :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \prod_{i=1} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_i$$

Et le coefficient de transmission S₂₁ est déterminé par :

$$S_{2,1} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

Selon S₂₁ la conception du filtre peut être considérée comme fonction de Z_{0C}, Z_{0L}, θ'_L et θ'_C

$$\text{où : } \theta = \theta f , \theta' = \frac{2\pi}{300} \sqrt{\epsilon_{re}} l$$

8.1. Procédure de conception des filtres passe-bas micro-ondes à base de PSO

Les points suivants décrivent l'adaptation de l'algorithme d'optimisation par essaim particulière pour la conception d'un filtre micro-ondes passe-bas:

1. La population est l'ensemble des particules et la particule est caractérisée par les coordonnées dans l'espace de recherche. Dans notre programme, la population est l'ensemble des filtres, et chaque filtre est caractérisé par les impédances et les longueurs électriques. Alors les coordonnées dans notre cas sont les valeurs des

impédances et les longueurs électriques. Dans la troisième application, le filtre est défini comme suit :

$$\text{Filtre} = \begin{bmatrix} Z_{0L} & Z_{0c} & \theta'_L & \theta'_C \end{bmatrix}$$

- Les algorithmes d'optimisation par essaim particulaire travaillent sur un espace limité, donc la définition de l'espace de recherche est un critère important. L'espace de recherche dans cette application est défini comme suit :

$$80 \leq Z_{0L} \leq 150 \text{ (Ohm)}, 15 \leq Z_{0c} \leq 45 \text{ (Ohm)}, 0.2 \leq \theta'_L \leq 0.7 \text{ (rad)} \text{ et } 0.2 \leq \theta'_C \leq 0.7 \text{ (rad)}.$$

- La fonction objective que nous avons utilisé est la fonction erreur qui est évaluée après le calcul de S_{21} . La figure 11 présente deux filtres et leurs erreurs. L'erreur est

$$\text{calculée par la formule suivante : } \sum_{i=1}^n Er_i$$

$$Er_i = \begin{cases} |S_{2,1} - 1| & f_i \leq f_c \\ |S_{2,1}| & f_i > f_c \end{cases}$$

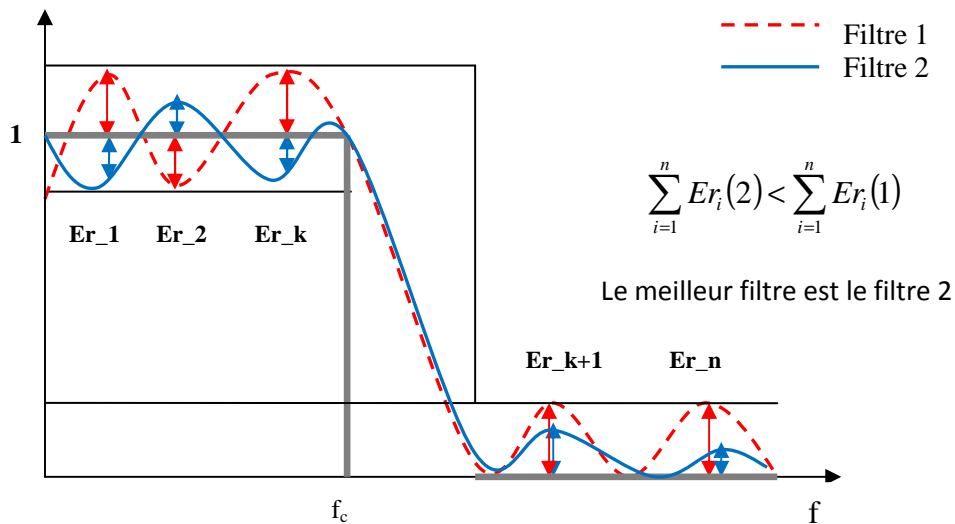
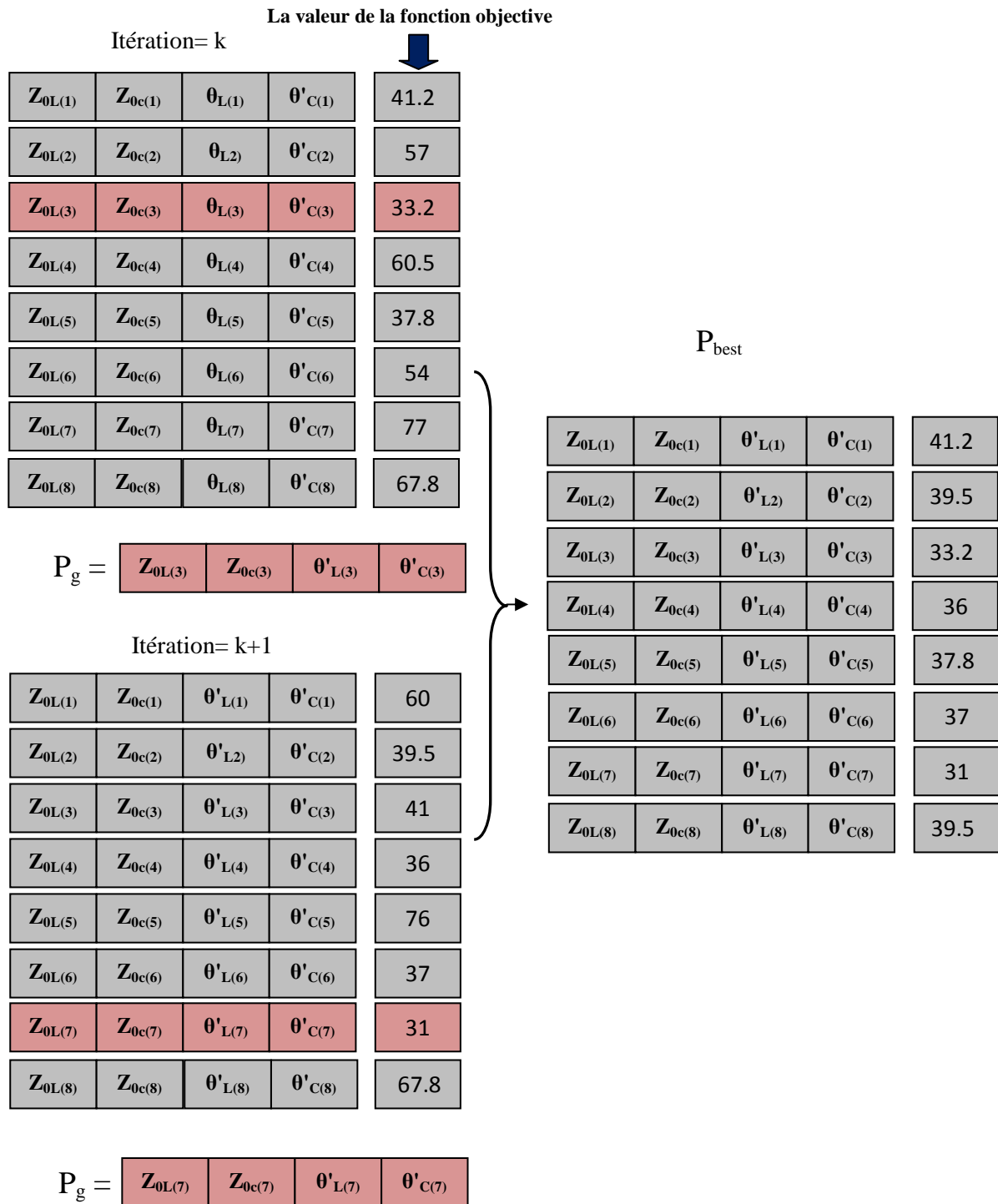


Fig.11. Deux filtres et leurs erreurs.

- Sélection de P_g et P_{best}

P_g est la meilleure position dans la population; donc le filtre qui donne un minimum d'erreur dans chaque itération. P_{best} est la meilleure position pour chaque particule entre deux itérations successives. L'exemple suivant montre la procédure de sélection

de P_g et P_{best} pour une population de $N=8$:



L'organigramme de la figure 12 résume toutes les étapes de notre programme de conception des filtres passe-bas.

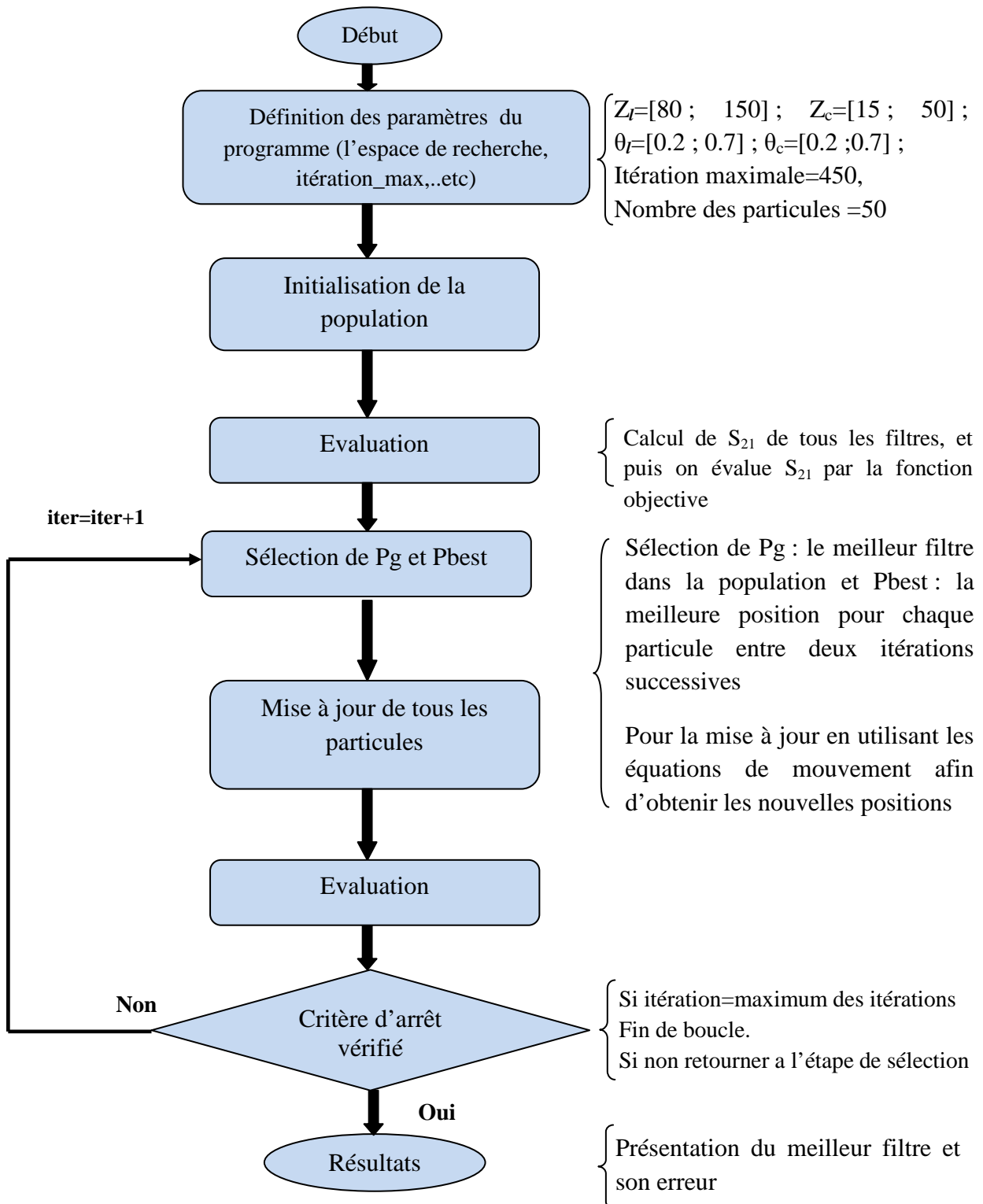


Fig.12. Organigramme de conception des filtres micro-ondes passe-bas par PSO.

8.2. Effet des itérations sur l'erreur minimale

L'étude de l'effet du nombre des itérations est très utile pour la vérification de la convergence de l'algorithme et afin de fixer le nombre nécessaire des itérations dans l'algorithme en vu d'obtenir une erreur minimale.

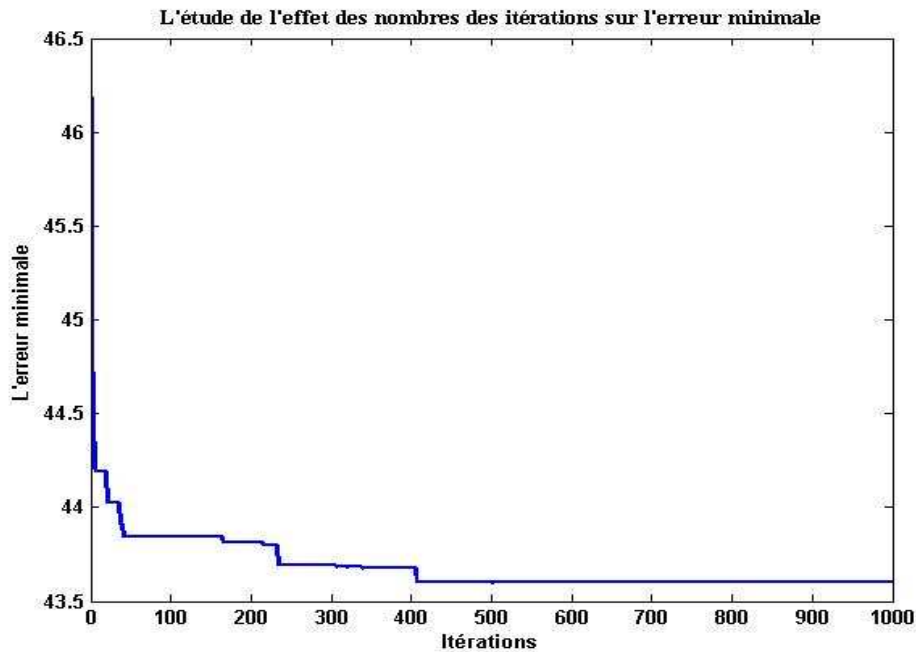


Fig.13.L'effet du nombre des itérations sur l'erreur minimale.

L'algorithme PSO converge vers l'erreur minimale à chaque fois que le nombre des itérations augmente jusqu'à 400, puis l'algorithme se stabilise sur la valeur 43.6. Dans notre application ce nombre d'itérations a été fixé à 450.

8.3. Performance du filtre micro-ondes passe-bas conçu par PSO

Le meilleur filtre micro-ondes passe-bas obtenu par PSO a les caractéristiques suivantes : $Z_l = 149.9$ (Ohm), $Z_c = 15$ (Ohm), $\theta'_l = 0.48$ (rad), $\theta'_c = 0.32$ (rad) avec une erreur égale 43.6018.

La figure 14 présente le coefficient de transmission (S_{21}) et le coefficient de réflexion (S_{11}) des deux filtres microondes passe bas (le filtre conçu par PSO et le filtre de Butterworth).

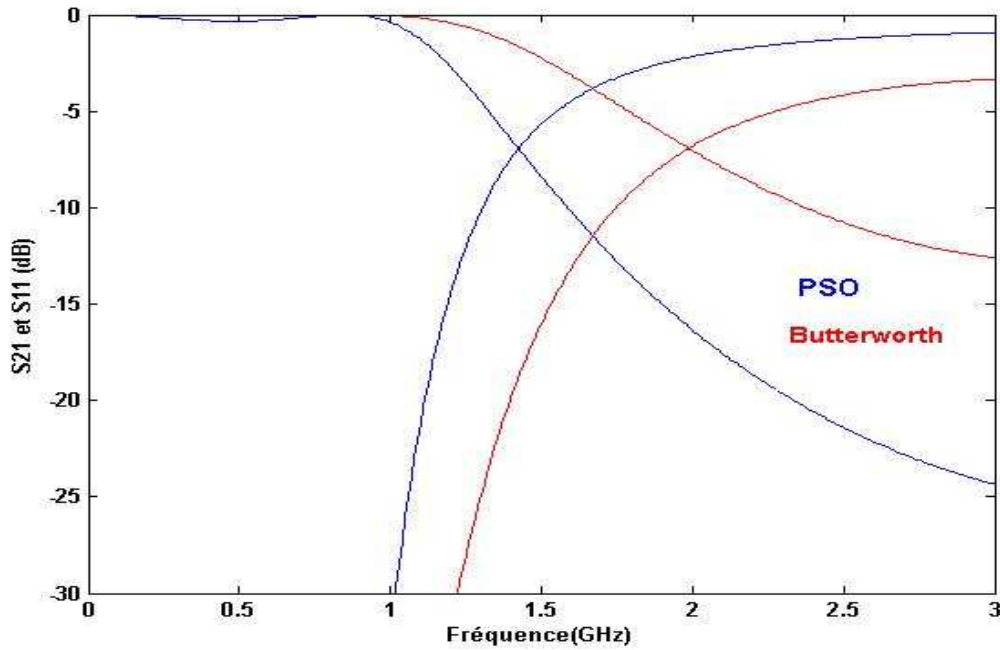


Fig.14. Performance du filtre micro-ondes passe-bas conçu par PSO par rapport au filtre conçu par la méthode de Butterworth.

Comme indiqué auparavant, le choix du meilleur filtre micro-ondes passe-bas par PSO est basé sur la fonction objective, tel que le filtre optimal présente un minimum d'erreur. Le filtre de Butterworth résulte en une erreur de 64.66, et le filtre conçu par PSO donne une erreur de 43.6. Donc la performance en termes d'erreur du filtre micro-ondes passe-bas déterminé par l'algorithme d'optimisation par essai particulaire (PSO) est évidente.

8.4. Dimensionnement du dispositif

Pour la réalisation du filtre conçu par PSO sur une structure micro-ruban avec un substrat de hauteur $h=1.27\text{mm}$ et de constante diélectrique relative égal 10.8, les dimensions de ce filtre sont illustrées sur la figure 15. en utilisant les équations (3),(5),(8),(9),(12) et (13) du second chapitre, on trouve $W_l=0.02\text{ mm}$, $W_c=7.37\text{ mm}$, $\beta_l=0.0524\text{ rad/mm}$ et $\beta_c=0.0615\text{ rad/mm}$.

Et en utilisant l'équation (1) on trouve $l_l=9.16\text{ mm}$ et $l_c=5.18\text{ mm}$

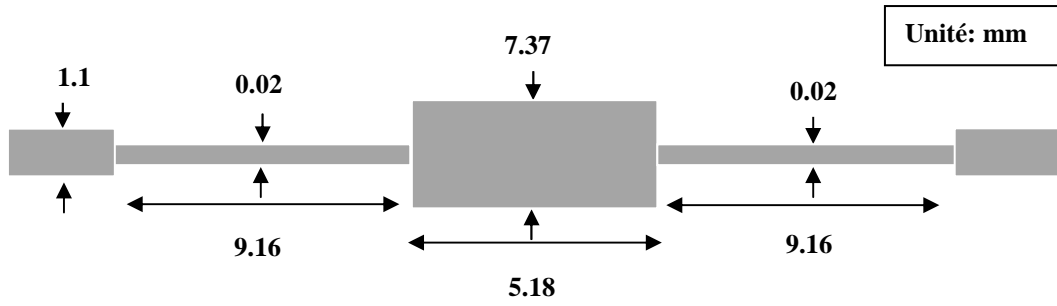


Fig.15. Dimensionnement du filtre micro-ondes passe-bas conçu par PSO.

9. Conception d'un filtre passe-bande en technologie microruban à l'aide de PSO

La quatrième application est un filtre micro-ondes passe-bande d'ordre quatre (4) qui a des résonateurs de longueurs demi-onde couplés en parallèle et qui sont représentés sur le schéma 16. Pour la simplicité, nous supposons dans ce chapitre que toutes les lignes couplées ont les mêmes largeurs W . Le filtre est subdivisé en une cascade de sous réseaux, comme représenté sur le schéma 17. Le calcul des matrices ABCD pour les sous réseaux des pas de discontinuité sont semblable à ceux discutés auparavant. Les paramètres ABCD pour chaque sous réseau de la ligne couplée peuvent être calculés par [12] :

$$A = D = \frac{Z_{0e} \cot \theta_e + Z_{0o} \cot \theta_o}{Z_{0e} \csc \theta_e - Z_{0o} \csc \theta_o}$$

$$B = \frac{j Z_{0e}^2 + Z_{0o}^2 - 2Z_{0e}Z_{0o} (\cot \theta_e \cot \theta_o + \csc \theta_e \csc \theta_o)}{2 (Z_{0e} \csc \theta_e - Z_{0o} \csc \theta_o)}$$

$$C = \frac{2j}{Z_{0e} \csc \theta_e - Z_{0o} \csc \theta_o}$$

où Z_{0e} et Z_{0o} sont les impédances caractéristiques des modes paires et impairs, et θ_e et θ_o les longueurs électriques des deux modes.

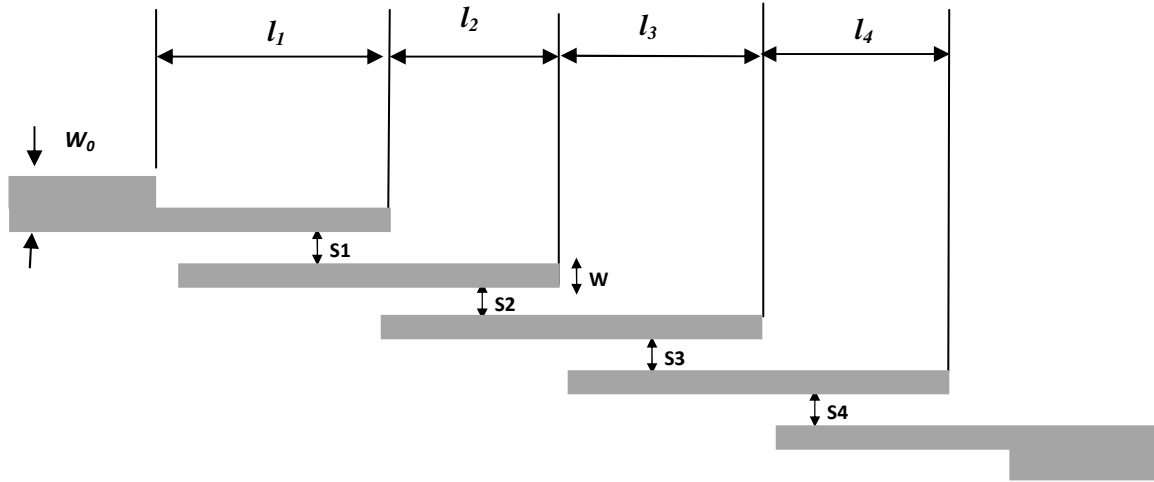


Fig.16. Dimensionnement du filtre micro-ondes passe-bande.

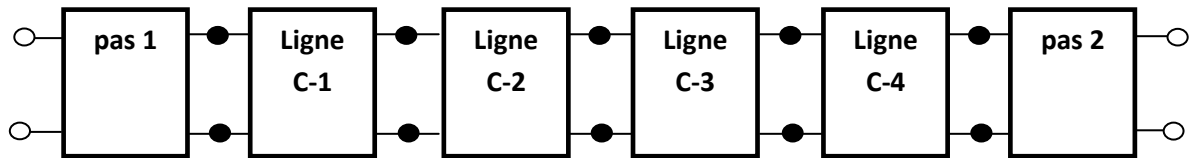


Fig.17. Constitution du filtre micro-ondes passe-bande.

La matrice ABCD de ce filtre est calculée comme suit :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^4 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_i$$

Le coefficient de transmission S_{21} est déterminé par :

$$S_{2,1} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

Supposons que le diélectrique est homogène, $\theta_e = \theta_o = \theta$, alors les matrices ABCD des sous réseaux de la ligne couplée peuvent être exprimées comme suit :

$$A = D = \frac{(Z_{0e} + Z_{0o}) \cot \theta}{(Z_{0e} - Z_{0o}) \csc \theta}$$

$$B = \frac{j}{2} \frac{Z_{0e}^2 + Z_{0o}^2 - 2Z_{0e}Z_{0o} (\cot^2 \theta + \csc^2 \theta)}{(Z_{0e} - Z_{0o}) \csc \theta}$$

$$C = \frac{2j}{(Z_{0e} - Z_{0o}) \csc \theta}$$

Selon S_{21} la conception du filtre peut être considérée comme fonction de Z_{0e} , Z_{0o} et θ' .

où $\theta' = \frac{2\pi}{300} \sqrt{\epsilon_{re}} l$

9.1. Procédure de conception des filtres passe-bande micro-ondes à base de PSO

Les points suivants décrivent l'adaptation de l'algorithme d'optimisation par essaim des particules pour la conception d'un filtre micro-ondes passe-bande:

1. La population est l'ensemble des particules et la particule caractérisée par les coordonnées dans l'espace de recherche. Dans notre programme, la population est l'ensemble des filtres, et chaque filtre est caractérisé par les impédances et les longueurs électriques; alors les coordonnées dans notre cas sont les valeurs des impédances et les longueurs électriques. Dans la quatrième application le filtre est défini comme suit :

$$\mathbf{Filtre} = \begin{bmatrix} Z_{0e} & Z_{0o} & \theta' \end{bmatrix}$$

2. Les algorithmes d'optimisation par essaim particuliers travaillent sur un espace limité; donc la définition de l'espace de recherche est un critère important. L'espace de recherche dans cette application est défini comme suit :

$$80 \leq Z_{0e} \leq 200 \text{ (Ohm)}, 20 \leq Z_{0o} \leq 80 \text{ (Ohm)} \text{ et } 0.2 \leq \theta' \leq 0.7 \text{ (rad)}.$$

3. La fonction objective que nous avons utilisée est la fonction erreur qui est évaluée après le calcul de S_{21} . La figure 18 présente deux filtres micro ondes passe bande et

leur erreurs. L'erreur est calculée par la formule suivante : $\sum_{i=1}^n Er_i$

$$Er_i = \begin{cases} |S_{2,1}| & f < f_{p1} \\ |S_{2,1} - 1| & f_{p1} \leq f \leq f_{p2} \\ |S_{2,1}| & f > f_{p2} \end{cases}$$

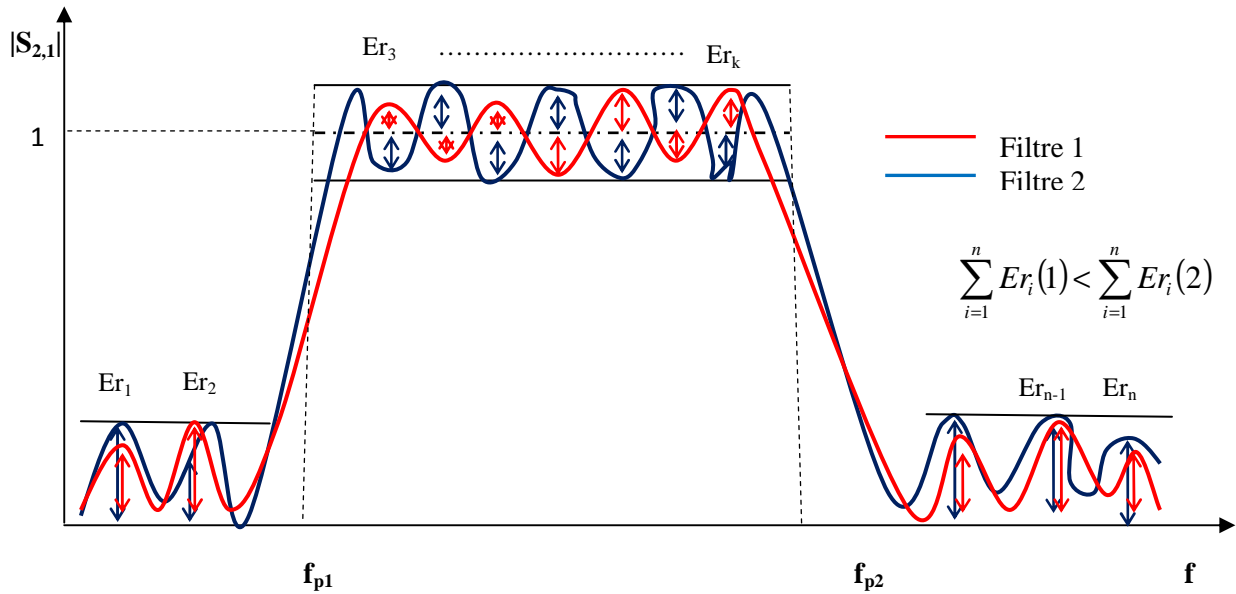


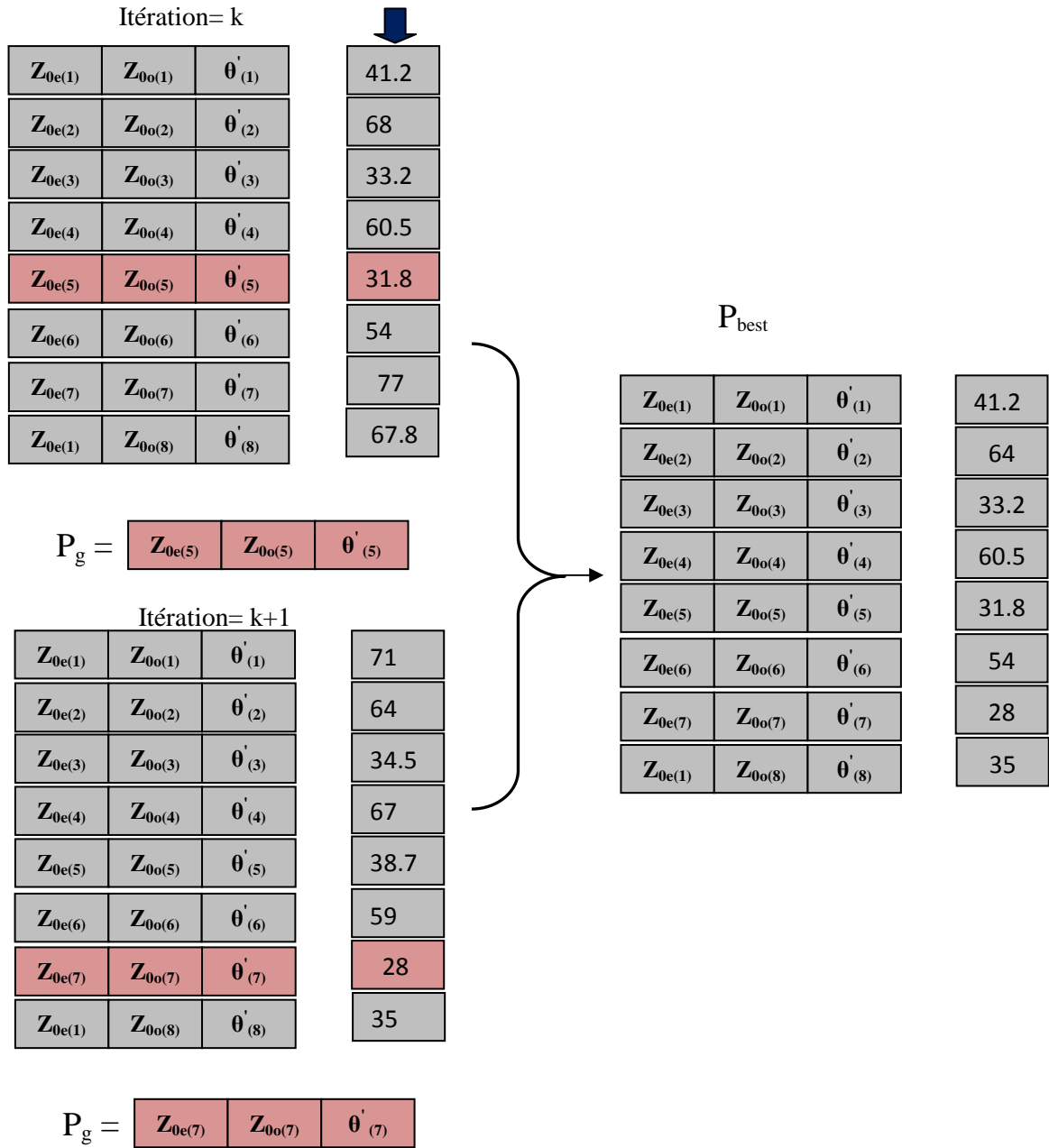
Fig.18. Deux filtres micro-ondes passe-bande et leurs erreurs (Le meilleur filtre est le filtre 1).

4. Sélection de P_g et P_{best}

P_g est la meilleure position dans la population; donc le filtre micro-ondes passe-bande qui résulte en un minimum d'erreur dans chaque itération est P_g . P_{best} est la meilleure position pour chaque particule entre deux itérations successives.

L'exemple suivant illustre la procédure de sélection de P_g et P_{best} pour une population de $N=8$:

La valeur de la fonction objective



L'organigramme de la figure 19 résume toutes les étapes de notre programme de conception des filtres passe-bande micro-ondes :

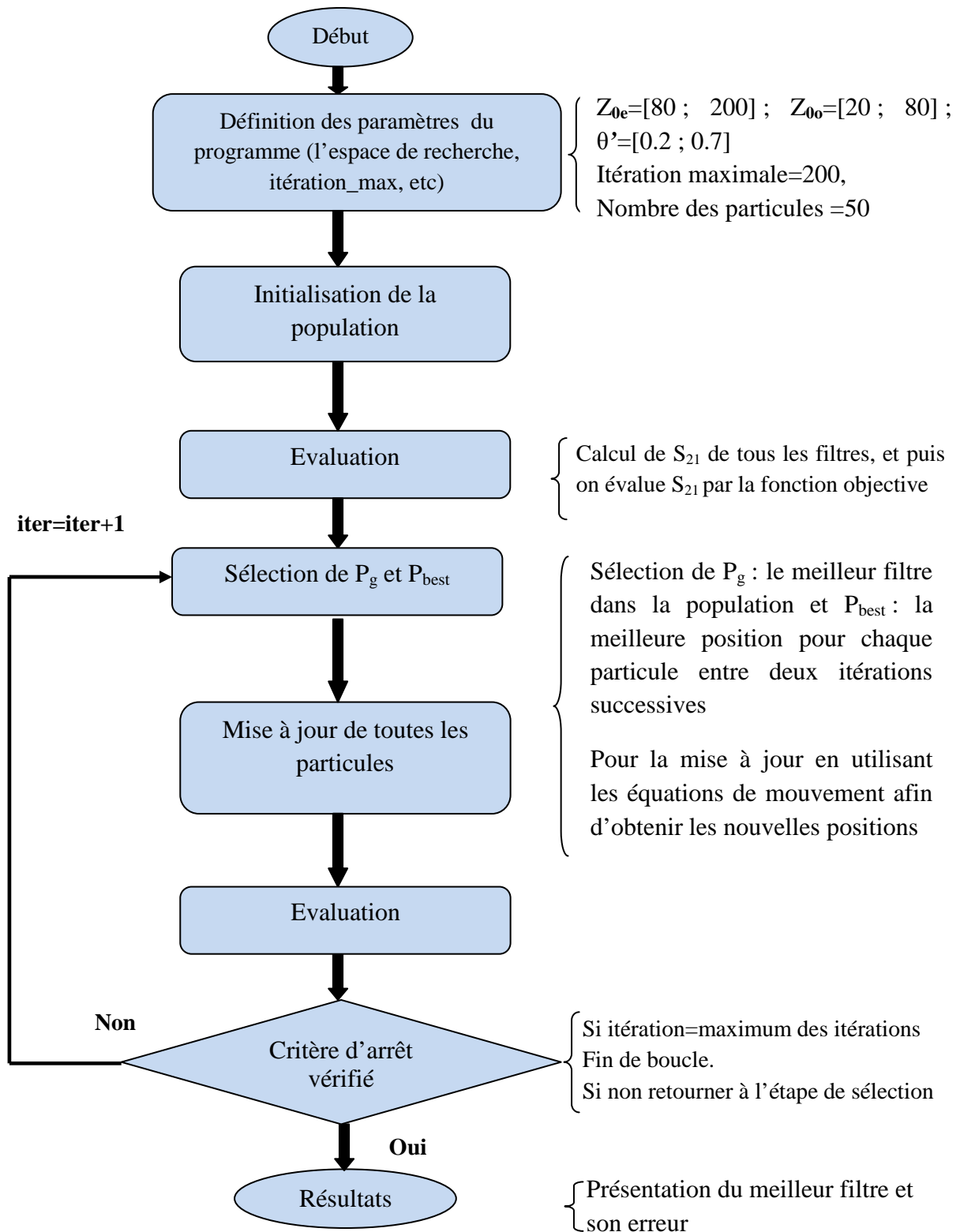


Fig.19. Organigramme de conception des filtres micro-ondes passe-bande par PSO.

9.2. Effet des itérations sur l'erreur minimale

La figure 20 présente la variation de l'erreur minimale en fonction des itérations. Comme indiqué précédemment, cette étude permet de fixer le nombre des itérations dans notre programme afin d'obtenir un filtre optimal.

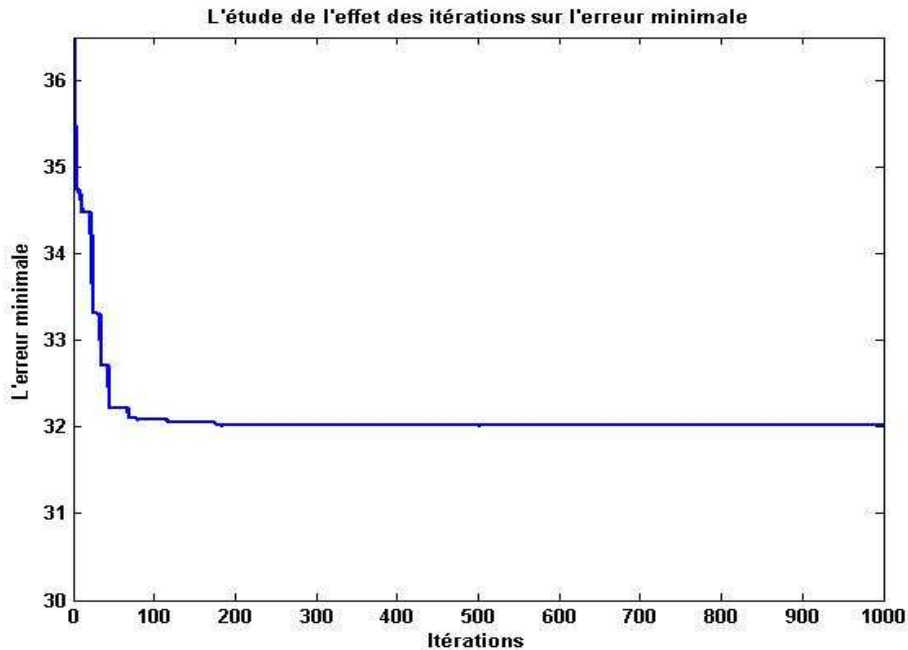


Fig.20. L'effet des itérations sur l'erreur minimale.

L'algorithme PSO converge rapidement vers des solutions acceptables dans la plage 20-80 itérations, puis la convergence de l'algorithme sera lente entre 80 et 180 itérations. Après 180 itérations, l'algorithme se stabilise sur une erreur égale 32.0160.

Dans notre cas le nombre d'itérations est fixé à 200.

9.3 Performance des filtres micro-ondes passe-bande

Le meilleur filtre micro-ondes passe-bande obtenu par l'algorithme PSO a les caractéristiques suivantes : $Z_{0e} = 176.5$ (Ohm), $Z_{0o} = 80$ (Ohm) et $\theta' = 0.38$ (rad) avec une erreur égale 32.016. La figure 21 représente le coefficient de transmission (S_{21}) et le coefficient de réflexion (S_{11}) des deux filtres micro-ondes passe-bande (le filtre conçu par PSO et le filtre publié dans la référence [40]).

Le filtre micro-ondes passe-bande de la référence [40] a les caractéristiques suivantes : $Z_{0e} = 158.8$, $Z_{0o} = 70$, $\theta' = 0.38$, avec une erreur de 34.6612.

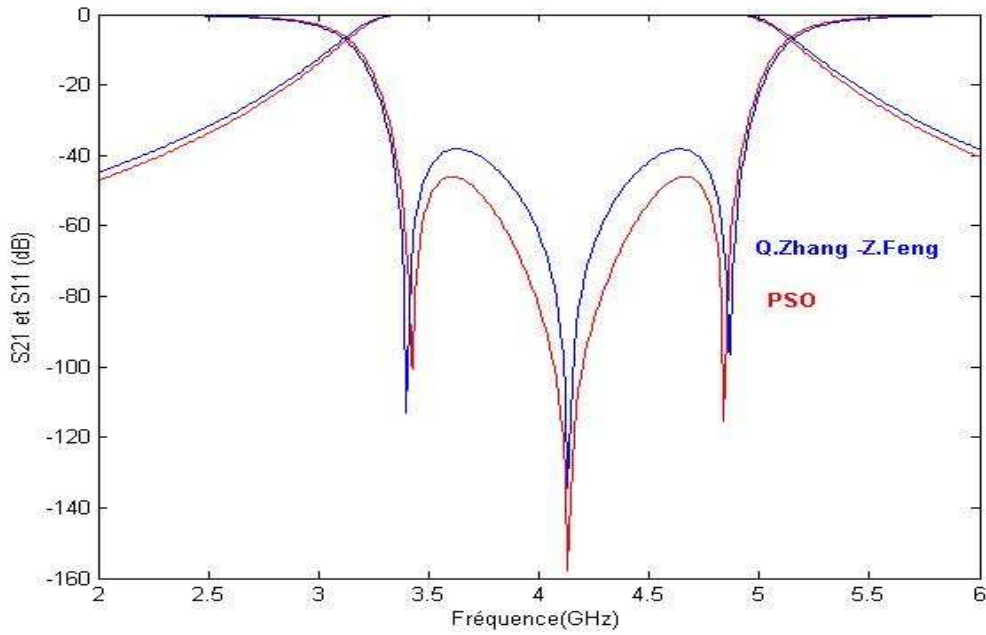


Fig.21. Performance du filtre micro-ondes passe bande conçu par PSO par rapport au filtre publié dans la référence [40].

Le filtre micro-ondes passe bande conçu par PSO est aussi performant que le filtre publié dans la référence [40] en termes de réponse fréquentielle.

9.4 Dimensionnement des dispositifs

Pour la réalisation du filtre micro-ondes passe-bande conçu par PSO sur une structure micro-ruban avec un substrat de hauteur $h=0.79\text{mm}$ et de constante diélectrique relative 2.5, les dimensions de ce filtre sont illustrées sur la figure 22(a).

Pour le calcul de la largeur W et l'espacement S des lignes micro ruban couplées, il faut se référer à l'annexe B: $W=0.3\text{ mm}$, $S= 0.22\text{ mm}$, et pour la longueur l , on a: $\epsilon_{re}=1.89$,

$$\theta' = 0.38 \text{ et } l = \frac{300\theta'}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}}, \text{ on trouve } l = 13.19\text{ mm}.$$

La figure 22(b) présente le dimensionnement du filtre micro-ondes passe-bande publié dans la référence [40].

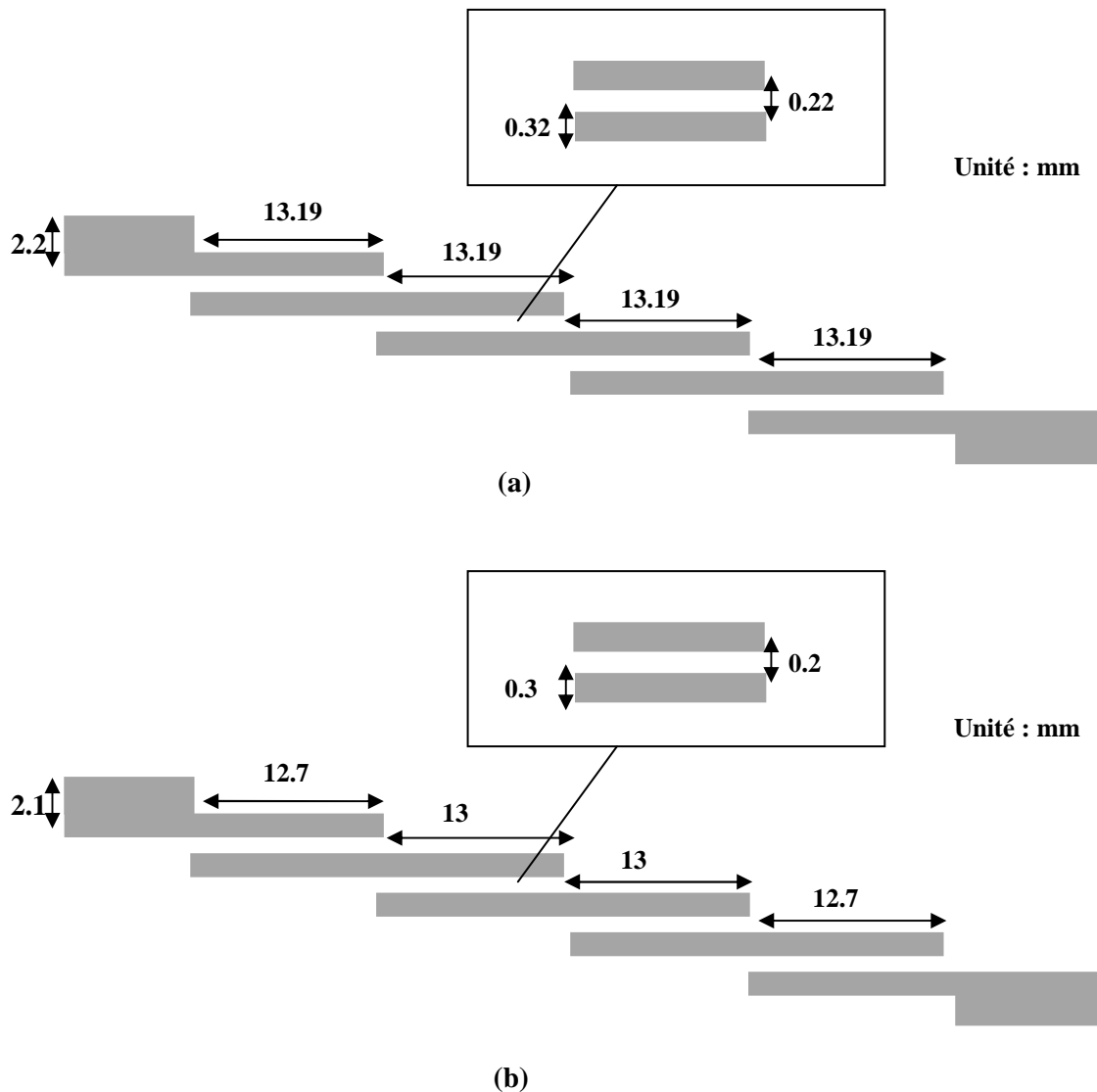


Fig.22. Dimensionnement du filtre micro-ondes passe-bande : (a) obtenu par PSO, (b) de la référence [40].

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé une procédure de conception des filtres micro-ondes sur un support microruban en utilisant l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire. La procédure proposée se déroule en deux phases : La première phase consiste à utiliser l'approximation de Butterworth pour la synthèse des paramètres du filtre désiré, alors que la seconde phase applique l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire à ce filtre afin d'obtenir une structure d'implémentation optimale sur un circuit microruban.

Deux exemples de conception ont été considérés dans ce chapitre : un filtre passe-bas et un filtre passe-bande. Les résultats obtenus montrent que les structures des filtres conçus en technologie micro-ruban à l'aide de l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire sont commodes pour des applications hautes puissances en télécommunications et ont des faibles tailles de l'ordre de dizaines de millimètres. Ils peuvent être donc facilement conçus et fabriqués.

Le filtre micro-ondes passe-bande conçu par l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire présente des performances similaires au filtre, publié dans la référence [40].

CONCLUSION

Conclusion

L'étude et l'optimisation des méthodes de conception des filtres micro-ondes ont fait l'objet de ce travail. Dans un premier temps, nous avons présenté les techniques de conception des filtres micro-ondes, les caractéristiques des structures microruban et les fonctions de filtrage de Butterworth, Tchebyscheff, et elliptique. Dans un deuxième temps, nous nous sommes intéressés à l'application des algorithmes génétiques et l'optimisation par essaim particulaire, pour la conception des filtres micro-ondes.

Dans ce travail, nous avons développé des procédures de conception des filtres micro-ondes sur une structure microruban en utilisant les algorithmes génétiques et l'optimisation par essaim particulaire. La réponse fréquentielle des filtres micro-ondes est une fonction des impédances et de leurs longueurs électriques, donc l'optimisation se fait sur ces derniers. Dans notre programme d'optimisation, nous avons proposé les caractéristiques du filtre comme variables à optimiser selon l'erreur de la réponse fréquentielle.

Des filtres performants ont été obtenus à partir de ces procédures de conception. Le dimensionnement des filtres passe bas est effectué en technologie à saut d'impédance et celui des filtres passe bande sur des résonateurs couplés en parallèle.

Dans les chapitres quatre et cinq, nous avons développé des procédures de conception des filtres micro-ondes sur un support micro-ruban en utilisant les algorithmes génétiques ou l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire. La procédure proposée se déroule en deux phases : La première phase consiste à utiliser l'approximation de Butterworth pour la synthèse des paramètres du filtre désiré, alors la seconde phase applique l'algorithme génétique ou l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire à ce filtre afin d'obtenir une structure d'implémentation optimale sur un circuit micro-ruban. Deux exemples de conception ont été considérés dans ce chapitre : un filtre passe bas et un filtre passe-bande.

Les résultats obtenus montrent que les structures des filtres conçus en technologie micro-ruban à l'aide des algorithmes génétiques et l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire sont commodes pour des applications hautes puissances en télécommunications et ont des faibles tailles de l'ordre de dizaines de millimètres. Ils peuvent être donc facilement conçus et fabriqués.

Les filtres micro-ondes passe-bande conçus par les algorithmes génétiques et l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire présentent des performances similaires au filtre, publié dans la référence [40].

Annexes

Annexe A

Les valeurs des éléments de filtre prototype passe-bas de fonction elliptique

Le tableau A.1 donne quelques données de conception utiles pour les filtres prototype passe-bas de fonction elliptique

n	Ω_s	L_{As} dB	g_1	g_2	g'_2	g_3	g_4	g'_4	g_5	g_6	g'_6	g_7
3	1.4493	13.5698	0.7427	0.7096	0.5412	0.7427						
	1.6949	18.8571	0.8333	0.8439	0.3252	0.8333						
	2.0000	24.0012	0.8949	0.9375	0.2070	0.8949						
	2.5000	30.5161	0.9471	1.0173	0.1205	0.9471						
4	1.2000	12.0856	0.3714	0.5664	1.0929	1.1194	0.9244					
	1.2425	14.1259	0.4282	0.6437	0.8902	1.1445	0.9289					
	1.2977	16.5343	0.4877	0.7284	0.7155	1.1728	0.9322					
	1.3962	20.3012	0.5675	0.8467	0.5261	1.2138	0.9345					
	1.5000	23.7378	0.6282	0.9401	0.4073	1.2471	0.9352					
	1.7090	29.5343	0.7094	1.0688	0.2730	1.2943	0.9348					
	2.0000	36.0438	0.7755	1.1765	0.1796	1.3347	0.9352					
5	1.0500	13.8785	0.7081	0.7663	0.7357	1.1276	0.2014	4.3812	0.0499			
	1.1000	20.0291	0.8130	0.9242	0.4934	1.2245	0.3719	2.1350	0.2913			
	1.1494	24.5451	0.8726	1.0084	0.3845	1.3097	0.4991	1.4450	0.4302			
	1.2000	28.3031	0.9144	1.0652	0.3163	1.3820	0.6013	1.0933	0.5297			
	1.2500	31.4911	0.9448	1.1060	0.2694	1.4415	0.6829	0.8827	0.6040			
	1.2987	34.2484	0.9681	1.1366	0.2352	1.4904	0.7489	0.7426	0.6615			
	1.4085	39.5947	1.0058	1.1862	0.1816	1.5771	0.8638	0.5436	0.7578			
	1.6129	47.5698	1.0481	1.2416	0.1244	1.6843	1.0031	0.3540	0.8692			
	1.8182	54.0215	1.0730	1.2741	0.0919	1.7522	1.0903	0.2550	0.9367			
	2.000	58.9117	1.0876	1.2932	0.0732	1.7939	1.1433	0.2004	0.9772			
	6	1.0500	18.6757	0.4418	0.7165	0.9091	0.8314	0.3627	2.4468	0.8046	0.9986	
1.1000		26.2370	0.5763	0.8880	0.6128	0.9730	0.5906	1.3567	0.9431	1.0138		
1.1580		32.4132	0.6549	1.0036	0.4597	1.0923	0.7731	0.9284	1.0406	1.0214		
1.2503		39.9773	0.7422	1.1189	0.3313	1.2276	0.9746	0.6260	1.1413	1.0273		
1.3024		43.4113	0.7751	1.1631	0.2870	1.2832	1.0565	0.5315	1.1809	1.0293		
1.3955		48.9251	0.8289	1.2243	0.2294	1.3634	1.1739	0.4148	1.2366	1.0316		
1.5962		58.4199	0.8821	1.3085	0.1565	1.4792	1.3421	0.2757	1.3148	1.0342		
1.7032		62.7525	0.9115	1.3383	0.1321	1.5216	1.4036	0.2310	1.3429	1.0350		
1.7927		66.0190	0.9258	1.3583	0.1162	1.5505	1.4453	0.2022	1.3619	1.0355		
1.8915		69.3063	0.9316	1.3765	0.1019	1.5771	1.4837	0.1767	1.3794	1.0358		
7	1.0500	30.5062	0.9194	1.0766	0.3422	1.0962	0.4052	2.2085	0.8434	0.5034	2.2085	0.4110
	1.1000	39.3517	0.9882	1.1673	0.2437	1.2774	0.5972	1.3568	1.0403	0.6788	1.3568	0.5828
	1.1494	45.6916	1.0252	1.2157	0.1940	1.5811	0.9939	0.5816	1.2382	0.5243	0.5816	0.4369
	1.2500	55.4327	1.0683	1.2724	0.1382	1.7059	1.1340	0.4093	1.4104	0.7127	0.4093	0.6164
	1.2987	59.2932	1.0818	1.2902	0.1211	1.7478	1.1805	0.3578	1.4738	0.7804	0.3578	0.6759
	1.4085	66.7795	1.1034	1.3189	0.0940	1.8177	1.2583	0.2770	1.5856	0.8983	0.2770	0.7755
	1.5000	72.1183	1.1159	1.3355	0.0786	1.7569	1.1517	0.3716	1.6383	1.1250	0.3716	0.9559
	1.6129	77.9449	1.1272	1.3506	0.0647	1.8985	1.3485	0.1903	1.7235	1.0417	0.1903	0.8913
	1.6949	81.7567	1.1336	1.3590	0.0570	1.9206	1.3734	0.1675	1.7628	1.0823	0.1675	0.9231
	1.8182	86.9778	1.1411	1.3690	0.0479	1.9472	1.4033	0.1408	1.8107	1.1316	0.1408	0.9616

TABLEAU A.1 : Les valeurs des éléments de filtre prototype passe-bas de fonction elliptique
 $(g_0 = g_{n+1} = 1.0, \omega_c = 1, L_{Ar} = 0.1 \text{ dB})$

Annexe B

Le calcul de la largeur W et l'espacement S des lignes microruban couplées

Nous avons utilisé les équations des lignes couplées pour tracer les courbes de W/h et S/h en fonction des impédances paires et les impédances impaires. A partir des ces courbes, on peut extraire les valeurs de W et S pour chaque couple d'impédances (Z_{0e}, Z_{0o}). Les courbes sont tracées pour $\epsilon_r=2.5$.

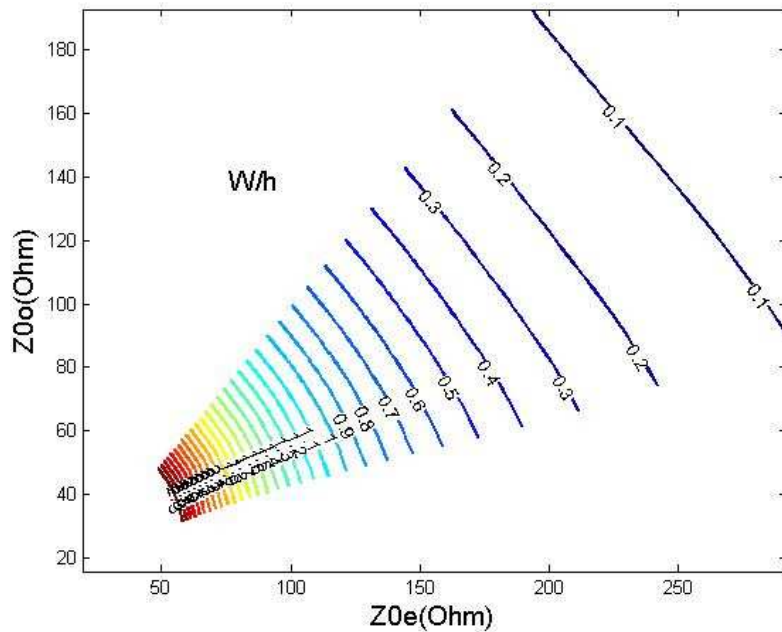


Figure B.1. Courbe W/h pour chaque couple d'impédances (Z_{0e}, Z_{0o}).

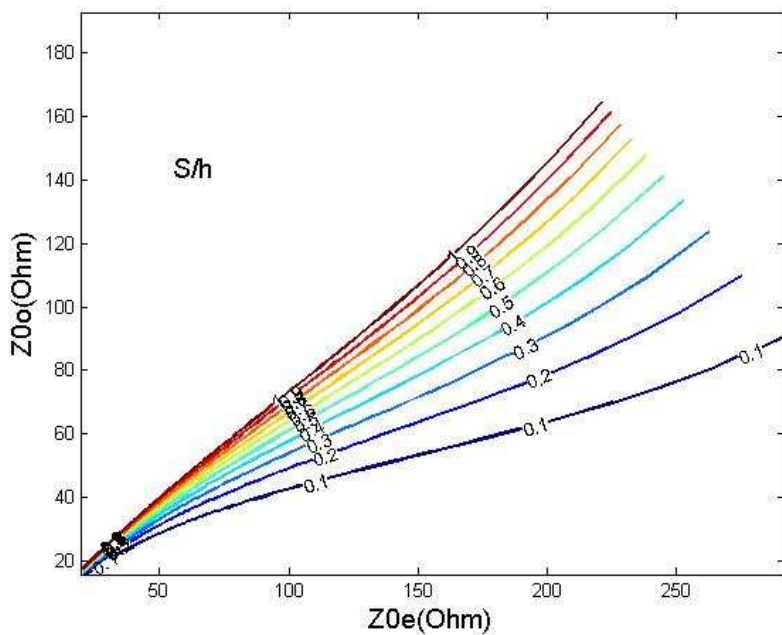


Figure B.2. Courbe S/h pour chaque couple d'impédances (Z_{0e}, Z_{0o}).

Références

- [1] M. Boussalem ‘*Étude et modélisation de structures de transmission non uniformes, applications à l’adaptation d’impédance et au filtrage*’, Thèse de Doctorat en Électronique INP Toulouse ,France ,2007
- [2] D. M. Pozar, “*Microwave Engineering*”, Third Edition, John Wiley and Sons 2005.
- [3] E. Pistono, ‘*Conception et réalisation de filtres micro-ondes planaires accordables par varactors, à base de structures périodiques*’ Thèse de Doctorat en Électronique INPG Savoie , France, 2006
- [4] S. B. Cohn, “*Microwave filters, an advancing art*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, no. 5, pp. 487–488, September 1965.
- [5] <http://www.lifl.fr/~talbi/META>
- [6] M. Sevaux, K. Sörensen, J. Springael, and W. Dullaert, “*Applications of metaheuristics*”, volume 179-3 of European Journal of Operational Research. Springer.
- [7] R. Levy , S. B. Cohn "A history of microwave filter research, design and development", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 32 septembre 1984 .
- [8] I.C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, and P. Guillon "Microwave filters – applications and technology" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, p.794–805, mars 2002.
- [9] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures", Boston : Artech House, 1980, p 1096.
- [10] E. C. Niehenke, R. A. Pucel, I.J. Bahl "Microwave and millimeter-wave integrated circuits" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, p. 846-857, mars 2002.
- [11] K.C. Gupta, R. Gang, I.J. Bahl "Microstrip Lines and Slotlines" Debhamn, MA :Artech House,1996, p596
- [12] J.S. Hong ,M. J. Lancaster : Microstrip Filters for RF/Microwave Applications , John Wiley and Sons . New York,2001
- [13] Noyan Kinayman ,M. I. Aksun , *Modern Microwave Circuits*, Artech House, microwave library, 2005.
- [14] W. K. Chen, *Passive and Active Filters: Theory and Implementations*, New York: John Wiley and Sons, 1986.
- [15] W. K. Chen, *Theory and Design of Broadband Matching Networks*, Pergamon International Library, 1976.
- [16] E. O. Hammerstard, “*Equations for microstrip circuit design,*” in Proceedings of the European Microwave Conference, Hamburg, Germany, 1975, p. 268–272.
- [17] E. O. Hammerstad and O. Jensen, “*Accurate models for microstrip computer-aided design,*” IEEE MTT-S, 1980, Digest, p. 407–409.
- [18] I. J. Bahl and R. Garg, “*Simple and accurate formulas for microstrip with finite strip thickness,*” Proc. IEEE, 65, 1977, 1611–1612.
- [19] M.Kobayashi, “*A dispersion formula satisfying recent requirements in microstrip CAD,*” IEEE Trans., MTT-36, Aug. 1988, 1246–1250.
- [20] E .J .Denlinger, “*Losses of microstrip lines,*” IEEE Trans., MTT-28, June 1980,513–522.
- [21] R. A. Pucel, D. J. Masse, and C. P. Hartwig, “*Losses in microstrip,*” IEEE Trans., MTT- 16, June 1968, 342–350. Correction in IEEE Trans., MTT-16, Dec. 1968, p. 1064.
- [22] G. D. Vendelin, “*Limitations on strip line Q,*” Microwave Journal, 13, May 1970, 63–69.

- [23] R. Garg and I. J. Bahl, “*Characteristics of coupled microstriplines,*” IEEE Trans., MTT- 27, July 1979, 700–705. Corrections in IEEE Trans., MTT-28, March 1980, p. 272.
- [24] M. Kirschning and R. H. Jansen, “*Accurate wide-range design equations for parallel coupled microstrip lines,*” IEEE Trans., MTT-32, Jan. 1984, 83–90. Corrections in IEEE Trans., MTT-33, March 1985, p. 288.
- [25] S. V. Kaveri, *Design of Tunable Edge-Coupled Microstrip Bandpass Filters*, These de doctorat UTAH State University Logan, 2008
- [26] <http://ee.uttyler.edu/>
- [27] E. G. Cristal and S. Frankel, “*Design of hairpin-line and hybrid haripin-parallel-coupled-line filters,*” IEEE MTT-S, Digest, 1971, 12–13.
- [28] G. L. Matthaei, “*Interdigital band-pass filters,*” IEEE Trans., MTT-10, 1962, 479–492.
- [29] B. M. Schiffman and G. L. Matthaei, “*Exact design of band-stop microwave filters,*” IEEE Trans., MTT-12, 1964, 6–15.
- [30] C. R. Darwin, *On the origin of species by means of natural selection, or the preservation of favoured races in the struggle for life*. London: John Murray . 1860
- [31] <http://www.mendelweb.org/Mendel.html>
- [32] Raymond Tavernier, Claude Lizeaux, *Sciences de la Vie et de la Terre*, Bordas ,france, 2002
- [33] J. H. Holland, *Adaptation in Natural and Artificial Systems*, Univ. Michigan Press, Ann Arbor, 1975.
- [34] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*, Addison-Wesley, New York, 1989.
- [35] T. Bäck, *Evolutionary Algorithms in Theory and Practice*, Oxford University Press, 1996
- [36] D. Whitley, T. Starkweather, and D. Fuquay. *Scheduling problems and traveling salesman: The genetic edge recombination operator*. In Third International Conference on Genetic Algorithms, 1989
- [37] Z. Michalewicz, *Genetic Algorithms + Data Structures = Evolution Programs*, Springer-Verlag. 1992.
- [38] R. L. Haupt, D. H. Werner, *Genetic Algorithms in Electromagnetics*, John Wiley & Sons, Inc. 2007,
- [39] R. L. Haupt and S. E. Haupt, *Practical Genetic Algorithms*, 2nd ed., Wiley, New York, 2004
- [40] Q. Zhang, Z. Feng “*A Design of Coupled Transmission Line Filter For UWB System Using PSO Method*” IEEE. Conferences : Antennas, Propagation & EM Theory, 2006. ISAPE '06.
- [41] J. Kennedy and R. Eberhart, *Particle Swarm Optimization*. In Proceedings of IEEE International Conference on Neural Network, volume IV, pages 1942–1948, 1995.
- [42] J. Kennedy, S. Worlds and M. Minds : *Effects of Neighborhood Topology on Particle Swarm Performance*. In IEEE Congress on Evolutionary Computation, volume III, pages 1932–1938, 1999.
- [43] M. Clerc, and J. Kennedy, *The Particle Swarm : Explosion, Stability, and Convergence in a Multi-Dimensional Complex Space*. In Proceedings of the IEEE Transactions on Evolutionary Computation, volume VI, pages 58–73, 2002.
- [44] R. Poli. *Analysis of the publications on the applications of particle swarm optimisation*. Journal of Artificial Evolution and Applications, Article ID 685175, 10 pages, 2008.