

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Hadj Lakhdar Batna  
Faculté de Technologie  
Département d'Electronique



## Mémoire

Présenté pour l'obtention du diplôme de  
**MAGISTER en Électronique**

OPTION

Micro-ondes pour télécommunications

Par

**BENCHERIF Karima**

## Thème

---

*Caractérisation des filtres microruban à couplage capacitif  
et/ou parallèle par une formulation en ondes transverses*

---

Soutenue-le : 09/03/2015

Devant le jury composé de :

Dr. BENYOUCEF Moussa	Prof.	Université de Batna	Président
Dr. TITAOUINE Mohammed	M.C.A.	Université de Batna	Rapporteur
Dr. ATHAMENA Noureddine	M.C.A.	Université de Batna	Examineur
Dr. BENAKCHA Abdelhamid	M.C.A.	Université de Biskra	Examineur

Année Universitaire 2014/2015

# Remerciements

*Avant tout nous tenons à remercier Dieu tout puissant de nos avoir donné la volonté, la santé et la patience Durant nous années d'études et surtout pendant la réalisation de ce mémoire.*

*Au terme des années de préparation de mémoire de magistère, je tiens à remercier chaleureusement toutes les personnes qui ont contribué à l'aboutissement de ce travail:*

*Le docteur TITAOUINE Mohammed, mon directeur de mémoire, pour la confiance qu'il m'a accordée en me confiant ce sujet, pour nos discussions fructueuses.*

*Monsieur BENYOUCEF Moussa, Professeur à l'université de BATNA, qui m'a honoré par sa présence en qualité de président de jury.*

*Monsieur ATHAMENA Nouredine, Maitre de Conférences à l'université de BATNA, que ma honoré d'accepter de juger le travail effectué.*

*Monsieur BENAKCHA Abdelhamid, Maitre de Conférences à l'université de BISKRA, pour l'honneur qu'il m'a accordé en acceptant de participer à ce jury.*

*Je remercie également ;*

*M<sup>me</sup> DJOUIMAA Awatef, pour son aide et son temps qu'elle m'a donnée.*



*Dédicace*

*A mes très chers parents*

*A mes sœurs*

*A mes frères*

*A tous mes amis*

*A tous ceux qui me sont chers*

*Bencherif Karima*

## TABLE DES MATIERES

### Résumé

<b>Introduction générale</b>	<b>01</b>
------------------------------	-----------

<b>Chapitre 1</b>	<b>03</b>
Technologie micro-ruban	

1. Introduction	03
2. Technologie	03
3. Principaux types de lignes de transmission planaire	04
4. Définition d'une ligne micro ruban	04
4.1. Ligne suspendue (ligne sur membrane)	05
4.2. Ligne inversée	06
5. Avantages et inconvénients	06
6. Caractéristiques générales d'une ligne micro ruban	07
6.1. Approximation Quasi-TEM	07
6.2. Permittivité diélectrique	07
6.3. Impédance caractéristique d'une ligne micro ruban	08
6.4. Synthèse d'une ligne micro ruban	08
7. Affaiblissement dans une ligne micro ruban	09
7.1. Pertes dans le conducteur	09
7.2. Pertes dans le diélectrique	10
7.3. Pertes par rayonnement	10
8. Discontinuité dans les lignes micro rubans	11
8.1. Modélisation des discontinuités micro rubans	11
8.1.1. Discontinuité Gap	11
8.1.2. Discontinuité du type « step »	12
8.1.3. Discontinuité du type circuit ouvert	13
8.1.4. Discontinuité type coude	14
9. Conclusion	14
Références	15

<b>Chapitre 2</b>	<b>16</b>
Filtres à base de résonateur micro-ruban	

1. Introduction	16
2. Généralités sur les filtres	16
2.1. Notions de gain et fonction de filtrage	17
2.1.1. Gain d'insertion	17
2.1.2. Fonction de filtrage	18
2.1.3. Pôles et zéros	20
2.2. Réponse en fréquence des filtres	20
2.2.1. Approximation de Butterworth	20
2.2.2. Approximation de Tchebychev	21
2.2.3. Approximation de Cauer ou elliptique	22

2.2.4.	Filtre passe-bas de Tchebychev en éléments localisés (en structure T)	23
2.2.5.	Réalisation des filtres en éléments distribués	23
2.2.5.1.	Inductance série	23
2.2.5.2.	Inductance parallèle	25
2.2.5.3.	Capacité parallèle	25
2.2.6.	Filtre en éléments distribués	25
2.2.6.1.	Calcul du coefficient de transmission par le logiciel HFSS	27
2.2.7.	Filtre passe bas en ligne micro ruban	28
2.2.7.1.	Détermination de l'impédance caractéristique des lignes de transmission	29
2.2.7.2.	Détermination de L'impédance caractéristique du stub1 et stub2	29
2.2.7.3.	Calcul de l'impédance d'entrée de la ligne1	29
2.2.7.4.	Calcul de l'impédance d'entrée de la ligne2	30
2.2.7.5.	Calcul de l'impédance d'entrée de la ligne3	30
2.2.7.6.	Calcul de l'impédance d'entrée globale du filtre microruban	30
3.	Filtre à base de résonateurs	32
3.1.	Résonateurs microbandes	32
3.2.	Filtres à base de résonateurs couplés	33
3.2.1.	Résonateurs demi-onde	33
3.2.2.	Résonateurs demi-onde couplés en série (à couplage capacitif)	33
3.2.3.	Résonateurs demi-onde couplés en parallèle	33
3.2.4.	Résonateurs en anneaux à couplage croisé	35
3.3.	Quelque exemple pratique sur les filtres à basse de résonateur	35
3.3.1.	Filtre à résonateurs parallèlement couplés Zigzag.	35
3.3.2.	Filtre à résonateurs capacitif couplés	36
3.3.3.	Filtre à résonateurs capacitif à couplage parallèle	37
3.3.4.	Filtre à résonateurs de forme U à couplage parallèle	38
4.	Conclusion	39
	Références	40

---

### Chapitre 3

---

#### Méthode WCIP (Wave Concept Iterative Procedure)

1.	Introduction	43
2.	Méthodes d'analyse	44
2.1.	Méthode analytiques	44
2.1.1.	Modèle de la ligne de transmission	44
2.1.2.	Modèle de la cavité	44
2.2.	Méthodes numériques	45
2.2.1.	Méthode des Moments	45
2.2.2.	Méthode des différences finis	46
2.2.3.	Méthode des éléments finis	46
2.2.4.	Méthode itérative « WCIP »	47
3.	Développement de la méthode	47
3.1.	Concept d'onde (Définition des Ondes)	48
3.2.	Opérateur de diffraction $\hat{S}$	49
3.2.1.	Domaine métallique $\hat{S}_M$	50
3.2.2.	Domaine diélectrique $\hat{S}_d$	50
3.2.3.	Opérateur diffraction à l'interface $\Omega$	51

3.3. Opérateur de réflexion $\hat{\Gamma}$	51
3.4. Transformée en mode rapide (FMT)	53
3.5. Processus itératif	54
4. Application de la méthode WCIP à une structure planaire constituée d'un pixel diélectrique entouré de huit pixels métalliques	57
4.1. Fonction indicatrice des domaines diélectrique et métallique ( $H_m$ et $H_d$ )	58
4.2. Ondes incidentes $A_i$ et ondes réfléchies $B_i$ dans les domaines spatial et modal issue de la première itération	59
4.2.1. Détermination de la densité de courant $J$ et du champ électrique $E$	62
4.3. Ondes incidentes $A_i$ et ondes réfléchies $B_i$ dans les domaines spatial et modal issue de la deuxième itération	64
4.3.1. Densité du courant $J$ et le champ électrique $E$	66
5. Conclusions	69
Références	70

---

## Chapitre 4

---

### Résultats et discussion

1. Introduction	72
2. Exemple d'application de la méthode WCIP à un filtre à base d'une structure FSS à patches rectangulaires	72
2.1. Admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations	75
2.2. Champ électrique et densité du courant	76
3. Filtres à base des résonateurs couplés en parallèle ou en série	77
3.1. Filtre à couplage série (couplage capacitif)	77
3.1.1. Filtre à un seul gap	77
3.1.1.1. Admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations	81
3.1.1.2. Champ électrique et densité du courant	82
3.1.2. Filtre à deux rubans métalliques et deux gaps diélectriques	84
3.1.2.1. Admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations	87
3.1.2.2. Champ électrique et densité du courant	88
3.2. Filtre à couplage parallèle	90
3.2.1. Filtre à couplage parallèle de deux lignes microrubans séparés d'un gap	90
3.2.2. Filtre à couplage parallèle de trois rubans séparés de deux gaps	95
4. Conclusion	101
Références	102
<b>Conclusion générale</b>	<b>104</b>
<b>Liste des conférences</b>	<b>106</b>

## TABLE DES FIGURES

Figure 1.1 Ligne microruban et ses lignes de champs électrique et magnétique	05
Figure 1.2 Coupe transversale de la ligne suspendue	05
Figure 1.3 Coupe transversale de la ligne inversée	06
Figure 1.4 Principales discontinuités	11
Figure 1.5 Discontinuité type gap et son circuit électrique équivalent	11
Figure 1.6 Discontinuité du type « Step » et son schéma électrique équivalent	12
Figure 1.7 Discontinuité type circuit ouvert et son schéma électrique équivalent	13
Figure 1.8 Discontinuité type coude et son schéma électrique équivalent	14
Figure 2.1 Gabarits des filtres idéaux, (a) Passe bas, (b) Passe haut, (c) Passe bande, (d) Coupe bande	17
Figure 2.2 Circuit électrique, (a) Charge connectée directement au générateur, (b) Charge avec insertion du quadripôle	18
Figure 2.3 Réponse de la fonction Butterworth pour différents ordres n	21
Figure 2.4 Réponse de la fonction Tchebychev pour différents ordres n	22
Figure 2.5 Réponse du prototype passe bas elliptique	23
Figure 2.6 (a) Circuit équivalent de filtre, (b) Coefficient de transmission du filtre en élément localisés	24
Figure 2.7 Conception d'une inductance série	24
Figure 2.8 Réalisation d'une inductance parallèle en ligne microbande	25
Figure 2.9 Réalisation d'une capacité parallèle en ligne microbande	25
Figure 2.10 Élément distribué d'un filtre passe-bas en saut d'impédance	27
Figure 2.11 Circuit du filtre dans l'environnement HFSS	27
Figure 2.12 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement	28
Figure 2.13 Filtre passe bas en ligne micro ruban	28
Figure 2.14 Modèle du filtre microruban à base des lignes de transmission	29
Figure 2.15 Impédance d'entrée en fonction de Fréquence de fonctionnement	31
Figure 2.16 Coefficient de transmission en fonction de fréquence de fonctionnement	32
Figure 2.17 Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en série.	33
Figure 2.18 Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en parallèle	34
Figure 2.19 Filtre à résonateurs en U couplés.	34
Figure 2.20 Filtre à couplage croisé entre résonateurs	35
Figure 2.21 Filtre à résonateurs parallèlement couplés Zigzag	36
Figure 2.22 Simulation des amplitudes des paramètres S du filtre Zigzag.	36
Figure 2.23 Filtre à résonateur à demi-longueur d'onde et à couplage capacitif	36
Figure 2.24 Réponse en fréquence du filtre	37
Figure 2.25 Filtre passe-bande microruban à cinq pôles en couplage parallèle	37
Figure 2.26 Réponse en fréquence du filtre	38
Figure 2.27 Filtre Hairpin à cinq pôles (Filtre à résonateurs de forme U à couplage parallèle)	38
Figure 2.28 Réponse en fréquence du filtre	39
Figure 3.1 Structure planaire à patches de forme arbitraire Structure planaire périodique (b) Cellule unitaire	47

Figure 3.2 Définition des ondes incidentes et réfléchies	48
Figure 3.3 Organigramme du processus itératif	56
Figure 3.4 Structure planaire constituée de trois par trois pixels	57
Figure 3.5 Fonctions indicatrices des domaines métallique et diélectrique, (a) Fonction indicatrice du domaine métallique $H_m$ , (b) Fonction indicatrice du domaine diélectrique $H_d$	58
Figure 3.6 Ondes diffractées dans le domaine spatial	59
Figure 3.7 Ondes diffractés dans le domaine modal	60
Figure 3.8 Ondes incidentes dans le domaine modal	61
Figure 3.9 Ondes incidentes dans le domaine spatial	62
Figure 3.10 Champ électrique	63
Figure 3.11 Densité de courant	63
Figure 3.12 Ondes diffusées dans le domaine spatial	64
Figure 3.13 Ondes réfléchié dans le domaine modal	64
Figure 3.14 Ondes incidentes dans le domaine modal	65
Figure 3.15 Ondes incidentes dans le domaine spatial	65
Figure 3.16 Champ électrique	66
Figure 3.17 Densité de courant	66
Figure 3.18 Champ électrique	67
Figure 3.19 Densité de courant	67
Figure 3.20 Admittance d'entrée $Y_{in}$ en fonction d'itération	68
Figure 3.21 Admittance d'entrée $Y_{in}$ en fonction de la fréquence de fonctionnement	68
Figure 3.22 Variation du Coefficient de réflexion et coefficient de transmission en dB en fonction de la fréquence de fonctionnement	69
Figure 4.1 Géométrie d'une structure FSS à patches métalliques de forme rectangulaire	73
Figure 4.2 Cellule unitaire d'une structure FSS	73
Figure 4.3 Variation des coefficients de transmission et de réflexion en dB en fonction de la fréquence de fonctionnement	74
Figure 4.4 Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement	75
Figure 4.5 Admittance $Y_{in}$ en fonction des itérations	75
Figure 4.6 Densité de courant de la structure de filtrage type FSS, (a) Composante $J_x$ , (b) Composante $J_y$	76
Figure 4.7 Champ électrique de la structure de filtrage type FSS dans le milieu 1 et 2, (a) Composante $E_{1x}$ , (b) Composante $E_{2x}$	76
Figure 4.7 Champ électrique de la structure de filtrage type FSS dans les deux milieux 1 et 2, (c) Composante $E_{1y}$ , (d) Composante $E_{2y}$	77
Figure 4.8 Filtre à un seul gap diélectrique	78
Figure 4.9 Variation de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement	79
Figure 4.10 Variation de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement	79
Figure 4.11 Admittance $Y_{in}$ en fonction des itérations pour $S=0\text{cm}$ , (a) A la fréquence de résonance, (b) A une fréquence déferente	81
Figure 4.12 Admittance $Y_{in}$ en fonction des itérations pour $S=1.35\text{cm}$ , (a) A la fréquence de résonance, (b) A une fréquence déferent	82
Figure 4.13 Champ électrique et densité du courant du filters à deux rubans métalliques pour $S=0\text{cm}$ , (a) Champ électrique sur la structure selon X, (b) Champ électrique sur la structure selon Y, (c) Densité de courant sur la structure selon X, (d) Densité de courant sur la structure selon Y	83
Figure 4.14 Champ électrique et densité du courant de la structure pour $S=1.35\text{cm}$ , (a)	84

Champ électrique sur la structure selon X, (b) Champ électrique sur la structure selon Y, (c) Densité de courant sur la structure selon X, (d) Densité de courant sur la structure selon Y	
Figure 4.15 Filtre à trois rubans métalliques et à deux gaps diélectriques	85
Figure 4.16 Variation de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement	86
Figure 4.17 Variation de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement	87
Figure 4.18 Variation de l'admittance d'entrée $Y_{in}$ en fonction des itérations avec $S=0\text{cm}$ , (a) A la fréquence de résonance, (b) A une fréquence déférent	87
Figure 4.19 Variation de l'admittance d'entrée $Y_{in}$ en fonction des itérations avec $S=0.405\text{cm}$ , (a) A la fréquence de résonance, (b) A une fréquence déférent	88
Figure 4.20 Champ électrique de la structure de filtrage pour $S=0\text{cm}$ , (a) Champ électrique sur la structure selon X, (b) Champ électrique sur la structure selon Y	88
Figure 4.20 Densité du courant de la structure de filtrage pour $S=0\text{cm}$ , (c) Densité du courant sur la structure selon X, (d) Densité du courant sur la structure selon Y	89
Figure 4.21 Champ électrique de la structure de filtrage pour $S=0,405\text{cm}$ , (a) Champ électrique sur la structure selon X, (b) Champ électrique sur la structure selon Y	89
Figure 4.21 Densité du courant de la structure de filtrage pour $S=0,405\text{cm}$ , (c) Densité du courant sur la structure selon X, (d) Densité du courant sur la structure selon Y	90
Figure 4.22 Filtre microruban à couplage parallèle à deux lignes	91
Figure 4.23 Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement	92
Figure 4.24 Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement	92
Figure 4.25 Variation de l'admittance d'entrée $Y_{in}$ en fonction des itérations avec $S=0\text{cm}$ , (a) A la fréquence de résonance, (b) A une fréquence déférent	93
Figure 4.26 Variation de l'admittance d'entrée $Y_{in}$ en fonction des itérations avec $S=1.17\text{cm}$ , (a) à la fréquence de résonance, (b) à une fréquence déférent	93
Figure 4.27 Champ électrique et densité du courant de la structure pour $S=0\text{cm}$ , (a) Champ électrique sur la structure selon X, (b) Champ électrique sur la structure selon Y, (c) Densité du courant sur la structure selon X, (d) Densité du courant sur la structure selon Y	94
Figure 4.28 Champ électrique et densité du courant de la structure pour $S=1,17\text{cm}$ , (a) Champ électrique sur la structure selon X, (b) Champ électrique sur la structure selon Y, (c) Densité du courant sur la structure selon X, (d) Densité du courant sur la structure selon Y	95
Figure 4.29 Filtre à couplage parallèle constitué de trois rubans métalliques séparés de deux gaps	96
Figure 4.30 Variation du coefficient transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement	97
Figure 4.31 Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement	97
Figure 4.32 Variation de l'admittance d'entrée $Y_{in}$ en fonction des itérations avec $S=0\text{cm}$ , (a) A la fréquence de résonance, (b) A une fréquence déférente	98
Figure 4.33 Variation de l'admittance d'entrée $Y_{in}$ en fonction des itérations avec $S=0.63\text{cm}$ , (a) A la première fréquence de résonance $f_r=7.3\text{GHz}$ , (b) A une fréquence déférente (c) A la deuxième fréquence de résonance $f_r=8.2\text{GHz}$	98
Figure 4.34 Variation de l'admittance d'entrée $Y_{in}$ en fonction des itérations avec $S=0.765\text{cm}$ , (a) A la fréquence de résonance, (b) A une fréquence déférente	99
Figure 4.35 Champ électrique de la structure pour $S=0\text{cm}$ , (a) Champ électrique sur la structure selon X, (b) Champ électrique sur la structure selon Y	99
Figure 4.35 Densité du courant de la structure pour $S=0\text{cm}$ , (c) Densité du courant sur la	100

structure selon X, (d) Densité du courant sur la structure selon Y	
Figure 4.36 Champ électrique de la structure pour $S=0.63\text{cm}$ , (a) Champ électrique sur la structure selon X, (b) Champ électrique sur la structure selon Y	100
Figure 4.36 Densité du courant de la structure pour $S=0.63\text{cm}$ , (c) Densité du courant sur la structure selon X, (d) Densité du courant sur la structure selon Y	101

## Résumé

Les filtres jouent un rôle important dans plusieurs applications RF/micro ondes. Ils sont utilisés pour séparer ou combiner différents signaux micro ondes. Les applications émergentes telles que les communications sans fils continuent à challenger les filtres RF/micro ondes via plusieurs exigences : haute performance, petite taille, poids léger, et prix bas. Les filtres microrubans à couplage capacitif et/ou parallèle peuvent être employés dans les applications de communication nécessitant une bande large.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour la caractérisation des filtres micro ruban telle que la méthode de résonance transverse, la méthode des moments, la méthode FDTD, la méthode des éléments finis...

La formulation en ondes transverses WCIP (Wave Concept Iterative Procedure) permet de caractériser les filtres micro ruban sans imposer aucune limitation ni sur la forme du circuit électrique ni sur le nombre de couches ni sur le nombre d'éléments métalliques et/ou diélectriques constituant le circuit. Cette approche est caractérisée par un temps de calcul réduit et nécessite moins d'espace mémoire.

La formulation en ondes transverses peut être résumée en deux étapes essentielles : la diffraction des ondes incidentes sur l'interface portant le circuit électrique et la réflexion des ondes diffractée par les impédances de fermeture. Les ondes diffractées sont projetées sur la base des modes TE et TM du boîtier comportant la structure. Le modèle de longueur de guide est employé pour ramener les impédances à l'interface sur laquelle le circuit considéré est gravé.

Les filtres type FSS à base des rubans métalliques à couplage capacitif série et à couplage capacitif parallèle sont caractérisés par la méthode WCIP en prenant deux géométries pour chacun des deux types de filtres : filtres à deux rubans métalliques séparés d'un gap diélectrique et filtres à trois rubans métalliques séparés de deux gaps diélectriques. Les résultats obtenus résument l'influence directe de la largeur des gaps sur la fréquence de résonance. Par contre la longueur des rubans influe inversement sur la fréquence de résonance de la structure de filtrage étudiée. Par conséquent, les filtres étudiés sont ajustables en matière de fréquence de résonance. Les résultats obtenus concernent le champ électrique, la densité de courant, l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, le coefficient de transmission,...

Les résultats de simulation obtenus par la méthode WCIP sont confrontés aux résultats de calcul théorique à base de l'approche d'onde unique et du guide d'ondes équivalent. Ces derniers sont moins précis mais ils donnent une information sur la variation de la fréquence de résonance des structures étudiées et donnent aussi des explications physiques de leurs comportements électromagnétiques.

## **Abstract**

Filters play an important role in several RF/micro waves application. They are used to separate or combine different microwave signals. Emerging applications such as wireless communications continue to challenge the RF/microwave filters by several requirements: high performance, small size, lightweight, microstrip filters with capacitive coupling and/ or parallel can be employed in communication applications necesseting broadband.

Several methods are used for characterizing microstrip filters such as the transverse resonance method, the moments method, the FDTD method, the method of finite elements.

The formulation in transverse waves WCIP (Wave Concept Iterative Procedure) allows the characterization of microstrip filters without imposing limitation on the electric circuit shape or the number of layers or the number of metallic elements and/or dielectrics constituting the planar circuit. This approach is characterized by reduced calculation time and requires less memory space.

The formulation in transverse waves can be summarized in two essential steps: the diffraction of the incident waves on the interface containing the electrical circuit and the reflection of the diffracted waves by closing impedances. The diffracted waves are projected on the basis of the TE and TM modes of the box enclosing the structure. The guide length model is used to bring the impedance at the interface on which the considered circuit is etched.

FSS based filters (Frequency Selective Surfaces) composed of metallic strips with series capacitive coupling and parallel capacitive coupling are characterized by taking two geometries for the each type of filters: two metallic strips filters separated by one dielectric gap and three metallic strips filters separated by two dielectric gaps.

The obtained results summarize the direct influence of the gaps width on the resonant frequency. However the strips length is inversely proportional to the resonant frequency of the studied structure.

Therefore, the designed filters can be tuned by varying the resonant frequency. The obtained results concern the electric field, the current density, the input impedance, the reflection coefficient, the transmission coefficient....

The obtained simulation results using WCIP method are compared with the results of theoretical calculation based on the single wave approach and the equivalent waveguide. These are less precise but they provide information about the resonant frequency variation of the studied structures and also provide physical explanations of their electromagnetic behavior.

## LISTE DES ABREVIATIONS

<b>FDTD</b>	<i>Finite Difference Time Domain</i>
<b>FEM</b>	<i>Finite Element Method</i>
<b>FFT</b>	<i>Fast Fourier Transforms</i>
<b>FMT</b>	<i>Transformation Modale Rapide</i>
<b>FSS</b>	<i>Frequency Selective Surfaces</i>
<b>HFSS</b>	<i>High Frequency Structure Simulation</i>
<b>HMICs</b>	<i>Hybrid MICs</i>
<b>MHMICs</b>	<i>Miniaturized HMICs</i>
<b>MICs</b>	<i>Microwave Integrated Circuit</i>
<b>MIM</b>	<i>Métal Isolant Métal</i>
<b>MLT</b>	<i>Transmission Line Matrix.</i>
<b>MoM</b>	<i>Method of Moment</i>
<b>Quasi-TEM</b>	<i>Quasi- Transverse ElectroMagnetique</i>
<b>TEM</b>	<i>Transverse ElectroMagnetique</i>
<b>WCIP</b>	<i>Wave Concept Iterative Procedure</i>

# Introduction générale

## **Introduction générale**

Ces dernières années, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude des structures planaires. Elles sont ainsi utilisées pour la conception et la modélisation d'antennes, de filtres, des coupleurs et de diviseurs de puissance. Les avantages de cette technologie sont le faible coût, la compacité et la légèreté. Les désavantages sont la faible efficacité pour de basses puissances et l'augmentation de pertes dues au rayonnement non désiré.

La technologie planaire faisant partie intégrante des systèmes de communications doit ainsi, à cause de ses applications liées aux nouvelles technologies, posséder de larges bandes passantes (pour assurer le haut débit) et des gains élevés pour permettre des communications longues portées. La technologie micro ruban occupe une place privilégiée dans la conception de filtres planaires. Les filtres jouent un rôle important dans plusieurs applications RF/micro ondes. Ils sont utilisés pour séparer ou combiner différents signaux micro ondes. Les applications émergentes telles que les communications sans fils continuent à challenger les filtres RF/micro ondes via plusieurs exigences.

Pour cela les structures planaires ont fait l'objet de nombreuses études, dont découlent plusieurs méthodes numériques, telles que la méthode des éléments finie, la méthode de moments, la méthode de différences finis, la méthode TLM... Ces méthodes sont limitées dans leurs applications, elles nécessitent un espace mémoire assez important. En 1995 Pr.H Baudrand a introduit une nouvelle méthode pour l'étude des problèmes électromagnétiques bidimensionnels, ensuite, elle a été développée et améliorée par Pr. Baudrand et ses chercheurs. Cette dite méthode est appelée la méthode itérative W.C.I.P (Wave Concept Iterative Procedure) qui est basée sur le concept d'onde transverses. Ses plus grands avantages est qu'elle peut être appliquée à toutes les formes et dimensions de l'obstacle métallique.

Dans ce manuscrit on va essayer d'appliquer cette méthode à des structures de filtrage planaires à couplage capacitif série et parallèle.

Le manuscrit comporte quatre chapitres. Le premier chapitre comporte un état de l'art sur les lignes micro ruban, ses avantages et inconvénients, les pertes existantes dans la ligne, et il est conclu par la présentation les différentes discontinuités qui existent. Dans le deuxième chapitre une théorie générale sur les filtres, types de filtres qui existent, leur gain, ainsi que leurs fonctions de transfert est donnée. Ensuite l'obtention du filtre en technologie microruban à partir

de sa fonction de transfert du type Butterworth ou Tchebychev est présentée tout en passant par conception par les éléments localisés. Les résultats obtenus sont confrontés aux résultats du logiciel commercial HFSS et un écart est enregistré lorsqu'on s'éloigne de la bande passante. Une nouvelle approche est proposée à base de la modélisation de la structure microruban par des lignes de transmission et des stubs en circuit ouvert placés en parallèle avec la ligne centrale.

Le troisième chapitre consiste à montrer la formulation générale de la méthode itérative. Pour se familiariser avec la méthode WCIP, un cas purement théorique constitué d'une structure de filtrage à deux milieux dans l'interface comporte 8 pixels métalliques entourant un pixel central diélectrique. Les résultats obtenus concernant la densité de courant et le champ électrique vérifient les conditions aux limites et les concepts physiques connus tel que la valeur du courant sur les bords du métal par rapport au courant existant au centre du métal. L'admittance d'entrée et les coefficients de réflexion et de transmission sont aussi calculés.

Le quatrième et dernier chapitre est consacré à la validation de la maîtrise de la méthode WCIP à deux milieux diélectriques multicouches et l'étude des filtres microrubans à couplage capacitif (couplage série) et des filtres microrubans à couplage parallèle conçus comme des FSS (Frequency Selective Surfaces). Pour valider le software implémenté à base de Matlab, une structure microruban de filtrage à base de patches métalliques rectangulaires est caractérisée. Les résultats obtenus sont comparés avec les résultats de la littérature et un très bon accord est obtenu. Une fois, le software est validé la méthode WCIP est lancée pour caractériser les structures de filtrage à couplage capacitif ou parallèle.

Dans les filtres microrubans à couplage capacitif, deux structures sont étudiées. Un filtre constitué de deux rubans séparés d'un gap et un filtre microrubans comportant trois rubans métalliques séparés de deux gaps. La variation de la longueur des gaps mènent à une variation de la fréquence de résonance. Dans les filtres microrubans à couplage parallèle, deux structures sont caractérisées. Un filtre constitué de deux rubans parallèles séparés d'une certaine distance jouant le rôle d'une capacité. Dans la deuxième structure de filtrage à couplage parallèle trois rubans métalliques parallèles sont utilisés et séparés les uns des autres par deux distances dans le diélectrique permettant un couplage électromagnétique via uniquement le courant de déplacement.

Les résultats obtenus concernent la densité de courant, le champ électrique, l'admittance d'entrée et les coefficients de réflexion et de transmission.

# Chapitre 1

## Technologie microruban

# Chapitre 1

## Technologie microruban

### 1. Introduction

En micro-ondes, on transmet les signaux soit par ondes radios: c'est la radio-propagation, soit à travers des lignes de transmission : c'est la propagation guidée. En radio-propagation, l'énergie électromagnétique se propage dans l'air; elle est transmise et reçue par l'intermédiaire d'antennes.

En propagation guidée, on utilise des "supports de transmission" ou guides tels que les câble coaxiaux, les lignes bifilaires ou la ligne micro ruban. L'énergie se propage dans ces lignes de transmission,

Les lignes microrubans sont utilisées pour la conception et la modélisation d'antennes, de filtres, de coupleurs et de diviseurs de puissance. Les principaux avantages de cette technologie sont le faible coût, la compacité et la légèreté. Les inconvénients sont la faible efficacité pour de basses puissances et l'augmentation de pertes dues aux radiations émises.

### 2. Technologie

Le choix d'une technologie (structure de guidage) et de son procédé de fabrication est lié à la fonction à réaliser et au niveau d'intégration désiré. Si le niveau d'intégration n'intervient que très peu sur le choix du type de ligne de transmission (hors multicouches), il ne peut être dissocié du type de substrat et du procédé de fabrication [1].

Les MICs ( Microwave Integrated Circuit ) intégrant des lignes de transmission sur le substrat, les autres éléments (passifs, actifs) étant obligatoirement reportés.

Les HMICs (Hybrid MICs) sont des circuits intégrant les lignes de transmission, les résistances et les inductances (hors spirales).

Les MHMICs (Miniaturized HMICs) sont les circuits les plus complexes qui autorise l'intégration sur le substrat d'éléments de connexion (croisement par pont à air) et d'éléments passifs (comme l'inductance spirale et la capacité MIM (métal, isolant, métal)) et qui possèdent une réduction de la taille et de la masse des circuits. Les MHMIC possède aussi une meilleure

fiabilité des connexions et un meilleur contrôle des longueurs de connexion donc une meilleure reproductibilité, dédié à des applications "hautes gammes" (spatial, militaire...) [2].

Il est donc évident d'après ce qui précède que le substrat d'une part, et le procédé de fabrication (couche épaisse, couche mince...), d'autre part, sont liés à la complexité du circuit à réaliser. Dans le domaine hyperfréquences, le type de ligne de transmission utilisé pour la réalisation des circuits micro-onde (MIC) est la ligne microruban (microstrip).

### 3. Principaux types de lignes de transmission planaire

Les principaux types de lignes de transmission planaires sont la ligne microbande, la ligne à fente, la ligne coplanaire, la ligne bande ou ligne triplaque et la ligne à Ailettes.

La ligne microbande ou microruban (microstrip line) comporte un substrat diélectrique métallisé sur sa face arrière (le plan de masse) et un circuit de métallisation sur la face avant.

La ligne à fente (slot line) où deux conducteurs formant la ligne de transmission sont déposés sur la même face du substrat diélectrique. La ligne coplanaire (coplanar wave guide) est une extension de la ligne précédente, avec trois bandes métalliques et deux fentes.

La ligne bande ou ligne triplaque (stripline) est une des différents types de lignes microstrip et est assez volumineuse puisqu'elle fait intervenir un second plan de masse.

La ligne à Ailettes prend la forme d'une ligne à fente avec un boîtier métallique enveloppant la structure guide d'onde.

Bien entendu, toutes ces lignes ont une configuration plane et leurs caractéristiques sont en fonction de leurs dimensions à savoir l'épaisseur du substrat, sa constante diélectrique et la largeur du ruban [3].

### 4. Définition d'une ligne microruban

La ligne micro-ruban (ou micro bande) est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmissions planaires dans les bandes de fréquences classiques (<20 GHz). Conçue dans les années 1950 par Grieg et Engelmann.

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 comme le montre la figure 1.1. Le mode fondamental de propagation d'un tel support de propagation n'est pas le mode **TEM** (Transverse ElectroMagnetique) 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  $Z_c$  dans un milieu homogène équivalent caractérisé par une permittivité relative effective  $\epsilon_{r \text{ eff}}$  [4].

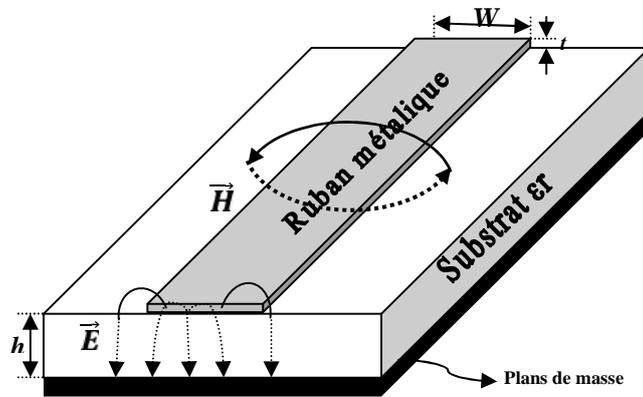


Figure 1.1 Ligne microruban et ses lignes de champs électrique et magnétique

Plusieurs variantes de lignes micro-rubans existent, afin de minimiser les pertes dans le diélectrique, comme les lignes micro-rubans suspendues et les lignes micro-rubans inversées [5].

#### 4.1. Ligne suspendue (ligne sur membrane)

La technologie membrane est réalisée à l'aide d'un support très fin sur lequel reposent les rubans métalliques.

La couche d'air placée sous cette membrane constitue alors la partie la plus importante se trouvant sous le substrat diélectrique de la ligne ainsi réalisée. Le champ électrique traverse donc à la fois le diélectrique et l'air dans lequel les pertes sont pratiquement inexistantes.

La permittivité relative effective de la ligne de transmission équivalente est donc proche de l'unité.

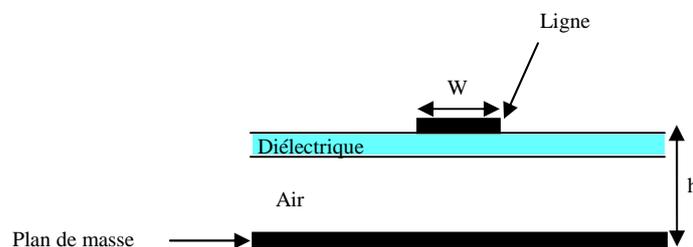


Figure 1.2 Coupe transversale de la ligne suspendue

Ce type de ligne permet d'obtenir une propagation avec des pertes faibles à des fréquences nettement plus élevées que la ligne microruban.

De plus, la permittivité effective proche de celle de l'air conduit à une ligne plus large pour une impédance caractéristique donnée par rapport à la ligne micro-ruban classique.

Ceci réduit l'effet dissipatif sur le conducteur, et allège les contraintes de fabrication.

Avec ce type de structures, les pertes par rayonnement sont minimisées.

Cette ligne est moins facile à réaliser que la ligne micro-ruban en raison de la couche de substrat qu'il faut maintenir à distance du plan de masse [5].

## 4.2. Ligne inversée

La ligne micro-ruban inversée est constituée d'un diélectrique qui supporte le ruban métallique. Celui-ci est en regard du plan de masse à travers une couche d'air.

La différence principale avec une ligne micro-ruban est l'absence de tout conducteur sur l'autre cote du substrat.

Ainsi, la plupart des lignes de champ se trouvent dans la couche d'air entre le ruban et le plan de masse. Quelques lignes de champs subsistent dans le diélectrique. Celles-ci contribuent aux pertes diélectriques. Les lignes de champs sont analogues à celles de la ligne micro-ruban.

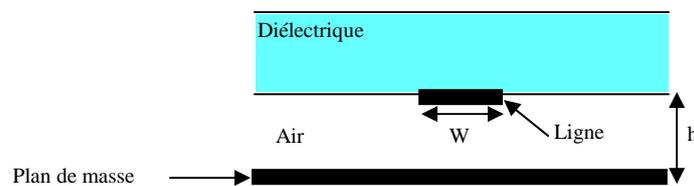


Figure 1.3 Coupe transversale de la ligne inversée

Les avantages de cette ligne par rapport à la ligne micro-ruban sont les mêmes que pour la ligne suspendue, avec en plus, une meilleure robustesse aux vibrations et une encapsulation naturelle [5].

## 5. Avantages et inconvénients

La ligne microruban est très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences. Elle permet d'assurer une large gamme d'impédances caractéristiques réalisables en technologie circuit imprime ( $10 \Omega$  à  $200 \Omega$  environ), et ceci quel que soit le substrat choisi. C'est un peu moins le cas en technologie circuit intègre ou l'épaisseur du substrat de quelques  $\mu\text{m}$  limite leur utilisation pour des impédances inférieures à environ  $70\Omega$ . Les pertes augmentant fortement avec le rétrécissement de la largeur des rubans.

Cependant, si la connexion de composants en série reste simple, le report d'éléments en parallèle est plus complexe et nécessite des vias pour assurer la connexion avec le plan de masse sur la face inférieure. L'influence des trous métallisés (les vias métalliques) sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable et leurs effets parasites doivent être pris en compte. Malgré ces quelques inconvénients, cette technologie reste largement employée. Ces avantages compensant souvent avantageusement les inconvénients [5].

## 6. Caractéristiques générales d'une ligne microruban

Les caractéristiques d'une ligne microruban, telles que l'impédance caractéristique  $Z_0$ , la vitesse de phase  $v_p$  et la constante diélectrique effective  $\epsilon_{eff}$  dépendent toutes de sa géométrie et de la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$  du substrat [5].

### 6.1. Approximation Quasi-TEM

La ligne microruban constitue un milieu de propagation non homogène, puisqu'elle est constituée de deux milieux de propagation différents qui sont l'air et le substrat. Le mode de propagation dominant dans cette structure est un mode hybride, qui possède six composantes non nulles du champ électromagnétique. Cependant vu la faible amplitude des composantes longitudinales celles-ci peuvent être négligées en dessous de certaines fréquences, puisque leurs amplitudes sont nettement plus petites par rapport aux amplitudes des champs transverses [6]. Le mode hybride dominant est alors remplacé par un mode Quasi-TEM.

### 6.2. Permittivité diélectrique

La ligne microruban est un milieu de propagation inhomogène, constitué de deux milieux diélectriques différents (air, substrat). Cette discontinuité des milieux de propagation rend difficile l'étude et l'analyse de la structure. Une solution technique à ce problème électromagnétique consiste à introduire une nouvelle quantité nommée permittivité effective.

Cette quantité est considérée constante pour les modes quasi-TEM, alors qu'elle dépend de la fréquence pour les modes d'ordres supérieurs. La détermination de la valeur exacte de la permittivité effective est un point très important, puisque l'impédance caractéristique de la ligne est évaluée en fonction de cette quantité [6].

$$p \quad \frac{w}{h} \leq 1: \epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left(1 + \frac{12}{w/h}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad (1.1)$$

$$p \quad \frac{w}{h} > 1: \epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{w/h}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1.2)$$

### 6.3. Impédance caractéristique d'une ligne microruban

Les expressions de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban dépendent de la longueur  $L$  du ruban métallique, de sa largeur  $w$ , de l'épaisseur  $h$  du substrat hauteur et de sa permittivité effective du diélectrique  $\epsilon_{eff}$ .

L'impédance caractéristique de la ligne, pour une permittivité donnée est alors déterminée par le rapport  $W/h$ . En général, celui-ci est compris entre 0,1 et 10.

$$p \quad \frac{w}{h} \leq 1: Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} L \left( \frac{8h}{w_e} + \frac{w_e}{4h} \right) \quad (1.3)$$

$$p \quad \frac{w}{h} > 1: Z = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} L \left( w_e + 1.393 + 0.667 * L \left[ \frac{w_e}{h} + 1.444 \right] \right) \quad (1.4)$$

Notez qu'au niveau de la précision, lorsque  $0,05 < w/h < 20$ , l'erreur relative sur l'impédance caractéristique  $Z_c$  est inférieure à 1%.

Notez aussi que dans les expressions (1.3) et (1.4)  $w_{eff}$  est la largeur équivalente du ruban donnée par:

$$p \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}: \frac{w_e}{h} = \frac{w}{4h} + \frac{1.25 t/h}{\pi} \left( 1 + L \left( 4\pi \frac{w/h}{t/h} \right) \right) \quad (1.5)$$

$$p \quad \frac{w}{h} > \frac{1}{2\pi}: \frac{w_e}{h} = \frac{w}{4h} + \frac{1.25 t/h}{\pi} \left( 1 + L \left( \frac{2}{t/h} \right) \right) \quad (1.6)$$

### 6.4. Synthèse d'une ligne micro ruban

Elle permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne pour réaliser une impédance caractéristique :

$$p \quad \frac{w}{h} < 2: \frac{w}{h} = \frac{8 e \cdot (A)}{\exp(2A) - 2} \quad (1.7)$$

$$A : A = \frac{Z}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (1.8)$$

$$p \quad \frac{w}{h} > 2: \frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - L (2B - 1) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\epsilon_r} \left[ L (B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (1.9)$$

$$A : B = \frac{377\pi}{2Z \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.10)$$

## 7. Affaiblissement dans une ligne microruban

Les lignes de transmission présentent des pertes qui atténuent l'énergie du signal envoyée à travers la ligne. Les pertes dans les lignes ont des origines diverses, nous distinguons trois sortes de pertes [5]:

- ✓ Pertes dans les conducteurs.
- ✓ Pertes dans les diélectriques.
- ✓ Pertes par rayonnement.

### 7.1. Pertes dans le conducteur

Ces pertes sont dues à la ligne et au plan de masse qui sont constitués d'un matériau avec une conductivité finie. Cette dernière va contribuer à l'atténuation de l'onde qui se propage le long de la ligne par un facteur  $\alpha_c$ [8].

$$p \quad \frac{w}{h} \leq 1: \alpha_c = 1.38A \frac{R_s}{hZ_c} \frac{32 - \left(\frac{w_e}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{w_e}{h}\right)^2} \quad (1.11)$$

$$p \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2}: \alpha_c = 6.110^{-5}A \frac{R_s Z_c \epsilon_e}{h} \quad (1.12)$$

Avec A et B facteurs donnés par :

$$A = 1 + \frac{h}{w_e} \left(1 + \frac{1}{\pi} L \frac{2B}{t}\right) \quad (1.13)$$

$$p \quad \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2}: B = h \quad (1.14)$$

$$p \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2}: B = 2\pi \quad (1.15)$$

$R_s$  est la résistance métallique du conducteur et elle est donnée par :

$$R_s = \sqrt{\pi} \quad (1.16)$$

Tel que :

est la résistivité du conducteur.

$Z_c$  est l'impédance caractéristique de la ligne microruban.

$w_{\text{eff}}$  est la largeur équivalente de la ligne microruban.

En pratique nous obtenons la limite supérieure de  $\alpha_c$  en utilisant la formule approchée suivante [8]:

$$\alpha_c = 8.686 \frac{R_s}{wZ_c} \quad (1.17)$$

## 7.2. Pertes dans le diélectrique

Le substrat (diélectrique) utilisé n'est pas parfaitement isolant. Les pertes engendrées par ce dernier sont représentées par un facteur  $\alpha_d$ :

Elles peuvent être exprimées en fonction de l'angle de pertes  $\delta$  du diélectrique [9].

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{t_i \Delta}{\lambda_0} \quad (d / u \quad \text{é} d \quad l \epsilon) \quad (1.18. a)$$

$$\alpha_d = w \epsilon_0 \epsilon_e \quad t_i \quad c_i \quad \text{é} d \quad d \quad \text{é} l \epsilon$$

Dans le cas où les lignes reposent sur un substrat semi-conducteur, on exprime aussi les pertes en fonction de la conductivité  $\sigma_d$  de ce dernier :

$$\alpha_d = 4.34 \frac{120\pi \epsilon_e - 1}{\sqrt{\epsilon_e} \epsilon_r - 1} \sigma_d \quad (d \cdot m^{-1}) \quad (1.18. b)$$

Pour  $\sigma_d$  en siemens.  $m^{-1}$

## 7.3. Pertes par rayonnement

Le rayonnement de la ligne microruban provient des discontinuités. D'après Hammerstad [8], les pertes par rayonnement sont proportionnelles à  $\frac{(hf)^2}{\sqrt{\epsilon_r}}$  pour une ligne microruban d'impédance caractéristique de 50  $\Omega$ . La fréquence limite au-dessus de laquelle plus de 1% de la puissance est rayonnée à l'extrémité d'une ligne ouverte est donnée par:

$$f_m = 2.14 \frac{(\epsilon_r)^4}{h(m)} \quad (1.19.a)$$

Théoriquement pour une ligne microruban sans pertes le bilan de puissance est donné par:

$$P_{in} = P_{tr} + P_r \quad (1.19. b)$$

En prenant en compte les pertes, le bilan des puissances change et devient  $P_{inj} = P_{tran} + P_{ref} + P_{pert-tot}$ . Autrement dit les pertes totales dans une ligne microruban peuvent être évaluées en utilisant la formule suivante:

$$P_p - t_i = P_{in} - (P_{tr} + P_r) \quad (1.19. c)$$

## 8. Discontinuité dans les lignes microrubans

Les lignes de transmission dans les circuits ne sont jamais droites ou uniformes. Elles comportent des discontinuités comme des changements de direction, de largeur, des intersections comme le montre la figure 1.4.

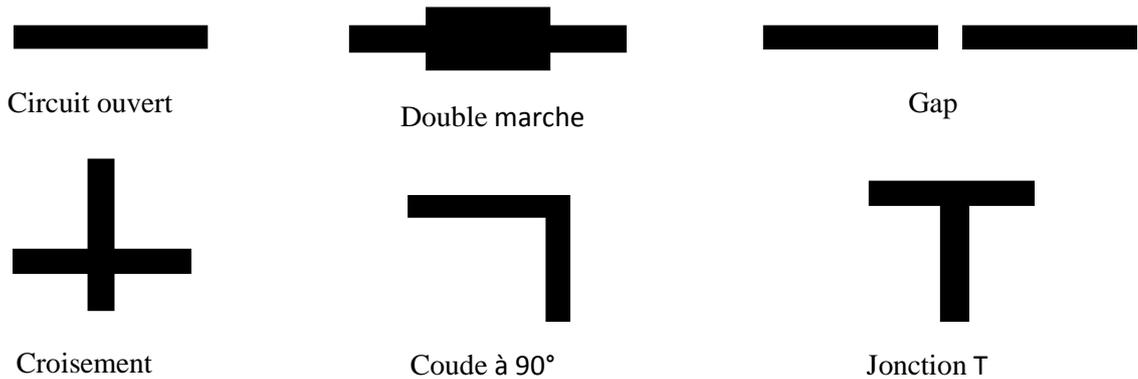


Figure 1.4 Principales discontinuités

Ces discontinuités peuvent être à l'origine de l'apparition de modes supérieurs. Ces modes s'atténuent rapidement lorsque l'énergie s'éloigne de la discontinuité, si la fréquence de travail est inférieure à la fréquence de coupure. De plus toujours pour des fréquences élevées, le mode dominant devient dispersif et la discontinuité est à l'origine d'un rayonnement parasite [5].

### 8.1. Modélisation des discontinuités Microrubans

Pratiquement tous les circuits repartis (guides d'ondes, lignes coaxiales, et structures de propagation) contiennent naturellement des discontinuités (gap, coude, jonction en T, etc..). Ces derniers engendrent des effets capacitifs et/ou inductifs qui deviennent particulièrement importants aux fréquences élevées [10], [11].

#### 8.1.1 Discontinuité Gap

Le gap et son circuit électrique équivalent sont représentés dans la figure 1.5 [13].

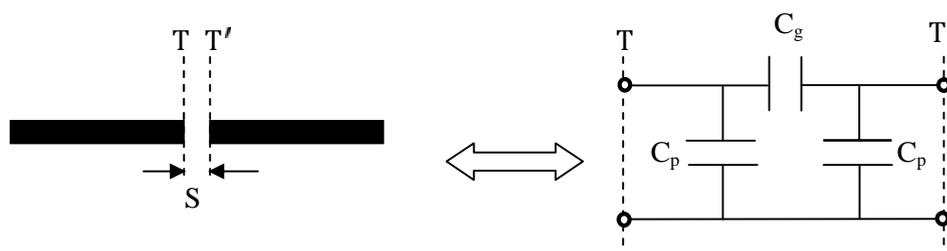


Figure 1.5 Discontinuité type gap et son circuit électrique équivalent.

Les équations donnant les valeurs des composants en schéma équivalent sont données par :

$$C_p = 0.5C_e \quad (1.20)$$

$$C_g = 0.5C_0 - 0.25C_e \quad (1.21)$$

$$\frac{C_0}{W} (p / m) = \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.8} \left(\frac{s}{W}\right)^{m_0} e. (k_0) \quad (1.22)$$

$$\frac{C_e}{W} (p / m) = 12 \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.9} \left(\frac{s}{W}\right)^{m_e} \exp(k_e) \quad (1.23)$$

$$\begin{aligned} m_0 &= \frac{W}{h} [0.619 \ln (W/h) - 0.3853] & p & \quad 0.1 \leq s/W \leq 1.0 \\ k_0 &= 4.26 - 1.453 \ln (W/h) \end{aligned} \quad (1.24)$$

$$\begin{aligned} m_e &= 0.8675 \\ k_e &= 2.043 \left(\frac{W}{h}\right)^{0.1} \end{aligned} \quad p \quad 0.1 \leq s/W \leq 0.3 \quad (1.25)$$

$$\begin{aligned} m_e &= \frac{1.5}{(W/h)^{0.1}} - 1 \\ k_e &= 1.97 - \frac{0.0}{W/h} \end{aligned} \quad p \quad 0.3 \leq s/W \leq 1.0 \quad (1.26)$$

### 8.1.2 Discontinuité du type « step »

La discontinuité du type « step » et son circuit électrique équivalent sont représentés à la figure 1.6 [13].

Les équations donnant les valeurs des composants en schéma équivalent sont données par :

$$C = 0.00137h \frac{\sqrt{\epsilon_r - 1}}{Z_{c1}} \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \left(\frac{\epsilon_r - 1 + 0.3}{\epsilon_r - 1 - 0.258}\right) \frac{W_1/h + 0.264}{W_1/h + 0.8} \quad e (p) \quad (1.27)$$

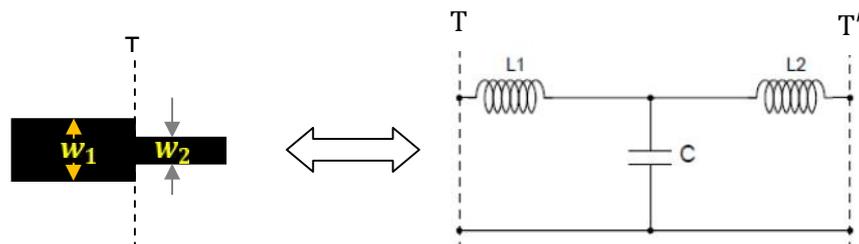


Figure 1.6 Discontinuité du type « Step » et son schéma électrique équivalent

$$L_1 = \frac{L_{W1}}{L_{W1} + L_{W2}} L, \quad L_2 = \frac{L_{W2}}{L_{W1} + L_{W2}} L \quad (1.28)$$

$$L_W = Z_c \sqrt{\varepsilon_r} / c \quad (1.29)$$

$$L = 0.000987h \left( 1 - \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sqrt{\frac{\varepsilon_{r1}}{\varepsilon_{r2}}} \right)^2 e(n) \quad (1.30)$$

### 8.1.3 Discontinuité du type circuit ouvert

Le circuit ouvert et son circuit électrique équivalent sont représentés dans la figure 1.7 [13].

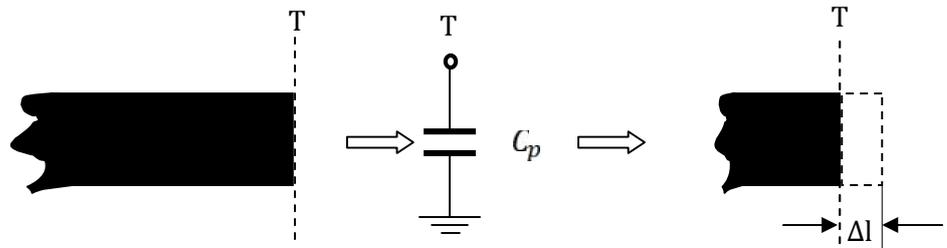


Figure 1.7 Discontinuité type circuit ouvert et son schéma électrique équivalent

Les équations donnant les valeurs des composants en schéma équivalent sont données par :

$$\Delta l = \frac{cZ_c C_p}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (1.31)$$

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4} \quad (1.32)$$

Avec

$$\xi_{1=0.4} = \frac{\varepsilon_r^{0.8} + 0.26(W/h)^{0.8} + 0.236}{\varepsilon_r^{0.8} - 0.189(W/h)^{0.8} + 0.87} \quad (1.33)$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{(W/h)^{0.3}}{2.35\varepsilon_r + 1} \quad (1.34)$$

$$\varepsilon_3 = 1 + \frac{0.5274t \varepsilon_r^{-1} [0.084(W/h)^{1.9} / \xi_2]}{\varepsilon_r^{0.9}} \quad (1.35)$$

$$\xi_4 = 1 + 0.037 t \epsilon_r^{-1} [0.067 (W/h)^{1.4}] \{6 - 5 e^{-0.036(1 - \epsilon_r)}\} \quad (1.36)$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \exp(-7.5 W/h) \quad (1.37)$$

### 8.1.4 Discontinuité type coude

Le coude à angle droit et son circuit électrique équivalent sont représentés dans la figure 1.8 [13].

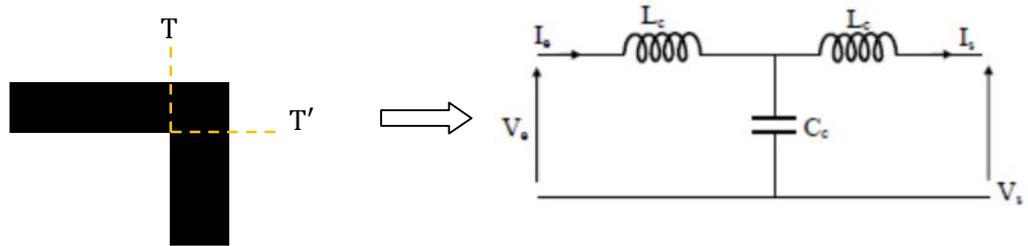


Figure 1.8 Discontinuité type coude et son schéma électrique équivalent.

La capacité a été déterminée théoriquement par Silvester et Benedeck [12] et l'inductance par Thomson et Gopinath [10]. Gupta et Coll ont donné des formules définitives pour l'évaluation de la capacité du coude.

#### ✓ Calcul de la capacité

$$\frac{C_c}{W} (p/m) = \begin{cases} \frac{((14\epsilon_r + 12.5) W/h - (1.83\epsilon_r - 2.25))}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{W/h} p & W/h < 1 \\ (9.5\epsilon_r + 1.25) W/h + 5.2\epsilon_r + 7.0 p & W/h \geq 1 \end{cases} \quad (1.38)$$

#### ✓ Calcul de l'inductance

$$\frac{L_c}{h} (n/m) = 100 \left\{ 4 \sqrt{\frac{W}{h}} - 4.21 \right\} \quad (1.39)$$

## 9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technologie microruban en montrant ses avantages et ses inconvénients ainsi que ces caractéristiques générales telles que l'impédance caractéristique  $Z_0$ , la constante diélectrique effective  $\epsilon_{er}$ . Les modèles de différentes discontinuités ont été aussi données.

## Références

- [1] T. Tech, LPKF, *Technologies des lignes de transmissions, les substrats*, Groupe ESIEE-Paris.
- [2] Wang Tongqing, *Étude de Circuits Intègres Micro-ondes Planaires et Non Planaires*, Thèse de Doctorat, Génie Electrique, Université de Montréal, Tongqing Wang, **1998**.
- [3] F. Boukchiche, *Contribution a la Modélisation des Structures Coplanaires pour Application aux Composants Passifs et Actifs*, Thèse de magistère en Electronique, Université de Constantine, **2005**.
- [4] Y. CLAVET, *Définition de Solutions de Filtrage Planaires et Multicouches pour les Nouvelles Générations de Satellites de Télécommunications*, Thèse de Doctorat en électronique, Université de Bretagne Occidentale, **30 novembre 2006**.
- [5] M.A. BOUSMAHA, *Analyse et Conception de Nouvelles Structures de Filtres Grandes Bandes pour des Applications en Télécommunications*, Thèse de Magister Télécommunications et Informatique Spatiales, Université de Tlemcen, **2011**.
- [6] F. Gardiol, *Microstrip Circuits*. New York: Wiley, **1994**.
- [7] K. C. Gupta, R. Garg, and R. Chada, *Computer-Aided Design of Microwave Circuits*, Norwood, MA: Artech House, **1981**.
- [8] P.f.Combes *Micro Ondes .Lignes, Guides et Cavités (Cours et exercices)*, Dunod, **1996**.
- [9] E. Saint-Etienne, *Nouvelle Filière Technologique de Circuits Micro-ondes Coplanaires à Faibles Pertes et à Faible Dispersion sur Membrane Composite d'oxyde et de Nitrure de Silicium*, Thèse de Doctorat en électronique, Université Paul Sabatier de Toulouse, **23 Novembre 1998**.
- [10] A. F. Thomson, A. Gopinath, 'Calculation of microstrip discontinuity inductances', *IEEE Trans., MTT-23*, pp. 648-655 139, No. 8, **August 1975**.
- [11] GARG R., BAHL I. J, 'Microstrip discontinuities', *Int., J., Electronics*, 45, NO. 1, **1978**, pp. 81-87.
- [12] P. Silvester, P. Benedek, 'Microstrip discontinuity capacitances for right-Angle bends, T-junction and crossings', *IEEE Trans., MTT-21*, No. 5, pp. 341-346, **May 1973**.
- [13] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, Inc, **2001**.

# Chapitre 2

## Filtres à base de résonateurs microrubans

## Chapitre 2

# Filtres à base de résonateurs microrubans

### 1. Introduction

Un filtre est un élément ou une fonction dont l'objectif est de sélectionner une ou plusieurs bandes de fréquences parmi le spectre électromagnétique et d'en éliminer d'autres. Les filtres sont largement utilisés dans les circuits électroniques de traitement de signal. Ils sont particulièrement utilisés dans les systèmes de télécommunication et leur rôle est fondamental puisqu'il s'agit d'éliminer toutes les composantes parasites du signal utile, qui peuvent être assimilées à du bruit.

### 2. Généralités sur les filtres

Les filtres sont des quadripôles linéaires sans pertes, permettant de séparer des signaux selon leurs fréquences, autrement dit c'est l'action de séparer les composantes utiles (bande passante) des composantes parasites (bandes atténuées) dans le spectre d'un signal. Le graphe de l'atténuation en fonction de la fréquence constitue la caractéristique essentielle. Il est défini par sa bande passante, sa pente de rejection ou sélectivité, ses pertes d'insertion et son taux d'ondulation. Le choix de la technologie du filtre dépend de ces paramètres [1].

La connaissance du spectre de fréquences composant le signal utile permet de définir le gabarit du filtre idéal. Ainsi le dispositif filtrant est défini par son gabarit [2].

On distingue quatre familles de filtres en fonction de la position de la bande passante et des bandes atténuées:

- Les filtres passe-bas qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence  $f_c$ , appelée fréquence de coupure ;
- Les filtres passe-haut qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure  $f_c$ ;

- Les filtres passe-bande qui transmettent des signaux de fréquence comprise entre deux fréquences limites  $f_1$  et  $f_2$  ;
  - Les filtres coupe-bande ou réjecteurs de bande qui sont des filtres duaux des filtres passe bande.
- La figure 2.1 montrent les différents gabarits des filtres idéaux.

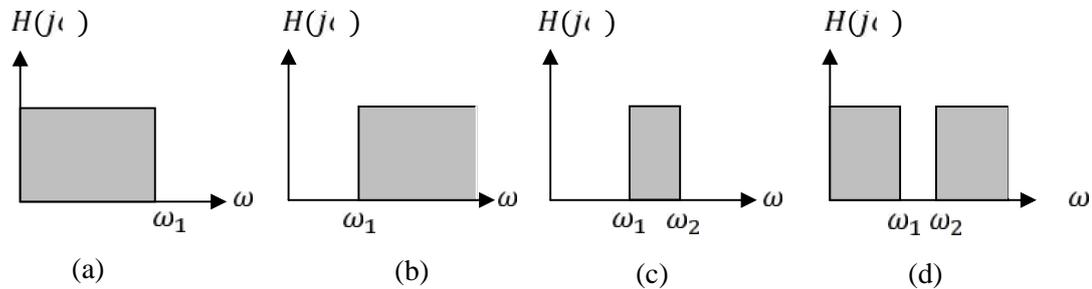


Figure 2.1 Gabarits des filtres idéaux

(a) Passe bas (b) Passe haut

(c) Passe bande (d) Coupe bande

## 2.1. Notions de gain et fonction de filtrage [3]

La méthode de synthèse d'un filtre micro-onde se base sur le calcul de la fonction de filtrage. Cette fonction de filtrage correspond au gain d'insertion.

### 2.1.1. Gain d'insertion

Le gain d'insertion d'un quadripôle est le rapport entre la puissance fournie à la charge  $P_{Lb}$  et la puissance fournie à cette même charge lorsqu'elle est directement reliée au générateur  $P_{La}$ . Il est donné par :

$$G_I = \frac{P_L}{P_L} \quad (2.1)$$

Avec  $P_{Lb}$  la puissance délivrée à la charge  $Z_L$  avant l'insertion du quadripôle et  $P_{La}$  la puissance délivrée à la même charge après l'insertion du quadripôle comme le montre la figure 2.2. Ce gain peut être exprimé en fonction de la tension ou du courant comme:

$$G_I = \left(\frac{V_L}{V_L}\right)^2 = \left(\frac{I_L}{I_L}\right)^2 \quad (2.2)$$

Ce gain peut également s'exprimer en fonction des termes de la matrice ABCD du quadripôle par la détermination des valeurs des tensions aux bornes de la charge avant et après l'insertion du quadripôle.

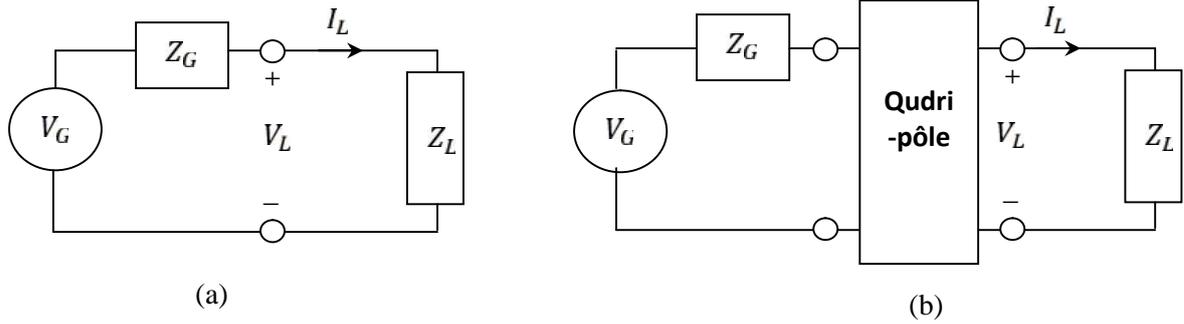


Figure 2.2 Circuit électrique.

(a) Charge connectée directement au générateur.

(b) Charge avec insertion du quadripôle

$$G_I = \left| \frac{Z_L + Z_G}{A_L + B + CZ_L Z_G + D_G} \right|^2 \quad (2.3)$$

Dans les systèmes micro-ondes, la charge et le générateur sont souvent adaptés à une même impédance  $Z_0 = 50 \Omega$ . Dans ce cas,  $Z_G = Z_L = Z_0$  l'expression du gain d'insertion devient :

$$G_I = \left| \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \right|^2 \quad (2.4)$$

Or, en utilisant les équations de passage de la matrice ABCD aux paramètres  $S$ , on déduit que le gain d'insertion est dans ce cas égal au carré du module du coefficient  $S_{21}$ :

$$G_I = |S_{21}|^2 \quad (2.5)$$

Le gain d'insertion d'un quadripôle passif peut être supérieur à 1, lorsque  $Z_L$  n'est pas le complexe conjugué de  $Z_G$ . Par exemple, si  $Z_G = 90 \Omega$  et  $Z_L = 10 \Omega$ , l'insertion d'un adaptateur d'impédance entre le générateur et la source augmente la puissance délivrée à la charge :  $P_{La} > P_{Lb}$ .

### 2.1.2. Fonction de filtrage

La représentation donnant l'atténuation et la phase du filtre en fonction de la fréquence est une caractéristique essentielle du filtre. C'est la fonction de filtrage. En utilisant l'expression générale de la fréquence complexe  $p = j\omega$ , la fonction de filtrage d'un filtre donnée par le paramètre  $S_{21}$ , se met sous la forme :

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (2.6)$$

Où  $N(p)$  et  $D(p)$  sont des polynômes de la variable complexe de la fréquence  $p$ . Pour un système sans pertes,  $\sigma = 0$  et  $p = j\omega$ , Souvent, la conception d'un filtre repose uniquement sur sa réponse en amplitude surtout pour les systèmes bande étroite. Les pertes d'insertion sont données en dB par :

$$I_i = \frac{1}{G_I} = 20 \log(|S_2|) \quad (2.7)$$

Comme  $|S_2|^2 + |S_1|^2 = 1$  pour un système sans pertes, les pertes par réflexion sont exprimées par :

$$RL = 10 \log(1 - |S_2|^2) \quad (2.8)$$

Cependant, la phase d'un système est également une caractéristique très importante, en particulier lorsque l'on considère le système large bande. En effet, la phase de la fonction de filtrage renferme toutes les propriétés de distorsion de phase définies par le retard de phase et le temps de groupe dans la bande passante. Qualitativement, une variation de phase est souvent associée à un décalage temporel du signal. Le "retard" de phase est donné par :

$$\phi_2 = \arg(S_2) \quad (2.9)$$

Le temps de groupe correspond à la pente de la courbe de phase :

$$\tau_g = - \frac{d\phi_2}{d} \quad (2.10)$$

Généralement, la phase est une fonction non linéaire de la fréquence. Dans certaines applications, une variation importante dans la phase du système est souvent associée à une détérioration de la dispersion du dispositif, ce qui peut entraîner une "désynchronisation" préjudiciable des signaux filtrés.

La fonction de filtrage peut être également reconstruite à partir de la distribution de ses pôles et zéros. Les pôles et les zéros renferment des informations importantes sur la sélectivité, le temps de groupe et la stabilité du filtre.

### 2.1.3. Pôles et zéros

La synthèse d'un filtre au moyen d'une fonction de filtrage consiste à placer les pôles et les zéros de la fonction de transfert de manière à obtenir une réponse fréquentielle passante/bloquante aux fréquences souhaitées. Les valeurs de  $p$  qui annulent la fonction de filtrage sont les zéros du filtre, et les valeurs de  $p$  pour lesquelles la fonction tend vers l'infini sont ses pôles. Les zéros du numérateur  $N(p)$  et du dénominateur  $D(p)$  sont donc respectivement les zéros et les pôles du filtre.

La position des zéros et des pôles définit les propriétés du système. Leur répartition permet d'établir le lien entre la réponse en amplitude et en phase. Ils sont représentés dans le plan complexe de la fréquence ou le plan  $p$ .

## 2.2. Réponse en fréquence des filtres

Nous allons détailler les types de filtre en partant du moins sélectif au plus sélectif.

Les propriétés d'un type de filtre sont les mêmes selon qu'on ait affaire à un passe-bas, un passe haut, un passe-bande ou un coupe-bande.

### 2.2.1. Approximation de Butterworth

L'approximation de Butterworth est définie par la fonction d'atténuation suivante (en  $dB$ ) :

$$a = 10 \log_{10} \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (2.11)$$

Elle correspond à la réponse en amplitude du coefficient de transmission donné par :

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right]^{-1} \quad (2.12)$$

Avec  $\omega_c = 2\pi f_c$  où  $f_c$  est la fréquence de coupure. A noter que quand  $\omega = \omega_c$ ,  $a = -3dB$ , ou  $S_{12}(dB) = -3dB$  (puisque  $S_{12}(dB) = 20 \cdot \log(S_{12})$ ). La figure 3 illustre la réponse en transmission de la fonction de Butterworth pour différentes valeurs de  $n$  ordre du filtre. Ce type d'approximation fournit une courbe très plate dans la bande utile, proportionnellement au niveau d'ordre du filtre [4].

La fonction de transfert de ce type de filtre est :

$$T(f) = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_c)^{2m}}} \quad (2.13)$$

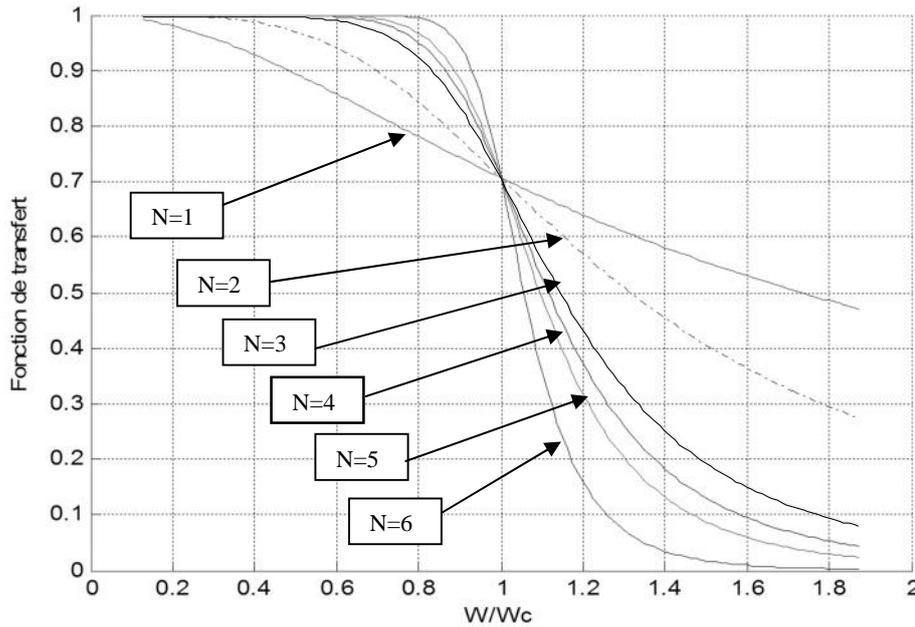


Figure 2.3 Réponse de la fonction Butterworth pour différents ordres n

D’après la figure 2.3 on remarque que plus le nombre d’ordre du filtre augmente plus on s’approche du cas idéal du filtre

**2.2.2. Approximation de Tchebychev**

L’approximation de Tchebychev est définie par la fonction d’atténuation suivante (en dB) :

$$a = 10 \log_{10} \left[ 1 + \xi^2 T_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \tag{2.14}$$

Avec  $T_n$  est le polynôme de Tchebychev défini par :

$$T_n(x) = \begin{cases} c_0 (n-1) h(x), & |x| < 1 \\ c_0 h(n a c_0 h(x)), & |x| > 1 \end{cases} \tag{2.15}$$

et  $\xi$  est définie par le choix du niveau d’ondulation  $r$  et ce paramètre est donné par :

$$\xi = \sqrt{10 \left( \frac{r}{1} \right) - 1} \tag{2.16}$$

La fonction de transfert de ce type de filtre est

$$T(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2 T_n^2(f/f_c)}} \tag{2.17}$$

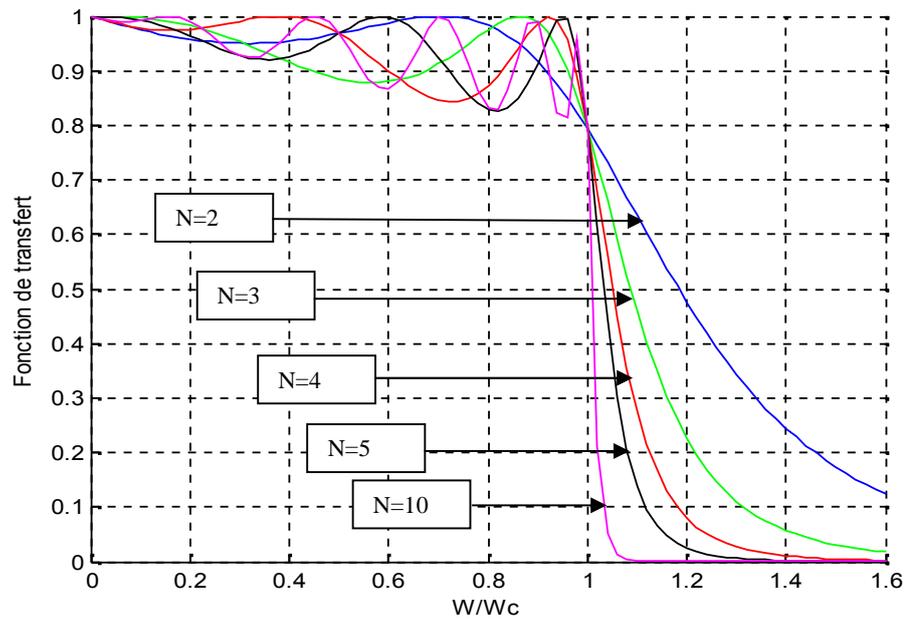


Figure 2.4 Réponse de la fonction Tchebychev pour différents ordres  $n$

La figure 2.4 illustre la réponse en transmission de la fonction de filtrage Tchebychev pour différentes valeurs de  $n$ . Sa réponse possède aussi une ondulation d'amplitude dans la bande passante.

### 2.2.3. Approximation de Caer ou elliptique

L'approximation elliptique se différencie des autres par sa caractéristique d'équi-ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée [5], [6]. De plus, elle possède des zéros de transmission dans sa réponse électrique qui permet d'atteindre un bon niveau de sélectivité du filtre avec un ordre restreint. Elle est définie par sa fonction d'atténuation :

$$a = 10 \log_{10} [1 + \xi^2 \mathcal{Q}_n^2(\omega)] \quad (2.18)$$

Où la fonction  $\mathcal{Q}_n$  est une fonction elliptique d'ordre  $n$  et  $\xi$  est un paramètre qui détermine l'ondulation dans la bande passante à la pulsation de coupure  $\omega$ . La figure 2.5 montre un filtre elliptique passe bas.

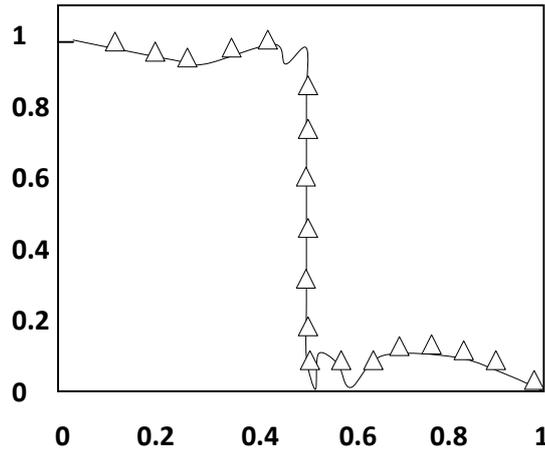


Figure 2.5 Réponse du prototype passe bas elliptique

#### 2.2.4. Filtre passe-bas de Tchebychev en éléments localisés(en structure T)

On peut réaliser un filtre d'ordre 3 à une atténuation de 0.05 dB, et une fréquence de coupure  $f_c = 1\text{GHz}$ . Le filtre est connecté à une source et charge de 50Ohm. Les éléments de ce filtre par l'approximation de Tchebychev sont :

$$g_0 = g_4 = 1$$

$$g_1 = g_3 = 0.8794$$

$$g_2 = 1.1132$$

$$L_1 = 6.9982e - 009H$$

$$C_2 = 3.5433e - 0.12F$$

$$L_3 = 6.9982e - 009H$$

Le circuit équivalent et la réponse en fréquence de ce filtre sont montrés dans la figure 2.6.

#### 2.2.5. Réalisation des filtres en éléments distribués [7]

Les éléments distribués permettant de réaliser une inductance série, une capacité parallèle et une inductance en parallèle sont issue des discontinuités en variant la largeur du ruban et en faisant appel à l'insertion d'un via connectant le ruban ou plan de masse respectivement.

##### 2.2.5.1 Inductance série

Le tronçon de faible largeur qui présente une forte impédance caractéristique et chargée par deux lignes d'impédance plus faible généralement deux lignes de 50 Ohms peut être utilisé pour réaliser une inductance comme le montre la figure 2.7.

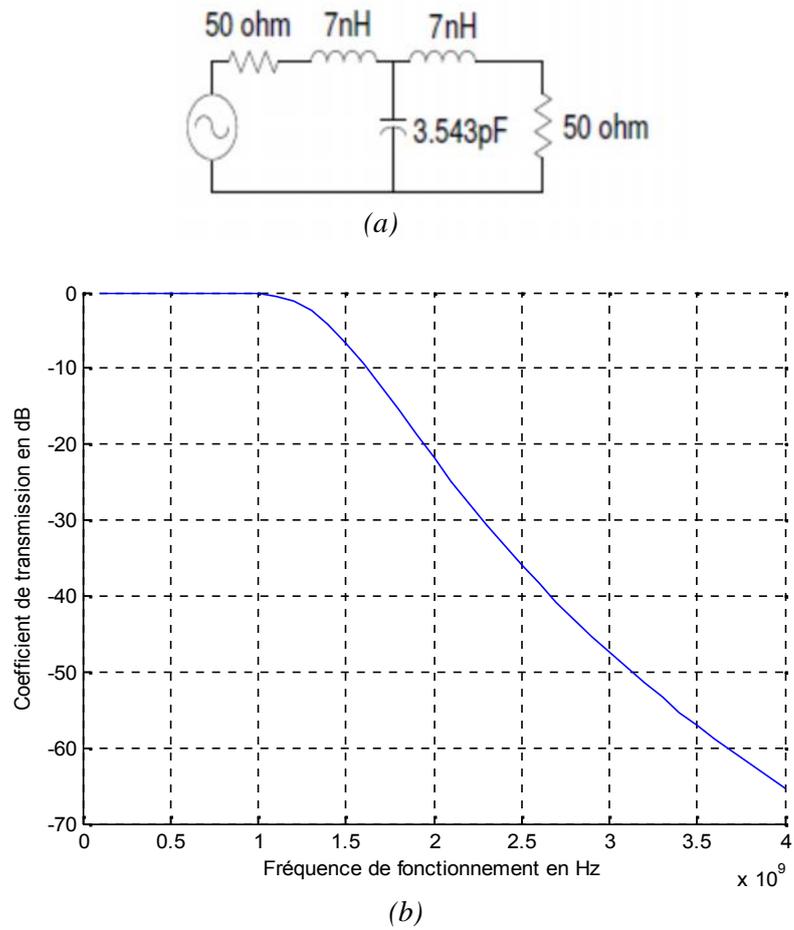


Figure 2.6 (a) Circuit équivalent de filtre  
(b) Coefficient de transmission du filtre en élément localisés

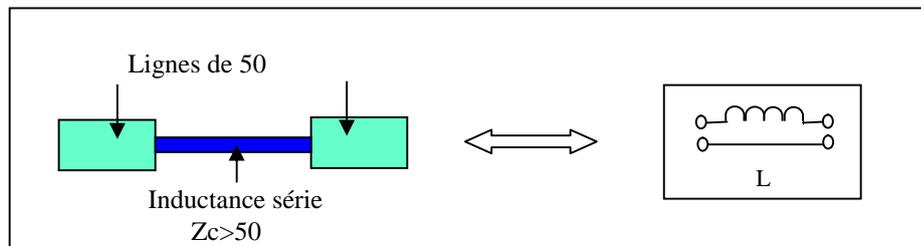


Figure 2.7 Conception d'une inductance série

### 2.2.5.2 Inductance parallèle

Elle s'obtient en plaçant en dérivation sur la ligne principale un tronçon de ligne court-circuitée comme le montre la figure 2.8.

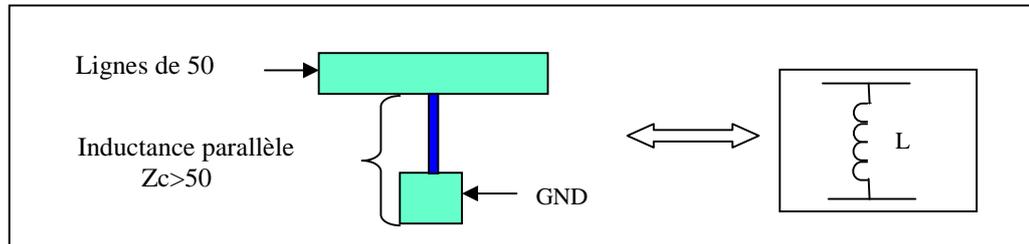


Figure 2.8 Réalisation d'une inductance parallèle en ligne microbande

### 2.2.5.3 Capacité parallèle

Elle s'obtient par un élargissement important de la bande conductrice. Le tronçon qui présente une faible impédance caractéristique, se trouve chargé à ses extrémités par des lignes d'impédance caractéristique plus élevée (condition  $Z_c \ll Z_r x$ ).

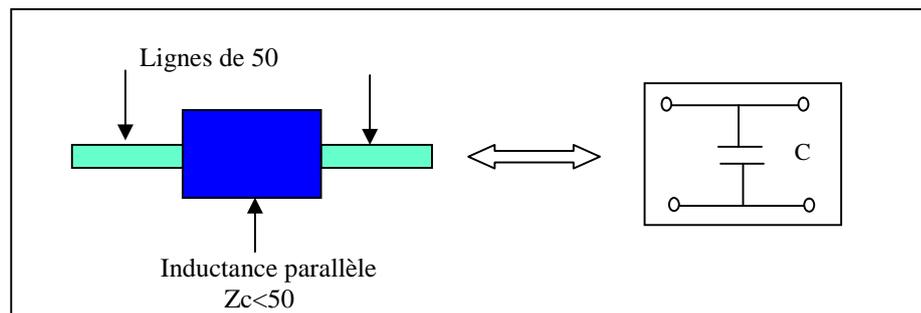


Figure 2.9 Réalisation d'une capacité parallèle en ligne microbande

## 2.2.6. Filtre en éléments distribués [8]

Afin d'illustrer la procédure de conception pour ce type de filtre, la conception d'un filtre passe-bas à trois pôles est décrite avec une fréquence de coupure  $f_c$  de 1 GHz, d'une oscillation en bande passante de 0.5 dB et l'impédance source et de charge  $Z_0 = 50$  ohms,  $\epsilon_r = 4.5$  et l'épaisseur du substrat est  $h = 1.5$  mm. On donne  $Z_L = 100$  Ohms et  $Z_C = 20$  Ohms.

Les paramètres du circuit équivalent é éléments localisés sont donnés par :

$$L_1 = L_2 = 7n \quad , \quad C_2 = 3.543p$$

Pour déterminer les dimensions du filtre réalisé en technologie microruban à saut d'impédance les calculs suivant sont indispensable et la réalisation du filtre en éléments distribué est donnée dans la figure 2.10.

$$\lambda_d = \frac{C}{f \varepsilon_r} = \frac{3 \times 10^8}{10^9 \cdot 4.5} = 14.14c \quad (2.19)$$

$$d_{1,3} = \frac{\lambda_d}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{\omega}{Z_{0L}} \right) = \frac{0.1414}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{2\pi \times 10^9 \times 7 \times 10^{-9}}{100} \right) = 10.25m \quad (2.20)$$

$$C_f = \frac{1}{Z_{0L} \omega} \tan^{-1} \left( \frac{\pi}{\lambda_d} \right) = \frac{1}{100 \times 2\pi \times 10^9} \tan^{-1} \left( \frac{\pi \times 0.01025}{\lambda 0.1414} \right) = 0.369p \quad (2.21)$$

$$d_2 = \frac{d}{2} \sin^{-1} (C Z_0) = \frac{0.1414}{2} \sin^{-1} (2 \times 10^9 \times 3.543 \times 10^{-1} \times 20) = 10.38mm \quad (2.22)$$

$$L_f = \frac{Z_{0C}}{\omega} \tan^{-1} \left( \frac{\pi}{\lambda_d} \right) = \frac{20}{2\pi \times 10^9} \tan^{-1} \left( \frac{\pi \times 0.01038}{\lambda 0.1414} \right) = 0.75n \quad (2.23)$$

Les nouvelles valeurs pour

$$L_1 = L_2 = 7n - 0.75n = 6.25n \quad e \quad C_2 = 3.543p - 0.369p = 3.17p \quad (2.24)$$

Ainsi, la valeur corrigée pour  $d_1, d_2$  e  $d_3$  sont

$$d_{1,3} = \frac{0.1414}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{2\pi \times 10^9 \times 6.25 \times 10^{-9}}{100} \right) = 9.08m \quad (2.25)$$

$$d_2 = \frac{0.1}{2\pi} \sin^{-1} (2\pi \times 10^9 \times 3.17 \times 10^{-1} \times 20) = 9.22m \quad (2.26)$$

Maintenant, nous calculons la largeur de la ligne micro ruban en utilisant une formule approximative :

$$Z_0 = \frac{3}{\sqrt{\varepsilon_r \left( \frac{\omega}{h} - 1.5 \right)}}, W_1 = \left( \frac{3}{Z_{0L} \varepsilon_r} - 1.57 \right) h = \left( \frac{3}{1 \cdot 4.5} - 1.57 \right) 1.5m = 0.31m \quad (2.27)$$

$$W_2 = \left( \frac{377}{Z_{0L} \varepsilon_r} - 1.57 \right) h = \left( \frac{377}{20 \cdot 4.5} - 1.57 \right) 1.5m = 10.97m \quad (2.28)$$

$$W_5 = \left( \frac{377}{Z_{0L} \varepsilon_r} - 1.57 \right) h = \left( \frac{377}{50 \cdot 4.5} - 1.57 \right) 1.5m = 2.97m \quad (2.29)$$

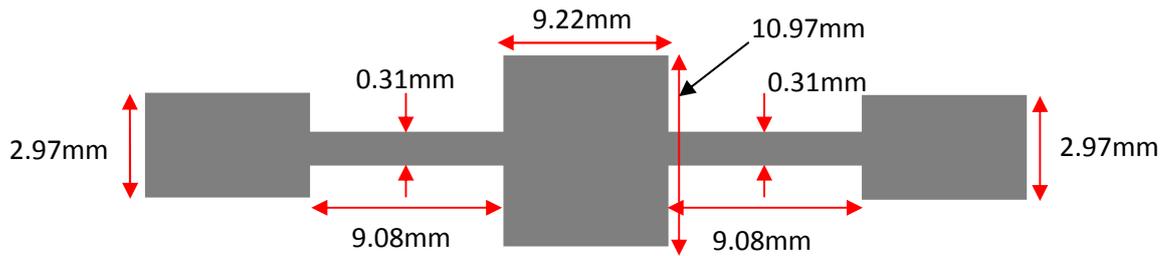


Figure 2.10 Elément distribué d'un filtre passe-bas en saut d'impédance

### 2.2.6.1. Calcul du coefficient de transmission par le logiciel HFSS

La structure étudiée précédemment est simulée par le logiciel HFSS et les résultats obtenus sont comparés avec ceux déjà calculés. La figure 2.11 illustre la structure du filtre microruban à étudier dans l'environnement HFSS.

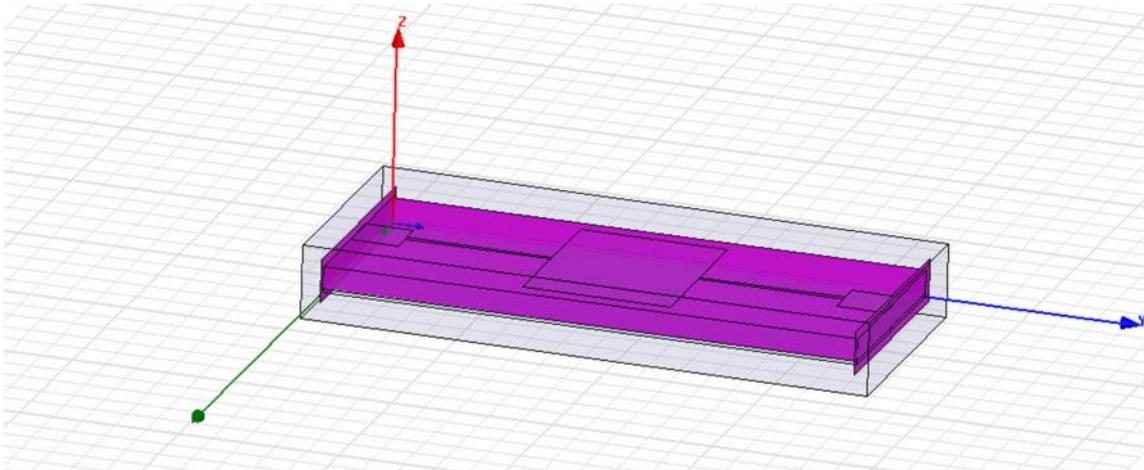


Figure 2.11 Circuit du filtre dans l'environnement HFSS

Les coefficients de transmission issue de la fonction de transfert du filtre, de son schéma équivalent en élément distribué, de sa réalisation en technologie microruban à base de saut d'impédance et les résultats obtenus par HFSS sont présentés dans la figure 2.12.

D'après cette figure on constate que la courbe du coefficient de transmission correspondant au circuit à éléments localisés et celle donnant le coefficient de transmission par le circuit à éléments distribué sont la même allure jusqu'à une fréquence égale à  $f = 1\text{GHz}$ , ensuite les deux courbes s'éloignent l'une de l'autre. La courbe montrant le coefficient de transmission par HFSS a la même forme jusqu'à une fréquence égale à  $f = 0.6\text{GHz}$ , ensuite elle s'éloigne. Par contre celle obtenue par les éléments distribués du filtre est légèrement différente. Par conséquent une nouvelle approche pour modéliser le circuit microruban du filtre pour obtenir des résultats proche à ceux du HFSS ou ceux du filtre à éléments localisés.

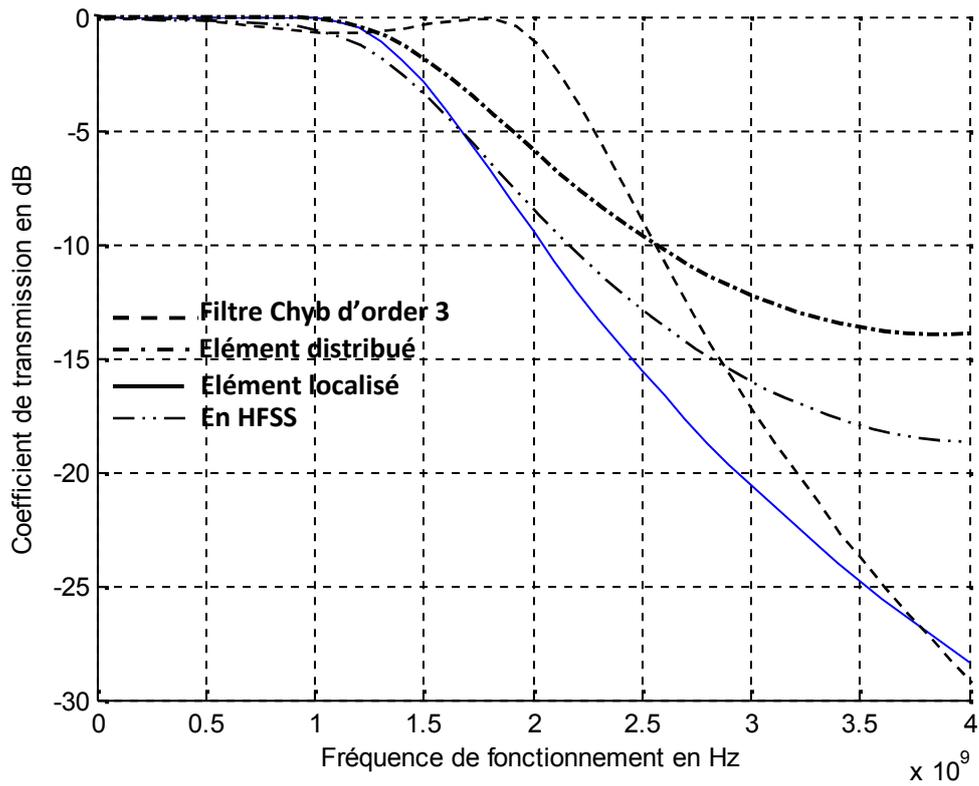


Figure 2.12 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

### 2.2.7. Filtre passe bas en ligne micro ruban

Les figures 2.13 et 2.14 représentent un filtre microruban passe bas et une nouvelle vue de la structure modélisée par un ensemble de ligne de transmission respectivement.

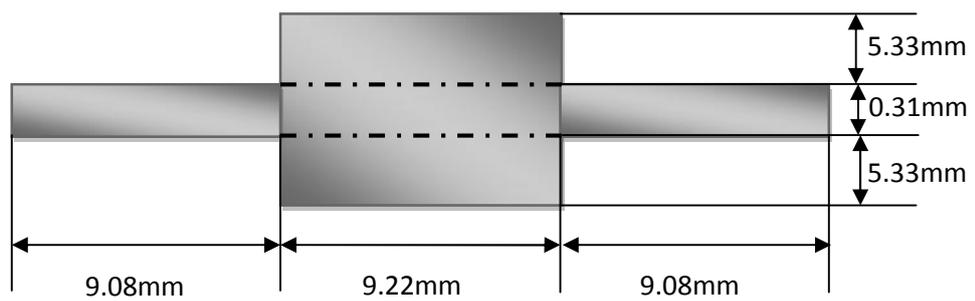


Figure 2.13 Filtre passe bas en ligne micro ruban

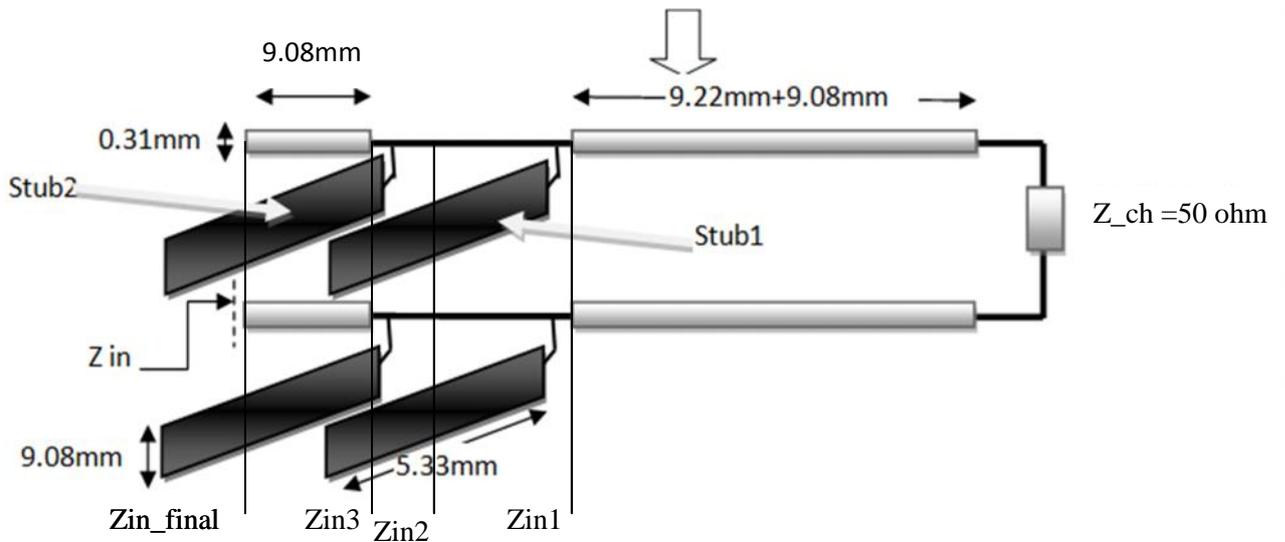


Figure 2.14 Modèle du filtre microruban à base des lignes de transmission

### 2.2.7.1 Détermination de l'impédance caractéristique des lignes de transmission

L'impédance caractéristique de la ligne 1 et la ligne 2 est donnée par la formule suivante:

$$Z_{cL1} = \frac{60}{\epsilon_r} \ln \left( \frac{8h}{W1} \right) + \frac{W1}{4h} \quad (2.30)$$

Avec  $h=1mm$   $\epsilon_r = 4.5$   $W1=0.31mm$

$$Z_{cL1} = Z_{cL2} = 92.0264h$$

### 2.2.7.2 Détermination de l'impédance caractéristique du stub1 et stub2

Elle est donnée comme suit,

$$Z_{cS1} = \frac{\left( \frac{3}{\epsilon_r} \right)}{\left( \frac{W2}{h} \right) + 1.393 + 0.667} \ln \left( \frac{W2}{h} \right) + 1.444 \quad (2.31)$$

$$Z_{cS1} = Z_{cS2} = 15.9321h$$

### 2.2.7.3 Calcul de l'impédance d'entrée de la ligne 1

L'impédance d'entrée de la ligne est donnée par :

$$Z_{i1} = Z_{cL1} \frac{Z_{ch} + jZ_{cL1} \tan \beta l_1}{Z_{cL1} + jZ_{ch} \tan \beta l_1} \quad (2.32)$$

Tel que:

$\beta$  est la constante de phase donnée par:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.33)$$

#### 2.2.7.4 Calcul de l'impédance d'entrée de la ligne 2

L'impédance d'entrée de la ligne 2 est donnée par :

$$Z_{i2} = \frac{(Z_c \sin \beta l_2 + j \cos \beta l_2) Z_1}{(Z_c \sin \beta l_2 + j \cos \beta l_2) + Z_1} \quad (2.34)$$

$$l_2 = 5.33m$$

#### 2.2.7.5 Calcul de l'impédance d'entrée de la ligne 3

L'impédance d'entrée de la ligne 3 est donnée par équations suivant

$$Z_{i3} = \frac{(Z_c \sin \beta l_3 + j \cos \beta l_3) Z_2}{(Z_c \sin \beta l_3 + j \cos \beta l_3) + Z_2} \quad (2.35)$$

$$l_3 = 5.33m$$

#### 2.2.7.6 Calcul de l'impédance d'entrée globale du filtre microruban

L'impédance d'entrée globale du filtre microruban est donnée par :

$$Z_{i,f} = Z_c \tan \beta l_4 \frac{Z_{i3} + j Z_c \tan \beta l_4}{Z_c \tan \beta l_4 + j Z_{i3}} \quad (2.36)$$

$$l_4 = 9.08m$$

L'impédance d'entrée de la ligne en fonction de la fréquence de fonctionnement est donnée dans la figure 2.15.

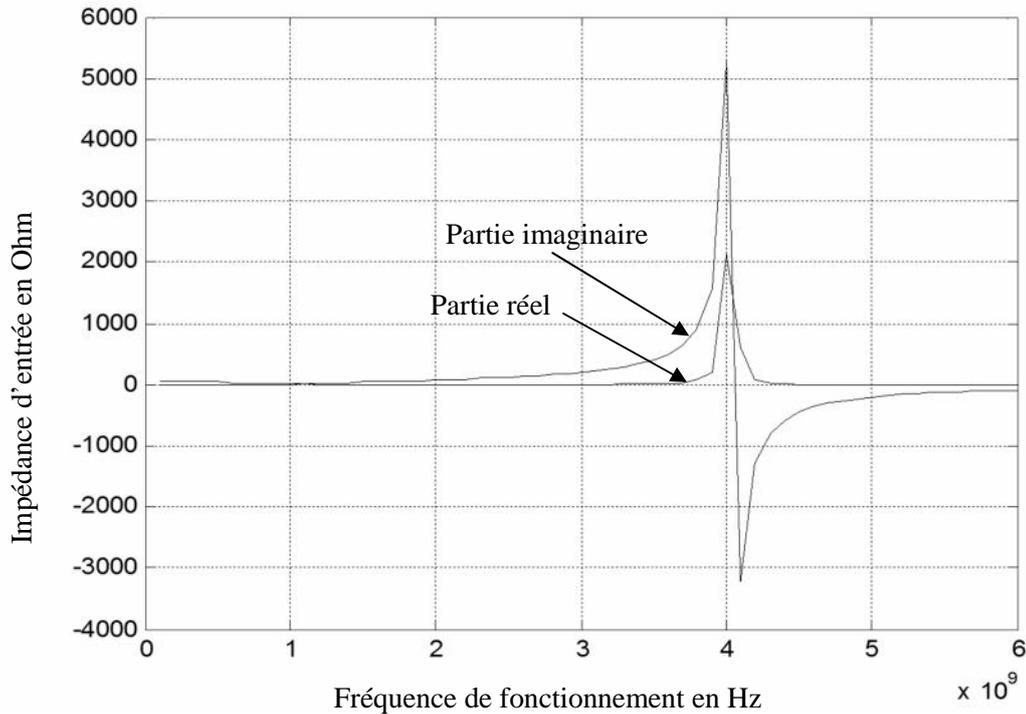


Figure 2.15 Impédance d'entrée en fonction de Fréquence de fonctionnement

La figure 2.15 représente l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de fonctionnement donnant une résonance à une fréquence égale à 4.1GHz.

La figure 2.16 montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement. Le coefficient de transmission issu du nouvelle approche est tracé à côté de deux autres courbes. La première donne le coefficient de transmission calculé par l'approche du saut d'impédance et la deuxième courbe donne le coefficient de transmission calculé par le logiciel HFSS.

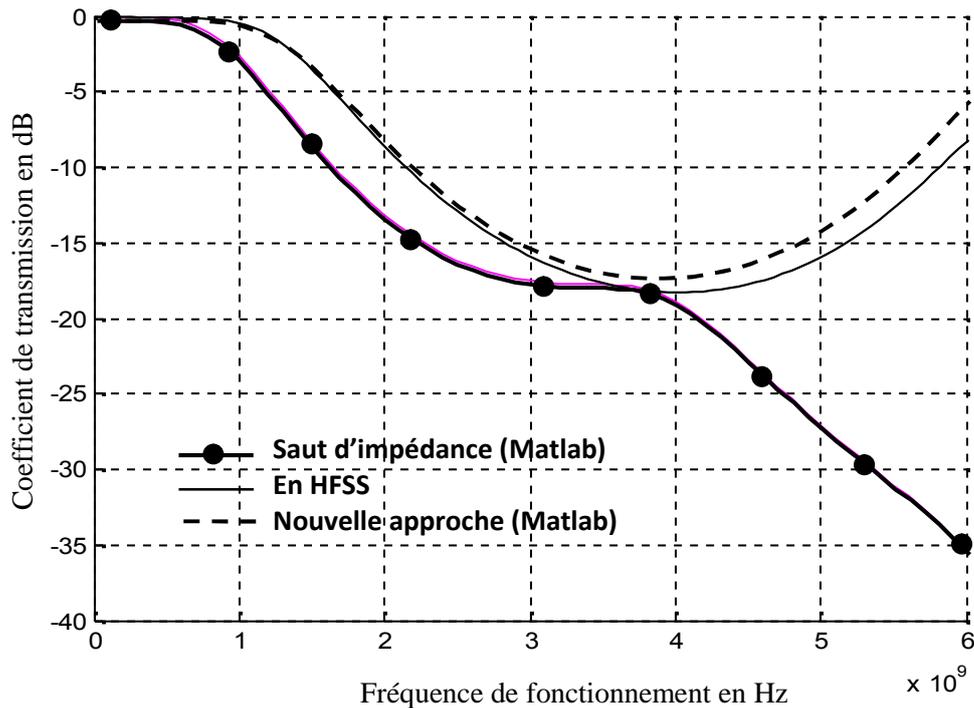


Figure 2.16 Coefficient de transmission en fonction de fréquence de fonctionnement

D'après cette figure on constate que la courbe du coefficient de transmission « *Nouvelle approche en onde unique* » et celle donnant le coefficient de transmission par HFSS suivent la même forme jusqu'à une fréquence égale à  $f = 1.5$  GHz, ensuite les deux courbes s'éloignent l'une de l'autre mais elles ont d'ordre générale la même allure. La courbe calculant le coefficient de transmission calculé par le saut d'impédance a la même forme jusqu'à une fréquence égale à  $f = 0.6$  GHz., ensuite elle s'éloigne et elle montre une allure différente.

Par conséquent la nouvelle approche basée sur les lignes de transmission et stubs en parallèle est pratiquement la plus adéquate à modéliser les structures de filtrage microrubans.

### 3. Filtre à base de résonateurs

#### 3.1. Résonateurs microbandes

Le rapide développement de l'utilisation des lignes et des résonateurs microrubans (microstrip resonator) est dû à plusieurs raisons. Elles allient à la fois petite taille, simplicité, facilité de fabrication et de mise en œuvre. En outre elles s'adaptent facilement aux surfaces planes et non planes et présentent une grande robustesse lorsqu'elles sont montées sur des surfaces rigides. Elles sont également très performantes en termes de résonance, de polarisation et d'impédance d'entrée [9].

Beaucoup de chercheurs ont étudié leurs caractéristiques de base et des efforts étendus ont été également consacrés à la détermination de la fréquence de résonance, la bande passante,...etc.

L'un des paramètres importants qui influe sur les caractéristiques des résonateurs microrubans est la permittivité diélectrique. C'est un facteur très sensible lors de l'estimation des performances des résonateurs imprimés.

## 3.2. Filtres à base de résonateurs couplés

### 3.2.1 Résonateurs demi-onde

Ces résonateurs présentent une longueur égale à la moitié de la longueur d'onde à la fréquence fondamentale de résonance  $f_0$ . Des résonances peuvent également apparaître aux fréquences  $(2k+1)f_0$ , avec  $k = 1, 2, 3, \dots$

### 3.2.2 Résonateurs demi-onde couplés en série (à couplage capacitif)

La figure 2.17 présente la topologie de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série. Le couplage qui se fait au niveau des gaps entre deux résonateurs voisins est de nature capacitive. Les valeurs des longueurs de lignes et des susceptances sont données par la synthèse dans [10]. La taille et les faibles valeurs des capacités de couplage obtenues avec les gaps constituent la principale limitation de cette topologie.



Figure 2.17 Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en série.

### 3.2.3 Résonateurs demi-onde couplés en parallèle

Ces filtres sont constitués de résonateurs demi-onde couplés en parallèle sur la moitié de leur longueur avec les résonateurs adjacents comme le montre la figure 2.18.

Cette disposition assure un plus fort couplage entre les résonateurs, et permet de concevoir des filtres possédant une bande passante plus large que celle de la topologie à lignes couplées en série.

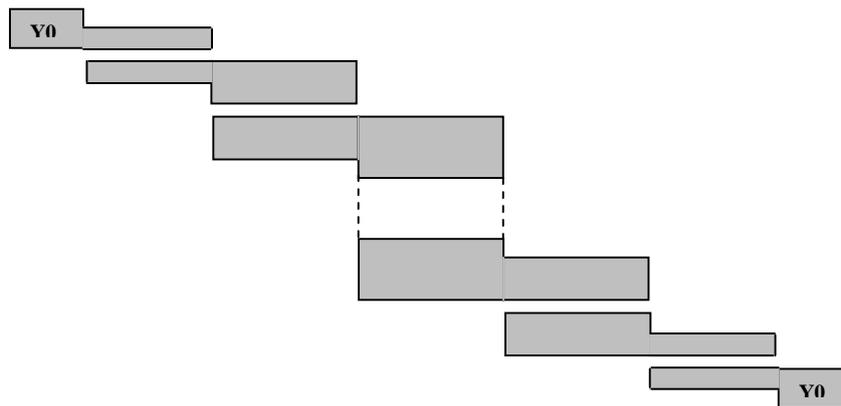


Figure 2.18 Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en parallèle

Pour ce type de filtre, la fréquence centrale est fixée par la longueur des lignes alors que la bande passante est déterminée par les couplages inter-résonateurs. Les équations de synthèse des paramètres géométriques de cette structure (gap entre les lignes et longueur et largeur des lignes) sont données dans [11], [12]. Lorsque l'ordre du filtre augmente, l'encombrement du filtre devient important. En dépit de la facilité de l'implémentation de cette structure, le filtre offre de lobes secondaires aux harmoniques de la fréquence centrale. La solution d'ajouter des filtres passe-bas additionnels en cascade n'est pas satisfaisante puisqu'elle augmente la surface du filtre et introduit des pertes d'insertion supplémentaires. Une modulation périodique sinusoïdale [13] et carrée [14] de la largeur des lignes couplées, peut être utilisée pour rejeter les harmoniques. L'addition de résonateurs en anneau circulaire CRSS à proximité des lignes couplées dans [15], démontre leur efficacité en termes de suppression du premier lobe secondaire et l'atténuation du second sans modification de la réponse dans la bande passante.

Dans le but de miniaturisation, Cristal et Frankel ont proposé le résonateur en forme de «U». Ces résonateurs, connus sous le nom de "Hairpin" [16] sont présentés dans la figure 19. Plusieurs variantes de résonateurs Hairpin miniaturisés ont été proposées.

Citons le résonateur chargé par une capacité CMS [17] ou interdigitée [18]. Des résonateurs couplés en parallèle capables de contrôler la suppression des lobes secondaires sont proposés dans [19].



Figure 2.19 Filtre à résonateurs en U couplés.

### 3.2.4 Résonateurs en anneaux à couplage croisé

Un filtre microruban à couplage croisé entre résonateurs est montré dans la figure 2.20. Ce type de filtres présente une bonne sélectivité et faibles pertes d'insertion dans la bande passante. En effet, le couplage croisé permet au signal d'avoir plusieurs chemins entre l'entrée et la sortie du système. Selon le déphasage entre les signaux, des zéros ou des pôles de transmission peuvent être créés. Le calcul de la matrice de couplage et des facteurs de qualité à partir de la fonction de filtrage a été largement utilisé pour la conception des filtres à résonateurs couplés [20].

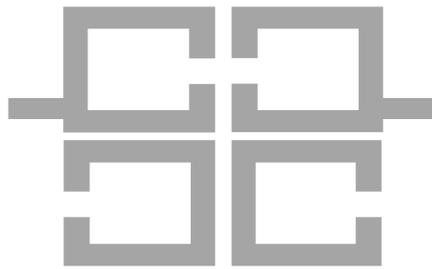


Figure 2.20 Filtre à couplage croisé entre résonateurs

Les méthodes de calcul rigoureuses des différents types de couplage (couplage capacitif, couplage inductif et couplage mixte) ont été développées pour des résonateurs en microruban dans [21,22]. Des résonateurs en U [23] et des résonateurs miniaturisés [24] sont proposés dans le double but de réduire l'encombrement et d'élargir la bande rejetée. Afin d'améliorer la sélectivité, des cascades de quatre résonateurs sont proposées dans [16, 23].

## 3.3. Quelques exemples pratiques des filtres à base de résonateur [24]

### 3.3.1 Filtre à résonateurs parallèlement couplés Zigzag.

La géométrie de ce filtre est montrée dans la figure 2.21. La figure 2.22 montre le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission de cette structure de filtrage.

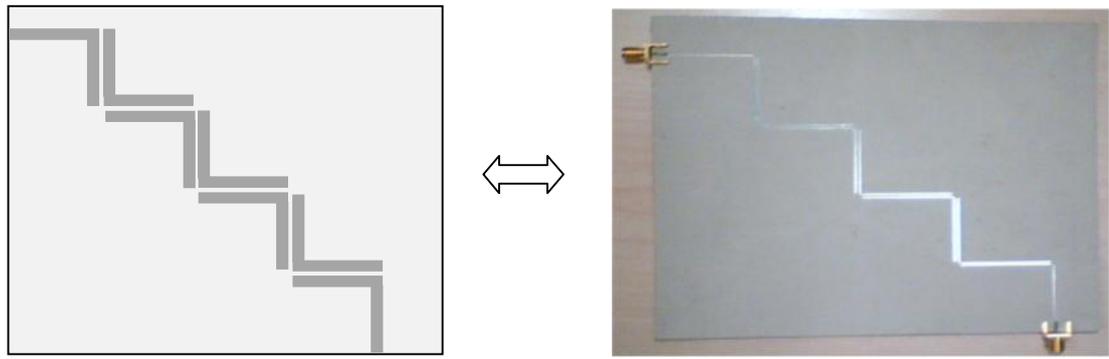


Figure 2.21 Filtre à résonateurs parallèlement couplés Zigzag.

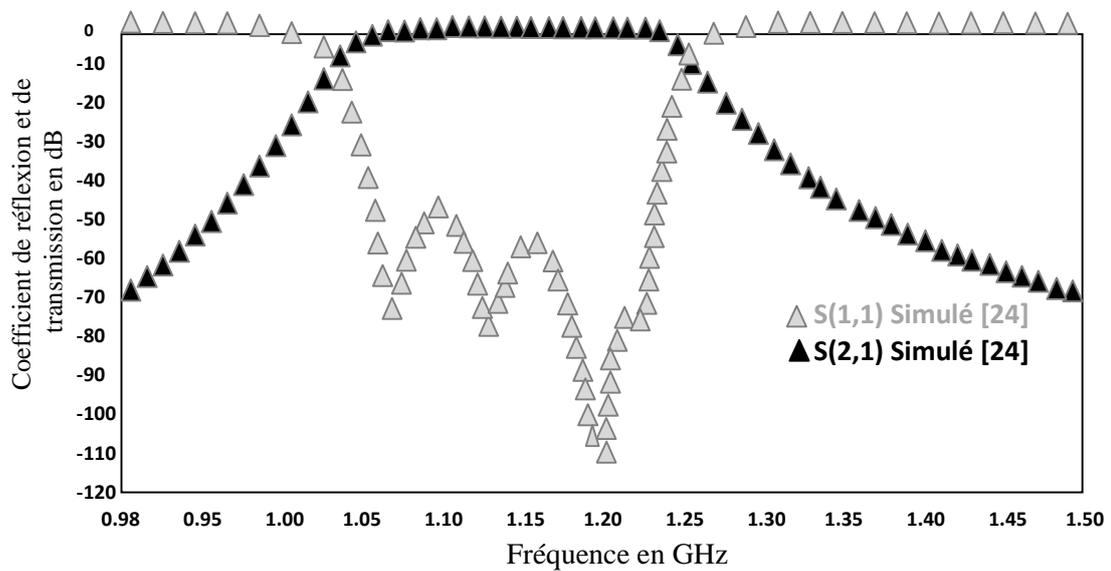


Figure 2.22 Simulation des amplitudes des paramètres S du filtre Zigzag.

### 3.3.2 Filtre à résonateurs capacitif couplés

La géométrie de ce filtre est montrée dans la figure 2.23. La figure 2.24 montre le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission de cette structure de filtrage.

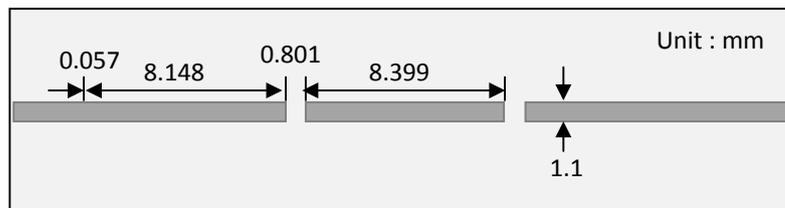


Figure 2.23 Filtre à résonateur à demi-longueur d'onde et à couplage capacitif

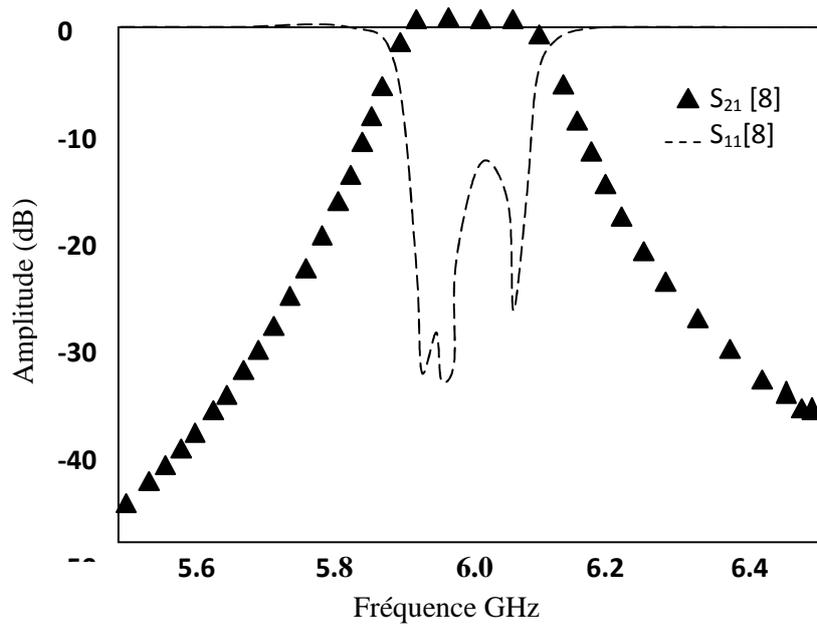


Figure 2.24 Réponse en fréquence du filtre.

### 3.3.3 Filtre à résonateurs capacitif à couplage parallèle

La géométrie de ce filtre est montrée dans la figure 2.25. La figure 2.26 montre le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission de cette structure de filtrage.



Figure 2.25 Filtre passe-bande microruban à cinq pôles en couplage parallèle

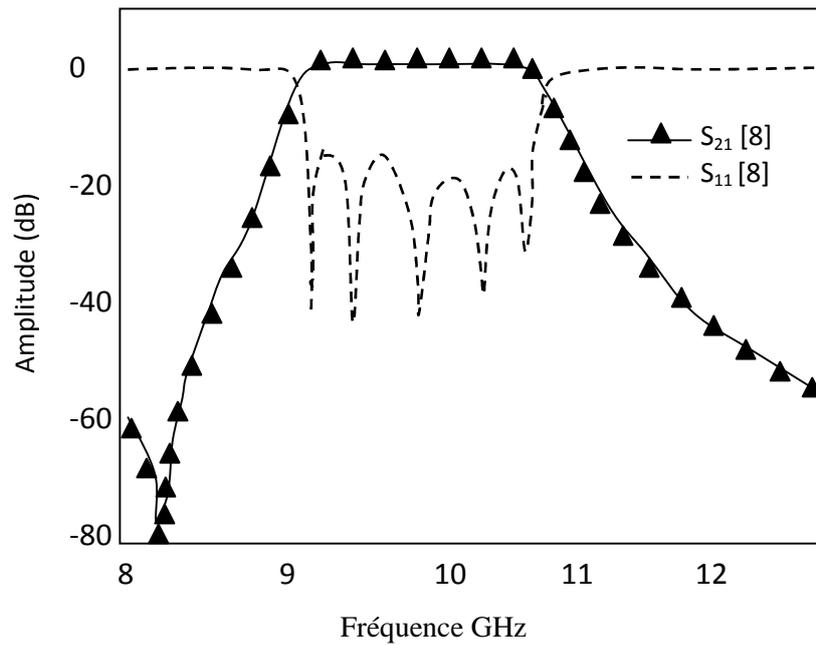


Figure 2.26 Réponse en fréquence du filtre.

### 3.3.4 Filtre à résonateurs de forme U à couplage parallèle

La géométrie du résonateur de forme U à couplage parallèle est donnée dans la figure 2.27. Le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission de cette structure de filtrage sont représentés dans la figure 2.28 montrée.

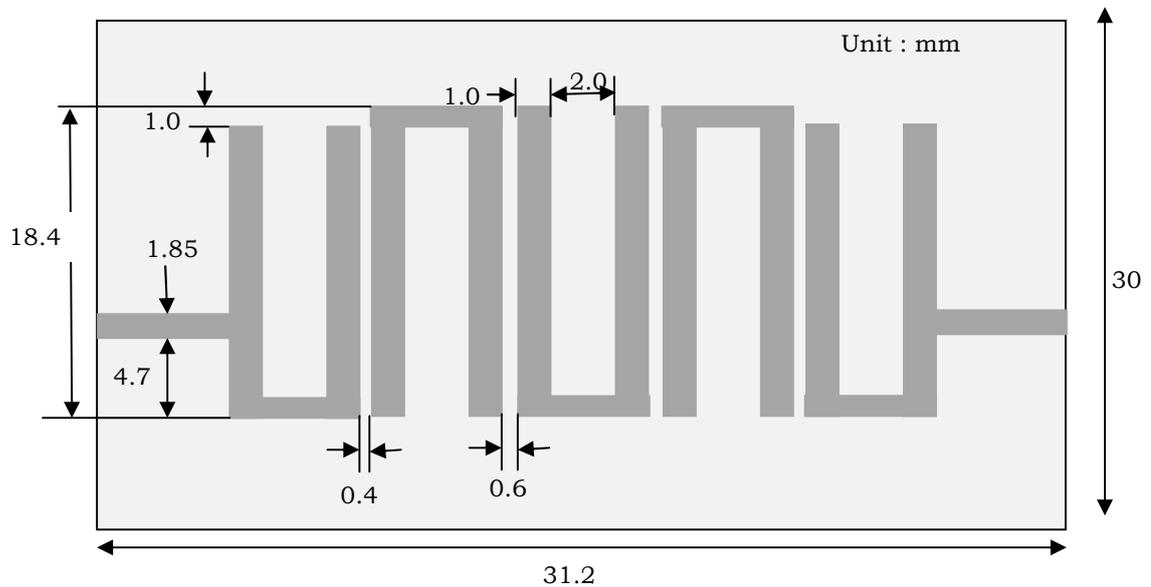


Figure 2.27 Filtre Hairpin à cinq pôles  
(Filtre à résonateurs de forme U à couplage parallèle)

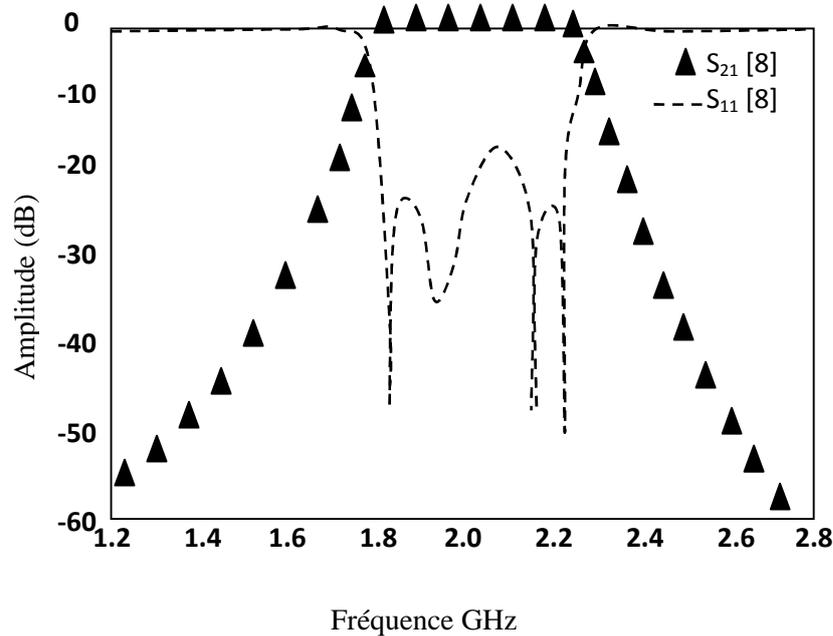


Figure 2.28 Réponse en fréquence du filtre.

#### 4. Conclusion

Le but de ce chapitre est de faire une étude théorique sur les filtres planaires. On a tout d'abord fait l'étude des différents types de filtres Butterworth et Tchebychev et on a calculé leurs fonctions de transfert pour différentes valeurs d'ordre du filtre  $n$ . On a remarqué que plus la valeur de  $n$  augmente plus on s'approche du cas idéal du filtre correspondant. Ensuite on a essayé de concevoir des filtres microruban à partir de la fonction de transfert des filtres Butterworth ou Tchebychev. Un passage par la structure équivalente en éléments localisés est indispensable. Pour vérifier la conformité du filtre à réaliser en technologie microruban, la fonction de transfert choisie et les coefficients de transmission du circuit équivalent en éléments localisés, celui issu du filtre microruban, mais en faisant appel à l'approche de saut d'impédance, ainsi que le résultat obtenu par le logiciel commercial HFSS sont tous tracés sur la même courbe. Une observation d'un écart de résultats entre ceux obtenus par HFSS (résultats pratiquement correcte) et ceux obtenus par l'approche de saut d'impédance appliquée au filtre microruban. Pour remédier à ça, une nouvelle approche à base de lignes de transmission et des stubs en circuits ouverts placés en parallèle avec la ligne de transmission centrale est introduite. Un bon accord est obtenu entre les résultats de la nouvelle approche les résultats obtenus par HFSS. Par conséquent, la réalisation de filtres à partir des gabarits reste moins précise.

En dernière étape, plusieurs filtres à couplage capacitif série et à couplage capacitif parallèle sont présentés avec leurs fonctions de transfert.

## Références

- [1] R. THABET, *Contribution à l'Optimisation de Transitions en Guides d'Ondes Cylindriques Métalliques Applications aux Filtres et aux Convertisseurs de Modes*, Thèse de Doctorat en électronique, Université de Constantine, **12 Février 2012**.
- [2] N. ABDALLAH, *Contribution au Développement de Méthodes de Synthèse pour la Conception de Filtres Hyperfréquences à Bandes Passantes Multiples*, Thèse de Doctorat en électronique, Université de Limoges, **26 Septembre 2008**.
- [3] D. KADDOUR, *Conception et réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi localisés en technologie planaire*, Thèse de Doctorat en électronique, Université Joseph Fourier, **11 Juillet 2007**.
- [4] A. BOUHOUCHE, *Etude de Filtres à Cavités Bi-modes en Guides d'Ondes Rectangulaires Métalliques Creux*, Thèse de Magister en électronique, Université de Constantine, **13 Décembres 2012**.
- [5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc, United States of America, **2005**.
- [6] J. S. Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley and Sons, Inc, USA, **2001**.
- [7] M. BOUSSALEM, *Etude et Modélisation de Structures de Transmission non Uniformes Applications à l'adaptation d'impédance et au Filtrage*, Thèse de Doctorat, École doctorale GEET, **2007**.
- [8] M. Rebert, Nelson, D. Rouers and A. Daildo, "Resonant Frequency of a rectangular Microstrip Patch on Several Uniaxial Substrates", *IEEE Trans Antennas and Propagat*, Vol 38, N0 7, **1990**.
- [9] I. Huynen, *Résonateurs, Lignes de Transmission*, ELEC2700-Hyperfréquence.
- [10] J.-H. Hong and M. J. Lancaster, *Microwave filters for RF –Microwave applications*, K. Chang, Ed. John Wiley and Sons, Inc., **2001**.
- [11] B.-S. Kim, J. Leer, and M.-S. Song, 'An implementation of harmonic suppression microstrip filters with periodic grooves', *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 413–415, **September 2004**.

- [12] J. Garcia-Garcia, F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetgi, M. A.Laso, M. Sorolla, and R. Marqués, ‘Spurious passbandsupression in microstrip coupled line bandpass filters by means of split ring resonators’ , *IEEE Microwave and Wireless omponents Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 416–418, **September 2004**.
- [13] E.Cristal and S. Frankel, ‘Hairpin-line and hybrid hairpin line/ half wave parallel coupled-line filters’, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, pp.719–728, **November 1972**.
- [14] K. Sagawa and M. Makimoto, ‘Miniaturized hairpin resonator filters and theirapplication to receiver front end MIC’s’, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 12, pp. 1991–1997, **December 1989**.
- [15] J. Zhu and Z. Feng, ‘Microstripinterdigital hairpin resonator with an optimalphysical length’, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 2, no. 16, pp.672–674, **December 2006**.
- [16] M. Makimoto and S. Yamashita, ‘Bandpass filters using parallel couples stripline stepped impedance resonators’, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*,vol. MTT-28, no. 12, pp. 1413–1417, **December 1980**.
- [17] A. Atia and A. Williams, ‘Narrow-bandpass waveguide filters’, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, no. 4, pp. 258–265, **April 1972**.
- [18] J.-S. Hong and, M. Lancaster, ‘Canonical microstrip filter using square open-loopresonators’, *IEE Electronic letters*, vol. 31, no. 23, pp. 2020–2022, **November 1995**.
- [19] J.-S. Hong and M. Lancaster, ‘Couplings of microstrip square open-loop resonatorsfor cross-coupled planar microwave filters’, *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol. 44,no. 11, pp. 2099–2109, **Novembre 1996**.
- [20] J.-S. Hong and M. Lancaster, ‘Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters’, *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol. 46, no. 1, pp. 118–122,**December 1998**.
- [21] J.-S. Hong and M. Lancaster, ‘Compact microwave elliptic function filter using novelmicrostrip meander open-loop resonators’, *IEE Electronic letters*, vol. 32, no. 6, pp. 563–564, **March 1996**.
- [22] G. L. Matthaei, N. O. Fenzi, R. Forse, and S. Rohlfig, ‘Narrow-band hairpin combfilters for hts and other applications’, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*,**June 1996**, pp. 457–460.
- [23] M. Makimoto and S. Yamashita, ‘Bandpass filters using parallel coupled striplinestepped impedance resonators’, *Proceedings to IEEE*, vol. 67, pp. 16–19, **January 1979**.

- [24] R. ESSAADALI, *Conception et Réalisation d'un Transmetteur Radio Fréquence Multistandard pour les Communications sans fil et la Radionavigation*, Mémoire présentée à l'école de technologie supérieure, Université du Québec, **6 juillet 2009**.

**Chapitre 3**  
**Méthode WCIP**  
**(Wave Concept Iterative**  
**Procedure)**

## Chapitre 3

# Méthode WCIP (Wave Concept Iterative Procedure)

### 1. Introduction

La diffraction des ondes électromagnétiques a fait l'objet de nombreuses études, dont découlent plusieurs méthodes numériques, telles que la méthode des éléments finie, la méthode de moments, la méthode TLM, la méthode de différence finis,... Ces méthodes sont limitées dans leurs applications, elles nécessitent un espace mémoire assez important lorsque la structure à caractériser comporte beaucoup d'éléments et elle ne possède pas l'aspect périodique. La méthode itérative basée sur le concept d'onde (W.C.I.P : Wave Concept Iterative Procedure) est une méthode qui s'applique à toutes les formes de structures et quel que soit la dimension de l'obstacle. L'originalité de cette méthode est sa facilité de mise en œuvre due à l'utilisation des modes de boîtier enfermant la structure à caractériser et sa rapidité due essentiellement à l'utilisation systématique de la FFT bidimensionnelle. L'expression analytique du processus itératif comporte un système de deux équations. Une écrite dans le domaine spatial caractérisant la géométrie de la structure étudiée, l'autre exprimée dans le domaine modal suite à l'indépendance des modes dans ce domaine. Le passage entre les deux domaines se fait par l'intermédiaire d'une transformée modale rapide FMT, et respectivement d'une transformée inverse  $FMT^{-1}$ . Cette méthode contrairement aux diverses méthodes intégrales et différentielles, ne fait pas usage de nouveaux produits scalaires ni à une inversion matricielle si la structure est changée. La dite méthode nous permettra de déterminer la répartition des champs électromagnétiques en tous points de la surface du circuit. Elle nous permettra de définir les paramètres Z, Y ou S de la structure à étudier, qui se trouve placée dans un boîtier et ce afin de définir la base de décomposition des champs.

## 2. Méthodes d'analyse

Plusieurs méthodes d'analyse des structures microrubans ont été utilisées. Elles sont différentes quant aux principes et limitations. Nous pourrions les classer en deux catégories principales : *Méthodes Analytiques et les Méthodes numériques*.

### 2.1. Méthode analytiques

Elles prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du circuit en question. En premier lieu parmi ces méthodes, on peut citer le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité.

#### 2.1.1. Modèle de la ligne de transmission

Le Modèle de la ligne de transmission est le plus simple. Il donne de bonnes interprétations physiques mais modélise difficilement le couplage. Cette méthode est la moins précise de toutes les autres et manque de souplesse. Cependant elle donne un bon aperçu physique du fonctionnement du filtre.

Le traitement théorique basé sur le modèle de la ligne de transmission (MLT) était le premier et le plus simple modèle utilisé pour l'analyse et la synthèse des antennes microrubans [1]. Malgré son caractère empirique, le modèle de la ligne de transmission peut être comparable en précision aux modèles les plus complexes surtout pour les substrats électriquement minces, il permet une bonne interprétation physique mais modélise difficilement le couplage.

Développé en premier lieu pour les patchs rectangulaires [2], ce modèle a été amélioré pour permettre la modélisation d'autres formes de patch [3], [4], la prise en charge du couplage [5], les substrats multicouches et les surfaces non planaires telle que la surface cylindrique [6].

#### 2.1.2. Modèle de la cavité

Le modèle de la cavité offre la simplicité et la visibilité physique dans l'analyse des filtres microrubans. Un filtre imprimée peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques (le plan de masse et le ruban), deux murs magnétiques verticaux et deux murs verticaux ayant une impédance de surface prenant en considération la charge et la source. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les débordements des lignes des champs sur les bords de la ligne microruban au niveau des discontinuités [7], [8].

Les champs à l'intérieur de la cavité peuvent être exprimés en fonction de modes discrets satis faisant individuellement des conditions aux limites appropriées. Une fois ces champs connus, le champ sur le ruban, la densité de courant et l'impédance d'entrée seront alors déduits. Ce modèle n'est valide que pour des substrats électriquement minces et modélise difficilement le couplage [9].

## 2.2. Méthodes numériques

Plusieurs méthodes numériques ont été développées pour modéliser et étudier des circuits micro-ondes en technologie micro-ruban à savoir les méthodes intégrales et différentielles.

### 2.2.1. Méthode des Moments

La méthode des Moments (MoM) est une méthode fréquentielle permettant de résoudre les équations de Maxwell sous forme intégrale en les réduisant à un système linéaire d'équations.

On transforme en premier lieu l'équation intégrale régissant le problème physique en une matrice représentant des sommes de fonctions pondérées. On évalue ensuite les éléments de cette matrice. Enfin, on résout le système matriciel. Cette méthode a été popularisée dans le cadre du Génie Électrique par Harrington [10]. Elle est très utilisée pour la modélisation des problèmes des antennes et de transitions entre guides, ainsi que pour les circuits planaires comportant les filtres microrubans.

La méthode des moments permet de réduire une relation fonctionnelle en une relation matricielle. Elle permet ainsi de déterminer la distribution de courant permettant au champ résultant de satisfaire les conditions aux limites, et ce, en décomposant le courant dans une base de fonctions permettant de transformer des équations intégrales en un système linéaire [11].

Les principaux avantages de la méthode MoM sont :

- Mailler seulement la géométrie de la structure à étudier sans mailler son environnement.
- Peu de mailles sont nécessaires pour résoudre le problème.
- Le temps de calcul est faible (maillage surfacique).

Inconvénients :

- La résolution des structures où la géométrie contient différents milieux diélectriques ou magnétiques se révèle délicate.
- La résolution est effectuée dans le domaine fréquentiel, ce qui complique le traitement des non linéarités [11].

### 2.2.2. Méthode des différences finies

La méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD) est l'une des méthodes les plus anciennes, les plus répandues et les plus utilisées en modélisation électromagnétique. Elle permet de modéliser la structure à étudier d'une manière très proche de la réalité. Elle est basée sur la résolution discrète des équations de Maxwell dans le domaine temporel. Les dérivées des grandeurs par rapport au temps et à l'espace sont approchées par des développements limités [11].

Les avantages principaux de la méthode FDTD sont :

- Maillage non structuré (géométrie complexe) 3D
- Adaptée pour les structures non homogènes

Inconvénients :

- Le temps de calcul est élevé si on s'intéresse à une petite bande de fréquence

### 2.2.3. Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis (FEM) a été conceptualisée par A. Hertz et R. Courant dans les années 1940. Elle s'applique aux dispositifs microondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode.

Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimise la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle :  $[J] = [Y] \cdot [E]$ .

Où  $[J]$  représente les sources de courant et  $[E]$  représente les champs électriques inconnus. La matrice  $[Y]$  qui décrit la géométrie et les contraintes de frontières, est généralement clairsemée car chaque élément n'interagit qu'avec ses voisins. Les grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculés à partir des champs électriques [12].

Les principaux avantages de la méthode FEM sont [11]:

- La simplification de la modélisation des phénomènes discontinus.
- La manipulation facile des géométries très complexes.
- La gestion d'une grande variété de problèmes d'ingénierie.
- La gestion des contraintes complexes.

Inconvénients [11] :

- Le temps de calcul est élevé (maillage volumique).
- Besoin d'un grand espace mémoire

#### 2.2.4. Méthode itérative « WCIP »

La méthode itérative *WCIP* (*Wave Concept Iterative Procedure*) est basée sur le concept d'onde. Elle a été initiée par Pr. H. Baudrand depuis les années 1995. Elle permet la résolution des problèmes de diffraction électromagnétique et l'analyse des circuits planaires. La WCIP est une méthode intégrale bien adaptée à la caractérisation des circuits multicouches. Le principe de cette méthode simple et efficace est de mettre en relation les ondes incidentes et les ondes réfléchies dans les milieux autour des discontinuités en exprimant la réflexion dans le domaine modal et la diffraction dans le domaine spatial. La transition entre les deux domaines se fait à travers une Transformation Modale Rapide (FMT), respectivement, et sa transformation inverse  $FMT^{-1}$ . Le processus itératif est arrêté à une convergence des paramètres physiques observés. L'originalité de cette méthode est double: sa facilité d'application en raison de l'absence des fonctions de test et son temps de calcul rapide, essentiellement dû à l'utilisation systématique de la Transformée en Mode Rapide FMT et d'un faible nombre d'inconnues [11].

### 3. Développement de la méthode

Pour lancer la méthode WCIP, les ondes incidentes et réfléchies doivent être définies en conjonction avec les coefficients de diffraction et de réflexion. La méthode est appliquée à une structure planaire constituée de deux domaines diélectrique et métallique comme le montre la figure 3.1.a.

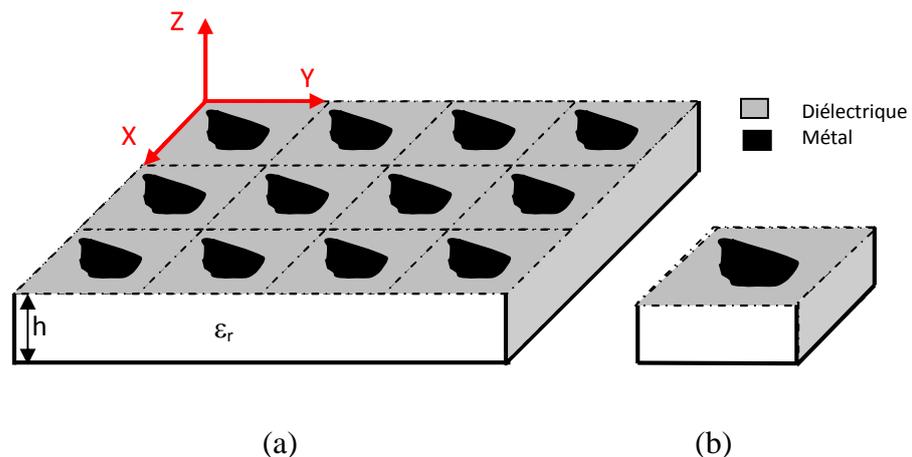


Figure 3.1 Structure planaire à patches de forme arbitraire  
(a) Structure planaire périodique (b) Cellule unitaire

La structure est constituée de cellules identiques et elle est considérée périodique. Les lignes pointillées représentent les murs périodiques virtuels qui entourent la cellule unitaire représentée dans la figure 3.1.b.

### 3.1. Concept d'ondes (Définition des Ondes)

Soient deux régions distinctes caractérisées par  $(\epsilon_{r1}, \mu_1, \sigma_1)$  et  $(\epsilon_{r2}, \mu_2, \sigma_2)$  séparées par un plan  $\Omega$  d'épaisseur négligeable ( $\sigma = 0$ ) sur le quel est imprimé un circuit. Nous définissons les deux plans fictifs  $\Omega_1$  et  $\Omega_2$ , infiniment voisins au plan  $\Omega$  comme le montre la figure 3.2.

En excitant la structure par une source d'ondes  $A_0$ , on pourra générer les ondes  $(B_1^{(0)} e B_2^{(0)})$  de part et d'autre du plan  $\Omega$ . Ces ondes seront réfléchies par les moitiés supérieure et inférieure du boîtier pour donner naissance aux ondes  $(A_1^{(1)} e A_2^{(1)})$ . Ces dernières constituent les ondes incidentes de l'itération suivante. Elles se diffractent sur le plan du circuit donnant naissance aux ondes  $(B_1^{(1)} e B_2^{(1)})$ . Celles-ci seront à leurs tours réfléchies par les moitiés inférieure et supérieure du boîtier pour donner ensuite des ondes incidentes de la deuxième itération notées  $(A_1^{(2)} e A_2^{(2)})$  et ainsi de suite jusqu'à la convergence [13].

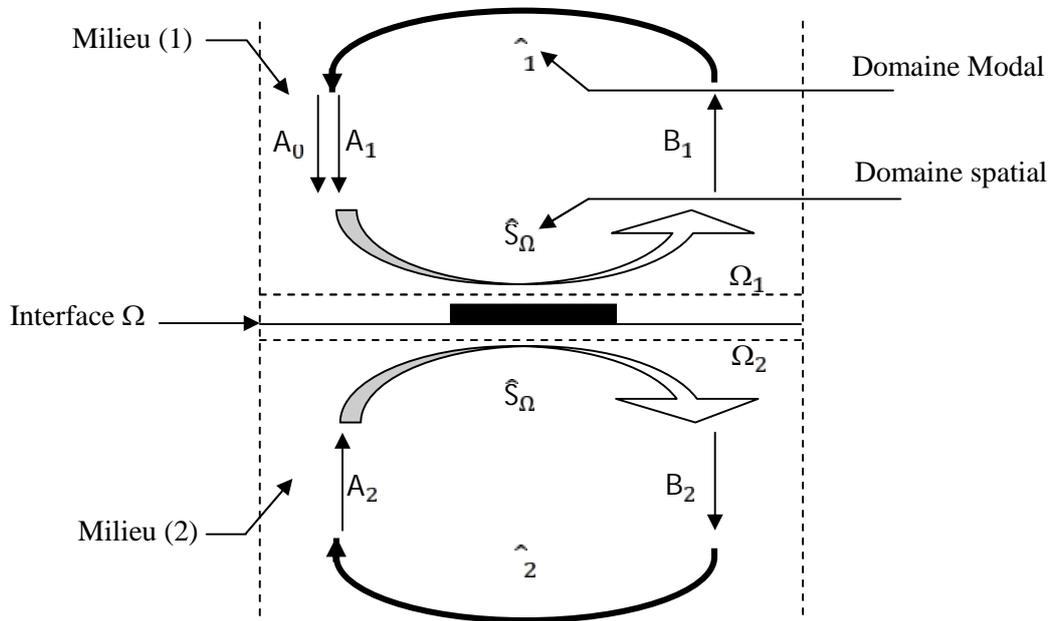


Figure 3.2 Définition des ondes incidentes et réfléchies

Les ondes incidentes  $A_i$  et les ondes réfléchies  $B_i$  sont donné en fonction des champs électriques et magnétiques transverses à l'interface en tant que [14] :

$$\vec{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{E}_T + Z_{0i}(\vec{H}_T \times \vec{n})) \quad (3.1)$$

$$\vec{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{E}_T - Z_{0i}(\vec{H}_T \times \vec{n})) \quad (3.2)$$

$Z_{0i}$  désigne l'impédance d'onde du milieu  $i$ , ( $i$  est l'indice de milieu ( $i=1, 2$ )), et a pour expression  $Z_{0i} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_i \epsilon_0}}$ . Cette valeur est calculée à partir du rapport  $\frac{|E_i|}{|H_i|}$ .

$E_i$  et  $H_i$  désignent respectivement le champ magnétique et électrique tangentiels à l'interface .

Etant donné que la densité de courant de surface des deux supports à l'interface est donnée par:

$$\vec{J}_i = \vec{H}_T \times \vec{n} \quad (3.3)$$

A partir des équations (3.1), (3.2) et (3.3), les ondes transversales  $\vec{A}_i^{(\kappa)}$  et  $\vec{B}_i^{(\kappa)}$  peuvent être utilisées pour calculer les champs électriques et l'intensité du courant tangentielle sur chacun des deux côtés de l'interface comme [15]:

$$\begin{cases} \vec{E}_i = \sqrt{Z_{0i}} (\vec{A}_i + \vec{B}_i) \\ \vec{J}_i = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{A}_i - \vec{B}_i) \end{cases} \quad (3.4)$$

### 3.2. Opérateur de diffraction $\hat{S}$

L'opérateur de diffraction  $\hat{S}$  est défini dans le domaine spatial. Il traduit les conditions aux limites et les conditions de continuité sur les différents domaines. Cet opérateur relie les ondes incidentes et réfléchies générées de part et d'autre par la surface de diffraction [15]:

$$\vec{B}_i^{(\kappa)} = \hat{S}_\Omega \vec{A}_i^{(\kappa)} \quad (3.5)$$

Nous pouvons définir deux opérateurs relatifs aux trois domaines (métal, diélectrique, source).

Pour bien décrire le circuit dans le domaine spatial, nous allons discrétiser l'interface sous forme de pixels et nous introduisons les échelons d'Heaviside,  $H_m$ ,  $H_d$  comme fonction indicatrice de domaine sachant que :

$$\begin{cases} H_m = 1 & \text{le métal} \\ H_m = 0 & \text{a} \end{cases} \quad (3.6)$$

$$\begin{cases} H_d = 1 \text{ si } l \text{ et } d \text{ élé} \\ H_d = 0 \text{ a} \end{cases} \quad (3.7)$$

### 3.2.1. Domaine métallique $\hat{S}_M$

Le champ électrique tangentiel de part et d'autre de l'interface est nul sur le métal, ce qui s'exprime par [15]:

$$\vec{E}_1 = \vec{E}_2 = \vec{0} \quad (3.8)$$

En remplaçant (3.4) dans (3.8) on obtient :

$$\sqrt{Z_0} (\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = \sqrt{Z_0} (\vec{A}_2 + \vec{B}_2) = \vec{0} \quad (3.9)$$

Ce qui permet d'en déduire que:

$$\begin{cases} \vec{B}_1 = -\vec{A}_1 \\ \vec{B}_2 = -\vec{A}_2 \end{cases} \quad \begin{vmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{vmatrix} \quad (3.10)$$

L'opérateur de diffraction  $\hat{S}_M$  du domaine métallique est donné en termes de la fonction génératrice du domaine métallique  $H_M$  par :

$$[\hat{S}_M] = \begin{vmatrix} -H_M & 0 \\ 0 & -H_M \end{vmatrix} \quad (3.11)$$

Les deux relations précédentes peuvent se mettre sous la forme d'un système matriciel liant les ondes incidentes et les ondes réfléchies au niveau de l'interface ( ) en fonction de la fonction génératrice du domaine métallique  $H_m$  :

$$\begin{vmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -H_M & 0 \\ 0 & -H_M \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{vmatrix} \quad (3.12)$$

### 3.2.2. Domaine diélectrique $\hat{S}_d$

Les conditions de continuité et les conditions aux limites des champs électromagnétiques transverses sur le domaine diélectrique impliquent que la densité de courant totale est nulle et que les champs électriques de part et d'autre de l'interface sont identiques, d'où la relation [15] :

$$\begin{cases} \vec{J}_t = \vec{J}_1 + \vec{J}_2 = \vec{0} \\ \vec{E}_1 = \vec{E}_2 \end{cases} \quad (3.13)$$

En termes d'ondes, les équations du système (3.4) dans ce cas particulier deviennent:

$$\begin{cases} \sqrt{Z_0} (A_1 + B_1) = \sqrt{Z_0} (A_2 + B_2) \\ \frac{1}{\sqrt{Z_0}} (A_1 - B_1) = -\frac{1}{\sqrt{Z_0}} (A_2 - B_2) \end{cases} \quad (3.14)$$

Pour satisfaire les propriétés électromagnétiques sur le domaine diélectrique, l'équation (3.8) doit être résolue simultanément afin d'établir le système liant les ondes réfléchies et les ondes incidentes. Ce système est exprimé en termes de la fonction génératrice diélectrique  $H_d$  et les composantes relatives au milieu, il est décrit par les relations suivantes [15]:

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1-N^2}{1+N^2} H_d & \frac{2N}{1+N^2} H_d \\ \frac{2N}{1+N^2} H_d & -\frac{1-N^2}{1+N^2} H_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$N = \sqrt{\frac{Z_0}{Z_0}}$$

### 3.2.3. Opérateur de diffraction à l'interface $\Omega$

L'addition des deux opérateurs de diffraction  $\hat{S}_M$  et  $\hat{S}_d$  permet la définition de l'opérateur  $\hat{S}$  à l'interface comme:

$$[\hat{S}_\Omega] = \begin{bmatrix} -H_M + \frac{1-N^2}{1+N^2} H_d & \frac{2N}{1+N^2} H_d \\ \frac{2N}{1+N^2} H_d & -H_M - \frac{1-N^2}{1+N^2} H_d \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

### 3.3. Opérateur de réflexion $\hat{F}$

L'opérateur  $\hat{F}$  traduit la réponse des fermetures du boîtier contenant la structure à étudier lie les ondes entrantes et sortantes dans le domaine modal. La relation entre les ondes dans le domaine modal est [15]:

$$\vec{A}_i^{(k+1)} = \hat{F}_i B_i^{(k)} + \vec{A}_0 \quad (3.17)$$

A chaque demi-espace de part et d'autre du plan , on donne la relation suivante [16]:

$$J_i = \hat{Y}_i E_i \quad (3.18)$$

En combinons l'équation (3.4) avec l'équation de relation de fermeture (3.18), on peut écrire [16]:

$$\begin{cases} \frac{A_i}{\sqrt{Z_{0i}}} - \frac{B_i}{\sqrt{Z_{0i}}} = Y \sqrt{Z_{0i}} (B_i + A_i) \\ A_i \left( \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} - Y \sqrt{Z_{0i}} \right) = B_i \left( Y \sqrt{Z_{0i}} + \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} \right) \end{cases} \quad (3.19)$$

La relation entre les ondes incidentes et réfléchies est déduite par l'équation suivante :

$$B_i = \frac{1 - Z_{0i} Y}{1 + Z_{0i} Y} A_i \quad (3.20)$$

L'expression de l'opérateur réflexion est donnée par la relation (3.21) :

$$i_m^\alpha = \frac{1 - Z_{0i} Y_m^\alpha}{1 + Z_{0i} Y_m^\alpha} \quad (3.21)$$

Avec

$$Y_m^T = \frac{\gamma_m^{(i)}}{j^i \varepsilon_0 \mu_0}, Y_m^T = \frac{j^i \varepsilon_0 \mu_0}{\gamma_m^{(i)}} \quad (3.22)$$

$$\alpha = T, T$$

Dans le cas **court-circuité** [15]

$$Y_m^\alpha c_i = \hat{Y}_m^\alpha \coth(\gamma_m^{(i)} h_i) \quad (3.23)$$

Dans le cas **circuit ouvert** [15]

$$Y_m^\alpha c_i = \hat{Y}_m^\alpha \tanh(\gamma_m^{(i)} h_i) \quad (3.24)$$

La constante de propagation est donnée par :

$$\gamma_m^{(i)} = \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 - k_0^2 \varepsilon_r} \quad (3.25)$$

$k_0$  étant le nombre d'ondes dans le vide à la fréquence de travail et  $\gamma_m^{(i)}$  la constante de propagation dans le milieu  $i$ .

$m, n$  : désignant l'indice relatif aux modes ;

a : Correspondant à la dimension du boîtier en fermant le circuit suivant l'axe (ox) ;

b : Correspondant à la dimension du boîtier en fermant le circuit suivant l'axe (oy) ;

$\mu_0$  : Permittivité magnétique du vide ;

$\varepsilon_0$  : Permittivité électrique du vide ;

$\varepsilon_r$  : Permittivité relative du milieu i ;

$\omega$  : Pulsation angulaire égale à  $2.\pi . f$ .

La relation entre les ondes dans le domaine modale sera :

$$\begin{pmatrix} A_i^T \\ A_i^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T & 0 \\ 0 & T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_i^T \\ B_i^T \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

i =1,2 est l'indice de milieu. TE et TM désignent les modes TE (Transverse Electric) et les modes TM (Transverse Magnetic).

### 3.4. Transformée rapide en modes (FMT)

On a donc défini deux relations (3.5) et (3.17) qui lient les ondes entrantes et sortantes. Ces deux relations ne sont pas définies dans le même espace puisque l'opérateur de réflexion n'est pas encore connu dans le domaine spatial et il reste uniquement connu dans le domaine modal. Le passage d'un domaine à l'autre doit se faire rapidement d'où l'utilisation d'une transformée en mode rapide et de son inverse [18].

La transformée de Fourier en mode est une fonction permettant de définir les amplitudes des modes à partir des amplitudes sur les pixels dans le domaine spatial. Son utilisation dans la méthode itérative permet un temps de calcul faible puisque la FMT est basée sur la FFT bidimensionnelle intégrée dans la plus part des logiciel de calcul.

La FMT nécessite donc une discrétisation des domaines spatial et modal.

La transformé en mode (FMT), et la transformé en mode inverse, permettent respectivement le passage du domaine spatial au domaine modale, et du domaine modale au domaine spatial comme le résume les équations (3.27) et (3.28).

$$B_M = F (B_S) \quad (3.27)$$

On accède aussi aux ondes dans le domaine spatial en fonction des ondes dans le domaine modal par :

$$A_S = F^{-1}(A_M) \quad (3.28)$$

Avec

$$F = F^{-1} \begin{pmatrix} K_y & -K_x \\ K_x & K_y \end{pmatrix} (T) \text{ et } F^{-1} = I - \frac{1}{2} (T^{-1} A_M)$$

Avec  $T$  et l'opérateur de transition dans le domaine spectral l'opérateur de transition inverse  $T^{-1}$  dans le domaine modal [15].

$$T = \begin{pmatrix} K_y & -K_x \\ K_x & K_y \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

$$T^{-1} = \begin{pmatrix} K_y & K_x \\ -K_x & K_y \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

$$F \begin{pmatrix} E_x(x, y) \\ E_y(x, y) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_m^T \\ B_m^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_y & -K_x \\ K_x & K_y \end{pmatrix} F^{-1} \begin{pmatrix} E_x(x, y) \\ E_y(x, y) \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

$$F^{-1} \begin{pmatrix} B_m^T \\ B_m^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_x(x, y) \\ E_y(x, y) \end{pmatrix} = F^{-1} \begin{pmatrix} K_y & K_x \\ -K_x & K_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_m^T \\ B_m^T \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

Et  $K_x$   $K_y$  deux équations

$$K_x = \frac{m}{a} K_m \quad (3.33)$$

$$K_y = \frac{n}{a} K_m \quad (3.34)$$

Avec

$$K_m = \frac{1}{\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}} \quad (3.35)$$

### 3.5. Processus itératif

Le processus itératif consiste à établir une relation de récurrence entre les ondes incidentes et réfléchies dans ces deux domaines. Le passage d'un domaine à l'autre est assuré par la FMT et son inverse  $FMT^{-1}$ .

Pour clarifier l'emploi de la méthode itérative, on considérera qu'à l'initialisation, une structure de filtrage FSS (Frequency Selective Surfaces) est éclairée par une onde plane  $A_0$  polarisée suivant la direction (ox).

Cette onde  $A_0$  se diffracte sur l'interface, en donnant naissance aux deux ondes diffractées  $B_1$  et  $B_2$  issues des deux côtés de l'interface. Les ondes diffractées  $B_i$  sont à leurs tours réfléchies des murs de fermeture de la structure enfermer dans le boîtier à murs périodiques. En leurs ajoutant la source, les ondes incidentes dans le cas de la deuxième itération sont prêtes [19]. Les

équations (3.36-3.41) résument le processus itératif lors de la première itération, deuxième itération et la  $k^{\text{ième}}$  itération. Le processus itératif est résumé par l'algorithme donné dans la figure 3.3 [20].

*A la 1<sup>ère</sup> itération*

$$\begin{vmatrix} \vec{B}_1^{(1)} \\ \vec{B}_2^{(1)} \end{vmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{vmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{vmatrix} \quad (3.36)$$

$$\text{Avec } \vec{A}_1^{(0)} = \vec{A}_0$$

$$\begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(1)} \\ \vec{A}_2^{(1)} \end{vmatrix} = \sim \begin{vmatrix} \vec{B}_1^{(1)} \\ \vec{B}_2^{(1)} \end{vmatrix} \quad (3.37)$$

*A la 2<sup>ème</sup> itération*

$$\begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(2)} \\ \vec{A}_2^{(2)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(1)} \\ \vec{A}_2^{(1)} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{vmatrix} \quad (3.38)$$

$$\begin{vmatrix} \vec{B}_1^{(2)} \\ \vec{B}_2^{(2)} \end{vmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(2)} \\ \vec{A}_2^{(2)} \end{vmatrix} \quad (3.39)$$

*A la  $k^{\text{ième}}$  itération*

$$\begin{vmatrix} \vec{B}_1^{(k)} \\ \vec{B}_2^{(k)} \end{vmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(k)} \\ \vec{A}_2^{(k)} \end{vmatrix} \quad (3.40)$$

$$\begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(k+1)} \\ \vec{A}_2^{(k+1)} \end{vmatrix} = \sim \begin{vmatrix} \vec{B}_1^{(k)} \\ \vec{B}_2^{(k)} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{vmatrix} \quad (3.41)$$

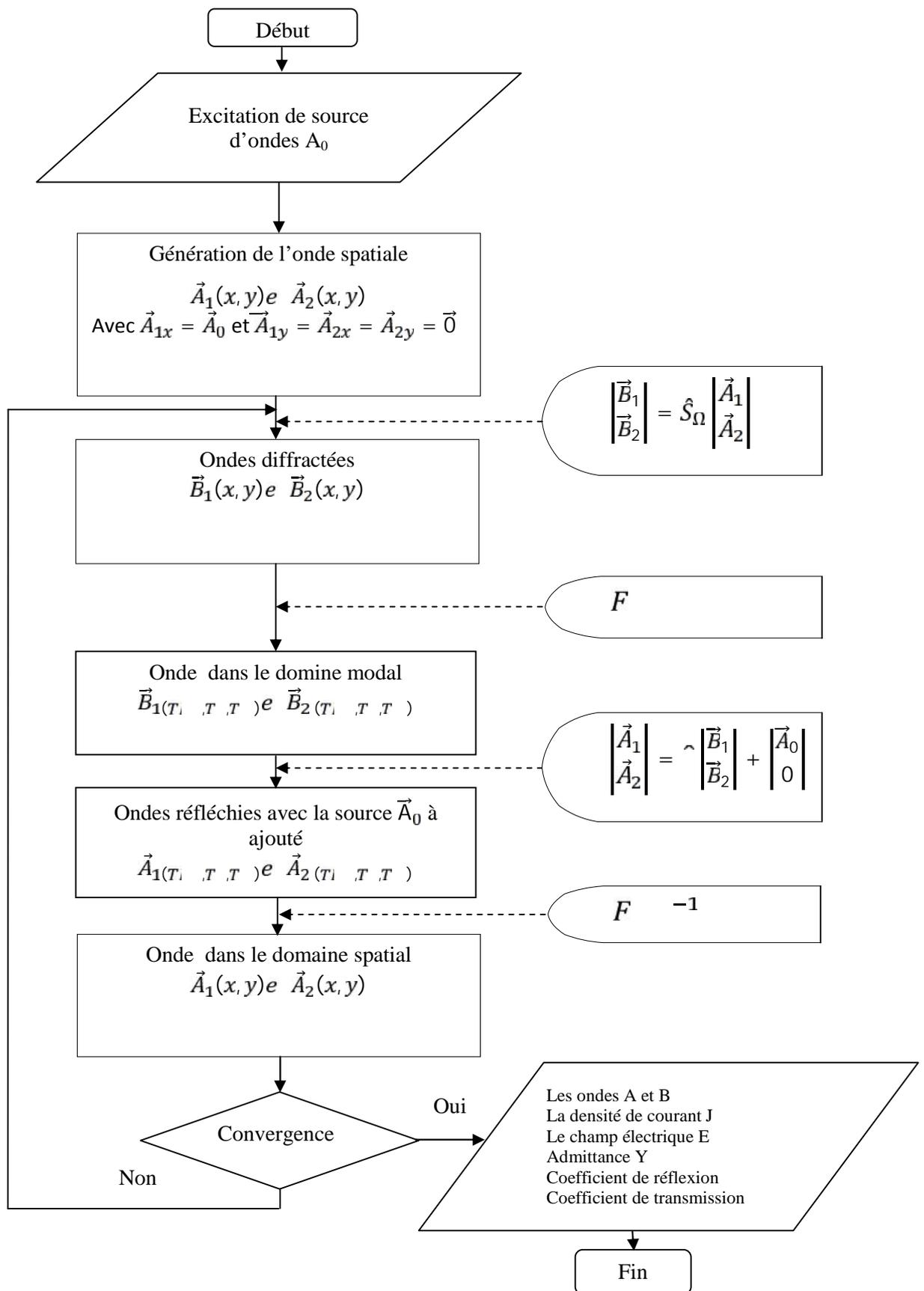


Figure 3.3 Organigramme du processus itératif

Finalement, les ondes incidentes et réfléchies sont donc liées par le système suivant :

$$\vec{B}_i^{(k)} = \hat{S}_\Omega \vec{A}_i^{(k)} \quad (3.42)$$

$$\vec{A}_i^{(k+1)} = \hat{\Gamma}_i \vec{B}_i^{(k)} + \vec{A}_0 \quad (3.43)$$

$$B_M = F (B_S) \quad (3.44)$$

$$A_S = F^{-1}(A_M) \quad (3.45)$$

#### 4. Application de la méthode WCIP à une structure planaire constituée d'un pixel diélectrique entouré de huit pixels métalliques

Pour se familiariser avec la méthode itérative, un exemple purement académique constitué d'une FSS dont l'interface comporte huit pixels métalliques entourant un pixel diélectrique. Cette structure de filtrage est présentée dans la figure 3.4.

La méthode est utilisée avec une incidence normale d'une onde plane polarisée selon la direction de x. Un maillage de 3 pixels par 3 pixels est utilisé et le processus itératif est arrêté après 600 itérations.

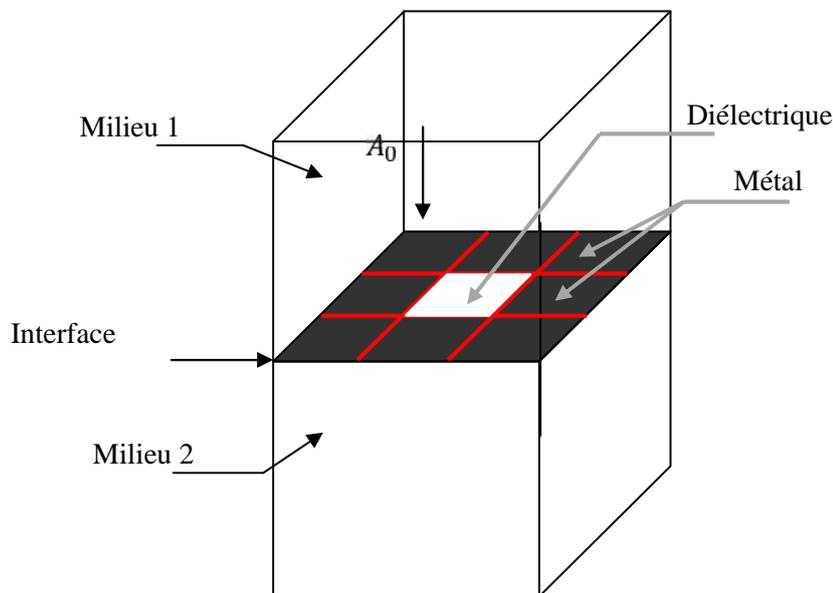


Figure 3.4 Structure planaire constituée de trois par trois pixels

La matrice de l'onde plane incidente est donnée comme  $A_0 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$

#### 4.1. Fonction indicatrice des domaines diélectrique et métallique ( $H_m$ et $H_d$ )

$H_m$  et  $H_d$  représentent les fonctions indicatrices des deux domaines métallique et diélectrique respectivement de la structure; et elles sont données par:

$$H_m = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } H_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La figure 3.5 représente les deux fonctions indicatrices de domaines métallique et diélectrique.

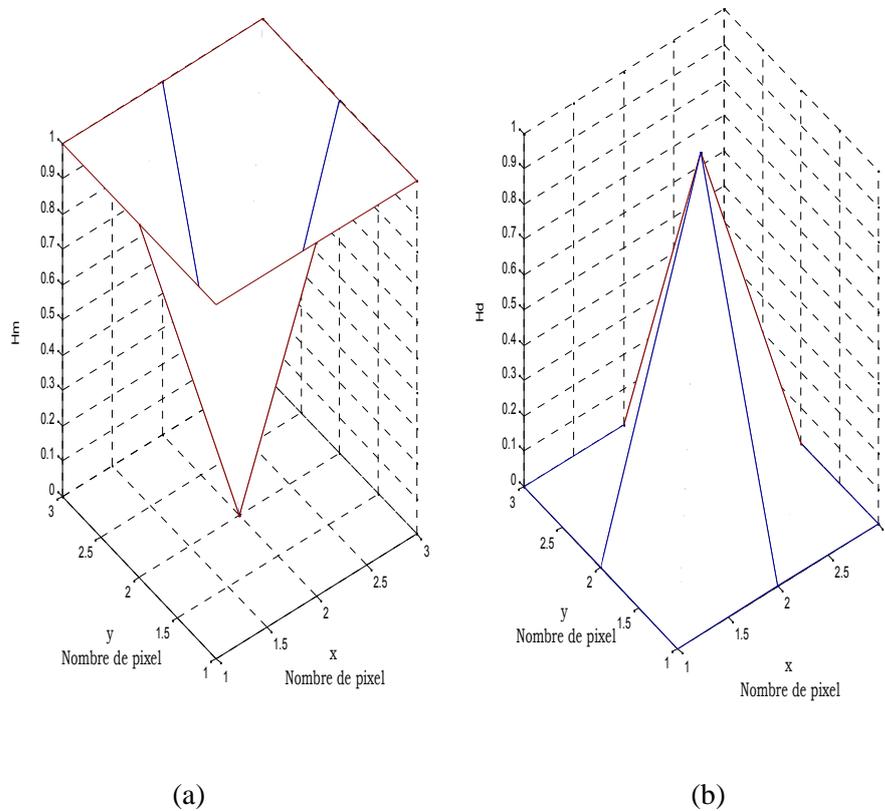


Figure 3.5 Fonctions indicatrices des domaines métallique et diélectrique

- (a) Fonction indicatrice du domaine métallique  $H_m$
- (b) Fonction indicatrice du domaine diélectrique  $H_d$

**4.2. Ondes incidentes  $A_i$  et ondes réfléchies  $B_i$  dans les domaines spatial et modal issue de la première itération**

En excitant la structure par une source d'ondes  $A_0$ , on pourra générer les ondes  $(B_1^{(0)} e B_2^{(0)})$  de part et d'autre du plan .

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_{1x}^{(1)} \\ \vec{B}_{2x}^{(1)} \end{bmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{bmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{matrix} B_{1x}^{(1)} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & 0 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \\ B_{2x}^{(1)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_{1y}^{(1)} \\ \vec{B}_{2y}^{(1)} \end{bmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad B_{1y}^{(1)} = B_{2y}^{(1)} = 0$$

Les ondes  $B_x$  et  $B_y$  sont données dans la figure 3.6.

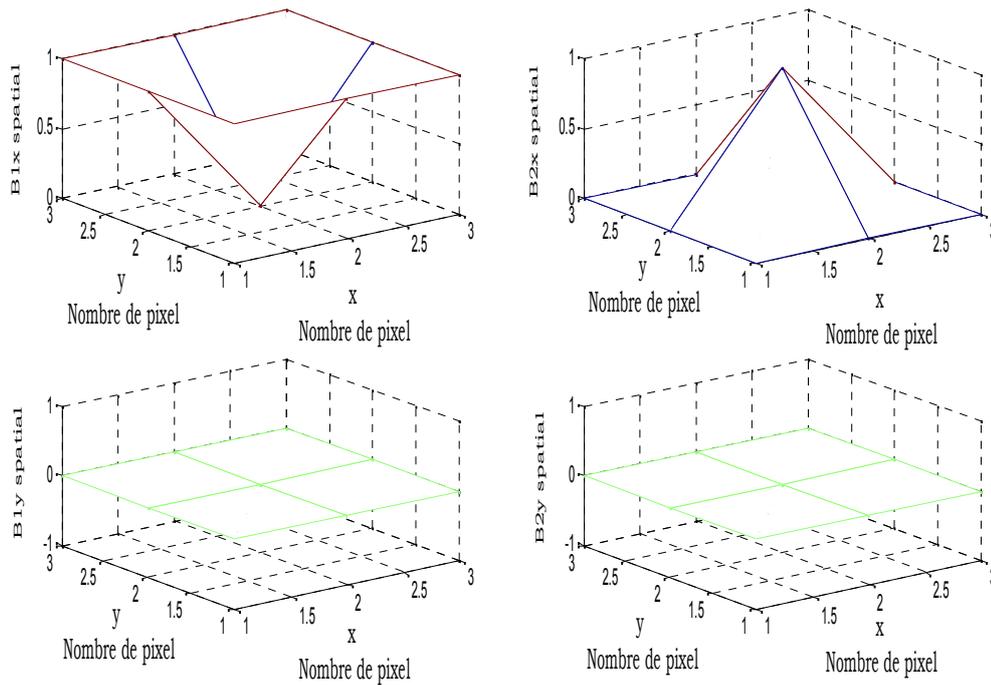


Figure 3.6 Ondes diffractées dans le domaine spatial

$$B_m = F (B_S)$$

$$B_{1,T} m = \begin{bmatrix} 0.3536 + 0.6124i & 0.5000 - 0.8660i & -0.7071 \\ 0 & -8.0000 & 0 \\ 0.7071 & -0.5000 - 0.8660i & -0.3536 + 0.6124i \end{bmatrix}$$

$$B_{2,T} m = \begin{bmatrix} 0.3536 + 0.6124i & 0.5000 - 0.8660i & -0.7071 \\ 0 & 1.0000 & 0 \\ 0.7071 & -0.5000 - 0.8660i & -0.3536 + 0.6124i \end{bmatrix}$$

$$B_{1,T} M = \begin{bmatrix} 0.3536 + 0.6124i & 0 & 0.7071 \\ 0.5000 - 0.8660i & 0 & -0.5000 - 0.8660i \\ -0.7071 & 0 & -0.3536 + 0.6124i \end{bmatrix}$$

$$B_{2,T} m = \begin{bmatrix} 0.3536 + 0.6124i & 0 & 0.7071 \\ 0.5000 - 0.8660i & 0 & -0.5000 - 0.8660i \\ -0.7071 & 0 & -0.3536 + 0.6124i \end{bmatrix}$$

Les éléments des matrices des ondes diffractées dans le domaine modal représentent les amplitudes des modes TE et TM constituant les ondes diffractées. Elles sont représentées par la figure 3.7.

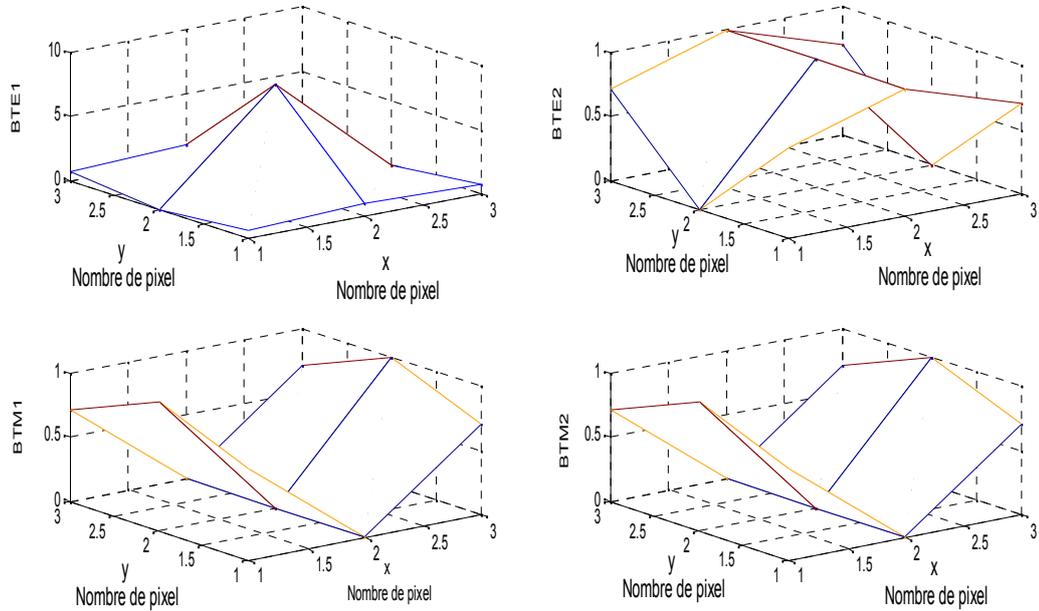


Figure 3.7 Ondes diffractées dans le domaine modal

Ces ondes seront réfléchies par les moitiés supérieure et inférieure du boîtier pour donner naissance aux ondes ( $A_1^{(1)}$  et  $A_2^{(1)}$ ).

$$\begin{bmatrix} \vec{A}_1^{(1)} \\ \vec{A}_2^{(1)} \end{bmatrix} = \hat{\sim} \begin{bmatrix} \vec{B}_1^{(1)} \\ \vec{B}_2^{(1)} \end{bmatrix}$$

$$A_{1,T} m = \begin{bmatrix} -0.6758 - 0.2081i & 0.5337 + 0.8457i & 0.5181 - 0.4812i \\ 0 & 0 & 0 \\ -0.5181 + 0.4812i & 0.9992 - 0.0394i & -0.1576 - 0.6893i \end{bmatrix}$$

$$A_{2T} m = \begin{bmatrix} -0.6758 - 0.2081i & 0.5337 + 0.8457i & 0.5181 - 0.4812i \\ 0 & 0 & 0 \\ -0.5181 + 0.4812i & 0.9992 - 0.0394i & -0.1576 - 0.6893i \end{bmatrix}$$

$$A_{1T} m = \begin{bmatrix} 0.6758 + 0.2081i & 0 & 0.5181 - 0.4812i \\ -0.5337 - 0.8457i & 0 & -0.9992 + 0.0394i \\ -0.5181 + 0.4812i & 0 & 0.1576 + 0.6893i \end{bmatrix}$$

$$A_{2T} m = \begin{bmatrix} 0.6758 + 0.2081i & 0 & 0.5181 - 0.4812i \\ -0.5337 - 0.8457i & 0 & -0.9992 + 0.0394i \\ -0.5181 + 0.4812i & 0 & 0.1576 + 0.6893i \end{bmatrix}$$

Ces ondes sont illustrées par la figure 3.8.

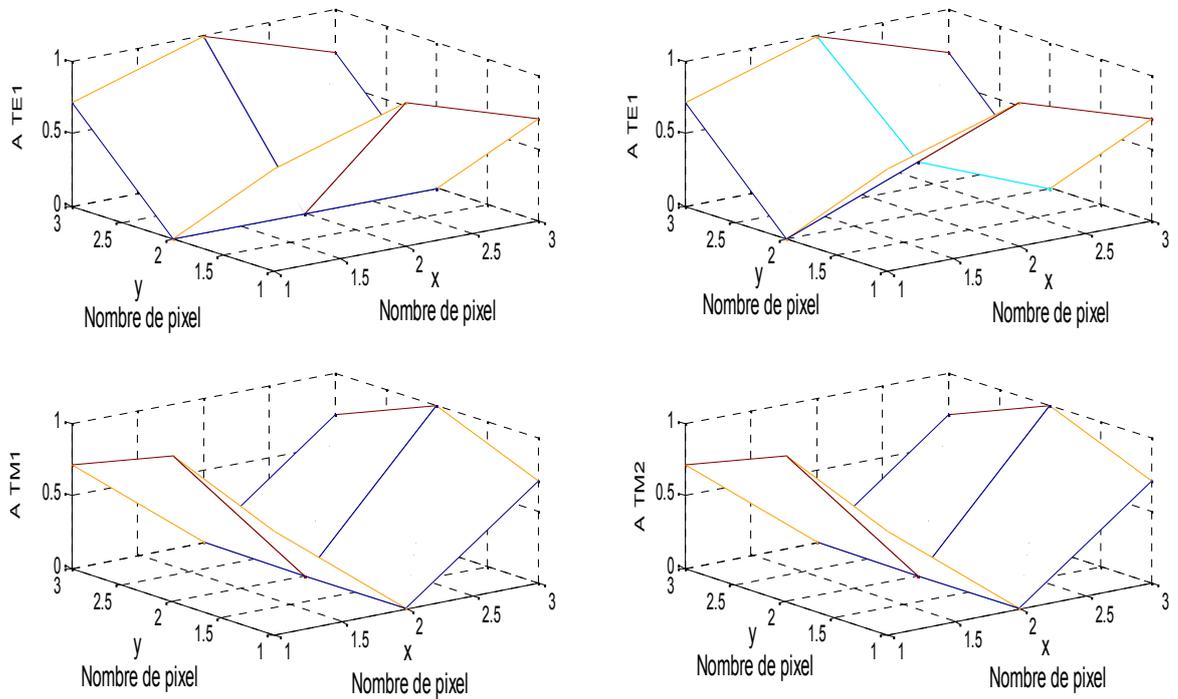


Figure 3.8 Ondes incidentes dans le domaine modal

On calcule l'onde **A** dans le domaine spatial par :

$$A_{S_i} = F^{-1}(A_S)$$

$$A_{1x_S} = \begin{bmatrix} 0 & -0.1552 + 0.2950i & -0.1779 - 0.2819i \\ 0.1552 - 0.2950i & 0 & 0 \\ 0.1779 + 0.2819i & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{2x_S} = \begin{bmatrix} 0 & -0.1552 + 0.2950i & -0.1779 - 0.2819i \\ 0.1552 - 0.2950i & 0 & 0 \\ 0.1779 + 0.2819i & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{1y\_S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0743 - 0.3249i & -0.3186 - 0.0981i \\ 0 & -0.3186 - 0.0981ii & -0.2443 + 0.2268i \end{bmatrix}$$

$$A_{2y\_S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0743 - 0.3249i & -0.3186 - 0.0981i \\ 0 & -0.3186 - 0.0981ii & -0.2443 + 0.2268i \end{bmatrix}$$

Ces dernières ondes constituent les ondes incidentes de l'itération suivante après qu'on en leur ajoute l'onde plan ce en incidence normale représentant la source. Elles sont diffractées sur l'interface du circuit donnant naissance aux ondes  $(B_1^{(1)} e B_2^{(1)})$ .

La figure 3.9 représente les ondes incidentes  $\vec{A}_i$  dans le domaine spatial.

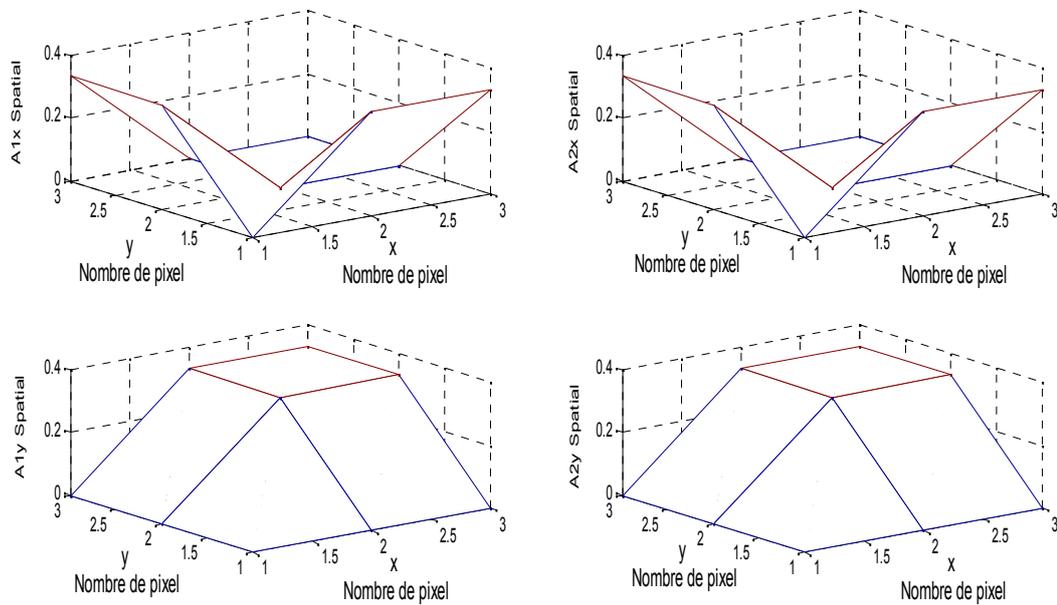


Figure 3.9 Ondes incidentes dans le domaine spatial

#### 4.2.1. Détermination de la densité de courant J et du champ électrique E

Le champ électrique et la densité du courant sur l'interface ( $\Omega$ =Diélectrique +Métal). Sont donnés en fonction de l'onde incidente  $\vec{A}_i$  et l'onde réfléchie  $\vec{B}_i$  par :

$$\vec{E}_i = \sqrt{Z_{oi}}(\vec{A}_i + \vec{B}_i) \tag{3.46}$$

$$\vec{J}_i = \frac{1}{\sqrt{Z_{oi}}}(\vec{A}_i - \vec{B}_i)$$

$$\begin{aligned} E_{1x} &= \sqrt{Z_0} (A_{1x} + A_{2x}) \\ E_{2x} &= \sqrt{Z_0} (A_{1x} + A_{2x}) \end{aligned} \tag{3.47}$$

$$\begin{aligned} E_{1y} &= \sqrt{Z_0} (A_{1y} + A_{2y}) \\ E_{2y} &= \sqrt{Z_0} (A_{1y} + A_{2y}) \end{aligned} \tag{3.48}$$

Les figures 3.10 et 3.11 donnent respectivement les champs électriques  $\mathbf{E}$  et la densité du courant de surface  $\mathbf{J}$  sur l'interface.

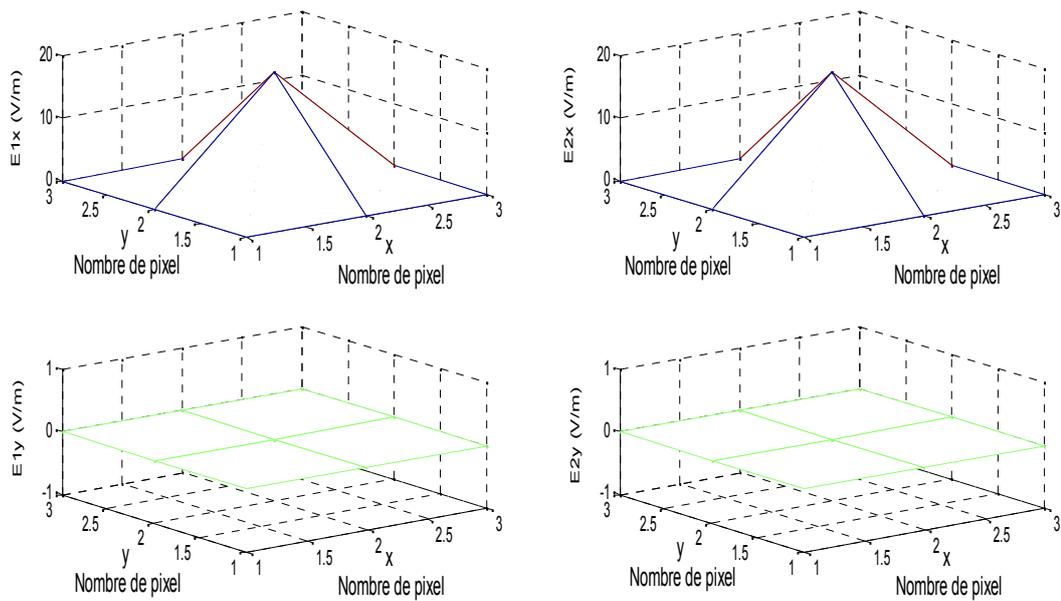


Figure 3.10 Champ électrique

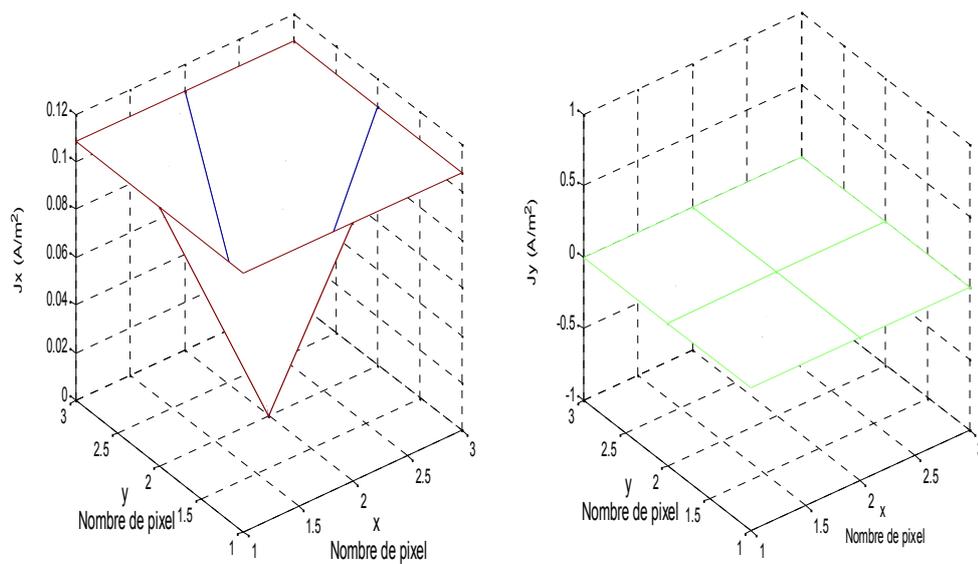


Figure 3.11 Densité de courant

**4.3. Ondes incidentes  $A_i$  et ondes réfléchies  $B_i$  dans les domaines spatial et modal issue de la deuxième itération**

Les ondes  $B$  et  $A$  dans les deux domaines spatial et spectral sont données par les figures 3.12, 3.13, 3.14 et 3.15.

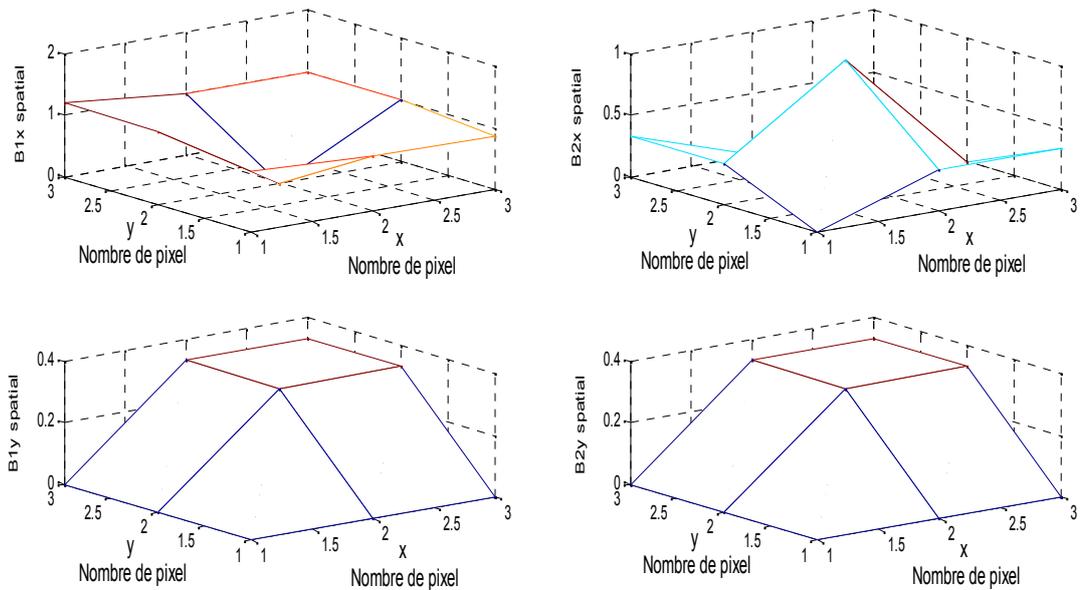


Figure 3.12 Ondes diffusées dans le domaine spatial

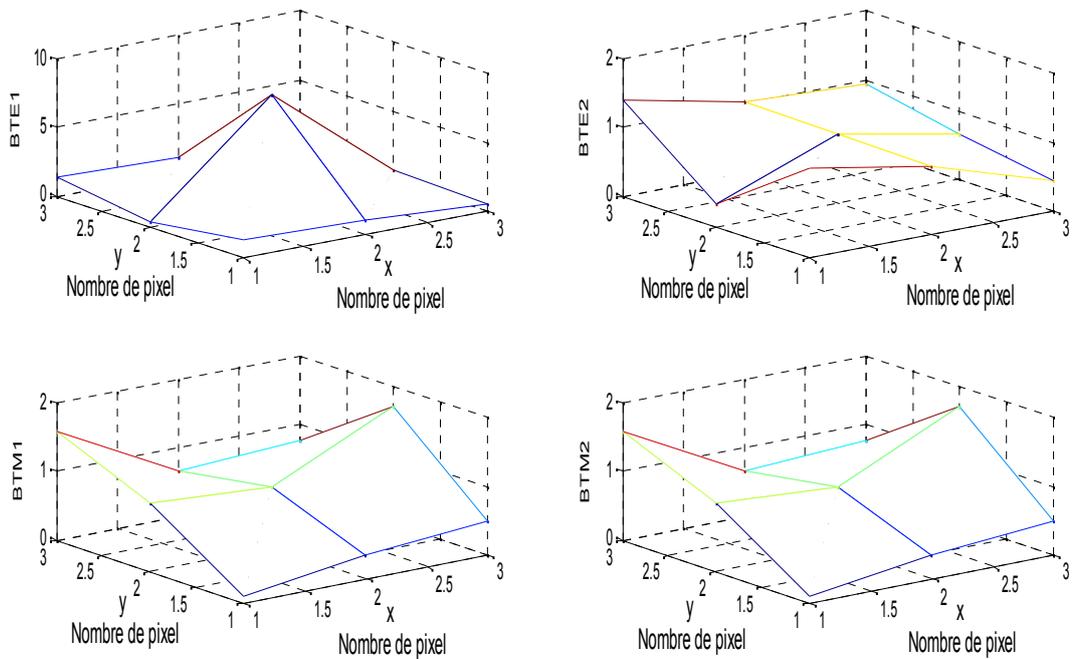


Figure 3.13 Ondes réfléchie dans le domaine modal

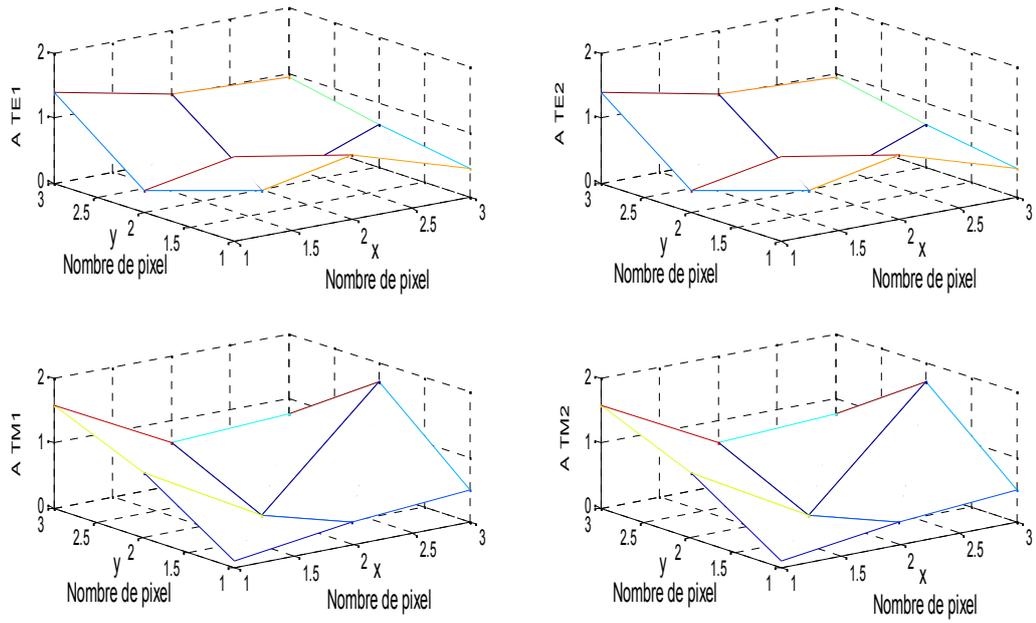


Figure 3.14 Ondes incidentes dans le domaine modal

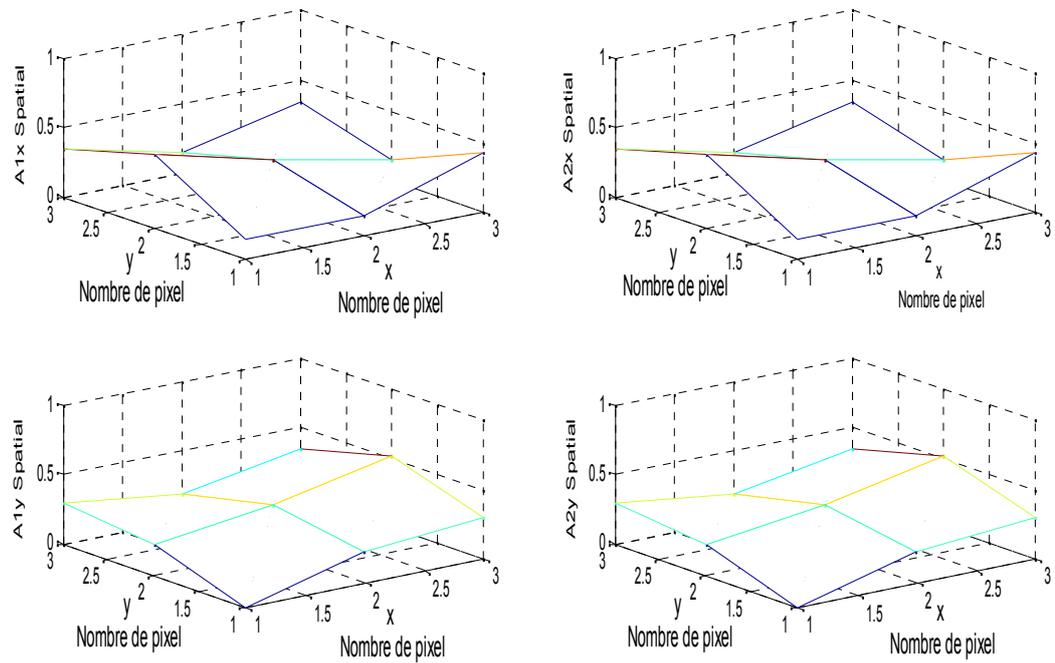


Figure 3.15 Ondes incidentes dans le domaine spatial

### 4.3.1. Densité du courant $J$ et le champ électrique $E$

La densité du courant  $J$  et le champ électrique  $E$  dans la deuxième itération sont données par les figures 3.16 et 3.17.

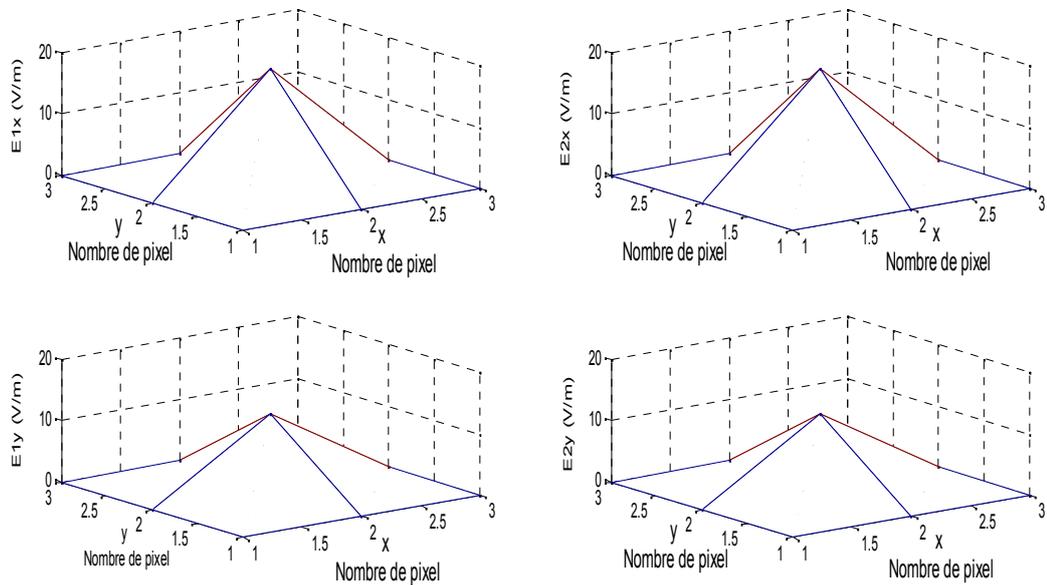


Figure 3.16 Champ électrique

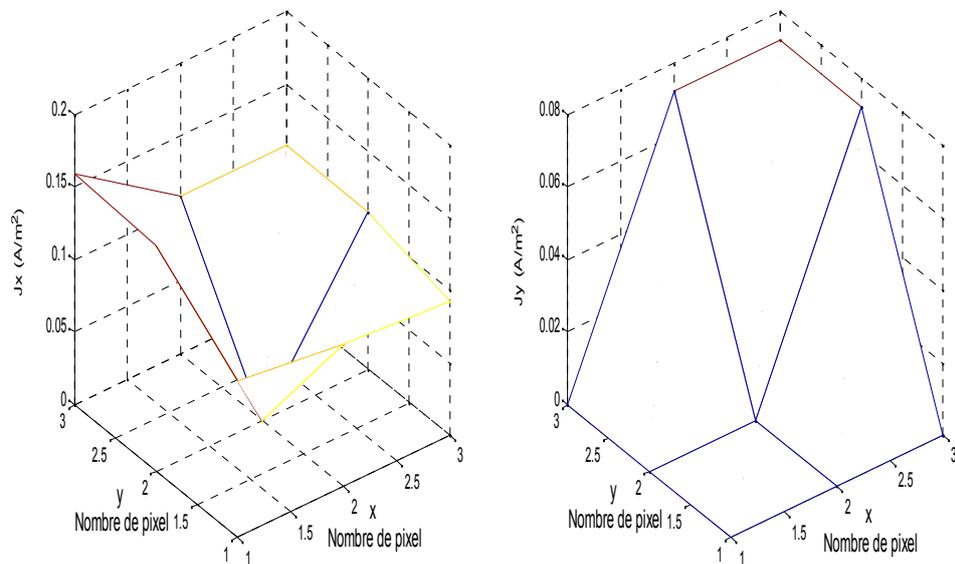


Figure 3.17 Densité de courant

Le processus itératif est arrêté après 600 itérations

Les résultats dans la figure 3.18 confirment la vérification des conditions aux limites pour le champ électrique des deux côtés de l'interface

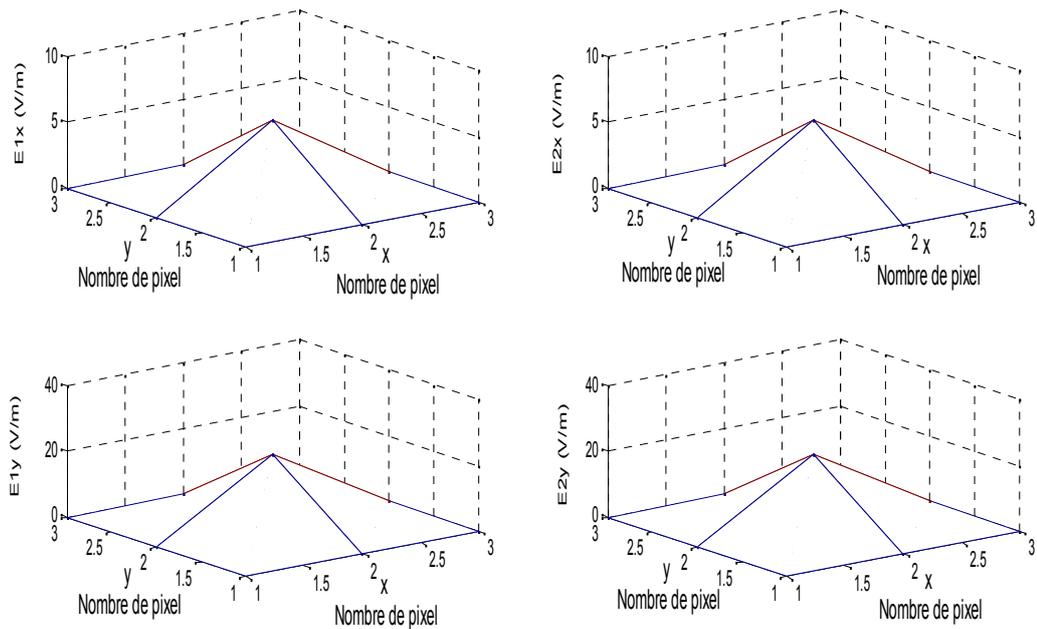


Figure 3.18 Champ électrique

La figure 3.19 nous permet de constater que le courants est maximal sur le métal ce qui vérifie les conditions aux limites de notre structure.

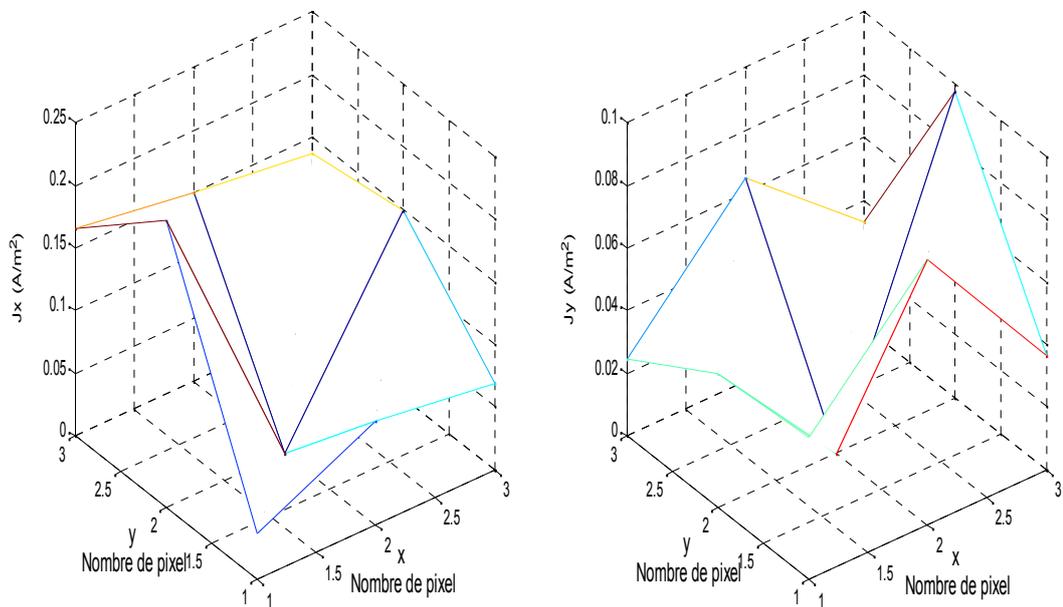


Figure 3.19 Densité de courant

La figure 3.20 montre la variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence qui est égale à 4.7 GHz. On constate que le processus itérative peut être arrêté après 400 itérations

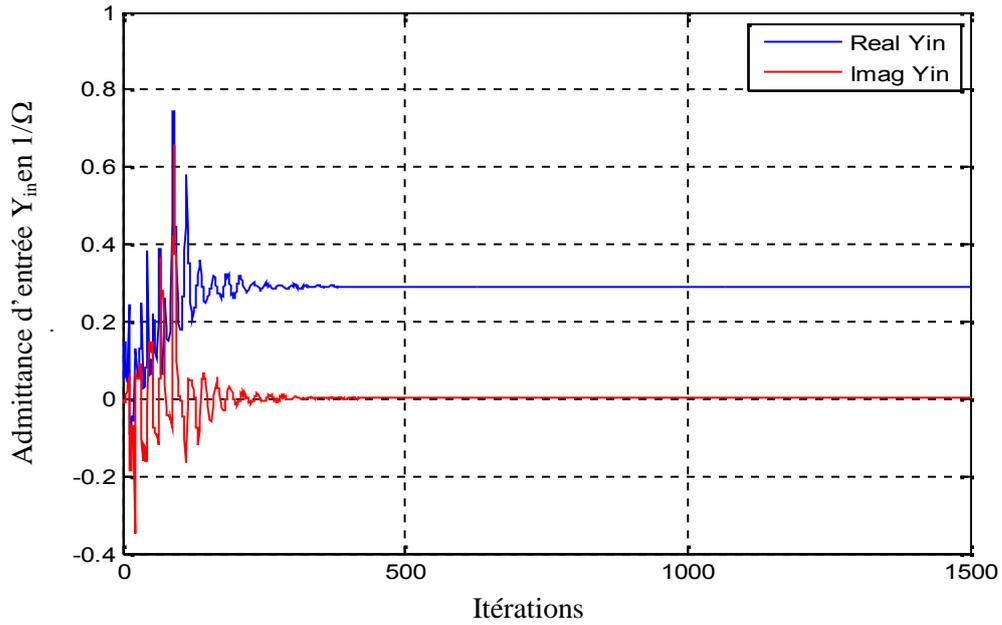


Figure 3.20 Admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction d'itération

L'admittance vue par la source est donnée dans la figure 3.21 en fonction de la fréquence de fonctionnement. Elle montre les deux parties réelle et imaginaire de l'admittance. On remarque une résonance à une valeur de fréquence égale à 4.8GHz et une autre à environ 2.1GHz.

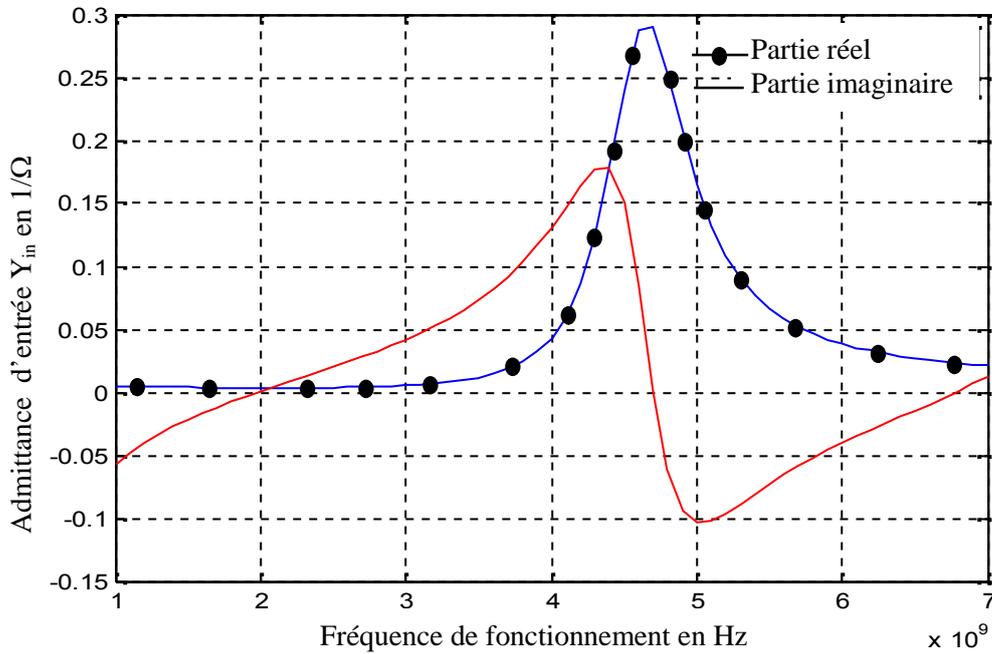


Figure 3.21 Admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction de la fréquence de fonctionnement

Les coefficients de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement et pour un processus itératif arrêté à 600 itérations sont donnés par la figure 3.22.

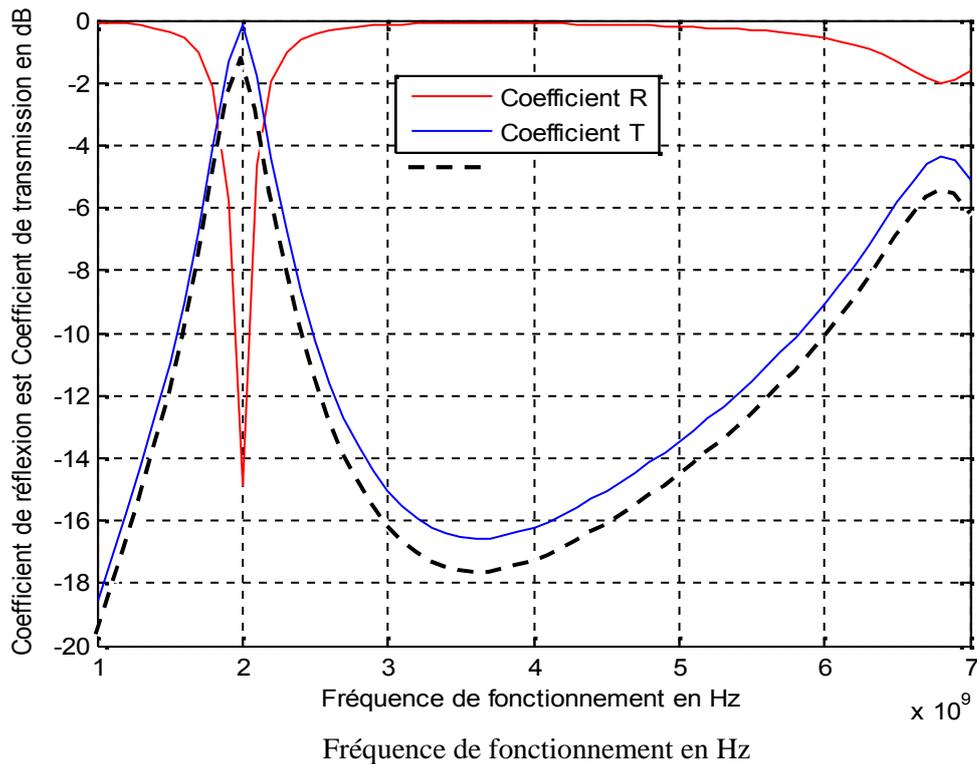


Figure 3.22 Variation du Coefficient de réflexion et coefficient de transmission en dB en fonction de la fréquence de fonctionnement

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes méthodes d'analyse, analytiques et numériques tout en citant les avantages et les inconvénients de chacune d'elles.

Puis et pour se familiariser avec la méthode itérative WCIP on l'a appliqué à une structure de 3pixels par 3 pixels pour un processus itératif arrêté à 600 itérations.

On a constaté que les résultats obtenus des champs électriques et de la densité du courant de surface sur les deux côtés de l'interface vérifient les conditions aux limites de notre structure.

Le calcul de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations a montré une convergence à environ 400 itérations.

La courbe de l'admittance d'entrée en fonction de la fréquence a montré deux résonances à environ 2.1GHz et 4.8GHZ.L'admittance d'entrée est employée pour le calcul du coefficient de transmission et le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement.

## Références

- [1] R. Munson, “Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays”, *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. Ap-22, pp. 74-78, **1974**.
- [2] H. Pues and A. Van de Cappelle, “Accurate Transmission-Line Model For TheMicrostrip antennas”,*ZEE Processing, pt. H*, Vol. 131, pp. 334-340, **Dec. 1984**.
- [3] A. K. Battacharyya and R. Garg, “Generalized Transmission Line Model for MicrostripPatches”, *ZEE Processing, pt. H*, Vol. 132, pp. 93-98, **Apr. 1985**.
- [4] A. K. Battachryya and A. K. Shafai, “Theoretical and Experimental Investigations of the Elliptical Annular Ring Antenna”, *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. Ap-36, pp. 1526-1530, **1988**.
- [5] E. Van Lil, and Van de Capelle, “Transmission Line Model For Mutual Coupling BetweenMicrostripAntennas”, *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. Ap-32, pp. 816-821, **1984**.
- [6] K. L. Wong, Y. H. Lue and C. Y. Huang, “Generalized Transmission Line Model for Cylindrical-Rectangular MicrostripAntenna”, *Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 7, pp. 729-732, **Nov. 1994**.
- [7] K. R. Carver and J. W. Mink, “MicrostripAntenna Technology”, *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. AP-29, No.1, pp. 2-24, **January 1981**.
- [8] A. K. Verma and Z. Rostamy, “Resonant Frequency of Uncovered and Covered Rectangular MicrostripPatch Using Modified Wolf Model”, *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 41, No. 1, **Jan. 1993**.
- [9] M. Himdi, J. P. Daniel, and C. Terret, “Analysis of Aperture-Coupled Microstrip Antenna Using Cavity Method”, *Electronic Letters*, Vol. 25, no. 6, pp. 391-392, **March 1989**.
- [10] Harrington R.F, *Field Computation by Moment Methods*, Réimprimée, Illustrée ed.,USA, 1993 Oxford University Press, Ed. ISBN: 9780198592174, 1993, ISBN:9780198592174,**1993**.
- [11] I. ALHZZOURY Ahmad, *Contribution à la Modélisation des Structures SIW et SINRD pour Application Micro-ondes et Télécommunication*, Thèse de Doctorat Micro-Ondes Electromagnétisme et Optoélectronique, Université de Toulouse, **25 juin 2013**.
- [12] A. BOUHOUS, *Utilisation de la Méthode de la Phase Stationnaire et des Réseaux de Neurones Artificiels pour la Modélisation d’un Résonateur micro-ruban à Structure Ouverte*, Thèse de Magister en électronique, Université de Batna, **2012**.

- [13] N. Sboui, A. Gharsallah, H. Baudrand, A. Gharbi, “Design and Modeling of RF MEMS Switch by Reducing the Number of Interfaces”, *Microw. and Opt. Technol. Lett* vol. 49, No. 5, pp 1166- 1170, **May 2007**.
- [14] N. Raveu, T.P. Vuong, I. Terrasse, G..P. Piau, and H. Baudrand, “Near-Fields Evaluated with the Wave Concept Iterative Procedure Method for an e-Polarisation Plane Wave Scattered by Cylindrical Strips”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 5, **Sep. 2003**, pp. 403-406.
- [15] M. Titaouine, A. Gomes Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, “Analysis of Frequency Selective Surface on Isotropic/Anisotropic Layers Using WCIP Method”, *ETRI Journal*, Vol 29, Number 1, pp.36-44, **February 2007**.
- [16] Z. HAROUNI, *Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation Circulaire à 2.45 GHz*, Thèse de Doctorat Électronique, Université Paris-Est, **18 Novembre 2011**.
- [17] N. Sboui, *Contribution à L'étude des Circuits Planaires Par une Méthode Itérative*, Thèse de doctorat, Faculté des Sciences de Tunis, Tunisie, **2002**.
- [18] I. ALHZZOURY Ahmad, *Contribution à la Modélisation des Structures SIW et SINRD Pour Application Micro-ondes et Télécommunicatio'*, Thèse de Doctorat Micro-Ondes Electromagnétisme et Optoélectronique, Université de Toulouse, **25 juin 2013**.
- [19] M. Titaouine, A. Gomes Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, “Analysis of Shorted Ring Slots Frequency Selective Surfaces Using WCIP Method”, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 7, No. 2, pp 68-69, **December 2008**.
- [20] M. Titaouine, A. Gomes Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, “WCIP Method Applied to Active Frequency Selective Surfaces”, *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, Vol.6, No 1, **June 2007**.

# Chapitre 4

## Résultats et discussions

## Chapitre 4

### Résultats et discussion

#### 1. Introduction

Dans ce chapitre on va essayer d'appliquer la méthode itérative (WCIP) sur plusieurs structures planaires telles que des filtres du type FSS (Frequency Selective Surfaces) à patch métalliques de forme rectangulaire, des filtres à couplage capacitif en série à deux rubans et à trois ruban, des filtres planaires à couplage parallèle à deux rubans métalliques et à trois ruban métalliques.

En premier lieu une validation du software implémenté à base de la méthode WCIP est effectué en caractérisant un filtre à base d'une FSS à patches rectangulaires métalliques et à plusieurs couches diélectriques. Les résultats obtenus sont comparés avec ceux existants dans la littérature est un bon accord est enregistré. Une fois le software fonctionne correctement, une caractérisation des autres filtres passe-bande est lacée. Les filtres à couplage capacitifs sont limité par la petite valeur de la capacité qui peut être générée du au gap entre les rubans métalliques adjacents. Les filtres à couplage parallèle évite cet handicap en variant la longueur de couplage entre les rubans métalliques.

#### 2. Exemple d'application de la méthode WCIP à un filtre à base d'une structure FSS à patches rectangulaires

Les structures FSS (Frequency Selective Surfaces) sont en général constituées d'éléments métalliques et diélectriques arrangés en réseaux périodiques planaires comme le montre la figure 4.1. Les surfaces sélectives en fréquence ont fait l'objet de diverses études. Après le passage de l'onde électromagnétique à travers la structure FSS, certaines fréquences sont transmises tandis que d'autres sont réfléchies [1,2].

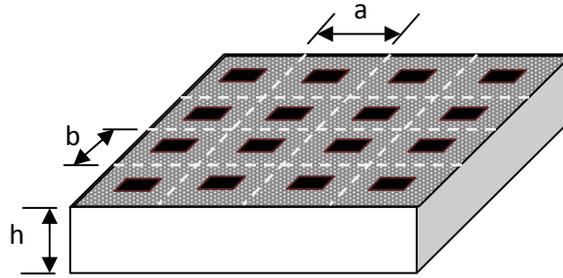


Figure 4.1 Géométrie d'une structure FSS à patches métalliques de forme rectangulaire

La méthode WCIP considère la structure FSS comme une structure périodique, où chaque cellule peut être analysée indépendamment du circuit. Des murs périodiques virtuels sont supposés séparant les cellules les unes des autres. Donc il suffit de faire l'étude d'une seule cellule pour donner les caractéristiques de toute la structure FSS [3].

La structure de la figure 4.2 possède est une cellule unitaire de la structure de filtrage de la figure 1. Les dimensions de la cellule sont  $a = b = 1 \text{ cm}$ , la longueur du patch est  $L = 0.6875 \text{ cm}$ , sa largeur est  $W = 0.0625 \text{ cm}$ , le diélectrique a une hauteur  $h = 0.05 \text{ cm}$ , et une permittivité relative de  $\epsilon_r = 2$ .

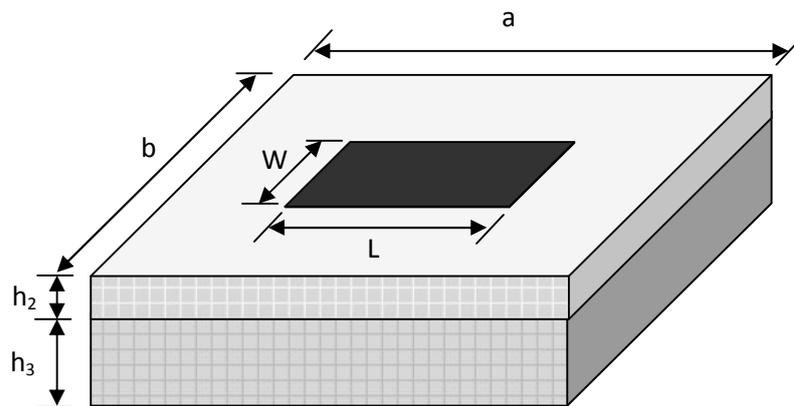


Figure 4.2 Cellule unitaire d'une structure FSS

La structure de la figure 4.2 est excitée par une onde plane  $\mathbf{A}_0$  en incidence normale. Le processus itératif est arrêté après 800 itérations et un maillage de 80 pixels par 80 pixels est utilisé.

Les coefficients de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement sont représentés dans la figure 4.3.

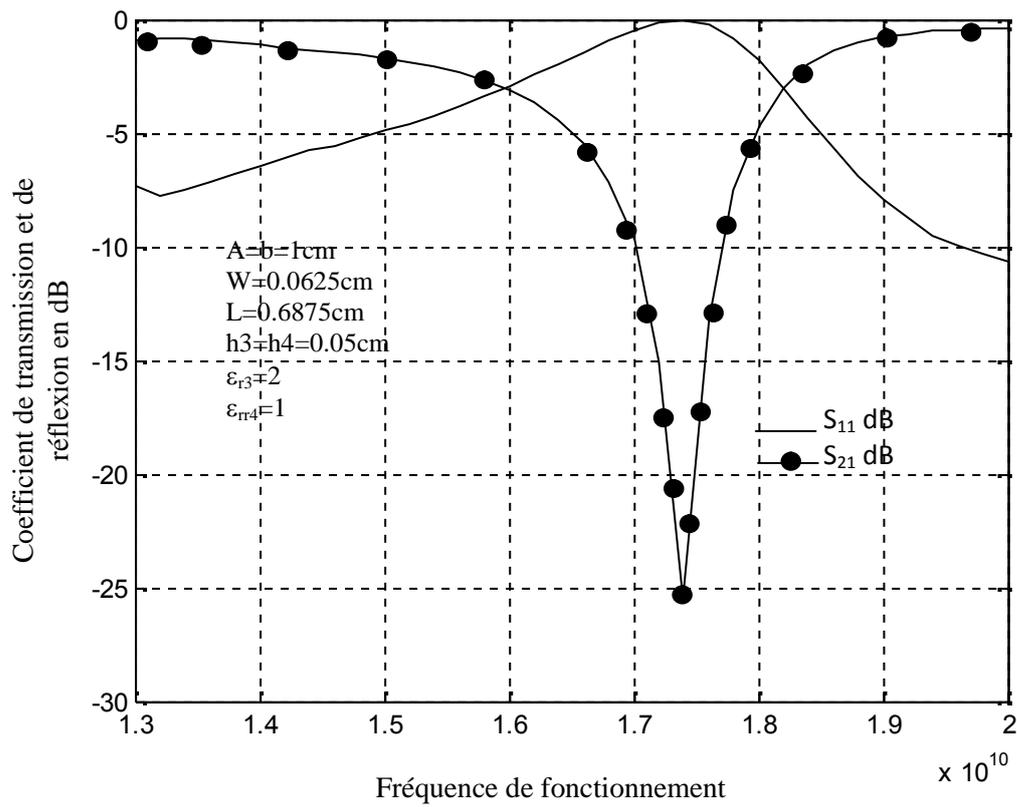


Figure 4.3 Variation des coefficients de transmission et de réflexion en dB en fonction de la fréquence de fonctionnement.

La figure 4.3 montre une fréquence de résonance à une valeur égale à 17.4 GHz et la structure agit comme un filtre coupe bande.

Il est clair à partir de la figure 4.4 que les résultats obtenus sont en bonne concordance avec ceux de la littérature [4].

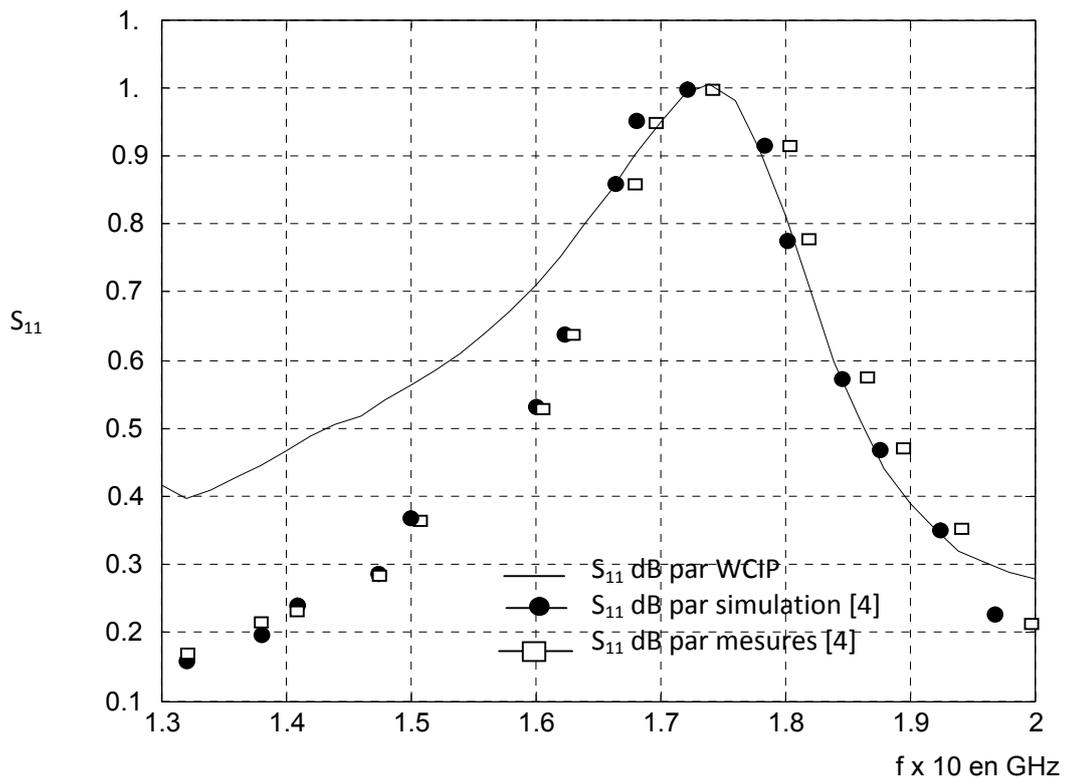


Figure 4.4 Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement.

### 2.1. Admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations

La figure 4.5 montre la variation de l'admittance d'entrée en fonction des itérations. Le processus itératif peut être arrêté après 500 itérations.

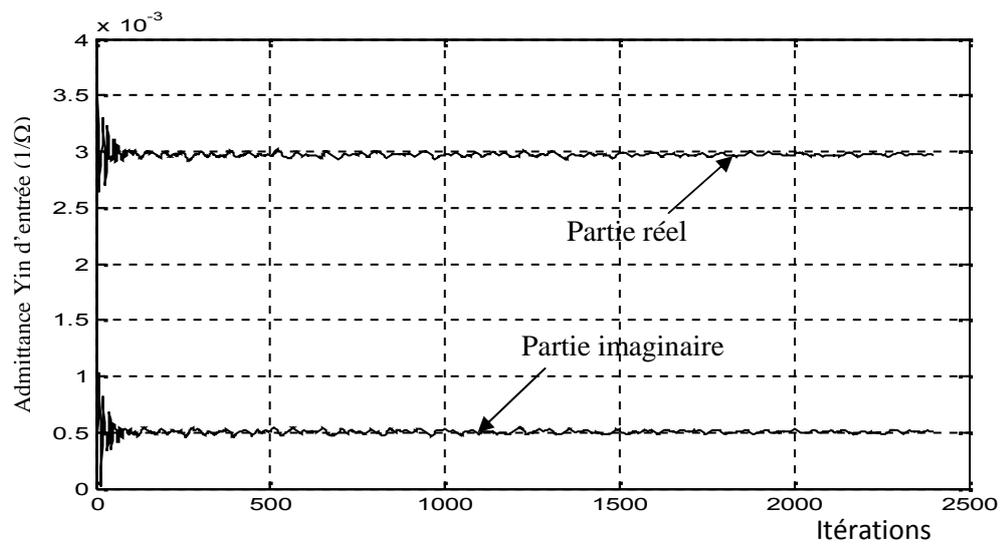


Figure 4.5 Admittance  $Y_{in}$  en fonction des itérations

## 2.2. Champ électrique et densité du courant

Les courbes de la densité de courant sur la surface montre qu'à la fréquence de résonance  $\mathbf{J}_x$  présente un arche de sinus sur le métal , à cette même valeur le champ électrique  $\mathbf{E}_y$  est nul sur le métal puis il devient max sur ses bords , ce qui expliquent la forme de  $V$  obtenue par les champs  $E_{1y}$  et  $E_{2y}$ .

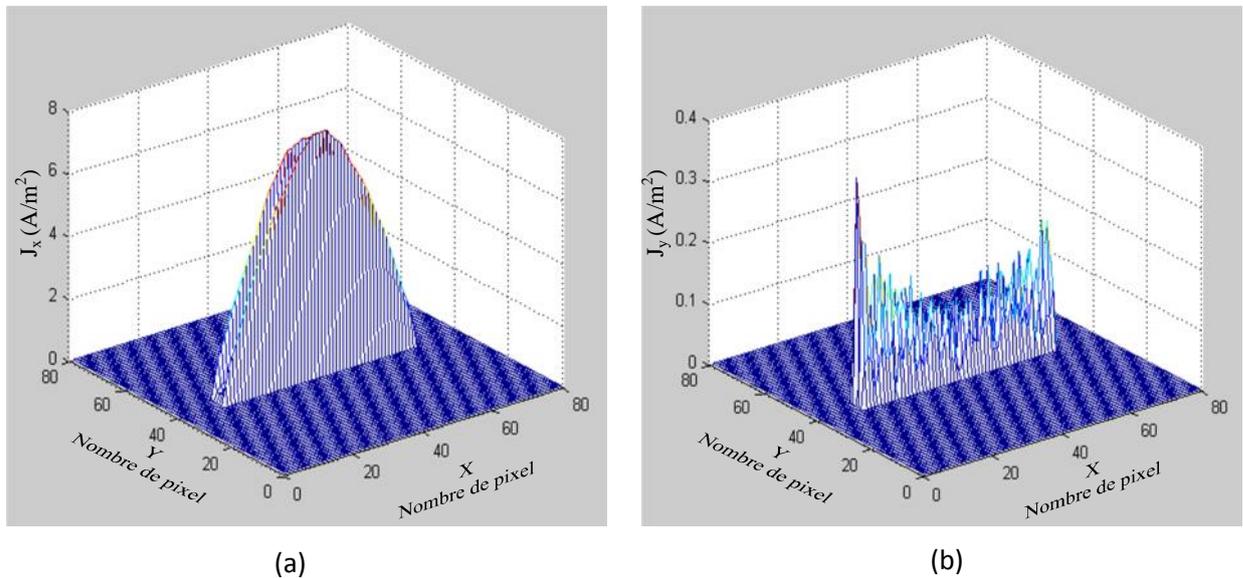


Figure 5.6 Densité de courant de la structure de filtrage type FSS  
(a) Composante  $J_x$  (b) Composante  $J_y$

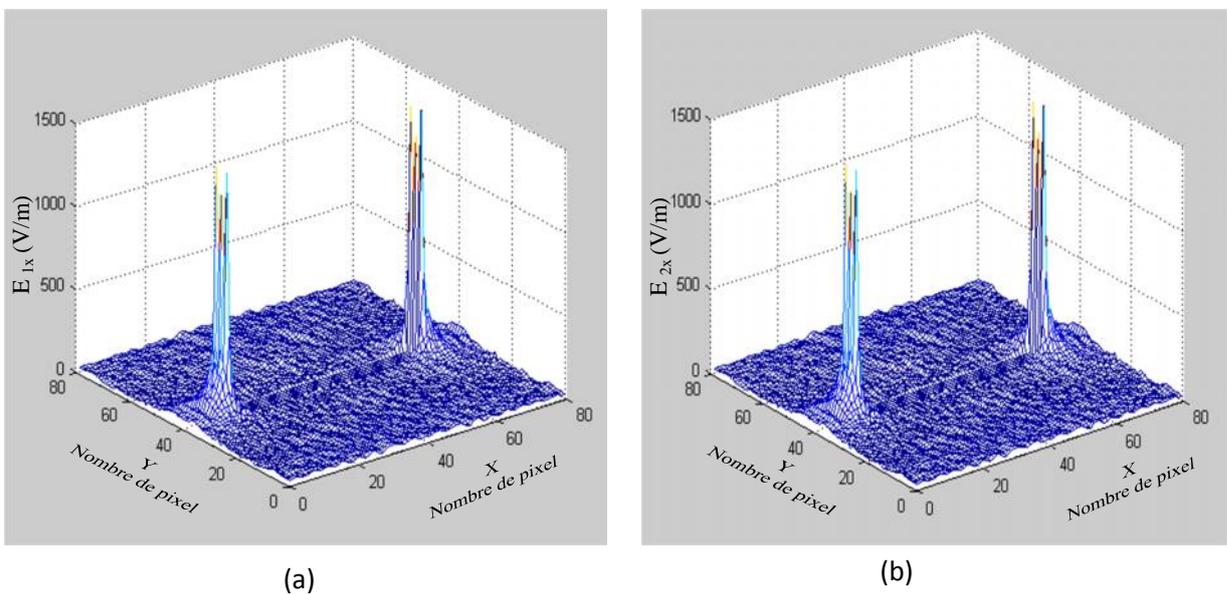


Figure 4.7 Champ électrique de la structure de filtrage type FSS dans le milieu 1 et 2  
(a) Composante  $E_{1x}$  (b) Composante  $E_{2x}$

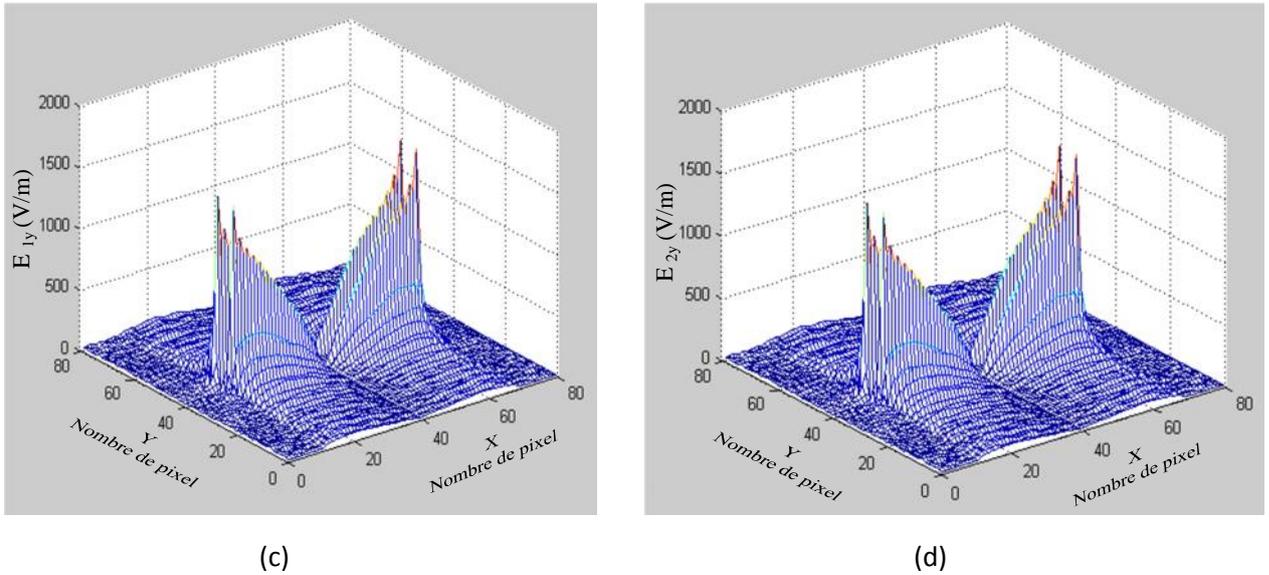


Figure 4.7 Champ électrique de la structure de filtrage type FSS dans les deux milieux 1 et 2  
(c) Composante  $E_{1y}$  (d) Composante  $E_{2y}$

### 3. Filtres à base des résonateurs couplés en parallèle ou en série

La méthode itérative WCIP est utilisée pour étudier des filtres micro ruban à couplage (capacitif) parallèle et série.

#### 3.1. Filtre à couplage série (couplage capacitif)

Dans ce type de filtre deux structures sont considérées. La première consiste de deux rubans métalliques séparés d'un gap diélectrique et la deuxième comporte trois rubans métalliques séparés les uns des autres par deux gaps diélectriques.

##### 3.1.1. Filtre à un seul gap

Le filtre à un seul gap est représenté dans la figure 4.8. La structure possède les caractéristiques suivantes:  $a=3.6\text{cm}$  et  $b=1.8\text{cm}$ , la largeur du ruban  $W=0.27\text{cm}$ , les longueurs  $L_1=L_2=1.485\text{ cm}$ , le diélectrique a une hauteur  $h=0.05\text{cm}$ , et une permittivité  $\epsilon_r=3$ .

Un maillage de 80 pixels par 80 pixels est utilisé et le processus itérative est arrêté après 600 itérations.

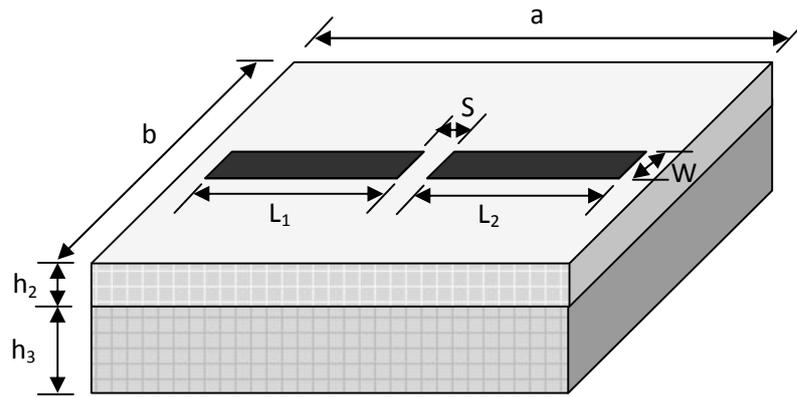


Figure 4.8 Filtre à un seul gap diélectrique

On fait, varier la valeur de la distance  $S$  entre les deux rubans métalliques en variant les longueurs  $L_1$  et  $L_2$  puisque lorsque nous réduisons la valeur de  $L_1$  et  $L_2$  la valeur du gap  $S$  augmente. Les cas étudiés sont résumés comme :

**Cas n° 1**  $L_1=L_2=1.485$  cm et  $S=0$ cm

**Cas n° 2**  $L_1=L_2=1.395$ cm et  $S=0.18$  cm

**Cas n° 3**  $L_1=L_2=1.26$ cm et  $S=0.45$ cm

**Cas n° 4**  $L_1=L_2=0.81$ cm et  $S=1.35$ cm

Les résultats obtenus concernent les coefficients de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence de résonance et en fonctions de la distance de séparation  $S$ . Ils sont donnés dans les figures 4.9 et 4.10 respectivement.

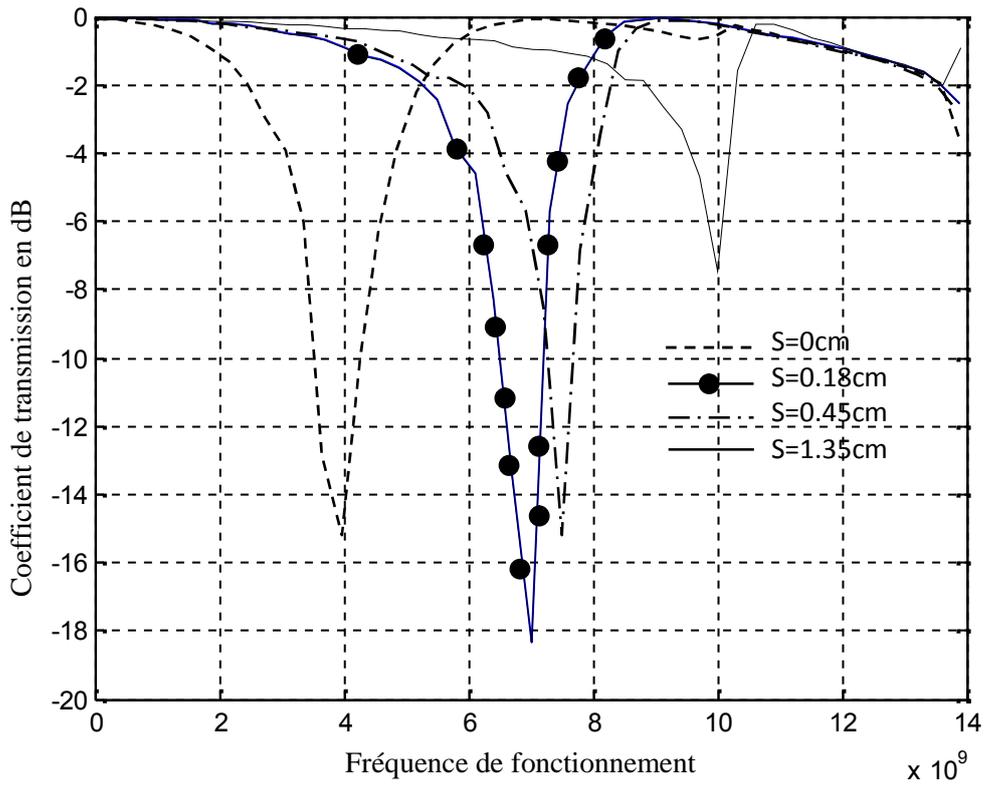


Figure 4.9 Variation de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

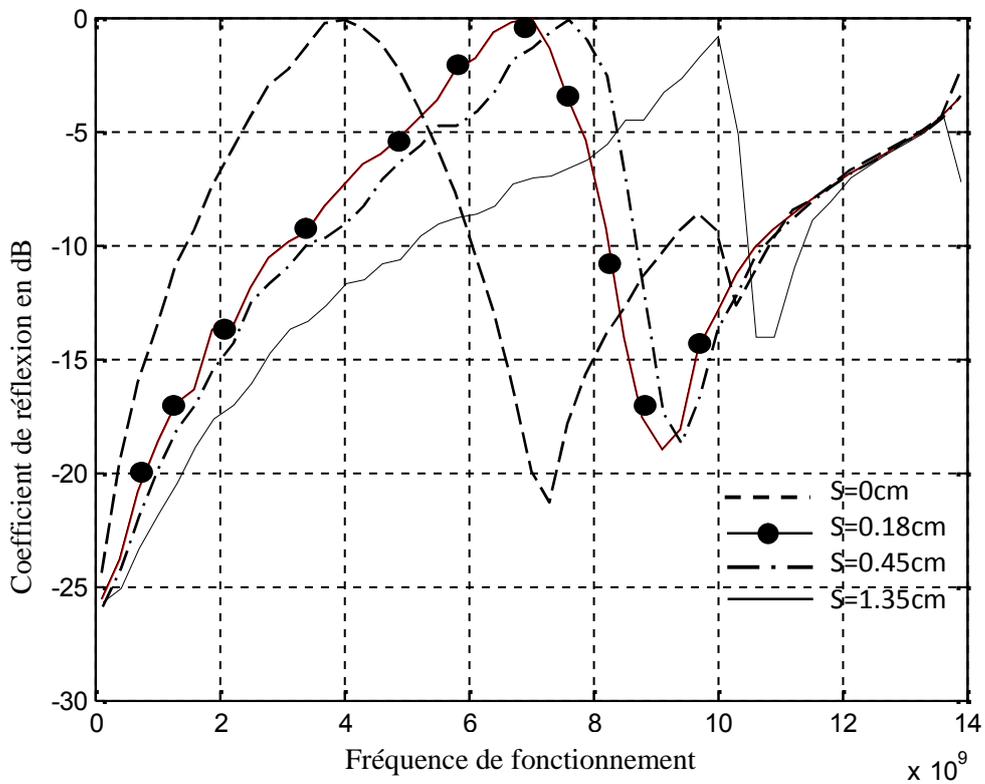


Figure 4.10 Variation de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement.

D'après les résultats donnés dans les figures 4.9 et 4.10, on remarque que lorsque le paramètre  $S$ , qui représente la distance entre les deux rubans, augmente la fréquence de résonance augmente aussi [5]. Ceci peut être expliqué en considérant l'équation 1 qui donne la valeur de la capacité  $C$  en de la constante diélectrique du milieu enfermé par deux armature de largeur  $w$  et séparées l'une de l'autre par une distance  $l$ .

$$C = \zeta \frac{w}{l} \quad (4.1)$$

tel que :

$w$  : la largeur du bord de la capacité

$l$  : la distance entre les deux bords

Et comme dans notre structure  $l$  est égale à  $S$ , donc lorsque  $l(S)$  augmente,  $C$  diminue ce qui implique l'augmentation de la fréquence  $f$ , puisque à la résonance la fréquence est donnée par l'équation(4.2)[6] :

$$f = \frac{1}{\sqrt{L}} \quad (4.2)$$

Le tableau 1 donne la variation de la fréquence de résonance simulée et celle calculée en théorie par la formule (4.3) [7], [8], [9], [10]. En fonction du paramètre  $S$ .

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_e}} \quad (4.3)$$

Avec :  $c = 3 \times 10^8$  et  $\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2}$  et  $L$  la longueur du ruban donnée par  $L=L_{\text{initial}}-S/2$ .

On remarque que la fréquence calculée théoriquement augmente avec l'augmentation du paramètre  $S$  à partir de l'équation (4.1) et (4.2) et il est clair que lorsque la longueur du ruban  $L$  diminue la fréquence de résonance augmente.

A partir du tableau on remarque que les résultats obtenus par la simulation et ceux donnés par la théorie approché sont en bonne concordance.

Tableau 4.1 Variation de la fréquence de résonance simulée et calculée en fonction de la longueur du gap  $S$

<b>S (cm)</b>	0	0.18	0.45	1.35
<b>Fréquence de résonance par WCIP (GHz)</b>	4	7	7.6	10
<b>Fréquence de résonance calculée par(3) (GHz)</b>	3.58	7,65	8,418	13.095
<b>Erreur relative en</b>	10,50%	9,28%	10,76%	30,95%

L'erreur relative dans les valeurs de la fréquence calculée à la résonance augmente en augmentant la distance de séparation  $s$  ou la largeur du gap deux rubans sont très couplés et une énergie électrique importante est emmagasinée dans la capacité du gap. Par conséquent les fréquences de résonance calculées deviennent plus différentes des fréquences de résonance données par la méthode WCIP. Ce phénomène diminue totalement lorsque le couplage entre les deux rubans devient nul. A ce moment les deux rubans vont résonner indépendamment l'un de l'autre. Ce résultat montre un avantage de l'emploi de la méthode WCIP qui prend en charge d'une manière automatique le couplage entre les rubans.

### 3.1.1.1. Admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations

Les figures 4.11 et 4.12 représentent la variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations pour deux valeurs différentes de la largeur du gap. A une fréquence de résonance la convergence est plus lente. Par contre en s'éloignant de la résonance la convergence devient plus rapide.

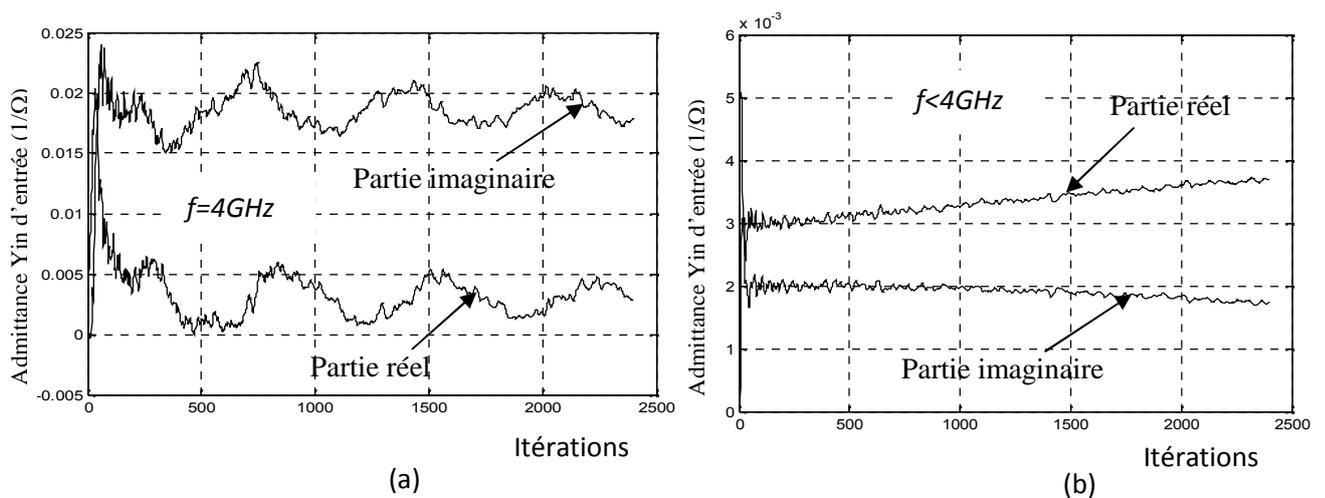


Figure 4.11 Admittance  $Y_{in}$  en fonction des itérations pour  $S=0cm$   
 (a) A la fréquence de résonance  
 (b) A une fréquence déférente

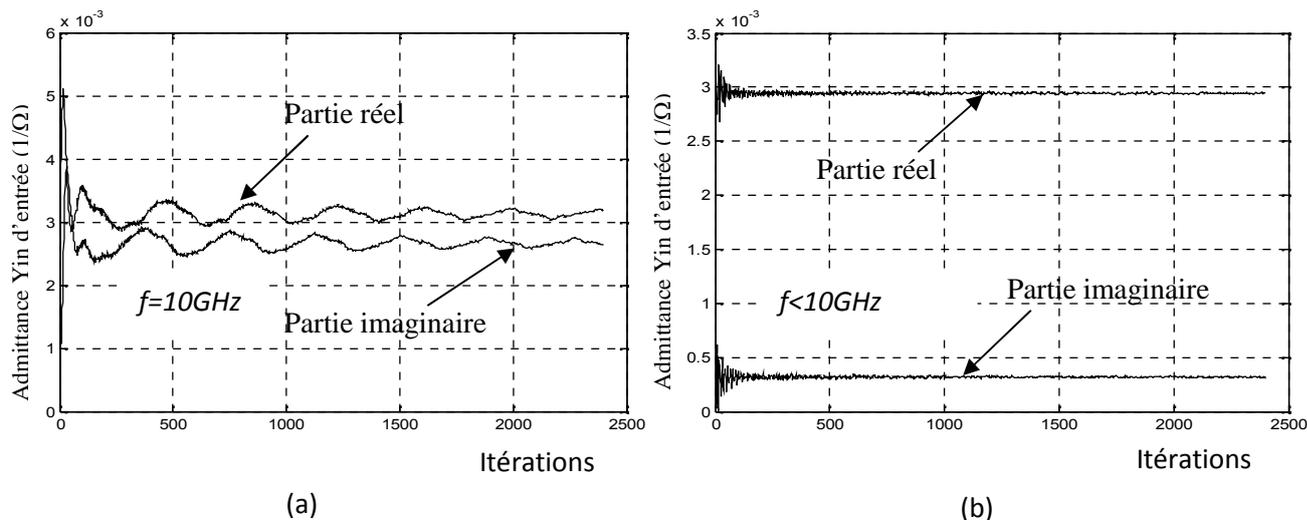


Figure 4.12 Admittance  $Y_{in}$  en fonction des itérations pour  $S=1.35\text{cm}$

(a) A la fréquence de résonance

(b) A une fréquence déférent

Le nombre de pixel influe sur la convergence, puisque lorsque le nombre de pixels augmente les pertes dans l'énergie diminuent et vice versa [11].

### 3.1.1.2. Champ électrique et densité du courant

D'après les figures 4.13 et 4.14, on remarque que le champ électrique et la densité de courant vérifient les conditions aux limites et cela pour les deux valeurs de  $S$ , puisque le champ électrique est nul sur le métal n'est non nul sur le diélectrique mais avec une valeur maximale à la discontinuité diélectrique métal.

Quant à la densité du courant elle est max sur le métal et nul sur le diélectrique. Elle est maximale sur les bords du métal au niveau de la discontinuité métal-diélectrique. On remarque qu'elle représente une arche de sinus à la fréquence de résonance ou proche de la résonance.

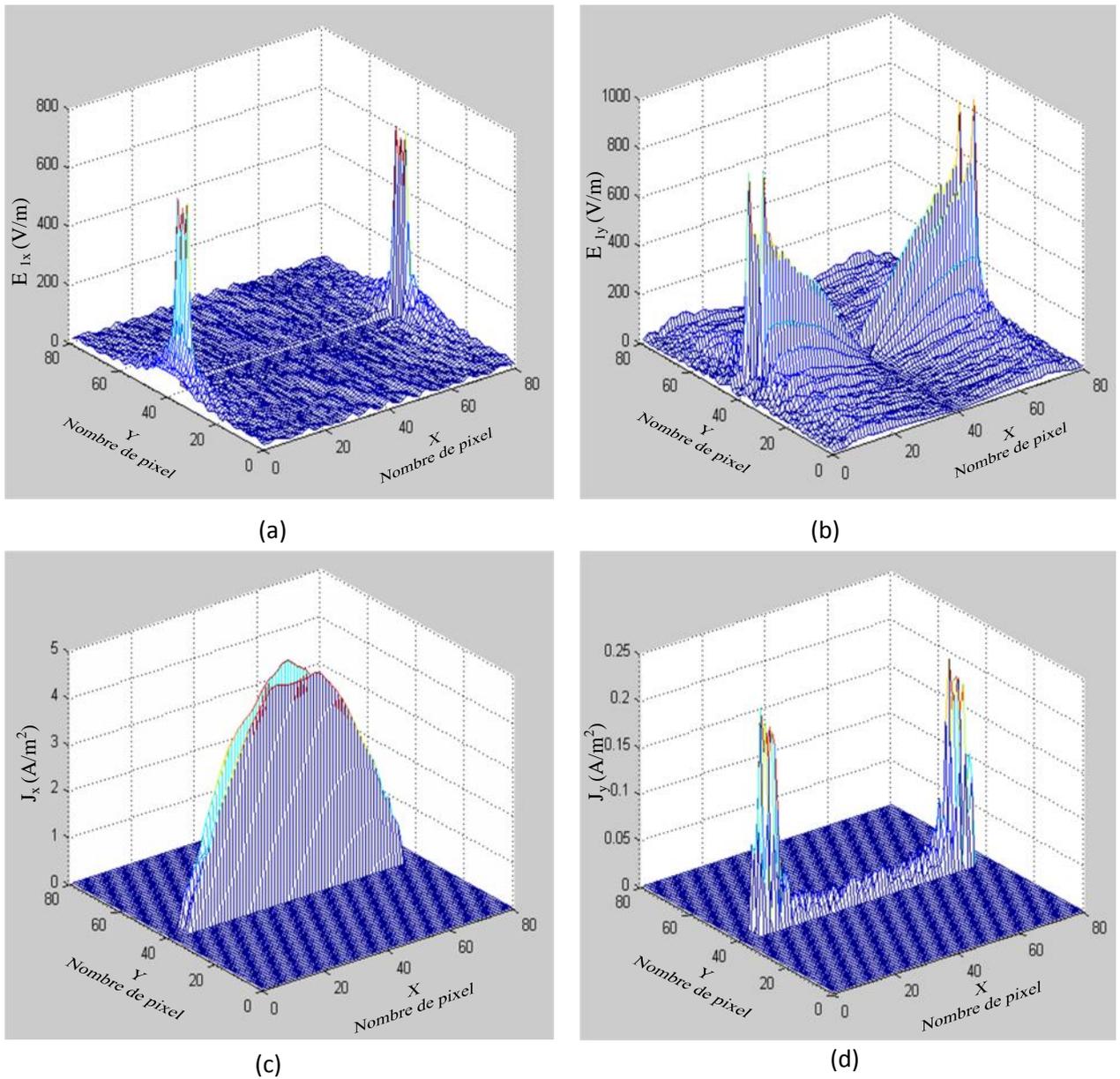


Figure 4.13 Champ électrique et densité du courant du filtres à deux rubans métalliques pour  $S=0\text{cm}$

- (a) Champ électrique sur la structure selon X
- (b) Champ électrique sur la structure selon Y
- (c) Densité de courant sur la structure selon X
- (d) Densité de courant sur la structure selon Y

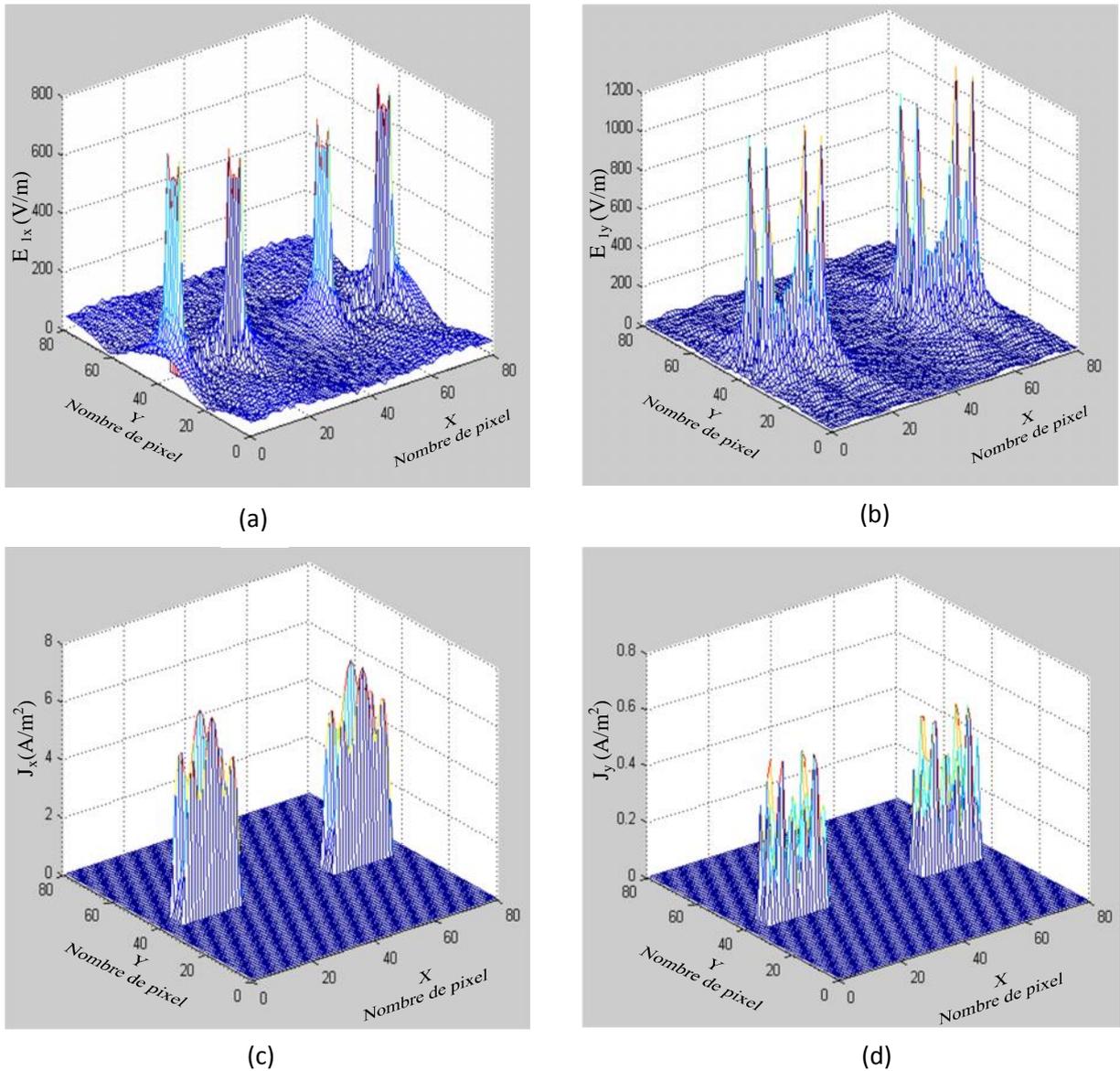


Figure 4.14 champ électrique et densité du courant de la structure pour  $S=1.35\text{cm}$

- (a) Champ électrique sur la structure selon X
- (b) Champ électrique sur la structure selon Y
- (c) Densité de courant sur la structure selon X
- (d) Densité de courant sur la structure selon Y

### 3.1.2. Filtre à deux rubans métalliques et deux gaps diélectriques

La cellule unitaire du filtre à deux gaps est représentée dans la figure 4.15. La structure possède les caractéristiques suivantes:  $a=3.6\text{cm}$  et  $b=1.8\text{cm}$ , la largeur des rubans  $W=0.27\text{cm}$ , les longueurs  $L_1=L_2=L_3=0.99\text{cm}$ , le diélectrique a une hauteur  $h=0.05\text{cm}$ , et une permittivité relative  $\epsilon_r=3$ .

Un maillage de 80 par 80 pixels est utilisé et le processus itératif est arrêté après 600 itérations.

Pour faire varier les valeurs  $S_1$  et  $S_2$  qui représentent la distance entre les lignes on fixe les valeurs de  $L_1$  et  $L_3$  et on fait varier la valeur de  $L_2$ .

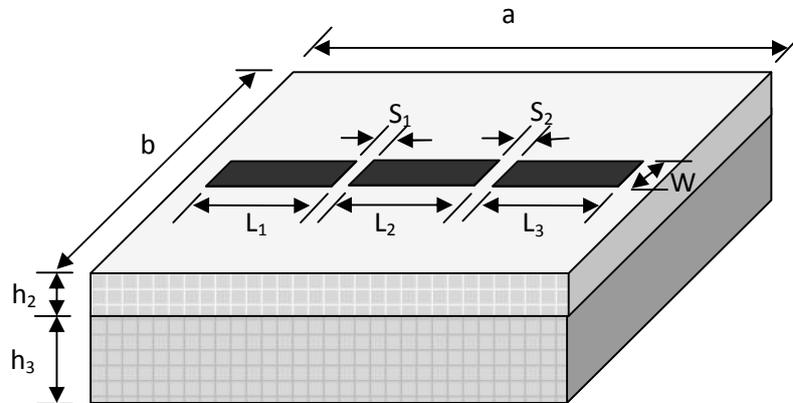


Figure 15 Filtre à trois rubans métalliques et à deux gaps diélectriques

Le tableau suivant représente la variation de la fréquence de résonance en fonction de  $S_1$  et  $S_2$ .

D'après le tableau 4.2 et en se référant aux équations (4.2) et (4.3), on remarque que la fréquence de résonance simulée et calculée théoriquement augmentent avec l'augmentation de la distance entre les lignes.

Tableau 4.2 Variation de la fréquence de résonance simulée par WCIP et calculée par l'équation (4.3) en fonction de la distance  $S$

<b><math>S_1</math> et <math>S_2</math> (cm)</b>	0	0.135	0.27	0.405
<b>Fréquence de résonance par WCIP (GHz)</b>	4	8.3	9.7	10
<b>Fréquence de résonance calculée (GHz)</b>	3.58	.	.	10.714
<b>Erreur relative</b>	10,5%	.	.	7,14%

Les deux valeurs de la fréquence de résonance calculée sont des valeurs limites de la structure à trois rubans alignés. La première situation concerne l'absence totale des gaps et le ruban total sera d'une longueur égale à la somme des longueurs des trois rubans. La deuxième situation concerne une quasi absence du ruban central et son remplacement par un gap de grande largeur d'une manière à mettre les deux rubans restants en découplage électromagnétique. Ils deviennent totalement indépendants et la résonance à enregistrée sera celle de chacun des rubans puisque les deux rubans ont la même longueur. Ces deux situations sont les seules où l'équation (4.3) peut

être appliquée. Dans les deux cas qui restent, un couplage électromagnétique fort fait intervenir les deux capacités imposées par les deux gaps à intervenir dans la fréquence de résonance.

Figures 4.16 et 4.17 montrent le coefficient de transmission et le coefficient de réflexion respectivement. On remarque que lorsque les distances entre les lignes S1 et S2 augmentent la fréquence de résonance augmente aussi.

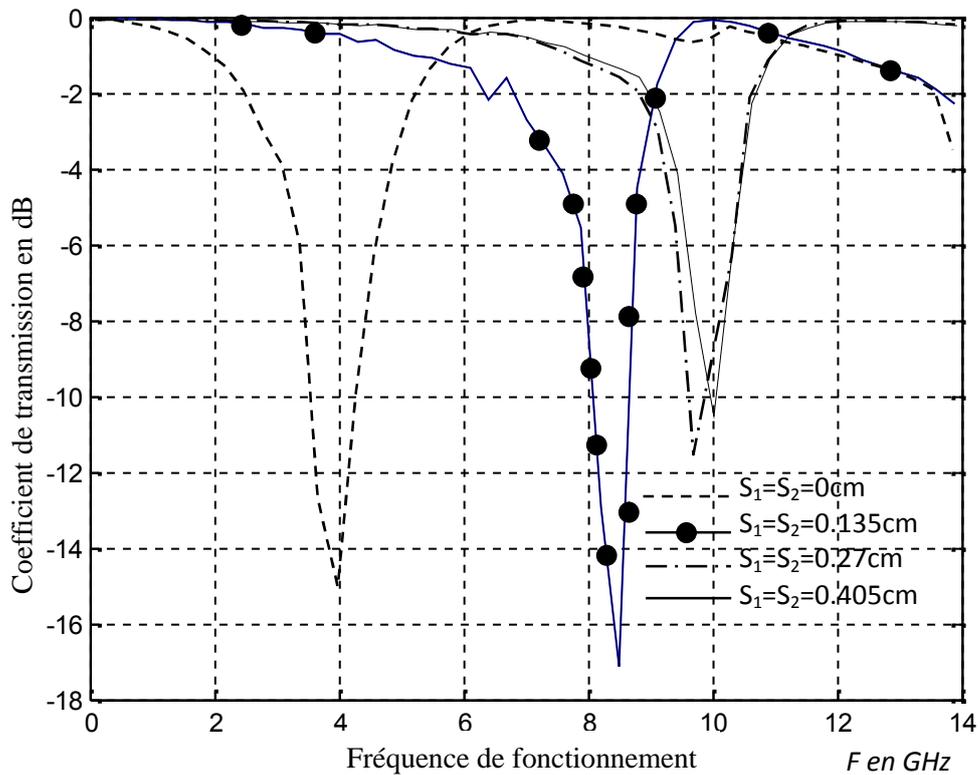


Figure 4.16 Variation de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement.

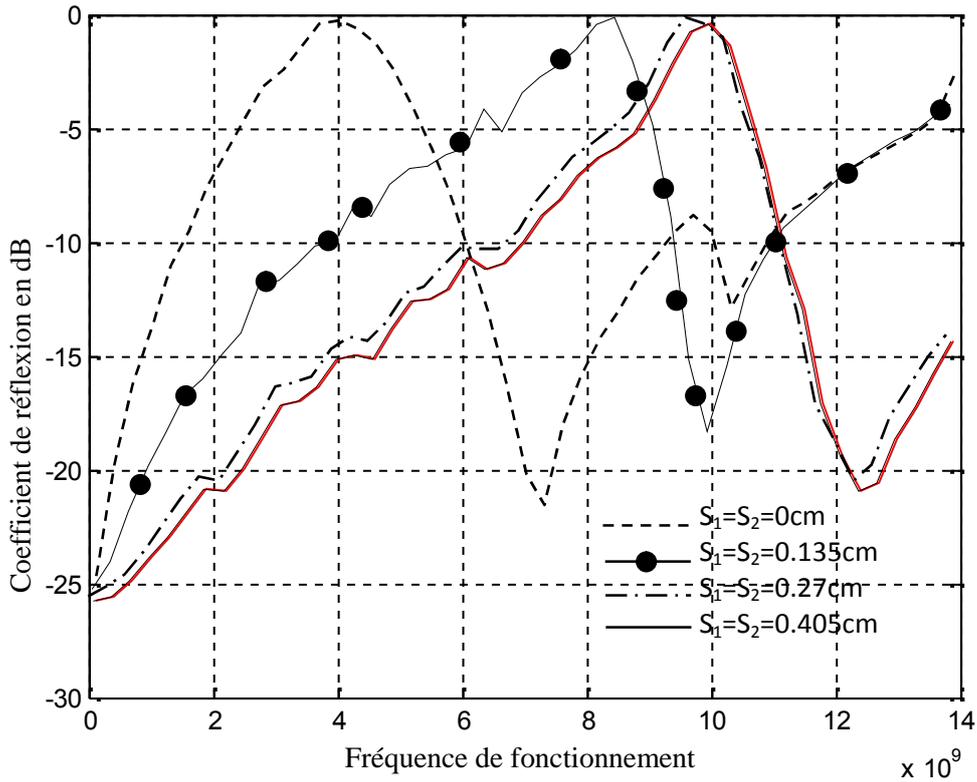


Figure 4.17 Variation de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement.

### 3.1.2.1 Admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations

La convergence est donnée par la courbe de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations comme le montre la figure 4.18 pour deux valeurs de la fréquence. La première courbe est enregistrée au voisinage de la fréquence de résonance de 4GHz et la deuxième pour une valeur de 2GHz et pour deux valeurs de la distance  $S_1 = S_2 = 0 \text{ cm}$  et  $S_1 = S_2 = 0.405 \text{ m}$ .

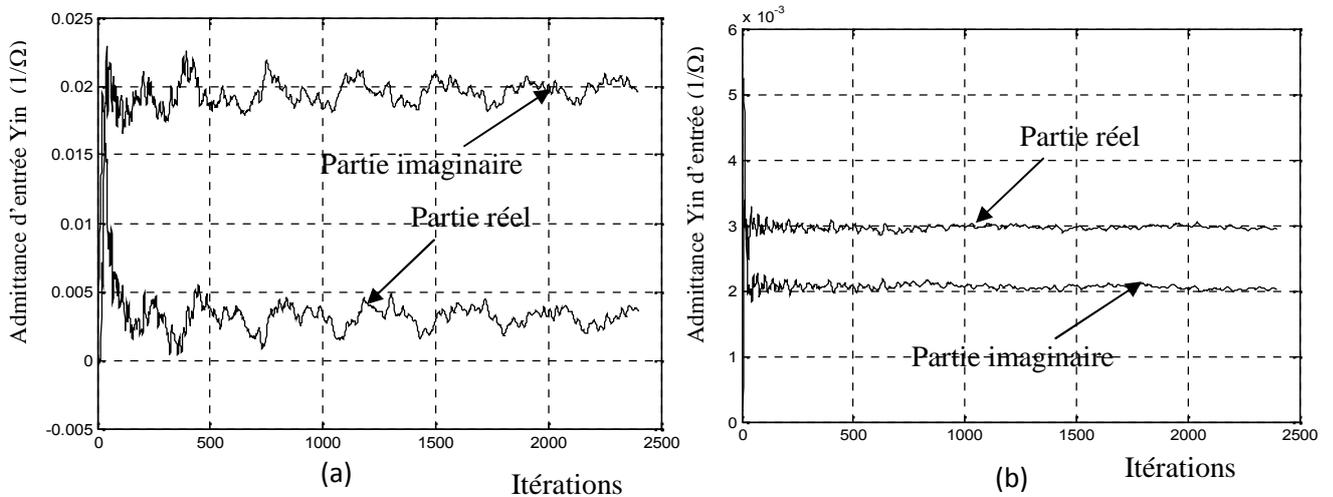


Figure 4.18 Variation de l'admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction des itérations avec  $S=0 \text{ cm}$

(a) A la fréquence de résonance

(b) A une fréquence déférent

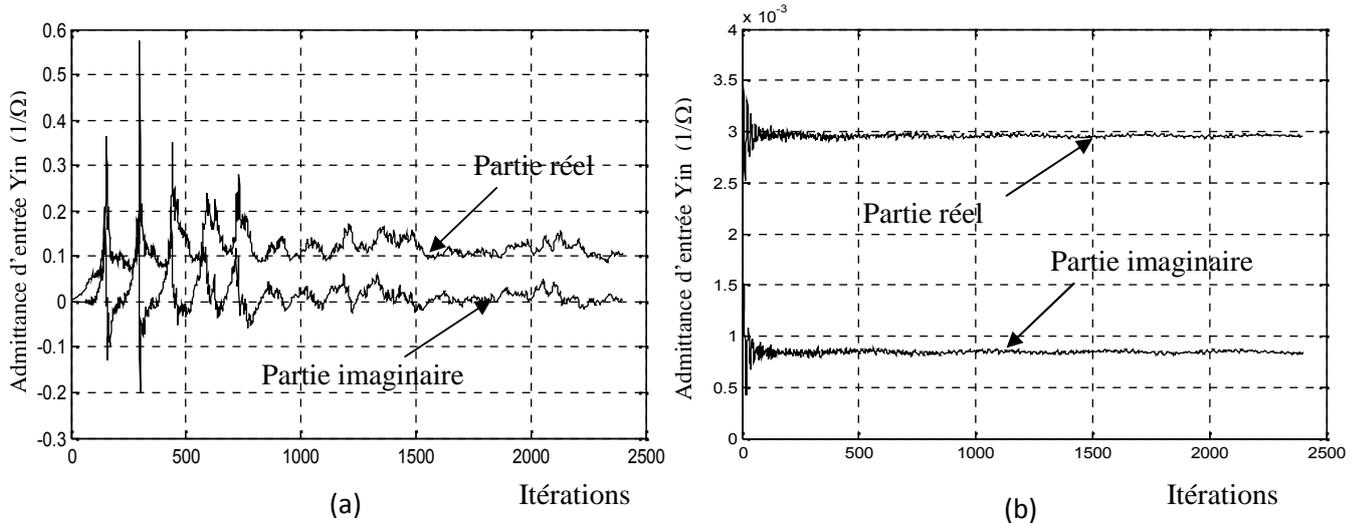


Figure 4.19 Variation de l'admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction des itérations avec  $S=0.405\text{cm}$

- (a) A la fréquence de résonance
- (b) A une fréquence déférent

On remarque que la convergence est difficile à obtenir pour une valeur de fréquence égale à la fréquence de résonance.

### 3.1.2.2. Champ électrique et densité du courant

Le champ électrique et la densité du courant sont donnés dans les figures 4.20 et 4.21, pour les deux valeurs de distance  $S_1=S_2=0\text{cm}$  et  $S_1=S_2=0.405\text{m}$ . Le champ électrique et la densité de courant respectent parfaitement les conditions aux limites de la structure étudiée.

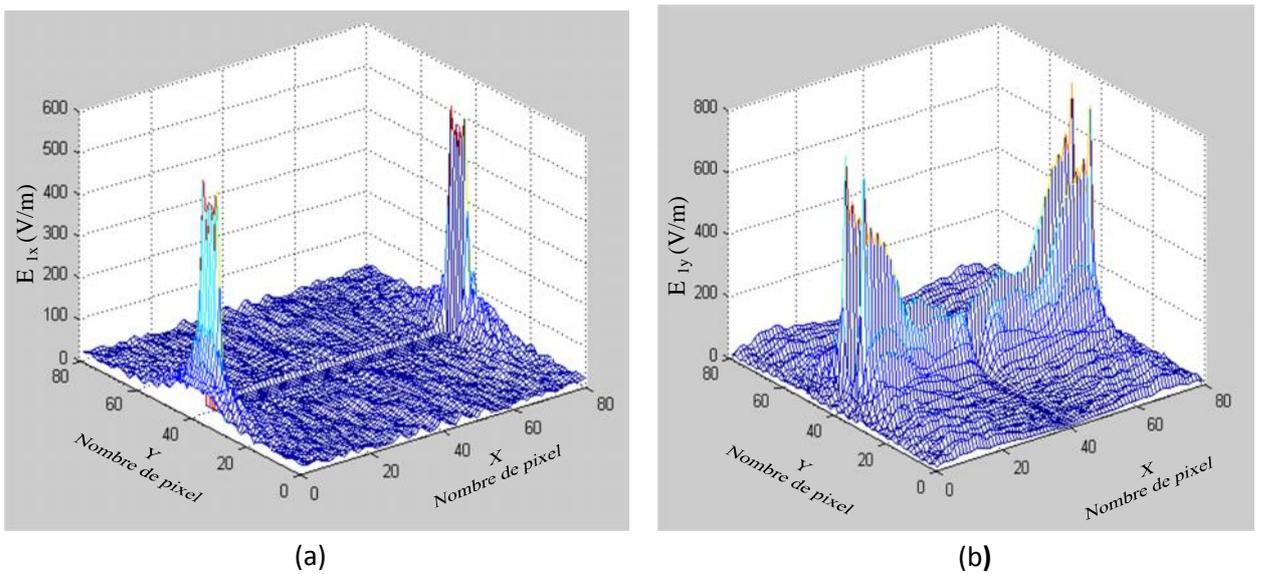
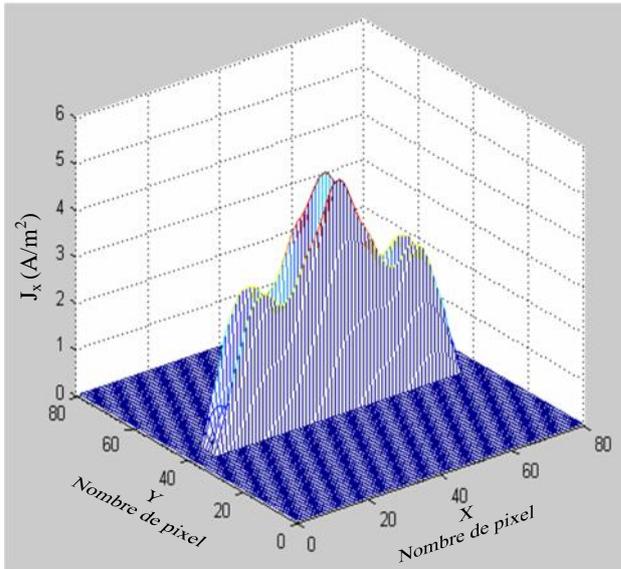
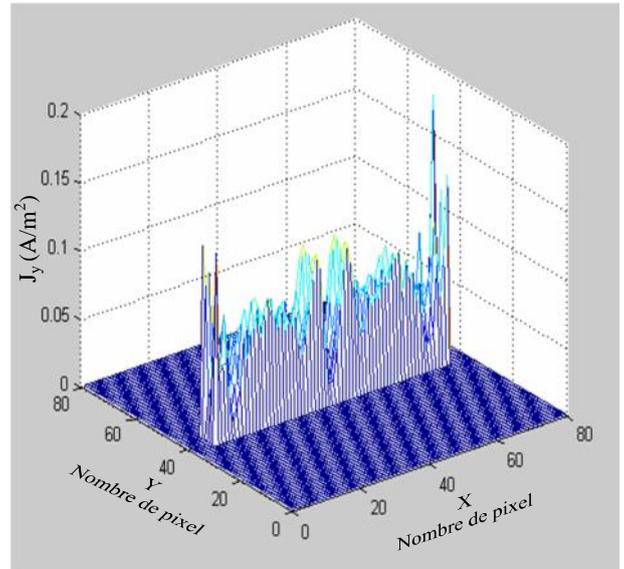


Figure 4.20 Champ électrique et densité du courant de la structure de filtrage pour  $S=0\text{cm}$   
 (a) Champ électrique sur la structure selon X  
 (b) Champ électrique sur la structure selon Y



(c)

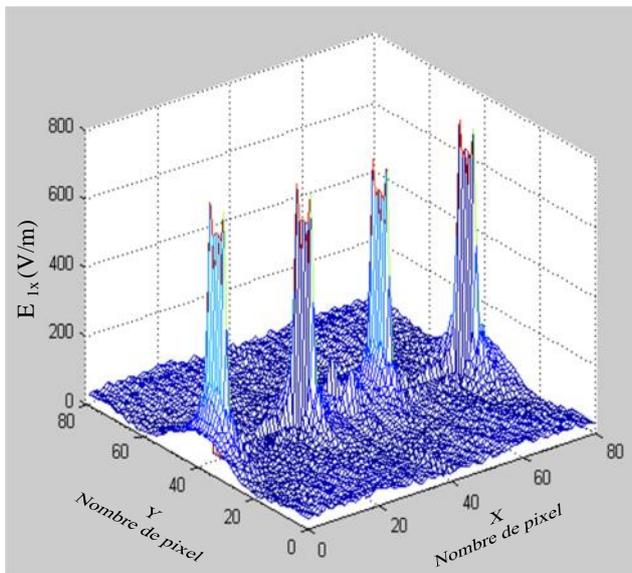


(d)

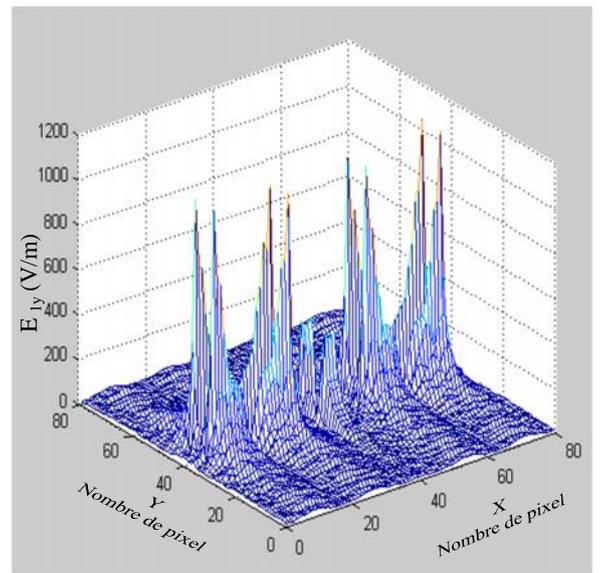
Figure 4.20 Champ électrique et densité du courant de la structure de filtrage pour  $S=0\text{cm}$

(c) Densité du courant sur la structure selon X

(d) Densité du courant sur la structure selon Y



(a)



(b)

Figure 4.21 Champ électrique et densité du courant de la structure de filtrage pour  $S=0,405\text{cm}$

(a) Champ électrique sur la structure selon X

(b) Champ électrique sur la structure selon Y

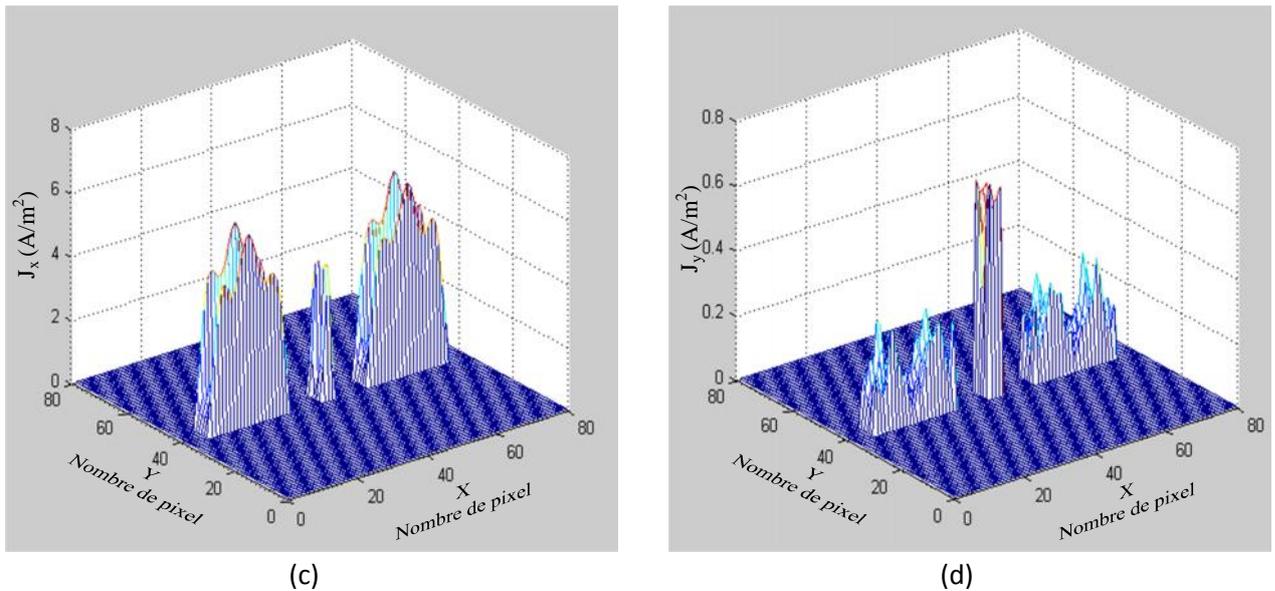


Figure 4.21 Champ électrique et densité du courant de la structure de filtrage pour  $S=0,405\text{cm}$

(c) Densité du courant sur la structure selon X

(d) Densité du courant sur la structure selon Y

### 3.2 Filtre à couplage parallèle

Dans ce type de filtres deux structures sont étudiées. La première concerne un filtre à deux rubans en couplage parallèle et la deuxième est constituée de trois rubans métalliques en couplage parallèle séparés les uns des autres par des gaps.

#### 3.2.1. Filtre à couplage parallèle de deux lignes microrubans séparés d'un gap

La cellule unitaire du filtre à couplage parallèle de deux rubans métalliques est représenté dans la figure 4.22. La structure possède les caractéristiques suivantes:  $a=3.6\text{cm}$  et  $b=1.8\text{cm}$ , la largeur des rubans  $W=0.27\text{cm}$ , les longueurs  $L_1=L_2= 1.845\text{ cm}$ , le diélectrique a une hauteur  $h=0.05\text{cm}$ , et une permittivité  $\epsilon_r=3$ , la valeur  $d$  qui représente la distance de couplage entre les deux lignes est  $0.9\text{cm}$ .

Un maillage de 80 pixels par 80 pixels est utilisé et le processus itératif est arrêté après 600 itérations.

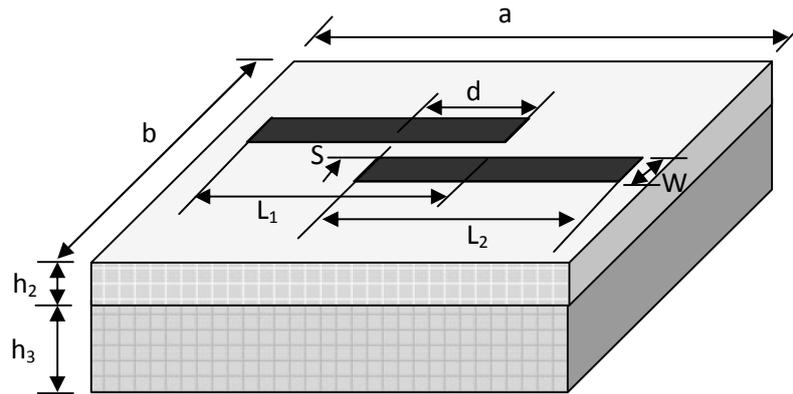


Figure 4.22 Filtre microruban à couplage parallèle à deux lignes

On refait le même travail précédant en faisant varier la valeur de la distance entre les deux lignes. Les résultats obtenus concernent la variation de la fréquence de résonance en fonction de  $S$ . Dans le tableau 2.3 sont résumées les fréquences de résonances obtenues par WCIP et par l'équation (4.3) en fonction de la distance  $S$ .

Tableau 4.3 Variation de la fréquence de résonance simulée par WCIP et calculée par (4.3) en fonction de la distance  $S$ 

<b>S (cm)</b>	0	0.27	0.54	1.17
<b>Fréquence de résonance simulie (GHz)</b>	4.9	5.8	6.1	6.7
<b>Fréquence de résonance calculée (GHz)</b>	3,8	.	.	5,75
<b>Erreur relative en %</b>	22,45	.	.	14,17

L'écart constaté entre les résultats WCIP et les résultats calculés par l'équation (4.3) est due principalement au modèle non précis proposé dans l'équation (4.3) ainsi que l'épaisseur mince du substrat permettant aux lignes de champ électrique d'occuper plus d'air que le substrat. Par conséquent la permittivité relative sera plus proche à celle de l'air qu'à celle du substrat.

Les coefficients de transmission et de réflexion correspondants à la variation de la distances  $S$  sont donnés par les figures 4.23 et 4.24 respectivement.

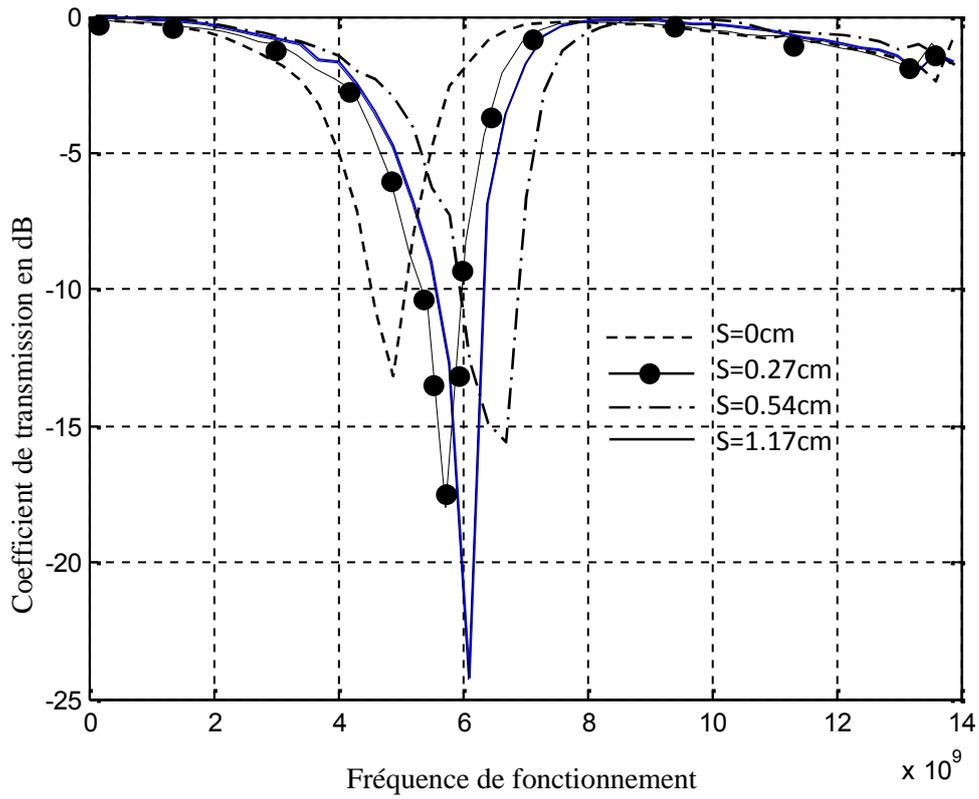


Figure 4.23 Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement.

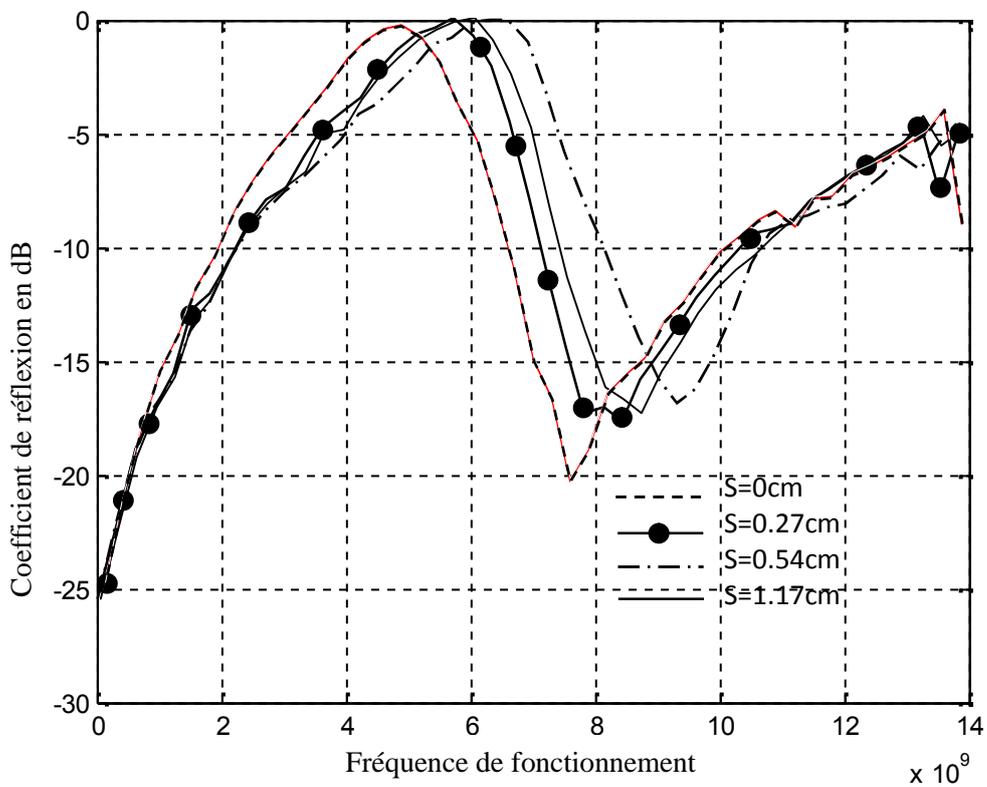


Figure 4.24 Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement

L'admittance d'entrée en fonction des itérations qui donne la convergence de la structure, et les courbes donnant le champ électrique et la densité du courant correspondants aux deux valeurs de la distance  $S=0\text{cm}$  et  $S=1.17\text{cm}$  sont donnés par les figures 4.25, 4.26 et 4.27 et 4.28 respectivement.

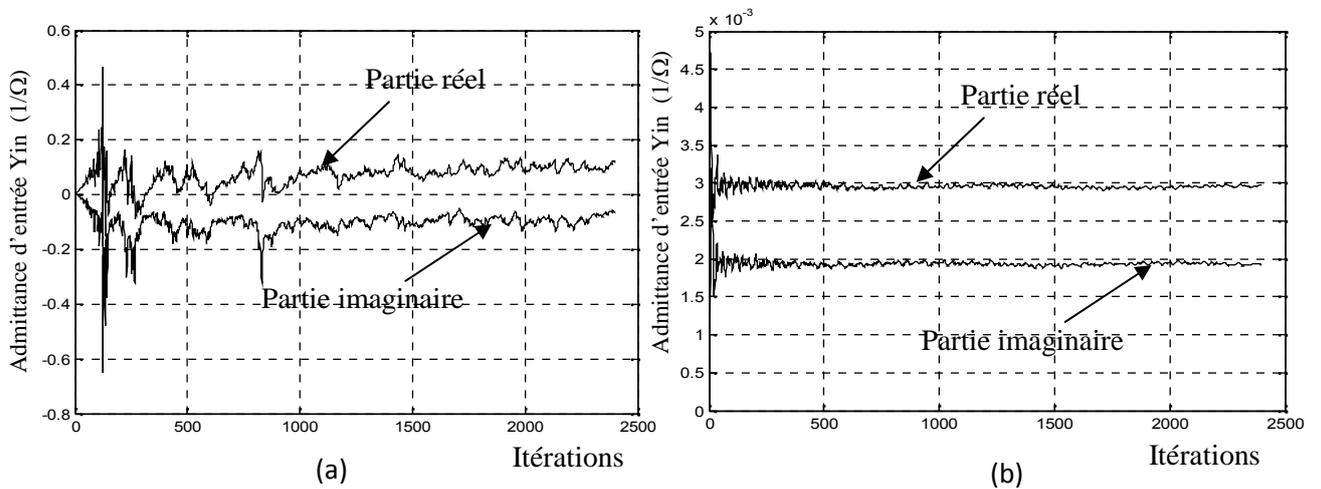


Figure 4.25 Variation de l'admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction des itérations avec  $S=0\text{cm}$   
 (a) A la fréquence de résonance  
 (b) A une fréquence dérént

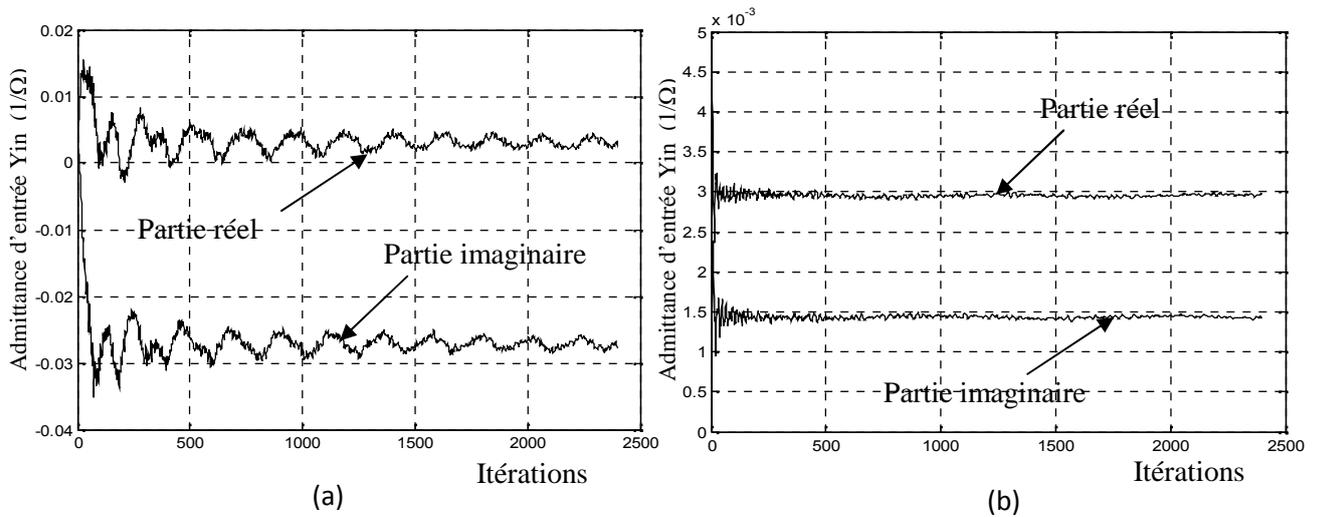
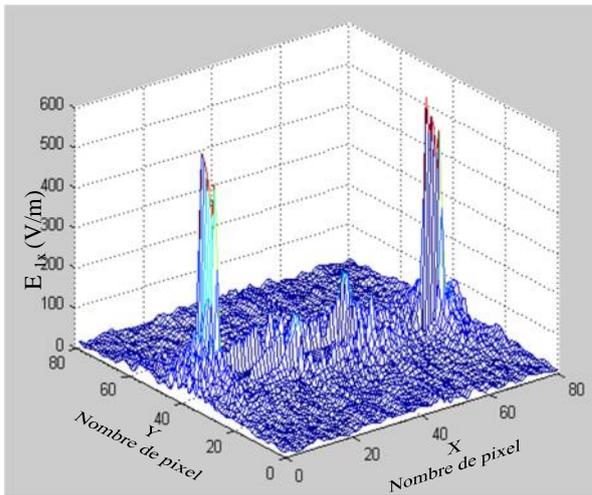
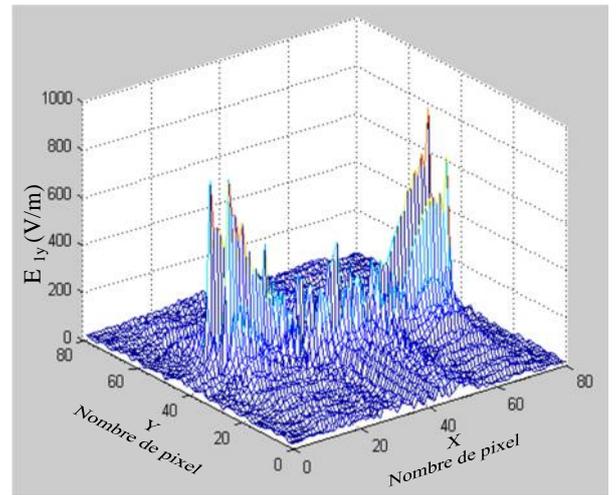


Figure 4.26 Variation de l'admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction des itérations avec  $S=1.17\text{cm}$   
 (a) à la fréquence de résonance  
 (b) à une fréquence dérént

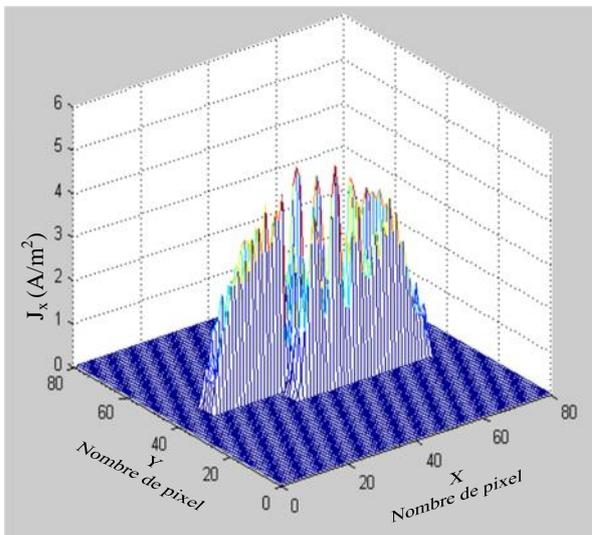
D'après la figure 4.26 on peut dire que le processus itératif peut être arrêté à 500 itérations.



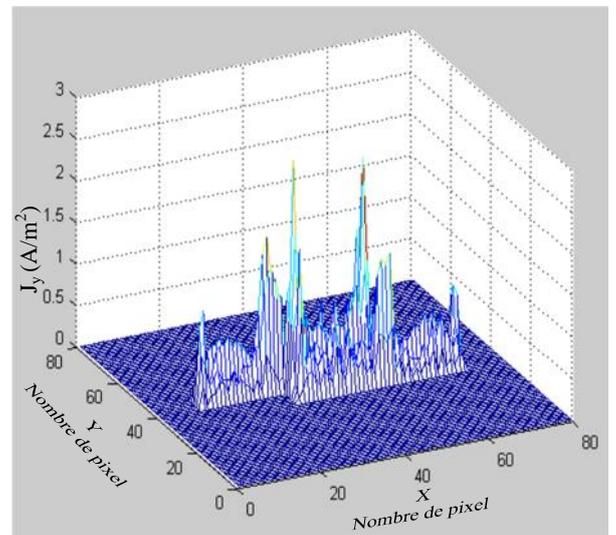
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 4.27 Champ électrique et densité du courant de la structure pour  $S=0\text{cm}$

- (a) Champ électrique sur la structure selon X
- (b) Champ électrique sur la structure selon Y
- (c) Densité du courant sur la structure selon X
- (d) Densité du courant sur la structure selon Y

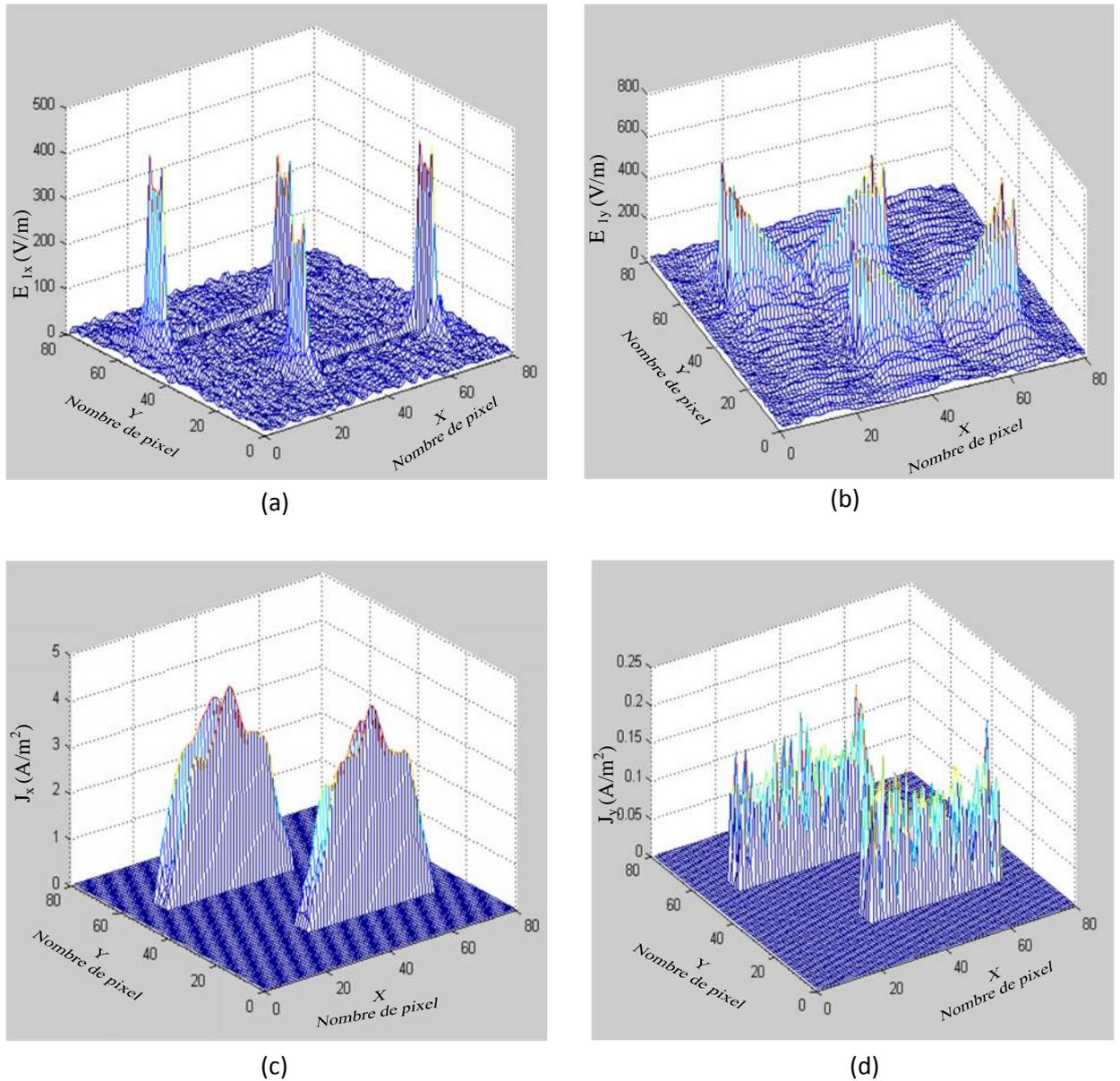


Figure 4.28 Champ électrique et densité du courant de la structure pour  $S=1,17\text{cm}$

- (a) Champ électrique sur la structure selon X
- (b) Champ électrique sur la structure selon Y
- (c) Densité du courant sur la structure selon X
- (d) Densité du courant sur la structure selon Y

Les figures du champ électrique et de la densité de courant montrent que ces derniers vérifient les conditions aux limites de la structure.

### 3.2.2. Filtre à couplage parallèle de trois rubans séparés de deux gaps

La cellule unitaire du filtre à couplage parallèle de trois lignes est représenté dans la figure 4.29, la structure possède les caractéristiques suivantes:  $a=3.6\text{cm}$  et  $b=1.8\text{cm}$ , la largeur des rubans  $W=0.27\text{cm}$ , les longueurs  $L_1=L_3=1.395\text{cm}$   $L_2= 1.35 \text{ cm}$ , le diélectrique a une hauteur  $h=0.05\text{cm}$ ,

et une permittivité  $\epsilon_r=3$ , les valeurs  $d_1$  et  $d_2$  qui représentent le couplage entre les lignes sont  $d_1=d_2=0.675\text{cm}$ , les distances entre les lignes sont  $S_1$  et  $S_2$ .

Un maillage de 80 pixels par 80 pixels est utilisé et le processus itératif est arrêté après 600 itérations.

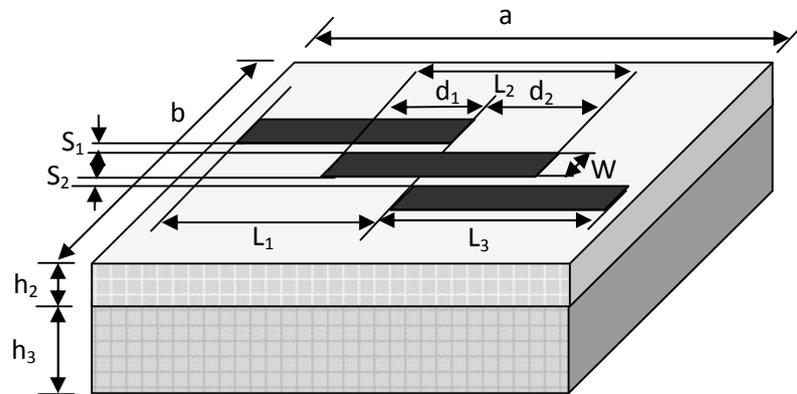


Figure 4.29 Filtre à couplage parallèle constitué de trois rubans métalliques séparés de deux gaps

En faisant varier la valeur des distances entre les lignes  $S_1$  et  $S_2$ , on aboutit aux mêmes conclusions précédentes c'est à dire l'augmentation des distances implique l'augmentation de la fréquence de résonance.

Les figures 4.30 et 4.31 donnent le coefficient de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de travail pour différentes valeurs de  $S_1$  et  $S_2$

On remarque que la fréquence de résonance augmente avec l'augmentation des valeurs de  $S_1$  et  $S_2$ .

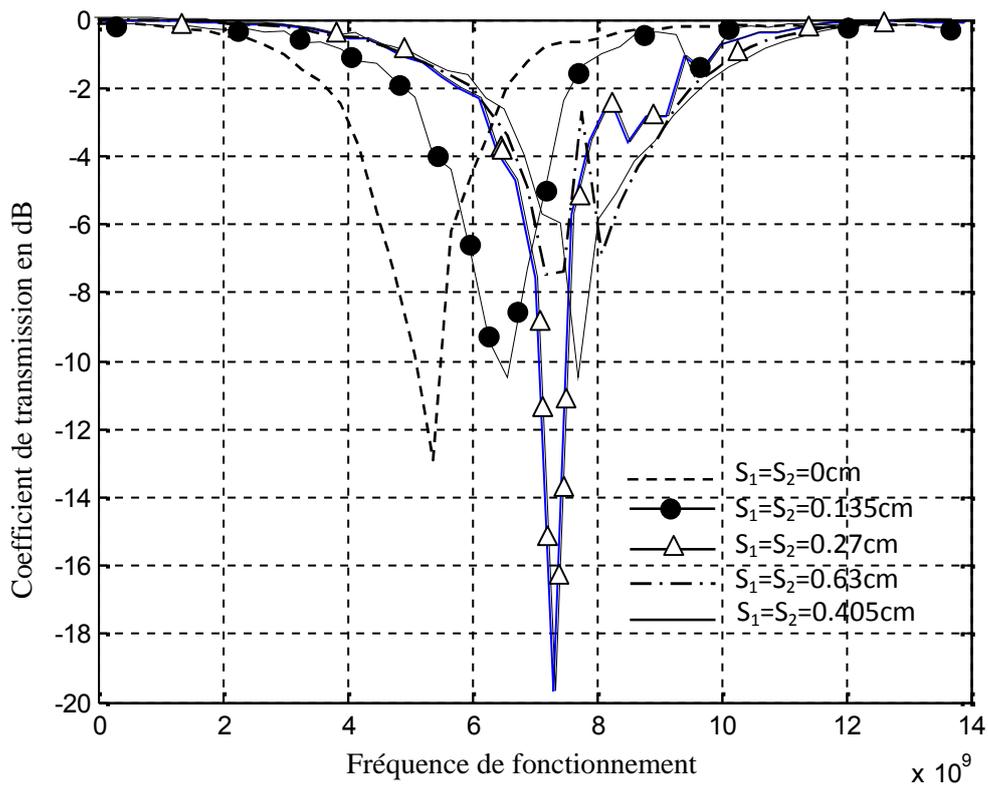


Figure 4.30 Variation du coefficient transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement.

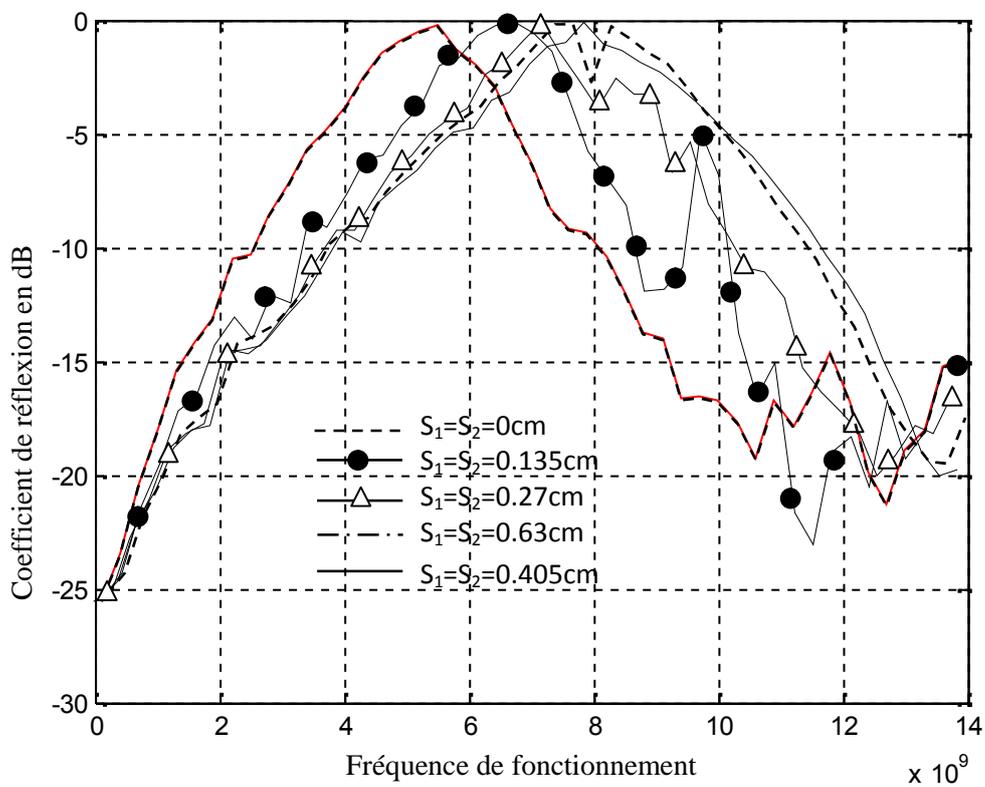


Figure 4.31 Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement.

L'admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction des itérations montre que le processus itératif peut être arrêté après 600 itérations pour  $S_1=S_2=0$  et après 500 itérations pour  $S_1=S_2=0.765\text{cm}$  comme le montre les figure 4.32.b, 4.33.b et 4.34.b. Les figures 4.32.a, 4.33.a, 4.33.c et 4.34.b montrent la méthode converge lentement puisque la fréquence de fonctionnement est au voisinage de la fréquence de résonance.

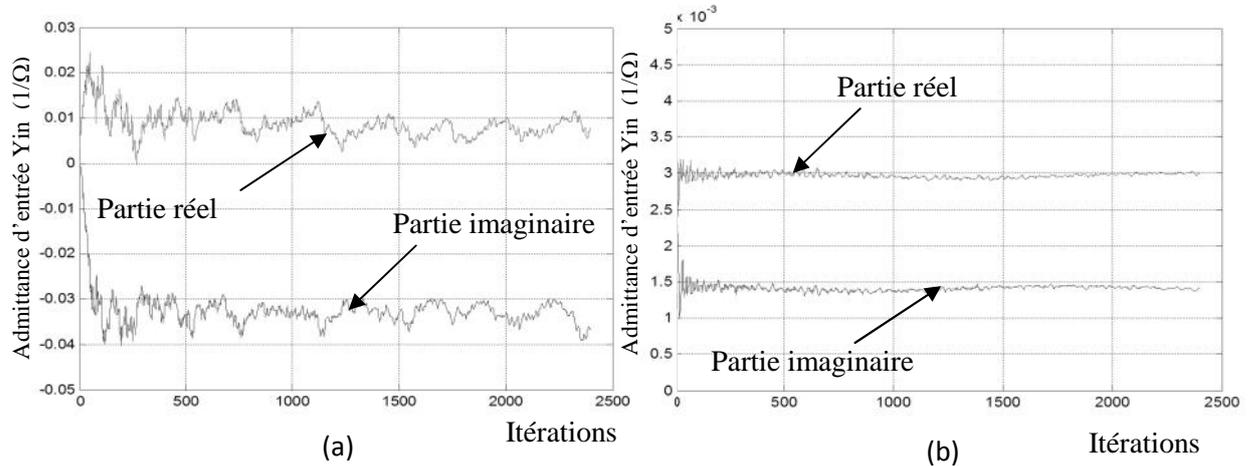


Figure 4.32 Variation de l'admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction des itérations avec  $S=0\text{cm}$   
 (a) A la fréquence de résonance  
 (b) A une fréquence déférente

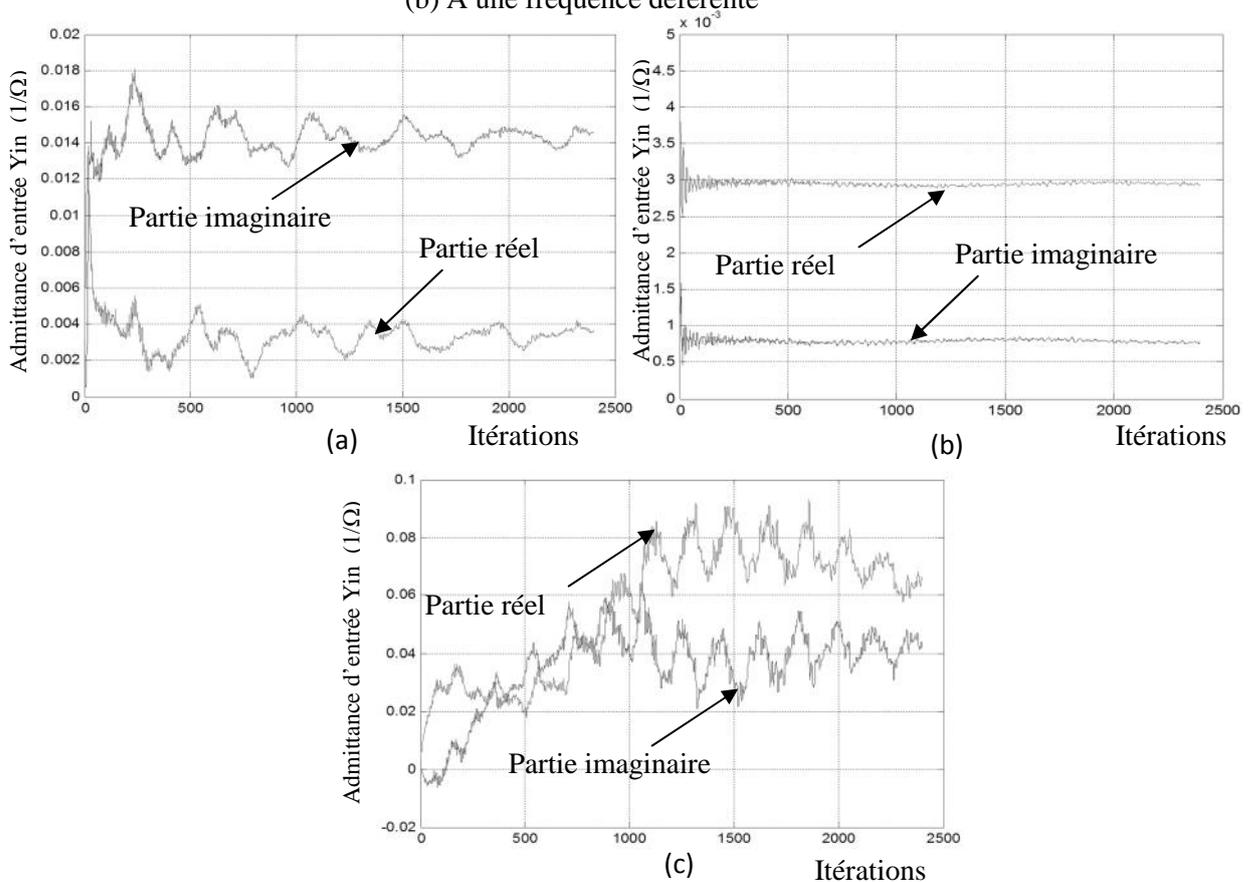


Figure 4.33 Variation de l'admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction des itérations avec  $S=0.63\text{cm}$   
 (a) A la première fréquence de résonance  $f_r=7.3\text{GHz}$   
 (b) A une fréquence déférente (c) A la deuxième fréquence de résonance  $f_r=8.2\text{GHz}$

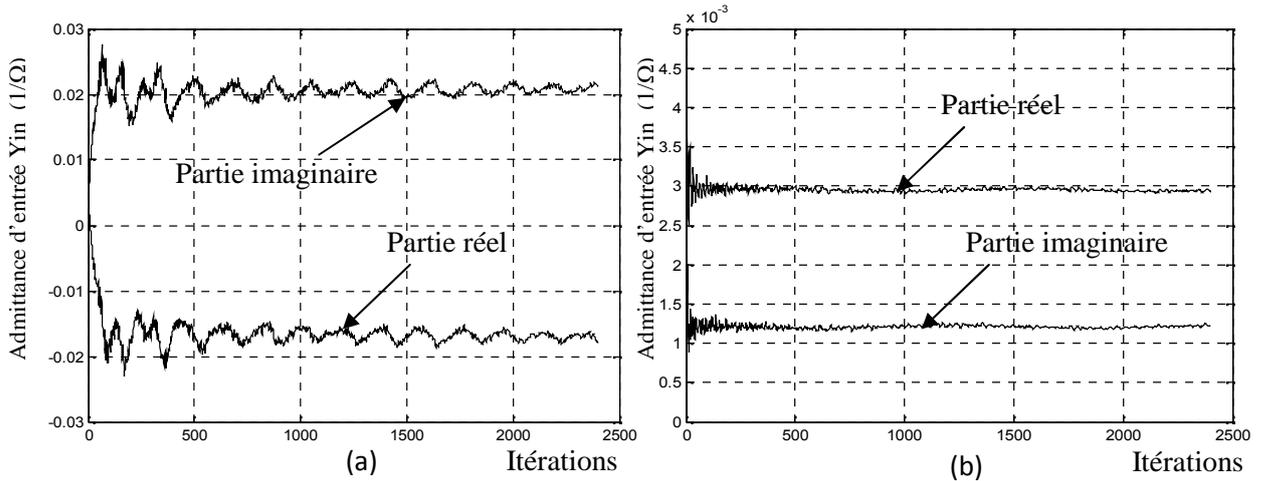


Figure 4.34 Variation de l'admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction des itérations avec  $S=0.765\text{cm}$   
 (a) A la fréquence de résonance  
 (b) A une fréquence déferente

Les différentes courbes donnant les champs électriques et la densité du courant pour les deux valeurs de la distance  $S_1=S_2=0\text{cm}$  et  $S_1=S_2=0.63\text{cm}$  sont données par les figures 4.35 et 4.36 respectivement. Le champ électrique obtenu et la densité de courant vérifient les conditions aux limites. Ils ont des valeurs maximales au niveau des discontinuités.

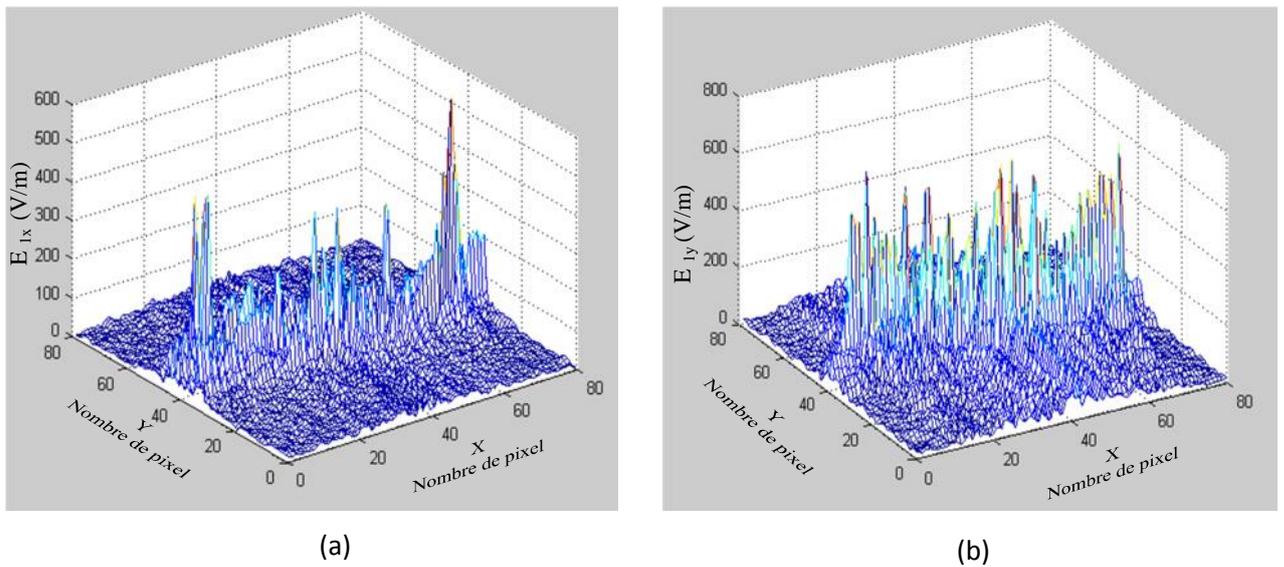
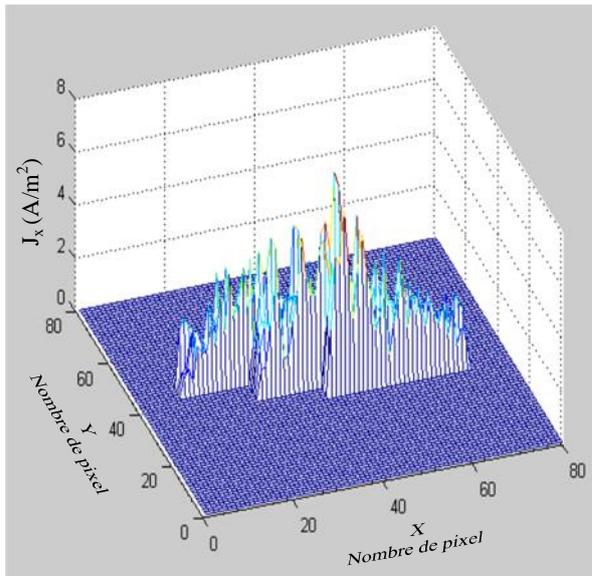
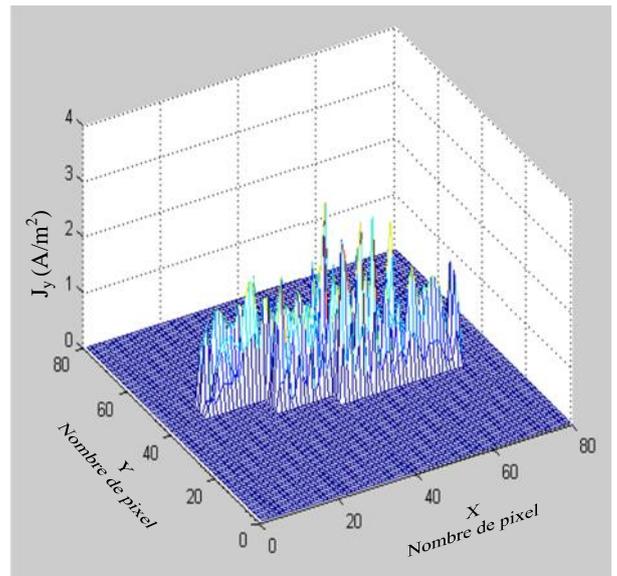


Figure 4.35 Champ électrique et densité du courant de la structure pour  $S=0\text{cm}$   
 (a) Champ électrique sur la structure selon X  
 (b) Champ électrique sur la structure selon Y



(c)

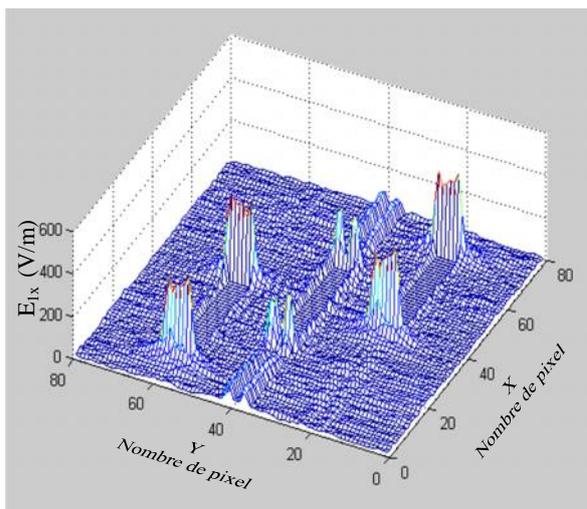


(d)

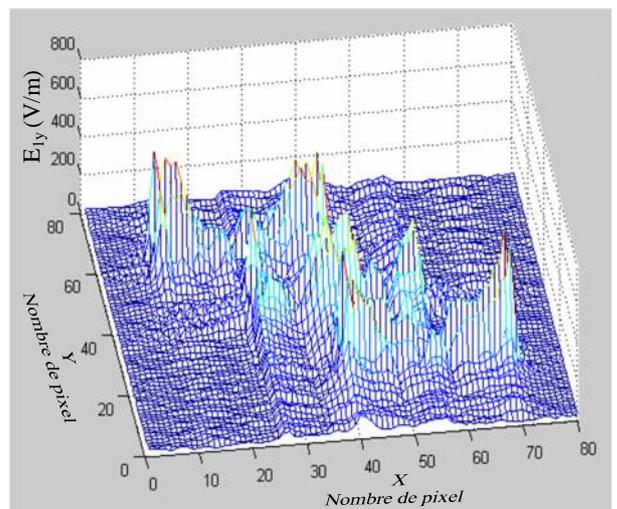
Figure 4.35 Champ électrique et densité du courant de la structure pour  $S=0\text{cm}$

(c) Densité du courant sur la structure selon X

(d) Densité du courant sur la structure selon Y



(a)



(b)

Figure 4.36 Champ électrique et densité du courant de la structure pour  $S=0.63\text{cm}$

(a) Champ électrique sur la structure selon X

(b) Champ électrique sur la structure selon Y

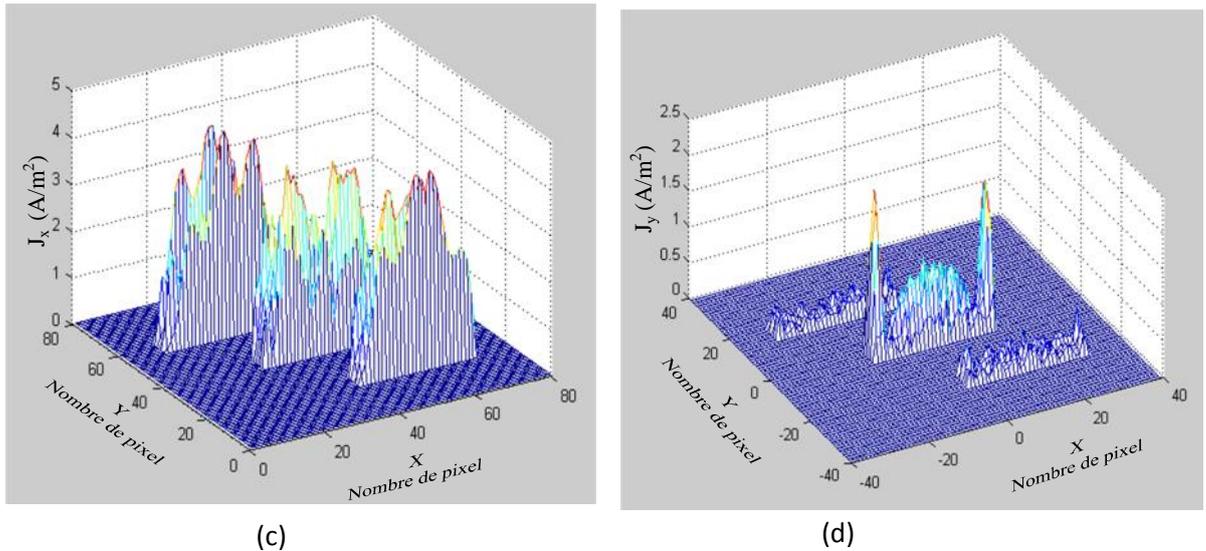


Figure 4.36 Champ électrique et densité du courant de la structure pour  $S=0.63\text{cm}$

(c) Densité du courant sur la structure selon X

(d) Densité du courant sur la structure selon Y

#### 4. Conclusion

Dans ce chapitre on a appliqué la méthode itérative aux différentes structures planaires de filtrage. En premier lieu on a étudié un filtre du type FSS à patches de forme rectangulaire et on a comparé les résultats obtenus avec ceux existants dans la littérature et une bonne concordance a été remarquée. Cette étape a fait l'objet de la validation du software implémenté à base de la méthode itérative WCIP.

Une fois le software à base de WCIP est validé, on a appliqué la méthode à des filtres type FSS à couplage capacitif parallèle et série. Dans le cas du filtre à couplage capacitif série on a caractérisé par la méthode WCIP un filtre planaire type FSS à base de deux rubans métalliques en couplage capacitif série. On a fait varier la distance inter rubans métalliques de notre structure et on a remarqué que cette dernière influe directement sur la fréquence de résonance puisque lorsque la largeur du gap  $S$  augmente la fréquence de résonance augmente elle aussi. La collecte des résultats concernant la fréquence de résonances a été effectuée à partir des courbes du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission obtenus par la méthode WCIP. Le même comportement a été observé lors de la caractérisation d'un autre filtre planaire type FSS à base de trois rubans métalliques. Les résultats de la fréquence de résonance obtenus pour les deux structures de filtrage par la simulation à base de la méthode WCIP ont été comparés avec ceux calculés par la théorie à base d'onde unique et du guide équivalent. Ils ont montré une concordance acceptable. L'admittance d'entrée en fonction des itérations a été présentée et la

convergence des filtres a été très lente à la résonance et elle devient rapide en s'éloignant de la résonance. Les figures donnant le champ électrique et la densité de courant sur le métal ont montré que ces derniers vérifient les conditions aux limites de la structure de filtrage. En plus ils ont des valeurs maximales au niveau des discontinuités diélectrique-métal.

Pour le filtre à couplage capacitif parallèle deux structures de filtrage ont été caractérisées. En premier lieu un filtre planaire type FSS à base de deux rubans métalliques en couplage capacitif parallèle a été étudié et ensuite un ruban métallique a été ajouté pour que le filtre devienne à trois rubans en couplage capacitif parallèle. On a refait le même travail précédant en variant la distance entre les rubans de la structure de filtrage. On a remarqué que la fréquence de résonance augmente avec l'augmentation de la distance entre les rubans. Les courbes des coefficients de transmission et de réflexion ont confirmé ce résultat. Les courbes donnant l'admittance d'entrée en fonction des itérations ont montrées qu'au voisinage de la résonance la convergence est lentement atteinte, contrairement aux fréquences inférieures ou supérieures à la fréquence de résonance où la convergence est atteinte plus rapidement en s'éloignant de la résonance. La densité de courant et le champ électrique vérifient les conditions aux limites des structures de filtrage et leurs figures montrent à la résonance une arche de sinus dans le cas de la densité de courant et une forme du type quasi V dans le cas du champ électrique.

## Références

- [1] B.A. Munk. *Frequency-selective surfaces : Theory and design*. Wiley, New York, 2000.
- [2] J. C. Vardaxoglou. *Frequency-selective surfaces : Analysis and design*. Research Studies Press, Ltd., Taunton, UK, 1997.
- [3] M. Titaouine, A. Gomes Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, "WCIP Method Applied to Active Frequency Selective Surfaces", *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, Vol.6, No 1, June 2007.
- [4] M. Titaouine, A. Gomes Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, "Analysis of Frequency Selective Surface on Isotropic/Anisotropic Layers Using WCIP Method", *ETRI Journal*, Vol 29, Number 1, pp.36-44, February 2007.
- [5] Somsak Akatimagool and Saran Choocadee, "Wave Iterative Method for Electromagnetic Simulation", *Chapter 14, 2013 Akatimagool and Choocadee, licensee InTech*. This is an open access chapter distributed under the terms of the Creative Commons Attribution License (<http://creativecommons.org/licenses/by/3.0>), which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

- [6] Douglas J. Kern, Douglas H. Werner, Michael J. Wilhelm, and Kenneth H. Church, “Genetically Engineered Multiband High-Impedance Frequency Selective Surfaces”, *Microwave and Optical Technology Letters* / Vol. 38, No. 5, September 5 2003.
- [7] Adaildo Gomes D’Assunção Júnior, Glauco Fontgalland, Mohammed Titaouine, Henri Baudrand, Diego Nóbrega Meireles, Alfrêdo Gomes Neto, “Analysis of Tapered Microstrip Patch Antenna by the Wave Concept Iterative Procedure”, *This work is partially supported by the Institutional Program of Scientific and Technological Initiation, PIBITI/IFPB/CNPq*, 2008.
- [8] J. Costa e Silva, *Analysis of Resonant Modes in Microstrip Patch Antennas on Iso/anisotropic Substrates by Transverse Resonance Techniques*, in portuguese, PhD thesis, UFRN, Natal, RN, 2005.
- [09] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [10] A. G. D’Assunção Jr., *A New Proposal for Multiband Planar Antenna for Mobile Communications*, in portuguese, Master Dissertation, UFRN, Natal, 2007.
- [11] M. Titaouine, A. Gomes Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, ‘Analysis of Shorted Ring Slots Frequency Selective Surfaces Using WCIP Method’, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 7, No. 2, pp 68-69, December 2008.

# Conclusion générale

## **Conclusion générale**

Dans le travail présenté, on a utilisé la méthode itérative (WCIP) pour l'analyse des structures de filtrage planaires telles qu'une structure de filtrage de type FSS à patches métalliques de forme rectangulaire, deux structures de filtrage de type FSS une à deux rubans métalliques et l'autre à trois rubans métalliques en couplage capacitifs série et deux structures de filtrage de type FSS une à deux rubans métallique et l'autre à trois rubans métalliques en couplage capacitif parallèle.

On a commencé le manuscrit par donner la théorie générale des structures planaires en donnant les différentes topologies des lignes micro ruban, leurs avantages et inconvénients, ainsi que leurs caractéristiques générales.

Ensuite on a fait l'étude des différents types de filtres (Butterworth et Tchebychev). On a calculé leurs réponses en fréquence et on a constaté que plus le nombre d'ordre de la fonction de transfert augmente plus on s'approche du cas idéal du filtre correspondant. Pour la réalisation de ce filtre en technologie microruban le choix du type du filtre ainsi que la fonction de transfert adoptée donnent les informations nécessaires pour la réalisation de ce filtre en éléments localisés. Le passage en technologie microruban est permis en déterminant les dimensions de la structure de filtrage microrubans à partir des valeurs des éléments localisés déterminés. La structure obtenue est caractérisée par HFSS. Les coefficients de transmission issue du filtre à éléments localisés, du filtre en technologie microruban en saut d'impédance, celui de la structure obtenu par HFSS et la fonction de transfert de départ sont tous tracés sur la même courbe. Une nouvelle approche basée sur les lignes de transmission et stubs en circuit ouvert placés en parallèle avec la ligne centrale est présentée pour caractériser le filtre microruban. Un très bon accord est obtenu comparativement aux résultats HFSS.

Dans le troisième chapitre on a donné une présentation détaillée sur la méthode itérative en donnant les différentes expressions mathématiques de la méthode, puisque l'expression analytique du processus itératif comporte un système de deux équations. Une écrite dans le domaine réel caractérisant la géométrie de la structure étudiée, l'autre exprimée dans le domaine modal issu de la description de l'environnement. Le passage entre les deux domaines se fait par l'intermédiaire d'une transformée rapide en mode FMT, et respectivement d'une transformée inverse  $FMT^{-1}$ . Cette méthode contrairement aux diverses méthodes intégrales et différentielles,

ne fait pas usage à l'inversion matricielle, et elle n'est pas limitée à la géométrie de la structure relative au circuit micro-onde à analyser. En plus elle nous permettra de déterminer la répartition des champs électromagnétiques en tous points de la surface du circuit et de définir les paramètres Z, Y ou S de la structure à étudier.

Pour se familiariser avec la méthode WCIP une structure constituée d'un pixel diélectrique central entouré de huit pixels métallique est caractérisée. Les résultats obtenus concernent les champs électriques et la densité du courant. Ils vérifient parfaitement les conditions aux limites de la structure étudiée.

Le but du quatrième chapitre été de valider le software implémenté en Matlab à base de la méthode WCIP. Par conséquent, un filtre de type FSS à patches métalliques de forme rectangulaire est étudiée. Les résultats obtenus ont été comparés aux résultats de simulation et les résultats de mesure donnés dans la littérature, et ils ont montré une bonne concordance.

En deuxième lieu, on a fait l'étude d'un filtre de type FSS à rubans métalliques en couplage capacitif série et un filtre de type FSS à rubans métalliques en couplage capacitif parallèle. Deux structures de filtrage appartenant à chacun des deux filtres sont caractérisées : une est constituée de deux rubans métalliques séparés d'un gap diélectrique et l'autre comporte trois rubans métalliques séparés de deux gaps diélectriques. La variation des paramètres de ces filtres comme la distance entre les lignes et leurs longueurs influe sur la fréquence de résonance. L'augmentation des largeurs des gaps mène à une augmentation dans la fréquence de résonance et l'augmentation dans la longueur des rubans résulte en une diminution dans la fréquence de résonance. Les résultats obtenus concernent les champs électriques sur chacune des surfaces de l'interface et la densité du courant de la structure qui vérifient parfaitement les conditions aux limites et montre une arche de sinus à la résonance dans la densité de courant bidimensionnelle.

A la fin on peut conclure que la méthode itérative (WCIP) proposée dans ce manuscrit, a été appliquée à plusieurs formes et dimensions de structures planaires, et a donné des résultats satisfaisant en un temps de calcul réduit.

# Liste des conférences

## Liste des conférences

### ➤ Conférence international

M. Aouissi, R. Saidi, K. Bencherif, A. Djouimaa and M. Titaouine, « Simple and Efficient Single Wave Approach for the Characterization of Multilayer Waveguide Filters », *3<sup>rd</sup> international Conference on Optics Photonics and their Applications ICOPA'13*, 9-11 December 2013, USTHB-Algiers, Algeria.

### ➤ Conférence national

M. Titaouine, M. Aouissi, K. Tayeb, R. Saidi and K. Bencherif, « Caractérisation des structures de filtrage à guide d'ondes remplit de plusieurs diélectriques isotropes et/ou anisotropies », *Journée national des matériaux*, 10 juin 2014, Oum El bouaghi.

# Simple and Efficient Single Wave Approach for the Characterization of Multilayer Waveguide Filters

**Mohammed TITAOUINE**

University of Batna/Department of electronics, Batna- University of Bordj Bou-Arréridj/LMSE laboratory Algeria, mohammedtitaouine@gmail.com

**Manel AOUISSI**

University of Batna/Department of electronics, Batna, Algeria, aouissimnl@gmail.com

**Raouia SAIDI**

University of Batna/Department of electronics, Batna, Algeria, saidiraouia@gmail.com

**Karima BENCHERIF**

University of Batna/Department of electronics, Batna, Algeria, bencherifka@gmail.com

**Awatef DJOUIMAA**

University of Batna/Department of electronics, Batna, Algeria, awatefdjouimaa@yahoo.fr

---

*Abstract: Waveguide filters can find their applications as band pass filters to be used in guiding electromagnetic energy. To characterize such structures, many full wave methods exist such as method of moments, immittance method, finite element method FDTD method, WCIP method. In the case where the waveguide contains only dielectrics and no metals, a single wave approach (IFMU: Interval de Fonctionnement en Mode Unique) can be adopted for less running time and memory space. In this paper, the single wave approach is used to characterize multilayer dielectrics waveguide filters. Using the generating TE and TM modes functions for rectangular and circular metallic waveguides, single mode frequency interval is determined for each dielectric layer. The common single mode interval is the interval in which only the dominant mode  $TE_{10}$  or  $TE_{11}$  can propagate according to the type of the waveguide. The presented single wave approach can be extended to account for inhomogeneous and anisotropic waveguide dielectrics.*

*Keywords: fundamental mode, waveguides, filtering operation, transmission line model, single wave model, multilayer waveguide filters*

---

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE HOUARI BOUMEDIENE

**3<sup>rd</sup> International Conference on Optics Photonics and their Applications  
Alger 09-11 Décembre 2013  
(ICOPA'2013)**

**Attestation de Participation**

Le Président du comité d'organisation de la Conférence (ICOPA'2013) qui s'est déroulé à l'USTHB, Alger du 09 au 11 décembre 2013, certifie que:

**Manel Aouissi**  
a participé à la manifestation et a présenté une communication sous forme poster intitulée:

**Simple And Efficient Single Wave Approach For The Characterization  
Of Multilayer Waveguide Filters**

Co-auteurs: Raouia Saidi, Raouia Saidi, Karima Bencherif, Awatef Djouimaa And Mohammed Titaouine

Le Président de ICOPA'2013  
**Pr. A. KELLOU**





UNIVERSITÉS SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE  
HOUARI BOUMEDIENNE

LA DIRECTION GÉNÉRALE DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE ET DU DÉVELOPPEMENT TECHNOLOGIQUE



International Conference on  
Optics, Photonics  
and their Applications

Leq

Algiers, December 09-11, 2013



# BOOK OF ABSTRACTS



Faculté de Physique, USTHB  
B.P 32 El-Alia Bab-Ezzouar 16111  
ALGER – ALGERIE.  
Tél/Fax : 00 213 021 24 73 44

## Caractérisation des structures de filtrage à guide d'onde remplit de plusieurs diélectriques isotropes et/ou anisotropes

Mohammed. TITAOUINE<sup>1,2</sup>, Manel.AOUISSI<sup>1,§</sup>, Kenza. TAYEB<sup>1</sup>, Raouia.SAIDI<sup>1</sup> et Karima. BENCHERIF<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Université de Batna/Faculté de Technologie/Département d'électronique. Batna, Algérie

<sup>2</sup> Laboratoire LMSE, Université de Bordj Bou-Arredj, Bordj Bou-Arredj, Algérie

---

### Résumé :

Les guides d'ondes à parois métallique remplit de diélectrique montrent une opération de filtrage due à la présence d'une ou plusieurs bandes passantes ayant une relation directe avec la longueur du guide d'ondes.

Pour caractériser rigoureusement ce genre de filtres une méthode **fullwave** est nécessaire si un métal est présent sur une interface séparant deux couches diélectrique, plusieurs méthodes fullwave existent telles que la méthode des moments (MOM), la méthode des éléments finis (FEM), la méthode TLM, la méthode itérative en ondes WCIP.

Dans l'absence du métal sur les interfaces inter couches diélectriques, les modes TE et TM ne se mélangent pas et restent tels qu'ils étaient excités dans le guide d'ondes. Par conséquent, l'approche d'onde unique ou l'approche IFMU (Intervalle de Fonctionnement en Mode Unique) peut être employée.

Cette approche est basée sur l'idée qu'un seul mode se propage dans l'intervalle de la présence du mode fondamental. D'où l'utilisation de l'approche de la longueur de guide pour ramener l'impédance de charge à l'entrée du filtre à guides d'ondes et un schéma équivalent décrivant le fonctionnement du filtre dans l'intervalle IFMU est obtenu.

Dans ce travail, l'approche d'onde unique (approche IFMU) est utilisé pour caractériser les filtres à guides d'ondes remplit de plusieurs diélectrique (problème de filtres multicouche dans un guide d'ondes) isotrope et/ou anisotropes. L'intervalle IFMU est obtenu en prenant l'intervalle commun des intervalles individuelles IFMU des couches diélectriques remplit le guide d'ondes.

Pour rendre compte de la anisotrope présente dans la structure de filtrage à guide d'ondes, une couche diélectrique isotrope équivalente est déterminée. L'emploi de l'approche d'onde unique est appliqué pour intégrer le schéma équivalent de la couche anisotrope dans le schéma équivalent global du filtre.

Pour valider l'approche IFMU proposée, un filtre à guide d'onde rectangulaire à parois métallique remplit d'un seul diélectrique isotrope (anisotrope), de deux diélectriques isotropes (anisotropes), est de trois diélectriques isotropes (anisotropes) sont caractérisés. Des résultats à base de MATLAB sont obtenus et comparés aux résultats d'HFSS et un bon accord est enregistré.

L'augmentation du nombre de couches diélectrique présentes dans le guide d'ondes peut facilement mener à une augmentation du nombre de bande passante présentes dans l'intervalle IFMU de la structure de filtrage, l'emploi des couche anisotropes mène à une minimisation des pertes dans la structure de filtrage comparativement à l'usage des diélectrique isotropes.

Mots clés---Approche d'onde unique (IFMU), model de longueur de guide, modes TE et TM, filtres à guides d'ondes, structures multicouches isotropes et anisotropes.

---



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère d'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Larbi Ben M'hidi –Oum El Bouaghi  
Laboratoire des Composants Actifs et Matériaux



## JOURNÉE NATIONALE DES MATÉRIAUX

10 Juin 2014

# ATTESTATION DE PARTICIPATION

Le Directeur du Laboratoire des Composants Actifs et Matériaux(LCAM), Atteste que:

**M<sup>r</sup> TITADJINE Mohammed** (Laboratoire LMSE, Université de Bordj Bou-Argeridj, Bordj Bou-Argeridj) a présenté une  
Communication poster.

**Intitulée: Caractérisation des structures de filtrage à guide d'ondes remplies de plusieurs diélectriques isotropes et/ ou anisotropes**

En Collaboration avec: Manel ADUISSI, Kenza TAYEB, Raouia SAIDI et Karima BENCHERIF.



