

Conception et Optimisation des Filtres Hairpin à base de la Technologie Planaire

M. Damou, k. Nouri

Laboratoire Technologies des Communications, Faculté
des Sciences de la technologie université Tahar Moulay
BP 138, Saida 20000- Algerie
bouazzamehdi@yahoo.fr

M. Khazini

Département d'électronique, faculté des sciences de la
technologie Université Tahar Moulay.
BP 138, Saida 20000Saida, Algerie
Maamora_kha@yahoo.fr

Résumé : Dans le domaine des micro-ondes, la synthèse des filtres est une étape indispensable. Dans cet article nous avons donc effectué un rapide état de l'art du filtrage hyperfréquence en nous focalisant plus particulièrement sur la approximation en amplitude de Tchebychev. L'objectif des travaux présentés ici de concevoir et analyser un filtres planaire en lignes micro rubans couplées à l'aide de simulateur ADS 2011 adapté aux dispositifs hyperfréquences. Pour valider nos résultats de conception, nous avons évalué les réponses fréquentielles des filtres à l'aide de Schematic, Momentum, FEM (méthode des éléments finis).

Mots clés : Micro ondes, Synthèse de filter, Analyse, lignes couplées, Hairpin, Technologie planaire.

I. INTRODUCTION

Les filtres hyperfréquences sont de plus en plus utilisés de nos jours. Il devient primordial de pouvoir les simuler avec précision avant la réalisation. Le but final est d'avoir un circuit qui, une fois réalisé fonctionne du premier coup tout en respectant les contraintes du cahier de charge. Pour notre travail, nous avons utiliser le logiciel ADS 2011 (Advanced Design System 2011) de la société Agilent Technologies [1]. Cet outil est très complet car il permet de faire des simulations des circuits analogiques hyperfréquences, des circuits numériques, de la Co-simulation analogique numérique ainsi que des simulations électromagnétiques. Du fait de son fort potentiel, cet outil très complet est de plus en plus utilisé dans le monde de la recherche universitaire et industrielle. Pour espérer obtenir un bon résultat de simulation, il est indispensable d'utiliser le logiciel à bon escient et de prendre en compte toutes les particularités du circuit à simuler (substrat, ruban, masse, discontinuités, ...).[2]

II. TECHNOLOGIE DU FILTRE EN EPINGLE (HAIRPIN) [3]

Les filtres Hairpin restent, néanmoins, des filtres à bande étroite ou moyenne et sont, a fonction de filtrage identique, légèrement plus gourmands en surface que les filtres à lignes couplées sur les côtés

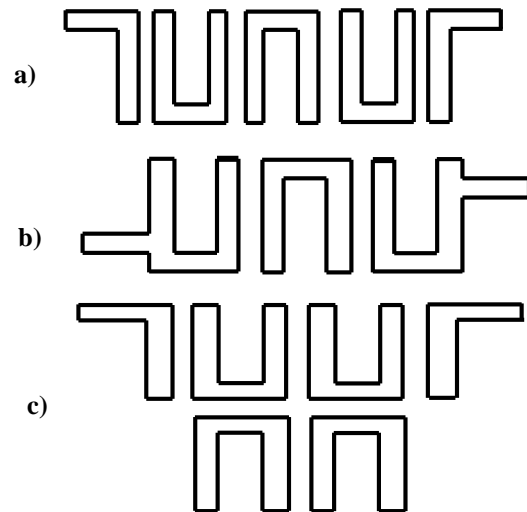


Figure 1: Aperçus schématiques de filtres Hairpin :
a) Standard b) Accès par taper c) Pseudo-elliptique.

. Les filtres Hairpin en $\lambda/2$, comme tous les filtres linéiques, sont des filtres dits distribués car ils utilisent les propriétés des modes associés aux lignes de transmission. Les résonateurs sont constitués de portions de ligne dont les longueurs correspondent à la demi-longueur de l'onde guidée à la fréquence centrale du filtre. Ce type de filtres a généralement une réponse périodique de période f_0 (f_0 étant la fréquence centrale du filtre), bien que de nombreuses études aient été menées pour la suppression de la 1^{ère} harmonique.[4]

II.1 RAPPEL SUR LA NOTION DES FILTRES HAIRPIN

Les filtres Hairpin peuvent être obtenus en repliant des résonateurs parallèlement couplés en une forme de 'U', donc, à partir de cette définition on veut étudier la conception ainsi que la synthèse de ce filtre en usant de deux procédés : Tchebychev postérieurement, on crée une comparaison entre les deux méthodes (FEM et MOM) pour percevoir la méthode la plus compétitive. Le nombre des pôles du prototype passe-bas est calculé par l'équation suivante [5].

$$n = \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{10 \frac{A_{max}}{10} - \frac{1}{\epsilon}} \right)}{\operatorname{arccosh} \left(\frac{\omega_c}{\omega_r} \right)} \quad (1)$$

Avec :

$$\epsilon = \sqrt{10 \frac{A_{max}}{10} - 1} \quad (2)$$

On choisira n le premier entier supérieur ou égal à la valeur donnée par l'équation (1).

Les paramètres du prototype passe-bas, pour une fréquence de coupure normalisée, sont donnés par les équations suivantes [5] :

$$g_0 = 1 \quad (3)$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin \left(\frac{\pi}{2n} \right) \quad (4)$$

pour $i = 2, \dots, n$

$$g_i = \frac{4 \sin \left[\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \sin \left[\frac{(2i-3)\pi}{2n} \right]}{g_{i-1} \left(\gamma^2 + \sin^2 \left[\frac{(i-1)\pi}{n} \right] \right)} \quad (5)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & \text{pour } n \text{ impair} \\ \coth^2 \left(\frac{\beta}{4} \right) & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases} \quad (6)$$

Avec :

$$\beta = \ln \left[\coth \left(\frac{A_{max}}{17,37} \right) \right] \quad (8)$$

Et :

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right) \quad (9)$$

II.2 RESOLUTION PAR LA TECHNIQUE DE TSCHEBYCHEV

Pour effectuer l'étape de simulation, on débute tous d'abord par un cahier de charge précisé par :

- Une fréquence centrale $f_0 = 2 \text{ GHz}$;
- Une largeur de la bande passante : $\Delta = 0,2$;
- Impédance caractéristique : $Z_0 = 50 \Omega$;
- Amplitude des ondulations (ripple) : $A_{max} = 0,1 \text{ dB}$;

La synthèse de ce filtre donne un ordre $n = 5$. A partir du tableau [6] nous pouvons déterminer les valeurs des éléments localisés g_i (inductance et capacité) d'un filtre prototype passe-bas de type Tchebychev :

$$\begin{aligned} g_0 &= g_6 = 1. \\ g_1 &= g_5 = 1,1468. \\ g_2 &= g_4 = 1,3712. \\ g_3 &= 1,9750. \end{aligned}$$

Les paramètres de la conception en bande passante sont les facteurs de qualité externes Q_{e1} et Q_{en} et les coefficients de couplage entre les résonateurs adjacents $M_{i,i+1}$. Ces paramètres sont exprimés en fonction de la largeur de bande fractionnelle Δ et en fonction des paramètres du prototype passe-bas procurés ci-dessus :

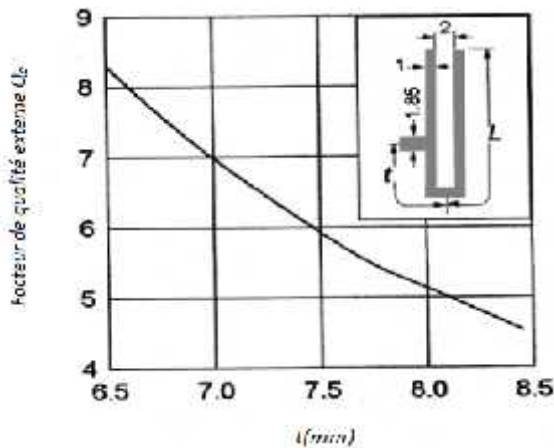
$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{\Delta} \quad (10)$$

$$Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{\Delta} \quad (11)$$

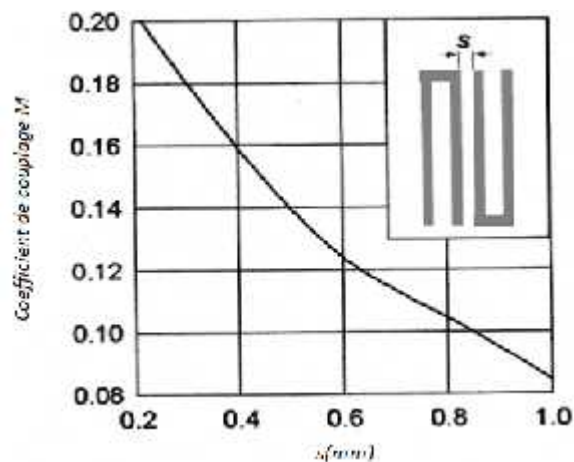
$$M_{i,i+1} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \text{ pour } i = 1 \text{ à } n-1 \quad (12)$$

Pour ce filtre, la largeur de bande fractionnelle est $\omega = 0,2$, le facteur de qualité à l'entrée est $Q_{e1} = 5,734$ qui est semblable au facteur de qualité externe à la sortie Q_{e5} et les coefficients de couplage entre le i ème résonateur et le $i+1$ ème résonateur $M_{1,2} = 0,160 = M_{4,5}$, $M_{2,3} = 0,122 = M_{3,4}$.

Le substrat utilisé est le (RT/D 6006). Il présente une constante diélectrique de $\epsilon_r = 6,15$ et une épaisseur de $h = 1,27 \text{ mm}$ avec un épaisseur du ruban $t = 0,015 \text{ mm}$ et une tangente de perte $\tan \delta = 0,001$. Les facteurs de qualité externe Q_{e1} et Q_{e5} et Les coefficients de couplage $M_{i,j}$ en fonction des dimensions physiques sont affichés respectivement aux figures 2 et 3 [2]. Dans ces deux figures, les lignes des résonateurs Hairpin ont une largeur de 1 mm et la distance de séparation entre les deux armes est de 2 mm .



Figures 2: Facteur de qualité externe en fonction de la distance t pour un résonateur



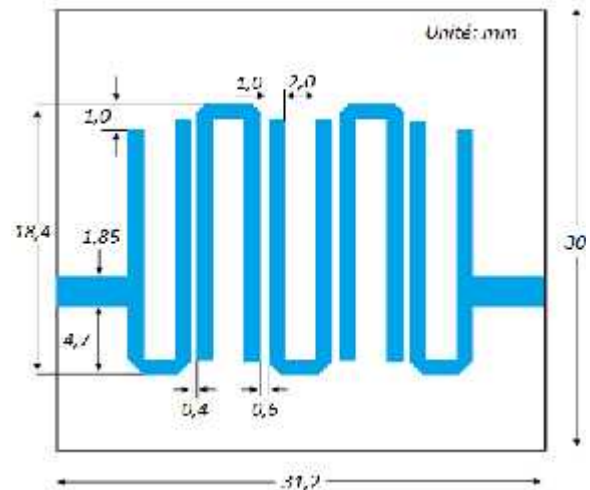
Figures 3: Coefficient de couplage en fonction de l'espacement s entre deux résonateurs couplés

La dimension L du résonateur est de λ_{g0} avec λ_{g0} étant la longueur d'onde correspondante à la fréquence centrale du filtre. La distance L est de $20,4 \text{ mm}$. Le filtre est conçu de telle façon qu'il ait des lignes d'accès à l'entrée et à la sortie. Ces deux lignes ont une impédance caractéristique $Z_0 = 50 \text{ ohms}$, donc ils ont une largeur de $1,85 \text{ mm}$. L'emplacement des lignes à l'entrée et à la sortie par rapport au centre du résonateur $L/4$, notée t , est estimée par [3]:

$$t = \frac{2L}{\pi} \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{\pi Z_0 / Z_r}{2Q_e}} \right) \quad (13)$$

Avec $Z_r = 68,3 \text{ ohms}$ puisque la largeur de la ligne du résonateur est de 1 mm , donc la distance t est égale à $6,03 \text{ mm}$.

D'après la figure 2, on trouve une distance optimale $t = 7,625 \text{ mm}$. Les résonateurs sont placés comme indiqué dans la figure 4. Nous avons réalisé le filtre Hairpin selon le layout de la figure 4.



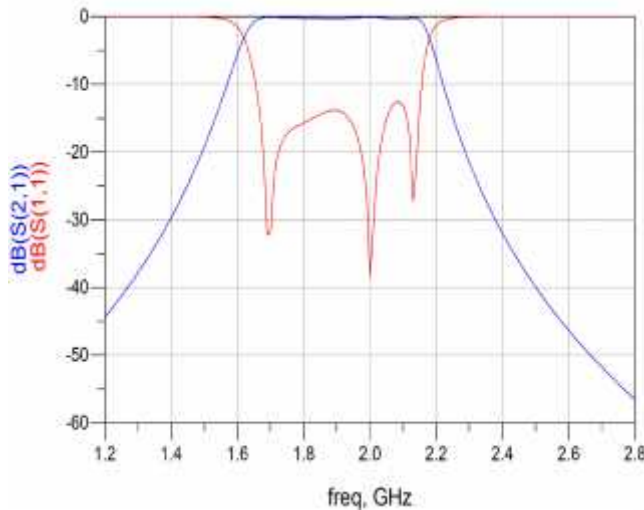
Figures 4 : Layout d'un filtre Hairpin de type Tchebychev.

On prend en considération que le substrat utilisé est le même présenté précédemment, d'après la figure 3, les distances de séparation entre deux lignes sont : $s_{1,2} = s_{4,5} = 0,4 \text{ mm}$ et $s_{2,3} = s_{3,4} = 0,6 \text{ mm}$.

III. RESULTATS ET INTERPRETATIONS

III.1 RESULTATS OBTENUS PAR LE SCHEMATIC

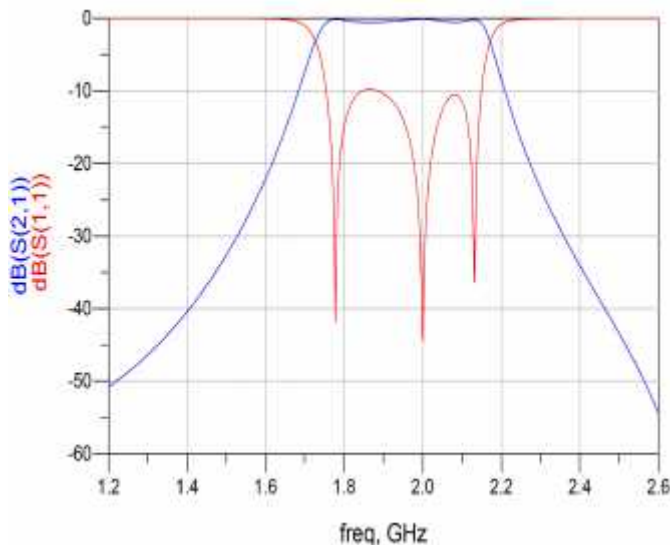
Figure 5 détermine les réponses fréquentielles simulées. Les pertes d'insertion sont environ $-0,123 \text{ dB}$. La largeur de la bande passante est un peu supérieure à celle présentée dans le cahier de charge précédent. Les résultats simulés sont en bon accord avec ceux de la référence [7].



Figures 5: Réponse fréquentielle d'un filtre Hairpin de type Tchebychev.

III.2 RESULTATS OBTENUS PAR LE MOMENTUEM

Le résultat de la réponse fréquentielle et de la phase à l'aide de Momentum de ce filtre est montré sur la figure suivante :

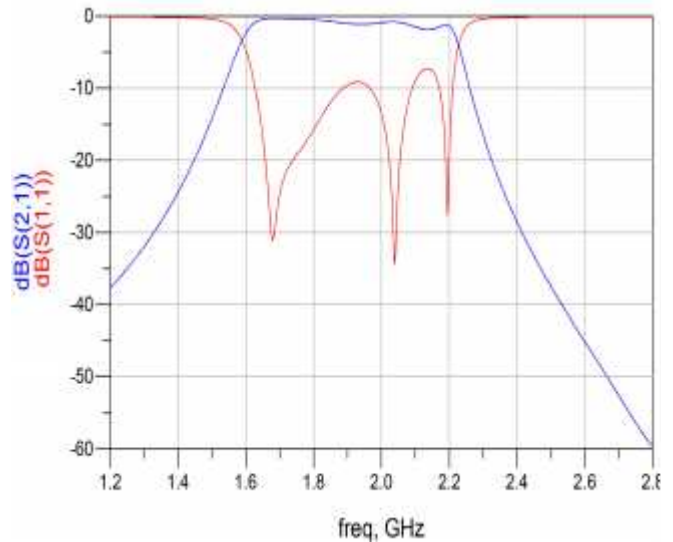


Figures 6 : Réponse fréquentielle d'un filtre Hairpin de type Tchebychev à l'aide de Momentum Microwave.

A la fréquence central à 2 GHz, Les pertes d'insertion sont environ **-0,157 dB**. La largeur de la bande passante est un peu égale à celle présentée dans le cahier de charge précédent. Les résultats simulés sont en bon accord avec ceux de la référence [8].

III.3 RESULTATS OBTENUS PAR LE FEM :

Le résultat de la réponse fréquentielle à l'aide de la méthode des éléments finis de ce filtre est montré sur les figures suivantes :



Figures 7 : Réponse fréquentielle d'un filtre Hairpin de type Tchebychev à l'aide de la method des éléments finis.

A la fréquence central à 2 GHz, Les pertes d'insertion sont environ **-0,939 dB**.

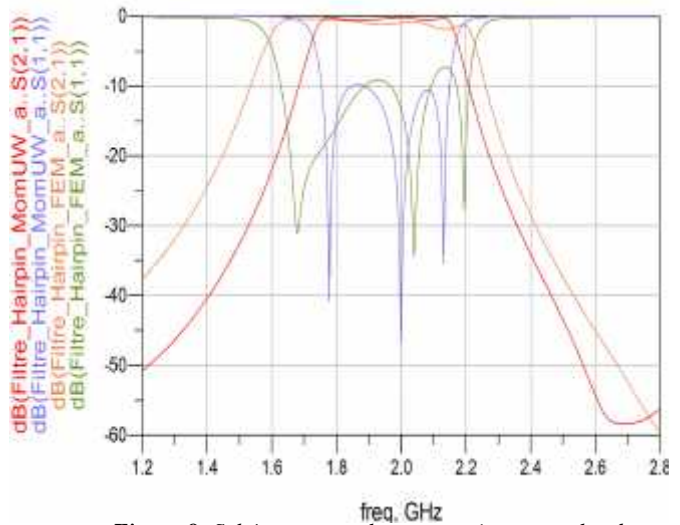


Figure 8: Schéma montre la comparaison entre les deux réponses fréquentielles (Mom, FEM) d'un filtre Hairpin de type Tchebychev.

D'après le résultat obtenu à partir de la méthode de Momentum et la méthode des éléments finis, on approche au stade de la comparaison entre ces deux procédures, les paramètres S (Amplitude et Phae) en fonction de la fréquence ce sont illustrés sur les figures 8 et 9 respectivement

La simulation de la phase de S_{21} de ce filtre est présentée ci-dessous :

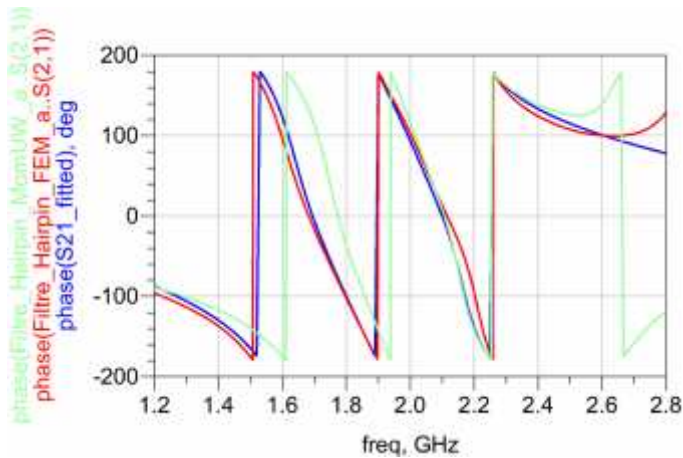


Figure 9: Schéma montre la comparaison entre les deux phases (Mom, FEM) d'un filtre Hairpin de type Tchebychev

La Figure 9 prouve que le filtre simulé est approximativement linéaire. On remarque que la phase sont à peu près semblables sauf que le filtre simulé par la méthode de Momentun possède une decalage plus faible que celle simulé par la méthode des éléments finis.

IV. EFFET DE BLINDAGE SUR LES CHAMPS

La simulation des champs électriques et magnétiques avec le logiciel ADS sur l'effet du blindage nous a permis d'obtenir les configurations suivantes :

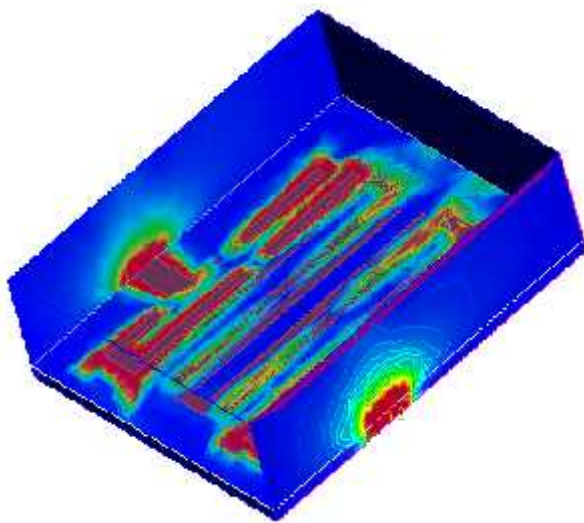
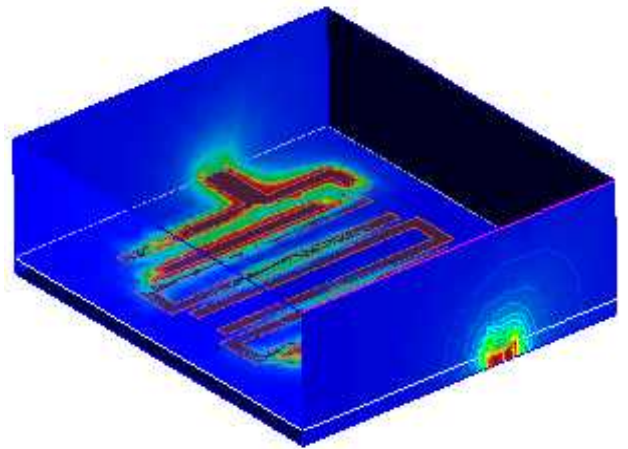


Figure 10 : Schéma détermine la distribution du champ électrique.



Figures 11 : Schéma détermine la distribution du champ magnétique.

Sur ces figures représentées le champ électrique et magnétique, on constate la concentration des champs au niveau du porte 1 et 2.

V. CONCLUSION

Les travaux présentés dans cet article ont été consacrés à la conception des filtres planaires micro-ondes Dans un premier temps, nous avons présentés dans un cadre général les concepts de base et les théories nécessaires pour la conception générale des filtres hyperfréquences ou micro-ondes y compris les filtres réalisés à base de ligne micro-ruban. En dernier temps, nous avons présentés des résultats de conception des filtres micro-ondes Hairpin.

Les réponses fréquentielles simulées sont déterminées par les trois méthodes : Schematic, Momentum et la méthode des éléments finis, en ajoutant la comparaison entre ces trois procédures pour préciser la méthode la plus performante.[9]

D'après ce travail, nous avons fait les étapes de la simulation réalisée à partir du logiciel ADS ; les résultats obtenus nous démontrent la réponse fréquentielle du filtre après une étude approfondie basée sur un cahier de charge bien détaillé.

The 2nd International Conference on Electronics and Oil : From Theory To Applications
March 05-06, 2013- Ouargla, Algeria

REFERENCES

- [1] J. D. Jackson "*Électrodynamique classique*" Dunod, 2001
- [2] I. C. Hunter "*Theory and Design of Microwave Filters*" The Institution of Electrical Engineers, 2000
- [3] E.G.Cristal and S.Frankel, "*Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Line Half-Wave Parallel-Coupled-Line Filters*"
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.20, no.11, pp.719-728, Novembre. 1972
- [4] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones "*Microwave Filters, Impedance-Matching, Networks, and Coupling Structures*". Dedham, M.A. Artech House, pp 149-155, 1980.
- [5] G. Matthaei, L.Young, and E.M.T.Jones " *Microwave Filters Impedance-Matching Network and Coupling Structures*". McGraw-Hill, 1964.
- [6] R. Levy and S. B. Cohn "A history of microwave filter research, design and development" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 32, p. 1055–1067, septembre 1984.
- [7] J.-R. Lee, J.-H. Cho et S.-W. Yun "*New compact bandpass filter using microstrip 1/4 resonators with open stub inverter*". IEEE microwave and guided wave letters, Vol10, N°12, décembre 2000.
- [8] Raghida HAJJ, « Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines millimétriques et sub-millimétriques », Thèse Pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges, 2010.
- [9] M. Del Castillo Velázquez-Ahumada, J. Martel et F. Medina "*Parallel coupled microstrip filters with ground-plane aperture for spurious band suppression and enhanced coupling*".