

## Conception et Simulation de Filtres Passe-Bande Miniaturisés à Base de Résonateur à Saut d'Impédance

### [ Design and Simulation of Miniaturized Band pass filters Based on Stepped Impedance Resonator ]

*Ali Mahamoud Ali<sup>1</sup>, Bakhit Amine Adoum<sup>1,2</sup>, Idriss Saleh Bachar<sup>2</sup>, and Mahamoud Youssouf Khaya<sup>1</sup>*

<sup>1</sup>Laboratoire de Recherche en TIC, Laboratoire de Mathématiques, Modélisation, Informatique, Applications et Simulation, N'djamena, Chad

<sup>2</sup>Ecole Nationale Supérieure des Technologies de l'Information et de la Communication (ENASTIC), N'djamena, Chad

---

Copyright © 2021 ISSR Journals. This is an open access article distributed under the **Creative Commons Attribution License**, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

**ABSTRACT:** Microwave filters are generally designed to operate in the frequency range from megahertz (MHz) to gigahertz (GHz). Filters are used in many applications such as broadcasting, television and wireless communications. Thus, these microwave devices need a filter that will decide which signals will be transmitted or received. Today, most designers still have difficulty in designing a filter that provides high performance, matched response, low weight and compact at the same time. In this paper, a dual mode band-pass filter is designed and simulated. The filter design was performed using stepped impedance resonator. The substrate used is Rogers RT5880 with a dielectric constant of 2.2 and a thickness of 787 $\mu$ m. The proposed topology have a total electrical length of 120° and a performance that gives a first spurious resonant frequency at 5.2 times the fundamental resonance frequency. We then incorporated the capacitive element  $C_3$  into the topology of the band pass filter in order to achieve the design of the quasi elliptical band pass filter. Transmission zeros and a much narrower transition band are seen at the quasi-elliptical dual mode bandpass filter. The center frequency is at 1 GHz and there are two transmission zeros in  $S_{12}$ .

**KEYWORDS:** Filter, bandpass filter, Bi-mode, stepped impedance resonator (SIR), quasi-elliptical filter, miniaturized filter, spurious frequency.

**RESUME:** Les filtres hyperfréquences sont généralement conçus pour fonctionner dans la gamme de fréquences du Mégahertz (MHz) au Gigahertz (GHz). Les filtres sont utilisés dans de nombreuses applications telles que la radiodiffusion, la télévision et les communications sans fil. Ainsi, ces dispositifs hyperfréquences ont besoin d'un filtre qui décidera quels signaux seront transmis ou reçus. De nos jours, la plupart des concepteurs ont toujours du mal à concevoir des filtres qui permettent d'avoir une grande performance, une réponse adaptée, un faible poids une petite taille en même temps. Pour répondre à ces exigences, nous avons conçu et simulé, une nouvelle génération de filtres RF passe bande. La conception du filtre passe bande a été réalisée à l'aide de résonateur à saut d'impédance. Le substrat utilisé est le Rogers RT5880 avec un constant diélectrique de 2,2 et une épaisseur de 787 $\mu$ m. La topologie proposée a une longueur électrique totale de 120° et une performance qui donne une première fréquence de résonance parasite à 5,2 fois la fréquence de résonance fondamentale. La structure proposée est donc beaucoup plus compacte que la structure conventionnelle. Nous avons ensuite incorporé l'élément capacitif  $C_3$  dans la topologie du filtre passe-bande afin de réaliser la conception du filtre passe-bande quasi elliptique. La réponse du filtre quasi elliptique est centrée autour de 1GHz et présente deux zéros de transmission.

**MOTS-CLEFS:** Filtre passe bande, Bi-mode, résonateur à saut d'impédance échelonné, filtre quasi-elliptique, filtre miniaturisé, fréquence parasite.

## 1 INTRODUCTION

Les filtres hyperfréquences sont de plus en plus utilisés de nos jours [1-10]. Il devient primordial de pouvoir le simuler avec précision avant la réalisation. Le filtre hyperfréquence est un composant qui fournit la sélectivité en fréquence dans les systèmes des communications mobile et par satellite, radar, électronique et de télédétection fonctionnant aux hyperfréquences. Réduire la taille et le volume du filtre a été le sujet principal des concepteurs de filtres. Le premier filtre bi-mode planaire a été proposé pour la première fois au début des années 1970 par Wolff [4]. Depuis lors, de nombreux travaux de recherche sur le filtre bi-mode ont été menés [5] - [13]. Les filtres bi-mode conventionnels sont réalisés en perturbant le champ électromagnétique (EM) des structures de résonateur en anneau de telle sorte que deux modes résonants orthogonaux apparaissent, avec une réponse en double mode [14] - [16]. En raison des caractéristiques résonantes inhérentes, la longueur électrique requise pour établir la condition résonante est de  $360^\circ$ . Cependant, on estime que la taille est encore trop grande et inacceptable pour la conception de filtres multipolaires à haute performance, en particulier dans les bandes de fréquences inférieures L ou C. Par conséquent, un résonateur à demi-longueur d'onde bi-mode a été introduit récemment où une ligne de transmission de longueur électrique de  $180^\circ$  avec une dérivation au milieu du plan est construite pour atteindre une réponse bi-mode [17], [18]. Un de problèmes importants concernant les résonateurs conventionnels à mode unique et bi-mode est que leurs fréquences parasites se produisent à des multiples entiers de la fréquence de résonance fondamentale. Cependant un filtre miniaturisé bi-mode à base de résonateur à saut d'impédance échelonné a été introduit [19] où une ligne de transmission d'une longueur électrique de  $120^\circ$  est construite avec un couplage d'inductance L en parallèle au point médian. Le filtre bi-mode permet une réduction significative de la taille.

Dans cet article, pour résoudre les problèmes de la taille et de l'adaptation, nous proposons des solutions à base de résonateur à saut d'impédance échelonné. Les filtres RF passe-bande et quasi-elliptique à base de résonateur à saut d'impédance proposés sont beaucoup plus compacts et ont une bonne adaptation. Leurs fréquences parasites se produisent respectivement à 5,2 fois la fréquence centrale de résonance.

## 2 RÉSONATEUR À SAUT D'IMPEDANCE

Un résonateur à saut d'impédance est un résonateur à mode électromagnétique transverse (TEM) ou quasi-TEM composé de deux ou plusieurs lignes de transmission de différentes impédances  $Z_i$  et de différentes longueurs électriques  $\theta_i$ . La Fig.1 montre le modèle de circuit du résonateur bi-mode miniaturisé basé sur un résonateur à saut d'impédance. Cette topologie est une structure symétrique par rapport au plan DD', ce qui permet de déduire la condition de résonance en utilisant la méthode classique d'analyse en mode impair et pair, avec la ligne de symétrie comme plan de référence. Notons que  $Z_1$  et  $Z_2$  représentent les impédances caractéristiques des sections de ligne de transmission et leurs longueurs électriques  $\theta_x$  et  $\theta_y$  respectivement.

La structure résonne lorsque l'admittance du mode pair et impair est égale à zéro:

$$Y_{\text{impair}} = Y_{\text{pair}} = 0 \quad (1)$$

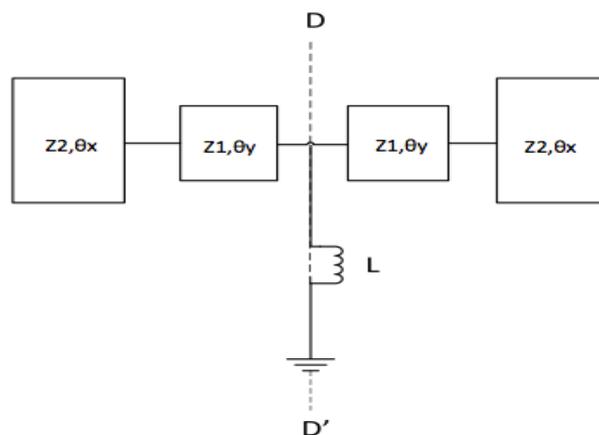


Fig. 1. Topologie du circuit de résonateur Bi-mode [19]

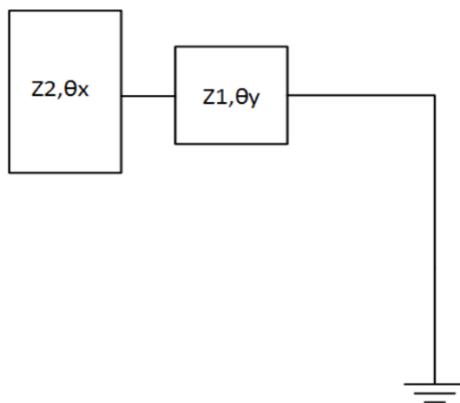


Fig. 2. Circuit excité en mode impair

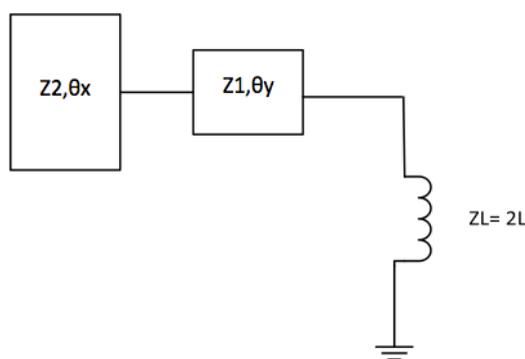


Fig. 3. Circuit excité en mode pair

L'analyse par excitation en mode impair implique que les potentiels opposés (tensions) sont appliqués à chaque extrémité du circuit (entrée et sortie). Le circuit équivalent est présenté sur la Fig.2. Il y a alors un court-circuit dans le plan de symétrie dont le circuit équivalent pour le mode impair est maintenant composé de deux sections de ligne de transmission avec des impédances caractéristiques  $Z_1$  et  $Z_2$  différentes.

L'admission d'entrée résultante pour le mode impair peut être calculée comme suit:

$$Y_{\text{impair}} = j \frac{\frac{Z_1 \tan(\theta_x) \tan(\theta_y) - 1}{Z_2}}{Z_1 \tan(\theta_x) + j Z_2 \tan(\theta_y)} \quad (2)$$

La structure résonne quand l'admittance s'annule:

$$Y_{\text{impair}} = 0 \Rightarrow \tan(\theta_x) \tan(\theta_y) = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (3)$$

En supposant que la longueur électrique des deux sections de ligne de transmission indiquées sur la Fig.3 sont les mêmes  $\theta_x = \theta_y = \theta$ , alors le mode impair résonne quand:

$$\tan(\theta_x)^2 = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (4)$$

Il est montré avec le contrôle du rapport d'impédance  $k = Z_2/Z_1$ , la longueur électrique totale du résonateur  $\theta_{\text{Total}} = 4\theta$  pourrait être bien inférieure à la moitié de la longueur d'onde à la fréquence de résonance. Pour l'expliquer plus clairement, en réglant  $k=1/3$  et en utilisant l'équation (4), on peut voir sur la figure 4 que la longueur électrique totale du résonateur est de  $120^\circ$ . On peut aussi voir dans la même figure que la longueur du résonateur devient une demi-longueur d'onde lorsque le rapport d'impédance  $k=1$  qui correspond au résonateur à une impédance uniforme ( $\text{UIR}=180^\circ$ ). Il convient

également de noter que la longueur du résonateur ne peut être réduite que si  $k$  est inférieur à 1 selon l'observation de la représentation graphique de l'équation (4), présentée à la figure 4.

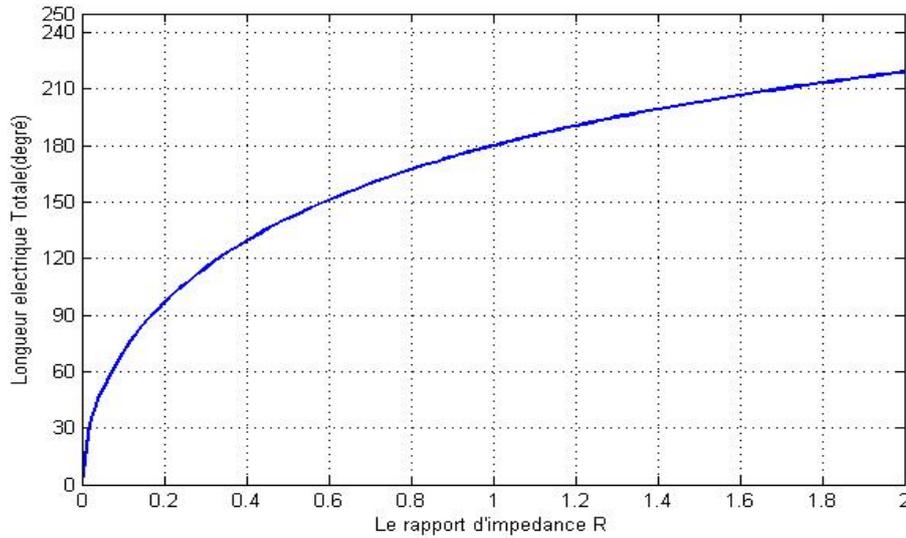


Fig. 4. Longueur électrique Total en fonction du rapport  $K$

L'analyse par excitation en mode pair implique que les potentiels égaux (tensions) sont appliqués à chaque extrémité du circuit (entrée et sortie). Il y a alors un circuit-ouvert dans le plan de symétrie. Pour l'excitation par résonance en mode pair, la symétrie  $DD'$  sera ouverte, avec le circuit équivalent représenté sur la figure 3. Le circuit équivalent pour le mode pair est maintenant composé de deux sections de ligne de transmission avec des impédances caractéristiques  $Z_1$  et  $Z_2$  différentes et se termine par une inductance de charge.

$$Y_{pair} = j \frac{\frac{Z_1}{Z_2} \tan(\theta_l + \theta_y) \tan(\theta_y) - 1}{Z_1 \tan(\theta_l + \theta_y) + Z_2 \tan(\theta_y)} \tag{5}$$

Posons  $\theta L = a \cdot \theta y$  qui représente la longueur électrique de l'élément inductif court  $L$ , placée en parallèle au milieu des résonateurs. L'admission d'entrée pour le mode pair à la condition de résonance est donnée par:

$$Y_{pair} = 0 \Rightarrow \tan(\theta x) \tan(\theta y + \theta_l) = \frac{Z_2}{Z_1} \tag{6}$$

La longueur électrique de la résonance en mode pair en fonction du paramètre "a" est montrée dans la Fig.5. On peut voir qu'avec une valeur finie de a, une sortie de résonance en mode pair résultant en une résonance en mode double. En choisissant une petite valeur de "a", la résonance en mode pair est affichée fermée à la résonance en mode impair où la résonance en mode impair peut être identifiée à partir de la figure lorsque "a" est égale à zéro.

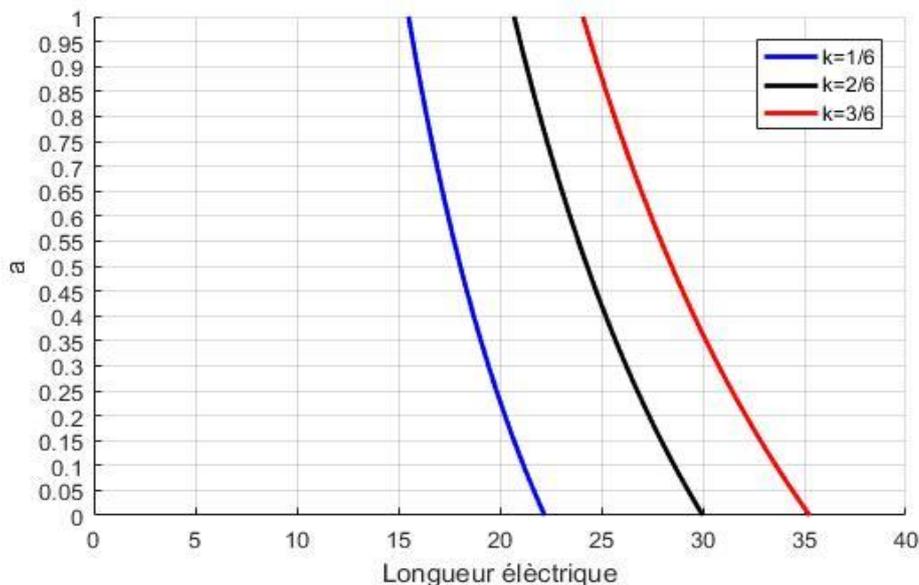


Fig. 5. Contrôle de 'a' sur la ligne de transmission

### 3 FRÉQUENCES DE RÉSONANCE PARASITE DU MODE BI-MODE À BASE DE RÉSONATEUR À SAUT D'IMPÉDANCE ÉCHELONNÉE

La performance de résonance parasite du prototype proposé est étudiée dans cette section. On considère que la réponse en mode dual avec un "a" de faible valeur et en supposant que la résonance de la bande passante fondamentale et la fréquence de résonance parasite la plus basse sont attendues en termes de  $f_0$  et de  $f_s$  (équation (7)).

Exemple: Si le rapport d'impédance  $k=1/3$ , la première fréquence de résonance parasite se produit à environ 5 fois la fréquence fondamentale comme indiqué dans la Fig.6. Les fréquences de résonance parasite ne sont pas égales aux multiples entiers de la fréquence de résonance fondamentale comme ce fut le cas du filtre conventionnel. La fréquence parasite se produit suffisamment loin de la fréquence fondamentale.

$$F_n = \frac{f_s}{f_0} = \frac{\pi - \theta}{\theta} \tag{7}$$

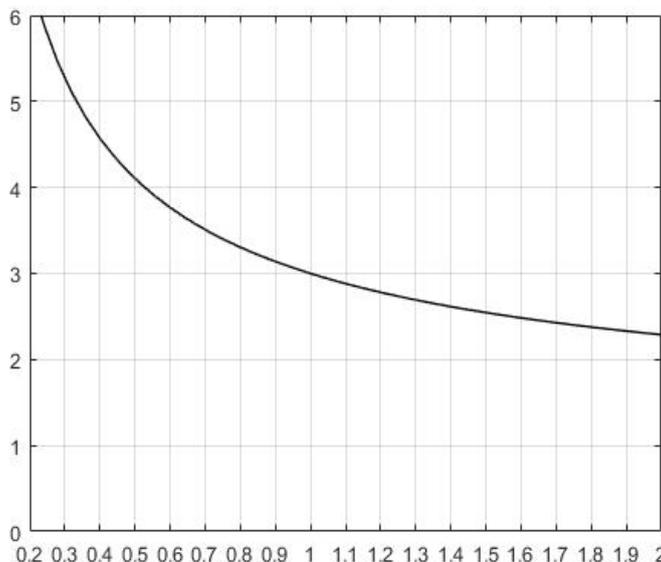


Fig. 6. Distance entre la fréquence principale et les fréquences parasites

#### 4 FILTRE RF PASSE BANDE À BASE D'UN RÉSONATEUR À SAUT D'IMPÉDANCE ECHELONNE

Les capacités  $C_1$  et  $C_2$  sont incorporées dans la topologie du résonateur à saut d'impédance décrit dans la section 1 afin de réaliser la conception du filtre passe bande. Par conséquent, le nouveau type de structure du filtre est représenté dans le circuit de la Fig. 7.

On peut voir dans la Fig. 7 que les deux côtés des basses sections de  $Z$ , gauche et droit, ont une longueur électrique  $\theta x$  et une impédance caractéristique  $Z_2$ . Les deux côtés des hautes sections de  $Z$ , gauche et droit, ont une longueur électrique de  $\theta y$  et une impédance caractéristique  $Z_1$ . Le résonateur est chargé avec une masse de couplage de l'élément 'L' où l'inducteur en parallèle connecté au point médian de la section de ligne de transmission. Le couplage capacitif ( $C_1$  et  $C_2$ ) permettra le réglage de couplage entre les deux résonateurs.

Il faut noter aussi que le réglage du couplage conditionne la forme de sa réponse et sa fonction de transfert. Les éléments du filtre se déterminent de la même manière que les éléments du résonateur à saut d'impédance de la section précédente.

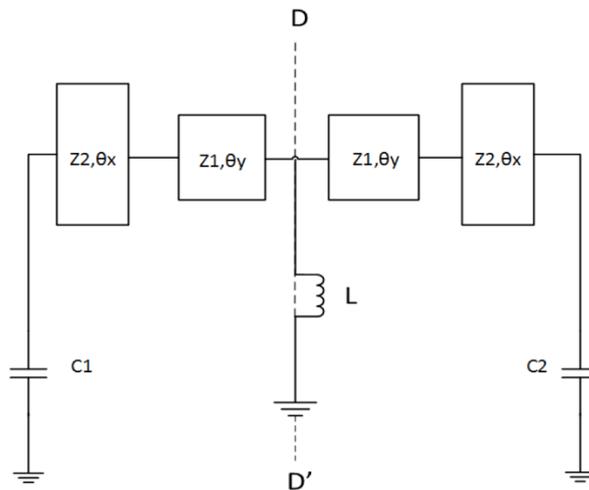


Fig. 7. Topologie du Filtre RF Passe Bande à base Bi-mode à base de résonateur à saut d'impédance

##### 4.1 SIMULATION ET RÉSULTATS DU FILTRE RF PASSE BANDE BI-MODE

Le filtre passe-bande à base de résonateur bi-mode à impédance échelonnée a été conçu sur un substrat Rogers RT/Duroid 5880, avec un constant diélectrique de 2,2 et une épaisseur de 787 $\mu$ m. Les simulations ont été effectuées sous ADS. La courbe en bleu représente le coefficient de transmission  $S_{21}$  et la courbe en rouge représente le coefficient de réflexion qui est aussi le paramètre  $S_{11}$ . D'après cette courbe, on remarque clairement que le filtre présente un dual-mode à la fréquence centrale supérieure à 27 dB. Cette atténuation définit une transmission quasi sans perte avec une largeur de bande de 3%. La modélisation (layout) du filtre sous momentum est représentée sur la figure 9.

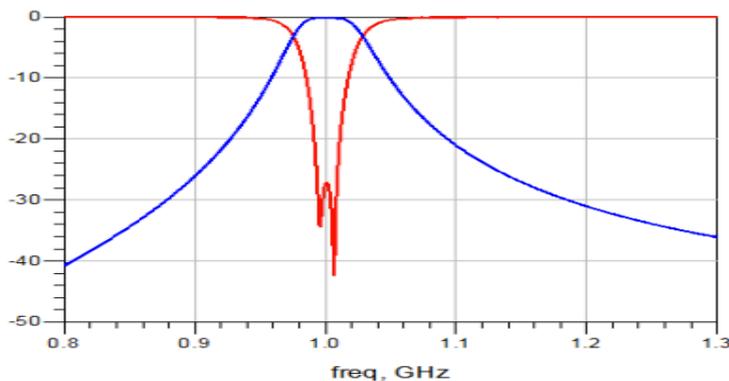


Fig. 8. Réponse du filtre RF Passe bande à base de résonateur à saut d'impédance échelonné

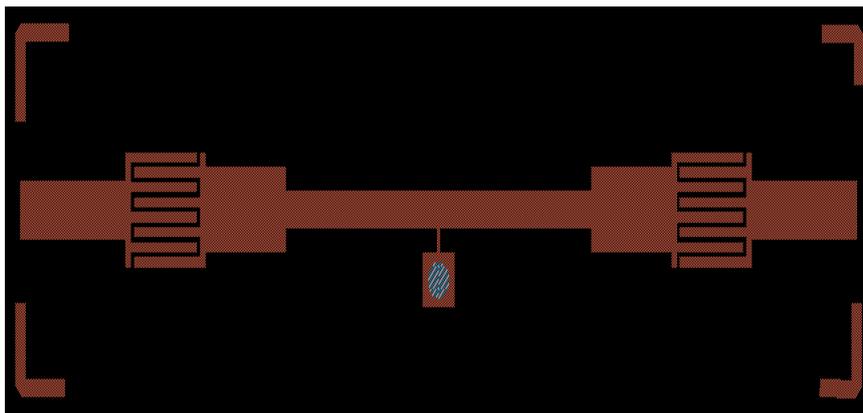


Fig. 9. Layout du filtre RF passe bande bi-mode

## 5 FILTRE QUASI ELLIPTIQUE À BASE D'UN RESONATEUR À SAUT D'IMPEDANCE ÉCHELONNÉE

Dans cette section, l'élément capacitif  $C_3$  est incorporé dans la topologie du filtre passe bande de la section 4 afin de réaliser la conception du filtre passe bande quasi elliptique. Par conséquent, le nouveau type de structure de couplage capacitif du filtre est représenté sur la Fig.10. Cette topologie est conçue pour être symétrique par souci de simplicité. On peut voir sur la Fig.10 que les deux côtés de basses sections de  $Z$ , gauche et droit, ont une longueur électrique  $\theta x$  et une impédance caractéristique  $Z_2$ . Les deux côtés des hautes sections de  $Z$ , gauche et droit, ont une longueur électrique de  $\theta y$  et une impédance caractéristique  $Z_1$ . Il y a aussi un inducteur au niveau de la ligne de symétrie. Un élément capacitif placé entre l'entrée et la sortie de la topologie.

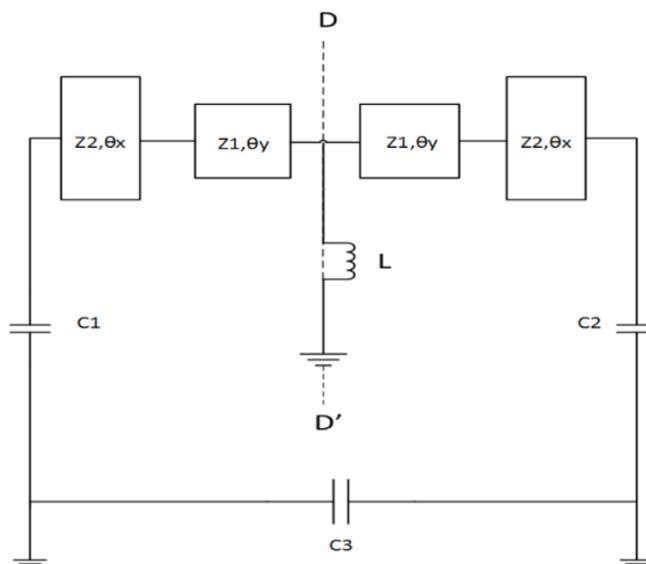


Fig. 10. Topologie du filtre Passe bande quasi elliptique à base de résonateur à saut d'impédance échelonné

### 5.1 RÉSULTAT DE LA SIMULATION DU FILTRE PASSE BANDE QUASI ELLIPTIQUE

La courbe en rouge représente le coefficient de réflexion qui est aussi le paramètre  $S_{11}$ . D'après cette courbe, on remarque le filtre présente un dual-mode à la fréquence centrale supérieure à -29 dB. Cette atténuation définit une transmission quasi sans perte avec une largeur de bande de 3%. La réponse du filtre présente une coupure très raide avec la présence de zéro de transmission à 0.87 GHz et 1.13 GHz.

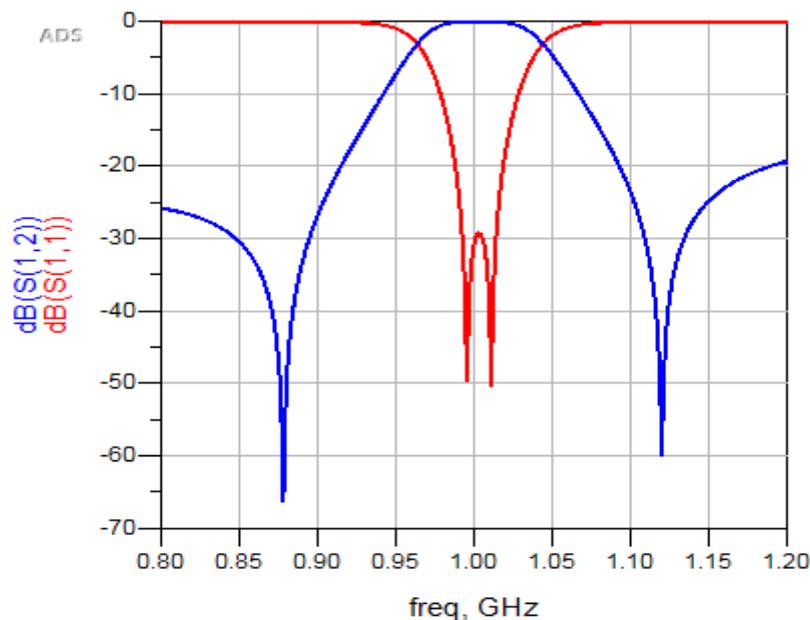


Fig. 11. Réponse du filtre passe bande quasi elliptique

## 6 CONCLUSION

Dans cet article, nous avons étudié la conception de filtre passe bande bi-mode et quasi elliptique en utilisant le résonateur à saut d'impédance. L'analyse théorique du filtre passe bande bi-mode a été présentée. Contrairement à un résonateur en anneau bi-mode qui a une longueur électrique de  $360^\circ$ , Ce filtre présente une structure simple et une réduction de la taille du circuit. Un autre avantage est que les fréquences de résonance parasites de la topologie proposée ne sont pas égales aux multiples entiers de la fréquence de résonance fondamentale. Par conséquent, le filtre passe-bande bi-mode ne transmet sélectivement que le signal de la fréquence de résonance fondamentale lorsque ce résonateur est utilisé.

En outre, nous avons également utilisé le résonateur à saut d'impédance pour concevoir un filtre quasi-elliptique. La réponse du filtre bi-mode quasi elliptique est centrée autour de 1 GHz et il y a deux zéros de transmission dans  $S_{21}$ . Il existe également une réponse en bi-mode à la fréquence centrale affichée par  $S_{11}$  où l'ondulation donnée est supérieure

## REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier l'Université de N'Djamena, l'ENASTIC et la Banque Islamique de Développement pour leur appui financier dans ce projet.

## REFERENCES

- [1] I.C. Hunter, Theory and Design of Microwave Filter, London, UK: IEEE, 2001, pp.49-134.
- [2] Andrea Goldsmith, Wireless Communications, Cambridge University Press, Aug8, 2005, pp.1-19.
- [3] Guyette, A.C.; Hunter, I.C.; Pollard, R.D.; Jachowski, D.R., "Perfectly-matched bandstop filters using lossy resonators, " Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, vol., no., pp. 4 pp., 12-17 June 2005.
- [4] I. Wolff, "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator, " Electron. Lett., vol. 8, no. 12, pp. 302-303, Jul.1972.
- [5] Peng Wen Wong; Hunter, I.C.; Pollard, R.D., "Matched bandstop resonator with tunable K-inverter, " Microwave Conference, 2007. European, vol., no., pp.664-667, 9-12 Oct. 2007.
- [6] Kaijun Song; Quan Xue, "Novel Broadband Bandpass Filters Using Y-Shaped Dual-Mode Microstrip Resonators, " Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, vol.19, no.9, pp.548-550, Sept. 2009.
- [7] Curtis, J.A.; Fiedziuszko, S.J., "Miniature dual mode microstrip filters, " Microwave Symposium Digest, 1991., IEEE MTT-S International, vol., no., pp.443-446 vol.2, 10-14 Jul 1991.
- [8] Zhu, L.; Wecowski, P.-M.; Wu, K., "New planar dual-mode filter using cross-slotted patch resonator for simultaneous size and loss reduction, " Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.47, no.5, pp.650-654, May 1999.

- [9] Gorur, A., "A novel dual-mode bandpass filter with wide stopband using the properties of microstrip open-loop resonator, " *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol.12, no.10, pp. 386- 388, Oct 2002.
- [10] Kin-Keong Sun; Kam-Weng Tam, "A novel compact dual-mode bandpass filter with meander open-loop arms, " *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol.3, no., pp. 1479- 1482 Vol.3, 6-11 June 2004.
- [11] Liu, J.C.; Lu, P.C.; Shie, C.H.; Cheng, C.S.; Yao, L., "Dual-mode double-ring resonators for microstrip band-pass-filter applications, " *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol.151, no.5, pp. 430- 434, 20 Oct. 2004.
- [12] Lei Zhu; Boon Chai Tan; Siang Juay Quek, "Miniaturized dual-mode bandpass filter using inductively loaded cross-slotted patch resonator, " *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol.15, no.1, pp. 22- 24, Jan. 2005.
- [13] Wen-Hua Tu; Kai Chang, "Miniaturized dual-mode bandpass filter with harmonic control, " *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol.15, no.12, pp. 838- 840, Dec. 2005.
- [14] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001.
- [15] Matthaei, G.L., "Interdigital, Band-Pass Filters, " *PGMTT National Symposium Digest*, vol.62, no.1, pp. 41- 45, May 1962.
- [16] Matthaei, G.L., "Interdigital Band-Pass Filters, " *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on*, vol.10, no.6, pp.479-491, November 1962.
- [17] Ker Chia Lee, Hieng Tiong Su, and M. K. Haldar, "A Novel Compact Triple-Mode resonator for Microstrip Bandpass Filter Design, " *2010 APAC, Microw. Conf. Proc. (APMC)*, pp.1871-1874, 7-10 Dec. 2010.
- [18] Lugo C. and Jonh P., "Planar Realization of a Triple-Mode Bandpass Filter Using a Multilayer Configuration, " *IEEE Transactions on Microw. Theory and Techniques*. vol. 55, no. 2, pp. 296-301, Feb. 2007.
- [19] B. A. Adoum and W. P. Wen, "Miniaturized matched band-stop filter based dual mode resonator, " *2011 National Postgraduate Conference*, 2011, pp. 1-3, doi: 10.1109/NatPC.2011.6136440.