



HAL
open science

Synthèse d'un filtre planaire large bande à base de résonateurs série et parallèle

S. Cadiou, Cédric Quendo, Benjamin Potelon, Eric Rius, Jean-François Favennec, Rémi Ségalen, Françoise Mahé

► **To cite this version:**

S. Cadiou, Cédric Quendo, Benjamin Potelon, Eric Rius, Jean-François Favennec, et al.. Synthèse d'un filtre planaire large bande à base de résonateurs série et parallèle. 17èmes Journées Nationales Microondes, May 2011, Brest, France. pp.4F-12. hal-00669562

HAL Id: hal-00669562

<https://hal.science/hal-00669562v1>

Submitted on 13 Feb 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Synthèse d'un filtre planaire large bande à base de résonateurs série et parallèle

S. Cadiou¹⁻², C. Quendo¹⁻², B. Potelon¹⁻², E. Rius¹⁻², J-F. Favennec¹⁻², R. Segalen³, F. Mahé³

¹Université Européenne de Bretagne, France

²Université de Brest ; CNRS, UMR 3192 Lab-STICC, ISSTB, 6 avenue Le Gorgeu, CS 93837, 29238 Brest cedex 3

³Thales Systèmes Aéroportés, 10, avenue 1^{ère} DFL, CS 93801, 29238 Brest cedex 3
stephane.cadiou@univ-brest.fr

Résumé

Ce papier présente la synthèse d'un filtre planaire large bande basé sur une association hybride de résonateurs en série et en parallèle. Les résonateurs en série sont implémentés à l'aide de lignes couplées quart d'onde et les résonateurs en parallèle par des stubs demi-onde en parallèle. Chaque étape de cette synthèse sera détaillée et accompagnée du schéma voire de la réponse électrique associés. Les avantages de cette topologie sont, d'une part, une réduction de l'encombrement vis à vis d'une topologie traditionnelle du même ordre, et d'autre part, l'obtention de zéros de transmission améliorant la réjection de manière notable. Nous prendrons l'exemple de filtres à l'ordre 5 et 11 et une réalisation d'un filtre d'ordre 5 en bande Ku et en technologie microruban sera présentée. Les performances mesurées sont conformes à celles espérées.

Introduction

Il existe dans la littérature un certain nombre de topologies permettant de concevoir des filtres de largeurs de bande importantes. Depuis notamment l'avènement de la technologie UWB (Ultra Wide Band), on note un regain d'intérêt pour ce type de filtres. Les topologies les plus utilisées sont basées sur des MMR (Multi-Mode Resonators) [1-3], des filtres passe-bas/passe-haut cascades [4] éventuellement multicouches [5], des structures couplées [6] ou encore des stubs en court-circuit. Le développement et la miniaturisation de filtres large bande nous ont poussé à imaginer une nouvelle topologie de filtre planaire large bande. Le filtre présenté ici associe des structures résonantes de différentes périodicités permettant à la fois un comportement large bande et le positionnement de zéros de transmission proches de la bande.

1. Présentation de la topologie « flèche »

Nous développons ici une topologie originale inspirée de celle présentée dans [7]. Elle est basée sur une association hybride de résonateurs en série et en

parallèle. Les premiers sont implémentés par des lignes couplées quart d'onde et les seconds par des stubs demi-onde en parallèle. Nous détaillons la synthèse permettant le dimensionnement des éléments du filtre. La topologie et son équivalent en lignes de transmission sont présentés ci-dessous.

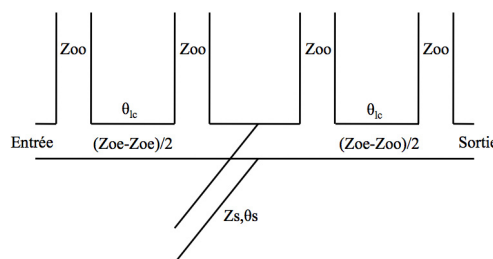


Figure 1. Topologie du filtre flèche

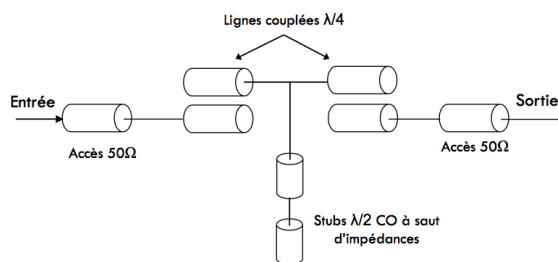


Figure 2. Topologie flèche en lignes de transmission

2. Développement de la synthèse à l'ordre 5

2.a. Filtre à stubs série



Figure 3. Filtre à stubs série

La synthèse du filtre flèche se base sur celle d'un filtre à stubs série à laquelle nous appliquons les transformations nécessaires. Voici la synthèse de départ (1-3) :

$$Z_{j,j+1} = Z_0 K_{j,j+1} \quad (1) \quad K_{0,1} = \sqrt{\frac{r_a x_1 w}{g_0 g_1 w_1}}$$

$$Z_{s_j} = \frac{4x_j}{\pi} \quad (2) \quad K_{j,j+1} = \frac{w}{w_1} \sqrt{\frac{x_j x_{j+1}}{g_j g_{j+1}}}$$

$$(3) \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{r_b x_n w}{g_n g_{n+1} w_1}}$$

La réponse du filtre à stubs série est présentée ci-dessous.

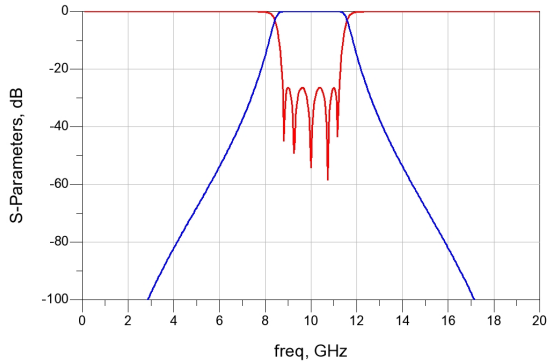


Figure 4. Réponse électrique du filtre à stubs série.

2.b. Impédance caractéristique du stub central

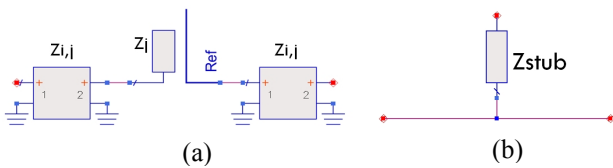


Figure 5. Equivalence du stub parallèle

A partir de la synthèse précédente, nous allons déduire les valeurs des éléments du filtre final. L'intégration du stub parallèle se fait par substitution du circuit à la fig.5 (a) par celui fig.5 (b), au centre du filtre. L'identification des matrices ABCD de ces circuits permet l'obtention de l'impédance caractéristique du stub central Z_{stub} (4). Une compensation de l'angle θ (5) [8] est également donnée :

$$Z_{stub} = \frac{2Z_i^2}{Z} \frac{1 + \tan^2 2\theta}{1 + \cot^2 \theta} \quad (4)$$

$$\theta = \pi - \arctan\left(\frac{2Z_s}{z_0}\right) \quad (5)$$

La valeur de Z_{stub} dépend évidemment des éléments substitués, à savoir Z_i et Z , impédance caractéristique du stub en série et des inverseurs, respectivement.

2.c. Compensation large bande

Le remplacement des inverseurs en matrices chaînes (fig6.(a)) par leur équivalent en lignes de transmissions (fig6.(b)) dégrade la réponse nominale du filtre. En effet, la sélectivité des inverseurs réduit la bande et désadapte le filtre. Il faut donc compenser cette réduction de bande. Ceci est obtenu par égalisation des impédances images des deux structures ci-dessous :

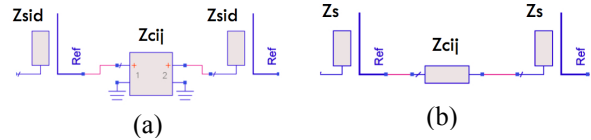


Figure 6. Circuits avec inverseurs idéaux et réels

On obtient une nouvelle expression de l'impédance des stubs série Z_s (6), qui tient compte de cette sélectivité :

$$Z_s = -Z_{c_{i,j}} + \sqrt{Z_{c_{i,j}}^2 + Z_{s_{id}}^2} \quad (6)$$

2.d. Equivalence stubs série - lignes couplées

Il existe dans [8] des formules directes reliant les impédances paire et impaire des lignes couplées aux valeurs des stubs série (7) illustrés à la figure suivante :

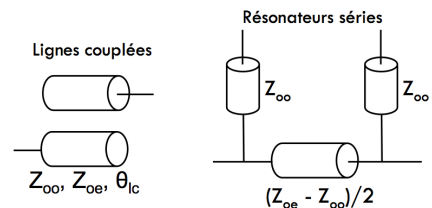


Figure 7. Equivalence lignes couplées - stubs série

$$Z_{oo} = Z_{stub} \quad (7)$$

$$Z_{oe} = Z_{stub} + 2.Z_{c_{i,j}}$$

Le schéma du filtre flèche complet et sa réponse sont présentés aux figs. 8 et 9. Les zéros de transmissions apportés par le stub central sont positionnés symétriquement de part et d'autre de la bande passante.

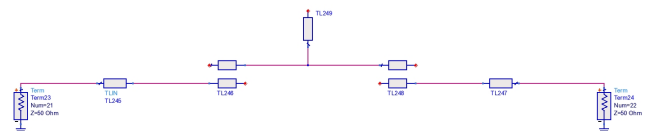


Figure 8. Schéma du filtre flèche complet

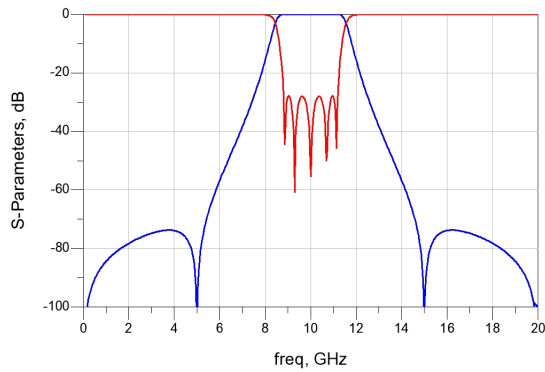


Figure 9. Réponse simulée du filtre flèche complet

2.e. Saut d'impédances

La position de ces zéros est fixée par la longueur du stub central mais l'introduction d'un saut d'impédances sur ce stub permettra de modifier cette position librement selon la valeur du rapport des impédances de chaque tronçon. Les équations suivantes donnent les valeurs du paramètre de pente du stub, b (8), ainsi que celles des impédances des tronçons Z_{stub1} et Z_{stub2} (9) :

$$b = \frac{l\omega_0}{2c} \frac{Z_3}{Z_{c23}^2} (1 + \tan^2 2\theta) \quad (8)$$

$$Z_{stub1} = \frac{l\omega_0}{bc(-\cos 2\theta_0 + \cos 2\theta_1)} \quad (9)$$

$$Z_{stub2} = \frac{l\omega_0 \tan^2 \theta_1}{bc(-\cos 2\theta_0 + \cos 2\theta_1)}$$

2.f. Filtre complet

Les équations précédentes sont intégrées directement dans le filtre présenté à la fig. 8. Le filtre final et sa réponse dans deux cas (un zéro de transmission à $\omega=3\text{GHz}$ et $\omega=6\text{GHz}$, respectivement) sont présentés aux figures 11 et 12, respectivement.

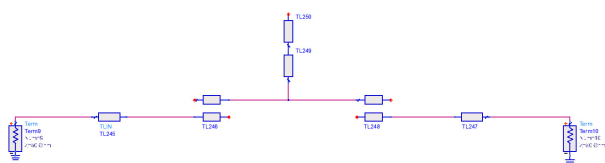


Figure 10. Schéma du filtre flèche avec saut d'impédance

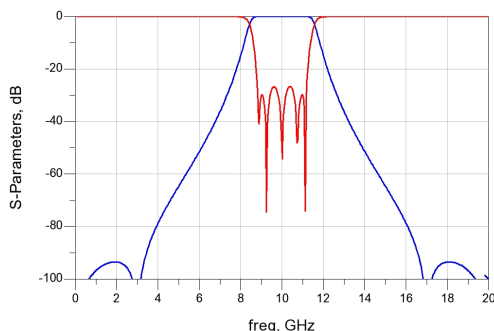


Figure 11. Réponses du filtre flèche avec zéros à $\omega=3\text{GHz}$.

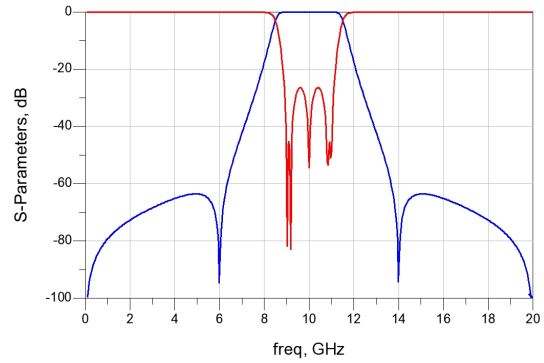


Figure 12. Réponses du filtre flèche avec zéros à $\omega=6\text{GHz}$.

2.a. Filtre flèche à l'ordre 11

La synthèse peut facilement être généralisée à des ordres plus élevés, ce qui nous permet de bénéficier de deux zéros de transmission différents et indépendants. Le schéma et la réponse de ce filtre à l'ordre 11 sont présentés aux figures 13 et 14, respectivement.

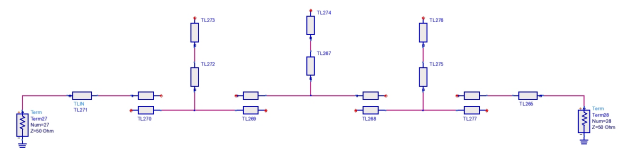


Figure 13. Schéma du filtre d'ordre 11

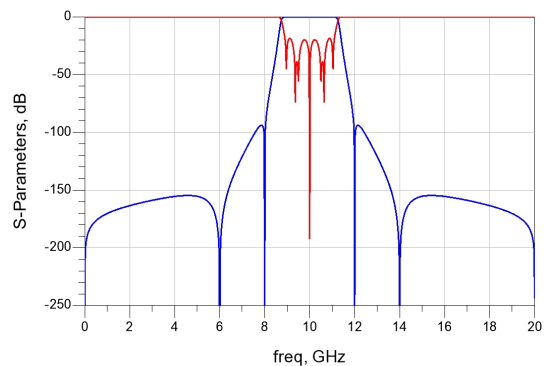


Figure 14. Réponse du filtre d'ordre 11 avec zéros à $\omega=6$ et $\omega=8\text{GHz}$.

3. Exemple à l'ordre 5 en bande Ku

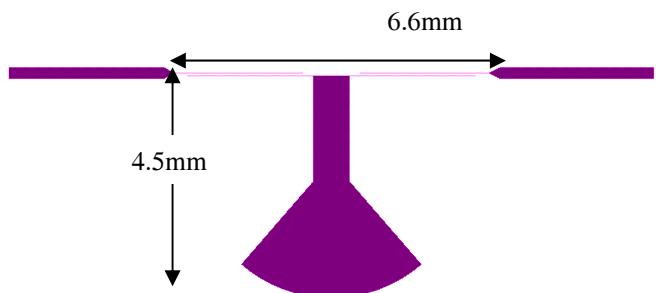


Figure 15. Layout du filtre flèche d'ordre 5 @ $f_0=12\text{GHz}$

Afin de valider la synthèse, un filtre flèche d'ordre 5 a été implémenté en technologie microruban. Ce filtre en bande Ku (centré à 12GHz) et de bande passante relative $w=70\%$ a été simulé sur HFSS et réalisé sur un substrat d'alumine de hauteur 254 μm et de permittivité 9.6. Le layout de ce filtre est présenté à la figure 15 et son encombrement est $4.5 \times 6.6 = 29.7 \text{mm}^2$. L'implémentation du deuxième tronçon du stub central a été réalisée à l'aide d'un stub radial afin de limiter la discontinuité entre les deux tronçons. Les réponses simulée et mesurée sont présentées à la figure 16 et, malgré quelques différences, présentent un bon accord. On notera cependant une remontée parasite à 24GHz ($2 \cdot f_0$) que l'on s'efforcera de maîtriser dans le futur.

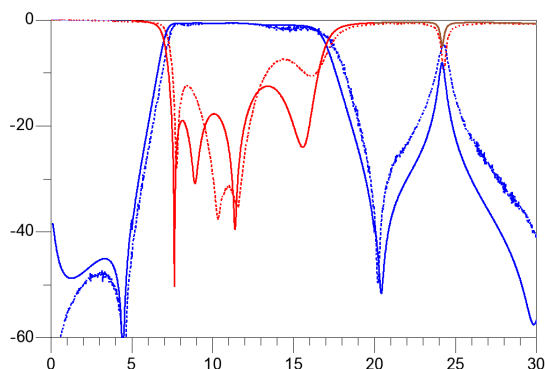


Figure 16. Réponses simulée et mesurée d'un filtre flèche d'ordre 5 en bande Ku

4. Conclusion

Nous avons présenté la synthèse d'un filtre planaire large bande composé de résonateurs en série et en parallèle. Le stub parallèle apporte un zéro de transmission ce qui améliore les réjections. Un filtre a été implémenté et la mesure présente un bon accord avec la simulation. La bande passante relative maximale se situe autour de 70%.

Bibliographie

- [1] B. Yao, Y. Zhou, Q. Cao, and Y. Chao, "Compact UWB Bandpass Filter With Improved Upper-Stopband Performances," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2008.
- [2] S. W. Wong and lai Zhu, "Quadruple-Mode UWB Bandpass Filter With Improved Out-of-band Rejection," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2009.
- [3] S. Sun and L. Zhu, "Capacitive-Ended Interdigital Coupled Lines for UWB Bandpass Filters With Improved Out-of-Band Performances," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2006.
- [4] C.-L. Hsu, F.-C. Hsu, and J.-T. Kuo, "Microstrip Bandpass Filters for Ultra-Wideband (UWB) Wireless Communications," *IEEE*, 2005.

- [5] D. Kurita and K. Li, "Multi-layered Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filters," *European Microwave Conference*, 2008.
- [6] A. Abbosh, "Planar Bandpass Filters for Ultra-Wideband Applications," *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*.
- [7] C. Quendo, E. Rius, C. Person, J.-F. Favennec, Y. Clavet, A. Manchec, R. Bairavasubramanian, S. Pinel, J. Papapolymerou, and J. Laskar, "Wide Band, High Rejection and Miniaturized Fifth Order Bandpass Filter on LCP Low Cost Organic Substrate," in *Int. Microwave Symp.*, 2005.
- [8] G. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-matching Networks and Coupling Structures*. Artech House, 1964.