



HAL
open science

Comparaison de deux topologies de filtres Dual Behavior Resonator (DBR) en bande C

Faramalala Ralarioely, Alexandre Manchec, Cédric Quendo, Eric Rius, Jean-François Favennec, Yann Clavet, Benjamin Potelon, Christian Person, Laëtitia Rigaudeau, Pascal Moroni, et al.

► **To cite this version:**

Faramalala Ralarioely, Alexandre Manchec, Cédric Quendo, Eric Rius, Jean-François Favennec, et al.. Comparaison de deux topologies de filtres Dual Behavior Resonator (DBR) en bande C. 16èmes Journées Nationales Microondes, May 2009, Grenoble, France. pp.6B-6. hal-00491917

HAL Id: hal-00491917

<https://hal.science/hal-00491917v1>

Submitted on 14 Jun 2010

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.

Comparaison de deux topologies de filtres Dual Behavior Resonator (DBR) en bande C

Faramalala Ralarioely^{1,2}, Alexandre Manchec^{1,2}, Cédric Quendo^{1,2}, Eric Rius^{1,2}, Jean-François Favennec^{1,2}, Yann Clavet^{1,2}, Benjamin Potelon^{1,2}, Christian Person^{1,3}, Laetitia Rigaudeau⁴, Pascal Moroni⁵, Jean Louis Cazaux⁵

¹Université Européenne de Bretagne, France

²Université de Brest; CNRS, UMR 3192 Lab-STICC, ISSTB6 avenue Le Gorgeu, CS 93837, 29238 Brest Cedex 3

³Télécom-Bretagne; CNRS UMR 3192 Lab-STICC, Technopole Brest-Iroise, CS 83818, 29238 Brest Cedex 3

⁴CNES, 18 avenue Edouard Belin, 31401 Toulouse cedex 9

⁵Thalès Alenia Space, 26 avenue J.F. Champollion - B.P. 1187 - 31037 Toulouse Cedex 1
faramalala.ralarioely@univ-brest.fr

Résumé

Ce papier présente la conception de filtres DBR en bande C sur substrat d'alumine, devant répondre à des contraintes sévères en termes de taille, pertes d'insertion, platitude et réjection. Dans un premier temps, nous expliquons brièvement le principe de fonctionnement de cette topologie particulière et nous détaillons les spécifications des filtres. Ensuite, on présente deux prototypes de filtres : l'un d'ordre 2 avec des stubs hautes fréquences surdimensionnés et intégrant des cellules passe-bas, l'autre d'ordre 6 à couplages croisés symétriques. La platitude et la réjection de ce dernier sont contrôlées par les couplages négatif et positif. Ces filtres sont destinés à équiper des récepteurs de satellites de télécommunications.

1. Introduction

La conception des filtres reste un point délicat dans l'étude des systèmes hyperfréquences. Ces filtres hyperfréquences, présents dans les charges utiles de satellites, représentent une proportion importante tant en poids qu'en volume des équipements embarqués. Dans cet article, nous montrons que l'utilisation des structures planaires basées sur les résonateurs DBR [1], [2] peut se révéler la plus adaptée pour répondre à des spécifications drastiques tant au niveau électrique qu'au niveau de la taille. Avant de présenter le principe de fonctionnement du DBR, nous donnons les spécifications des deux filtres proposés. Ensuite, nous détaillons les caractéristiques de chacune des solutions. L'une d'ordre 2 avec stubs hautes fréquences surdimensionnés et intégrant des cellules passe-bas permettant de contrôler les remontées parasites hors bande, principal défaut de cette topologie et l'autre d'ordre 6 avec des couplages négatif et positif entre résonateurs non adjacents [3], [4] et [5]. Pour les deux solutions, nous avons travaillé en microruban sur un substrat identique de permittivité 9,9 et d'épaisseur 254 μm .

2. Spécifications du récepteur en bande C

La figure 1 présente le schéma simplifié d'un convertisseur en bande C (a) et les spécifications des deux filtres (b). Les spécifications de ces filtres sont très strictes dans la bande et aussi hors bande. Le filtre FI est donc prévu pour atténuer les produits d'intermodulation qui apparaissent à la sortie à $m.O.L+n.RF$. L'un des points critiques est la réjection située au voisinage immédiat de la bande passante Tx à $2.O.L$. La platitude et la réjection doivent être respectivement inférieures à 0,7 dB et 42 dB.

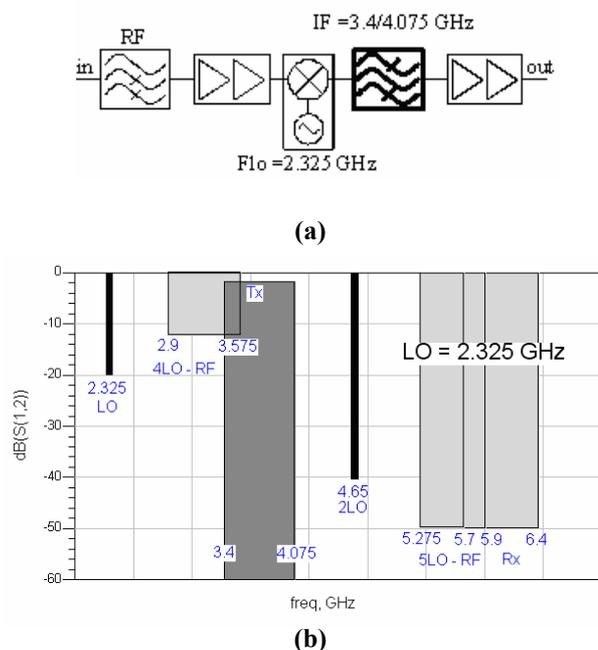


Figure 1. (a) Schéma d'un convertisseur en bande C.
(b) Spécifications des filtres.

3. Principe du résonateur DBR

DBR est un terme désignant le comportement dual du résonateur. Un résonateur DBR consiste en l'association en parallèle de deux structures coupe-bande différentes. Ces structures sont généralement de même nature mais de caractéristiques électriques différentes. Elles peuvent être par exemple des stubs en circuit ouvert d'impédances caractéristiques Z_{s1} et Z_{s2} . Le schéma de principe est présenté sur la figure 2. L'impédance équivalente de la structure est donnée par la formule :

$$Z = \frac{Z_{s1}Z_{s2}}{Z_{s1} + Z_{s2}} \quad (\text{Eq.I-1})$$

A partir de l'équation (Eq.I-1), on peut alors constater que la mise en parallèle des impédances Z_{s1} et Z_{s2} de la structure apporte deux zéros de transmission, un pôle obtenu par recombinaison constructive réalise une bande passante. En effet, Z devient infini quand Z_{s1} et Z_{s2} sont de signes opposés : d'où le comportement dual. La finalité du DBR est d'accentuer la réjection aux abords de la bande passante. L'introduction de zéros de transmission permet effectivement d'obtenir de fortes réjections tout en conservant un filtre d'ordre restreint conduisant alors un gain en terme de taille et de pertes d'insertion.

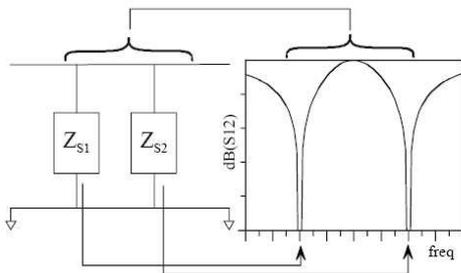


Figure 2. Structure résonante de base du DBR.

Une synthèse globale permet de réaliser des filtres d'ordre N , impliquant N résonateurs DBR (N pôles dans la bande, N zéros de transmission de part et d'autre de la bande). On illustre la flexibilité de ce principe en présentant deux filtres d'ordre 3 (figure 3). Les réponses électriques associées ont la même bande passante; en revanche, pour la première réponse, tous les zéros sont confondus, tandis que pour la deuxième réponse tous les zéros sont distincts (figure 4).

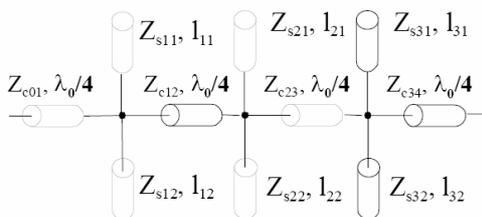


Figure 3. Filtre DBR d'ordre 3.

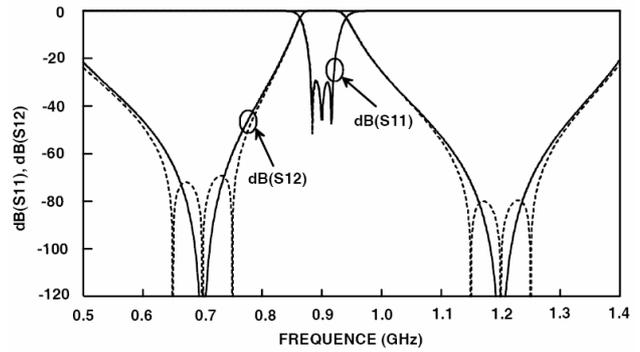


Figure 4. Réponses en lignes idéales d'un DBR d'ordre 3 à zéros confondus et à zéros distincts .

4. Première solution

4.1. Caractéristiques

La première solution est constituée de deux résonateurs DBR et de trois inverseurs. Elle utilise volontairement deux stubs identiques dont le facteur de qualité a été artificiellement augmenté au voisinage de la réjection critique à 2.OL (4.45 GHz), en surdimensionnant les stubs concernés (stubs haute fréquence) . Ceci permet d'introduire une plus grande souplesse au niveau du positionnement des zéros de transmission. La synthèse du DBR avec des stubs surdimensionnés est basée sur la synthèse classique du DBR. De plus, des cellules passe-bas ont été intégrées dans les trois inverseurs pour venir nettoyer la bande atténuée.

4.2. Résultats

Le masque et la réponse électromagnétique du filtre sont présentés sur les figures 5 et 6.

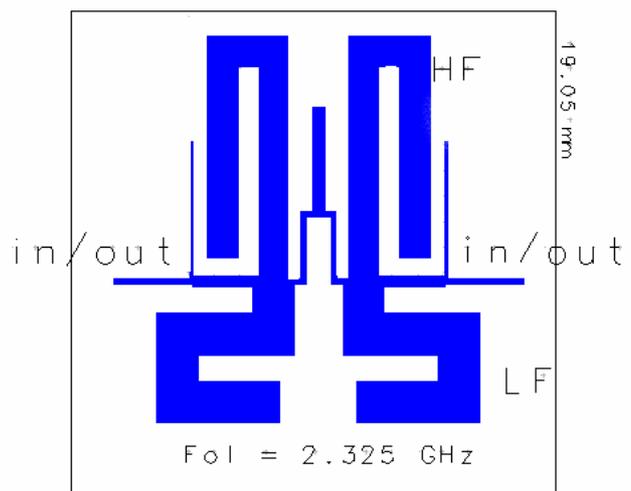


Figure 5. Masque du filtre DBR d'ordre 2.

La taille du filtre est de $19 \times 19 \text{ mm}^2$. Les pertes d'insertion, la platitude et la réjection critique à 2 OL sont respectivement 0,76 dB; 0,5 dB et 45 dB. Les

résultats obtenus par la simulation électromagnétique avec Momentum d'ADS respectent les spécifications demandées. Les fonctions de filtrage de type passe-bas intégrées au sein des inverseurs du filtre contrôlent les remontées parasites hors bande sans détériorer la réponse dans la bande.

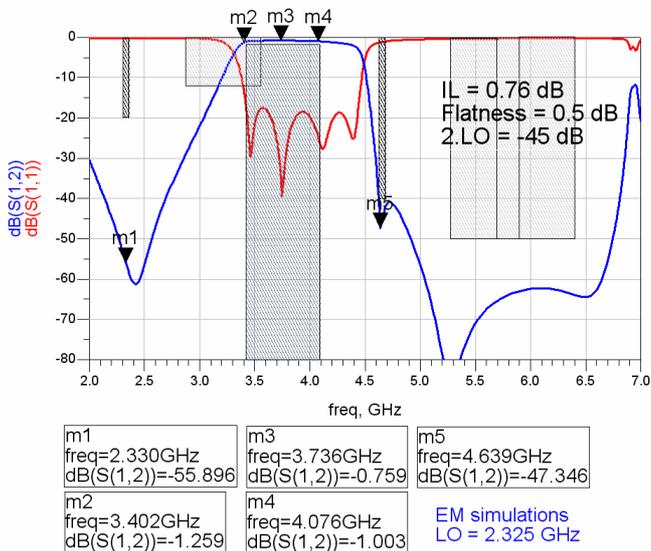


Figure 6. Simulation électromagnétique.

5. Deuxième solution

5.1. Caractéristiques

La seconde solution consiste à utiliser un couplage de type électrique entre les stubs basse fréquence des résonateurs 1 et 6 afin de linéariser le TPG, et un couplage de type magnétique entre les stubs basse fréquence des résonateurs 2 et 5 dans le but d'améliorer la réjection propre du filtre, en positionnant un zéro de transmission de chaque côté de la bande. Le couplage électrique est réalisé aux extrémités de deux stubs et le couplage magnétique s'effectue à proximité de la jonction entre deux stubs.

5.2. Résultats

Le masque et la réponse électromagnétique du filtre sont présentés sur les figures 7 et 8. Les pertes d'insertions, la platitude et la réjection critique à 2 OL sont respectivement 0,31 dB; 1,49 dB et 47 dB. La taille du filtre est de $15 \times 14,2 \text{ mm}^2$. Ici, on a utilisé des couplages électrique et magnétique entre stubs de même nature BF-BF (BF : Basse Fréquence) pour garder la symétrie de la structure et aussi pour faciliter le réglage.

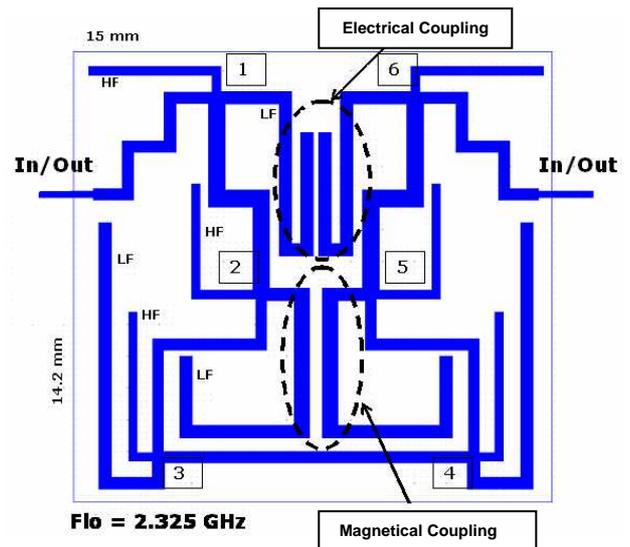


Figure 7. Masque du filtre DBR d'ordre 6 avec couplages croisés.

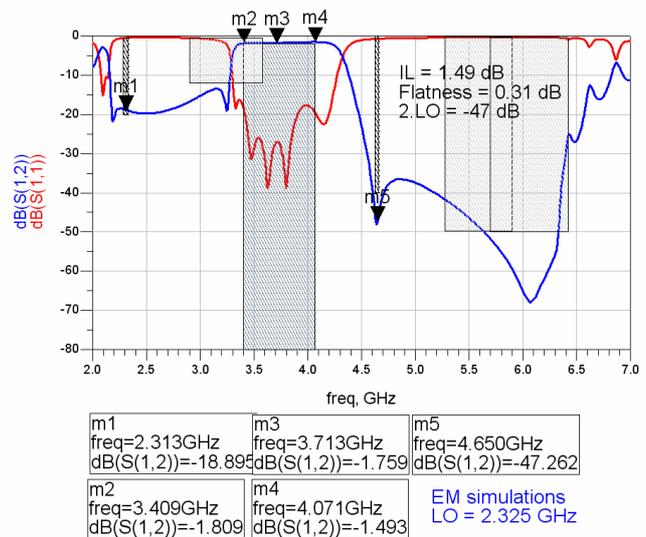


Figure 8. Simulation électromagnétique.

6. Comparaison des deux solutions

Rappelons que les critères de travail sont : platitude, taille, réjection et pertes d'insertion. Si on compare les deux filtres, on remarque que les performances électriques hors bande de l'ordre 2 sont meilleures. Il faut cependant préciser que pour le filtre DBR d'ordre 6, aucun effort n'a été réalisé pour maîtriser l'atténuation dans la bande 4,6-6,2 GHz. Par contre, au niveau de la taille du filtre, on l'a considérablement réduite car on passe de $19 \times 19 \text{ mm}^2$ à moins de $15 \times 14,2 \text{ mm}^2$. De plus on respecte aussi l'atténuation souhaitée à 2.OL, qui constitue une contrainte très sévère. Le tableau 1 résume les performances électriques de chaque filtre.

Filtre	IL (dB)	Platitude (dB)	Réjection 2.OL (dB)	Taille (mm ²)
DBR 2	0,5	0,76	45	19×19
DBR 6	0,31	1,49	47	15×14,2

Tableau 1. Tableau comparatif.

7. Conclusion

Dans ce papier nous avons montré l'aptitude de cette solution planaire originale à satisfaire des spécifications très sévères en termes de réjection, de platitude et d'encombrement, destinées à des applications spatiales en bande C. Les solutions proposées sont basées sur plusieurs axes de recherches : couplages croisés, surdimensionnement des stubs hautes fréquences et intégration de cellules passe-bas. Les simulations électromagnétiques des deux solutions respectent les spécifications désirées. Néanmoins, la seconde solution permet de réduire de façon significative la taille du filtre en utilisant des couplages croisés du type électrique et magnétique. Ces derniers nous donnent la possibilité de contrôler la platitude ainsi que la réjection.

8. Bibliographie

[1] C. Quendo, E. Rius, C. Person « Narrow Bandpass Filters Using Dual Behavior Resonators (DBRs) », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.51, n°3, Mars 2003.

[2] E. Rius, C. Quendo, A. Manchec, Y. Calvet, C. Person, J.F. Favennec, G. Jarthon, O. Osch, J. C Cayrou, P. Moroni, J.L. Cazaux « *Design of Microstrip Dual Behavior Resonators: A Practical Guide.* » Microwave journal, Décembre 2006.

[3] J-S. Hong, and M. J. Lancaster, « *Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters* », IEEE Trans. Microwave Theory & Tech, vol. 46, n°1, pp. 118-122, Jan. 1998.

[4] J-S Hong, M. J. Lancaster, « *Couplings of microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-coupled Planar Microwave Filters* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.44, n°12, Décembre 1996.

[5] Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones, « *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures* » Artech House Books, Dedham, May 1980.

[6] Ralph Levy, Richard V. Snyder, G. Matthaei « *Design of Microwave Filter* », IEEE Transactions on