



HAL
open science

Multiplexeur hyperfréquence 16 canaux dans la bande 2-18GHz en technologie triplaque

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

► **To cite this version:**

S. Cadiou, Jean-François Favennec, Cédric Quendo, Eric Rius, Benjamin Potelon, et al.. Multiplexeur hyperfréquence 16 canaux dans la bande 2-18GHz en technologie triplaque. 17èmes Journées Nationales Microondes, May 2011, Brest, France. pp.4F-13. hal-00669577

HAL Id: hal-00669577

<https://hal.science/hal-00669577v1>

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.

Multiplexeur hyperfréquence 16 canaux dans la bande 2-18GHz en technologie triplaque

S. Cadiou^{1,2}, J-F. Favennec^{1,2}, C. Quendo^{1,2}, E. Rius^{1,2}, B. Potelon^{1,2}, 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 conception d'un multiplexeur hyperfréquence planaire découpant le spectre 2-18 GHz en 16 canaux de 1 GHz chacun. La fonction de multiplexage présentée ici est basée sur un découpage singulier de la bande 2-18 GHz impliquant l'utilisation d'une architecture originale. Celle dernière est constituée d'un diviseur de puissance de type Wilkinson, de deux duplexeurs et de quatre quadriplexeurs. Les performances électriques simulées sont satisfaisantes et le découpage de la bande est opérationnel. Les contraintes d'encombrement ont également été prises en compte dans la conception des circuits. Certains des sous-circuits ont été réalisés en technologie triplaque et valident les résultats simulés.

1. Introduction

L'évolution des systèmes de télécommunication qu'ils soient à vocation spatiale ou militaire impose l'utilisation de composants de multiplexage toujours plus complexes. Dans le domaine spatial, le besoin de multiplexer vient du fait que l'on ne sait pas correctement amplifier sur une large bande de fréquences (problèmes de linéarité des amplificateurs). Dans les systèmes de Défense, l'utilisation de multiplexeurs permet de sélectionner un ou plusieurs canaux utiles afin de leur appliquer les transformations souhaitées [1-2]. Dans un cas comme dans l'autre, de très fortes contraintes, électriques ou mécaniques, sont reportées sur ce composant. Cette étude se situe dans le cadre de multiplexeur fonctionnant en réception (faible puissance) dans la bande 2-18 GHz. L'objectif ici est de segmenter ce spectre en 16 canaux de largeur de bande absolue fixe (=1 GHz). Les enjeux se situent tant sur l'architecture globale du composant que dans le choix des topologies des filtres qui le composent. Nous présentons donc un découpage fréquentiel singulier impliquant l'utilisation d'une architecture de multiplexeur très originale, composée de trois sous-parties identifiées : division de puissance, duplexeurs, et quatre quadriplexeurs. Nous

étudions chaque sous-partie indépendamment puis une simulation du multiplexeur complet est présentée. Les circuits proposés dans cette étude sont conçus en technologie triplaque et simulés sur ADS-Momentum.

2. Description de l'architecture

2.a. Décomposition fréquentielle

La décomposition en fréquence du spectre 2-18GHz proposée ici consiste à séparer les 8 canaux pairs des 8 canaux impairs à l'aide d'un diviseur de puissance. Deux canaux adjacents se situent donc sur deux branches différentes du Wilkinson. Cette propriété permet un recouvrement des bandes passantes. Sur chaque branche, nous distinguons les quadriplexeurs hautes fréquences (HF en orange à droite) des quadriplexeurs basses fréquences (en violet à gauche). Le passage de 2 octoplexeurs à quatre quadriplexeurs est réalisé à l'aide de deux duplexeurs large bande.

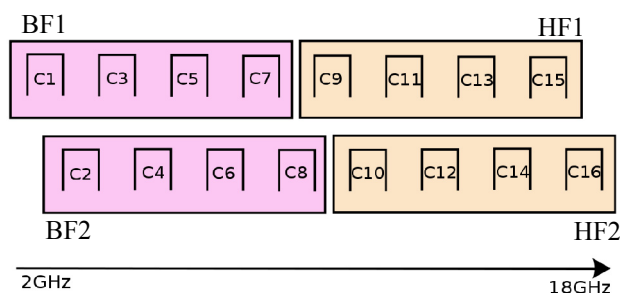


Figure 1. Découpage du spectre 2-18GHz

2.b. Architecture proposée

L'architecture qui découle directement de ce découpage fréquentiel particulier est présentée à la figure 2. L'intérêt de cette architecture est une forte modularité, une transposabilité en fréquence ainsi qu'une répartition de la difficulté de conception sur les quatre sous-blocs. La principale contrepartie de cette configuration est le

niveau de pertes (3 dB) apportées par la division de Wilkinson. Chacune des sous-parties du multiplexeur est présentée séparément dans les prochaines parties.

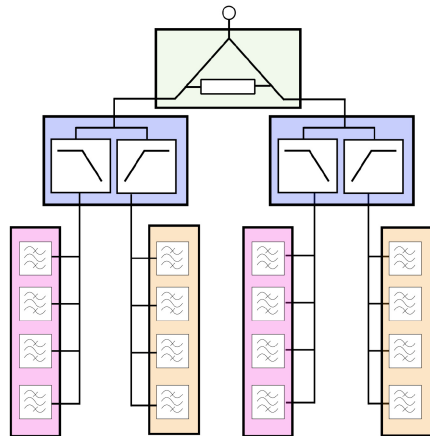


Figure 2. Architecture du multiplexeur proposé

3. Etude des sous-parties du multiplexeur

3.a. Diviseur de Wilkinson

Les contraintes sur la conception du diviseur de puissance sont d'assurer une bonne adaptation sur une très large bande fréquence (2-18 GHz) ainsi qu'une isolation suffisante entre ses deux voies. Ce cas ne sera pas traité dans ce papier.

3.b. Duplexeurs pair et impair

La difficulté de conception des duplexeurs est liée au choix de topologies large bande ($50\% < w < 110\%$) et au contrôle des remontées parasites sur une largeur de bande importante. Une topologie originale, à base de résonateurs en série et en parallèle, a été choisie [3] et permet d'être utilisée pour les quatre filtres de ces duplexeurs. Le masque du duplexeur est présenté à la figure 3. La technologie utilisée dans ce cas est de type triplaque multicouche. Les couleurs mauve et verte correspondent à deux niveaux de métal différents. La réponse (sans pertes) simulée sous Momentum est présentée ci-dessous. L'encombrement final de ce duplexeur est de $23 \times 25 \text{ mm}^2$.

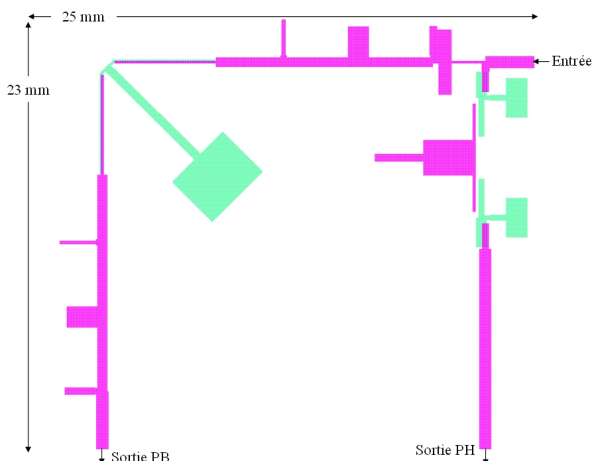


Figure 3. Layout du duplexeur

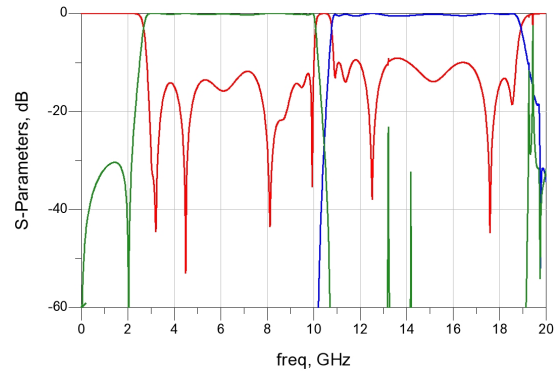


Figure 4. Réponse simulée du duplexeur

3.c. Quadriplexeurs BF

Les enjeux ici sont l'utilisation et la maîtrise de topologies large bande qui répondent au cahier des charges en termes de remontées parasites et de réjections. Des topologies interdigitées et à stubs CC ou CO ont été retenues et permettent de concevoir deux quadriplexeurs entre 2 et 10 GHz. Les pertes sont faibles ($< 3 \text{ dB}$), mais la mise en œuvre de la connexion des canaux reste critique dans le réglage de la structure. De plus, la faisabilité technologique n'est pas encore avérée mais le principe est validé.

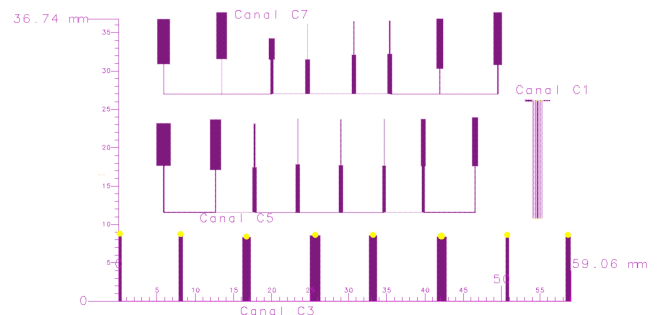


Figure 5. Layout des filtres du quadriplexeur BF1

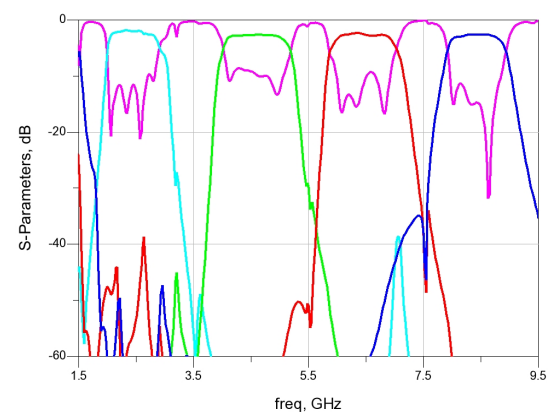


Figure 6. Réponse simulée du quadriplexeur BF1

3.d. Quadriplexeurs HF

La conception, la réalisation ainsi que les mesures des quadriplexeurs HF ont été présentées dans [4]. Ils sont basés sur des filtres en topologie DBR [5] dont la connexion s'effectue sur une jonction commune. La jonction à cinq ports permettant la connexion de l'accès

50Ω et des quatre canaux a nécessité la création d'un modèle afin de faciliter le réglage en circuit. Ce modèle a été généré à l'aide de l'outil « Advanced Model Composer » (AMC) d'ADS [6] et est présenté à la figure 7. Les figures 8 et 9 présentent, respectivement, le masque et une photo du quadriplexeur HF1. Les filtres ont été repliés et optimisés afin que les quatre sorties soient alignées dans un même plan. L'encombrement total du circuit est de 4,5x3.8 cm².

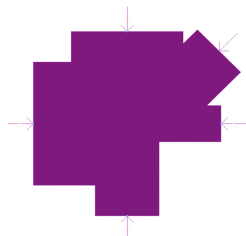


Figure 7. Modèle de jonction 5 ports généré avec AMC

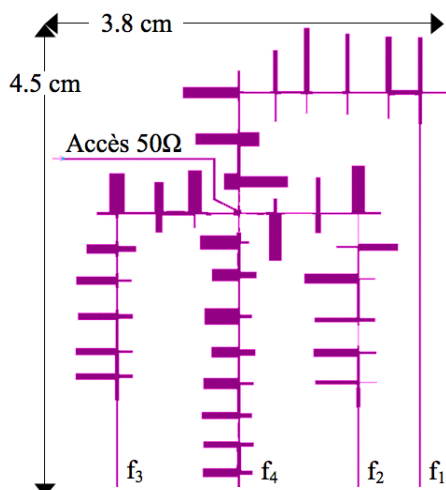


Figure 8. Layout du quadriplexeur HF1

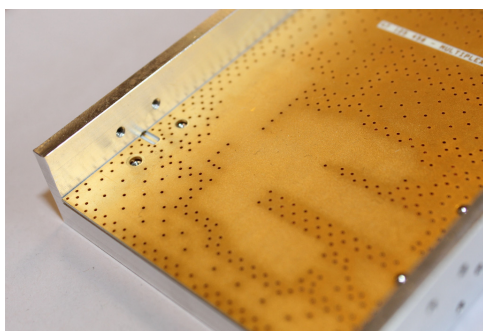


Figure 9. Photo du quadriplexeur HF1

La figure 10 présente les résultats de mesure du quadriplexeur HF1. La mesure de ce circuit triplaqué a été rendu possible par la création de transitions triplaqué-microruban (visibles à la fig. 9) afin d'y connecter les connecteurs SMA.

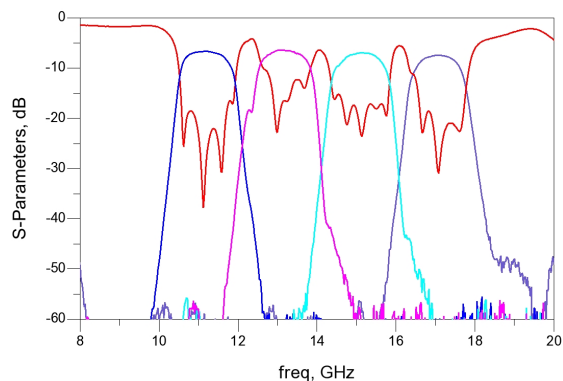


Figure 10. Réponse mesurée du quadriplexeur HF1

Les performances mesurées de la fig. 10 présentent de très forts niveaux de réjection, au croisement et en large bande, supérieurs à 30 et à 55 dB, respectivement. Les pertes mesurées supérieures à celles simulées semblent être liées à une conductivité et/ou une rugosité non maîtrisées. Un décalage en fréquence (de 2.8 %) semble être expliqué par une variation de la permittivité entre substrats simulé et réel.

4. Simulation du multiplexeur complet

La simulation de l'architecture complète du multiplexeur 16 canaux a consisté à utiliser, au sein d'un même schéma, les résultats de simulation EM de chacun des sous-blocs précédemment étudiés. Le schéma ADS du multiplexeur complet est présenté à la figure 10. Le résultat de cette simulation globale (figures 11 et 12) montre le bon fonctionnement du composant : tous les canaux sont conservés, les réjections en deçà et au delà de la bande sont optimisées et le spectre est intégralement reconstitué et ce sans « trous ».

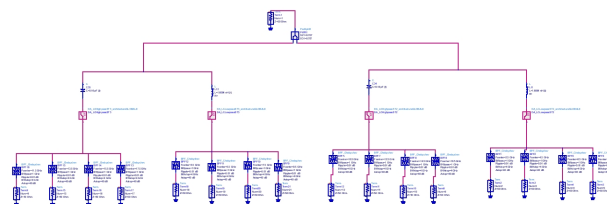


Figure 11. Schéma ADS du multiplexeur complet

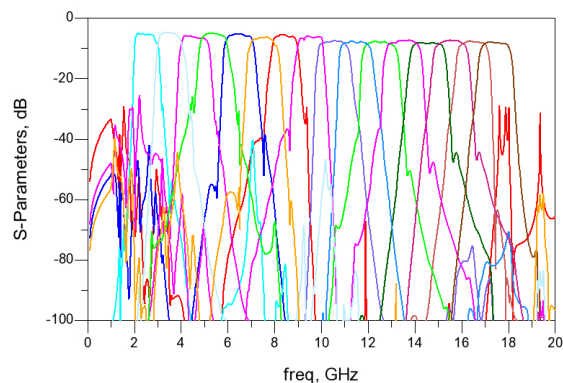


Figure 12. Réponses simulées large bande du multiplexeur

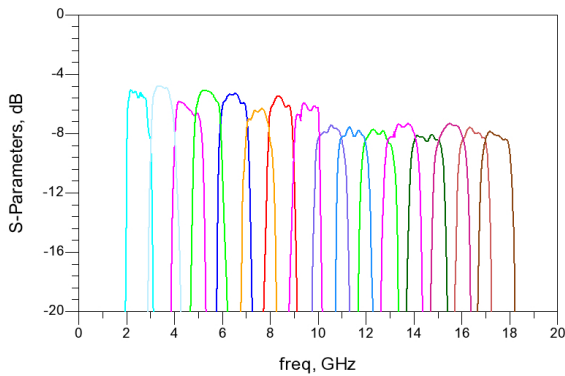


Figure 13. Réponses simulées (zoom) du multiplexeur

Les remontées parasites présentes en BF (DC-4 GHz) sur la figure 9 ne sont pas gênantes et ne dégradent pas les performances du multiplexeur. En effet, du fait de l'isolation entre les branches de l'architecture (division de puissance et duplexeurs), les remontées BF des canaux HF ne perturbent pas les canaux BF. En termes de pertes, les canaux BF sont évidemment moins affectés que ceux en HF car leurs bandes passantes relatives est plus importantes (moyenne à large bande).

5. Conclusion

Nous avons présenté la conception d'un récepteur large bande channelisé fonctionnant dans la bande 2-18 GHz et découpant ce spectre en 16 canaux de largeur de bande identique. Il présente de bonnes performances en termes de réjection ainsi qu'un niveau de pertes raisonnable (< 8 dB). Un léger recouvrement des canaux est remarquable et permet la reconstitution du spectre entier sans « trous » de fréquences. Le différentiel de pertes observé entre les canaux en bas et haut de bande pourra éventuellement être compensé par une amplification canal par canal. A performances égales, cette solution semble bénéficier d'un encombrement plus faible que certaines solutions existantes [1]. Enfin, l'ajout de fonctionnalité au sein du multiplexeur (composants actifs de commutation par ex.) permettrait d'« éteindre » certains canaux.

Bibliographie

- [1] P. HardCastle. «Fully reconfigurable 8-channel 2-18GHz broadband switched multiplexer», IEEE European Microwave Conference, sept. 2006.
- [2] H. Dillenbourg, J-J. Herren, P. Lenoir, D. Baillargeat, and S. Bila. «High Power Handling and DR State of the art Output Multiplexer», IEEE International Microwave Symposium, 2005.
- [3] S. Cadiou, B. Potelon, C. Quendo, E. Rius, J-F. Favennec, R. Segalen, F. Mahé. «Highly-Miniaturized Packaged UWB 7th-Order Bandpass Filter», IEEE European Microwave Conference, Paris, 2010.

- [4] S. Cadiou, C. Quendo, E. Rius, J-F. Favennec, B. Potelon, R. Segalen, F. Mahé. «An 11-18 GHz Four-Channel DBR Multiplexer for Electronic Warfare Systems UWB 7th-Order Bandpass Filter», IEEE European Microwave Conference, Rome, 2009.
- [5] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, «Narrow Bandpass Filters Using Dual Behavior Resonators Based on Stepped-impedance Stubs and Different-length Stubs», *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 53, 2004
- [6] Agilent Technologies, *ADS 2008U2 User's Manual*, 2008.