

Diviseur de Puissance Compact Ultra-Large-Bande 3-40 GHz

H. Hijazi^{1,2}, M. Le Roy¹, R. Lababidi², D. L. Jeune², A. Pérennec¹

¹Univ Brest, ²ENSTA Bretagne, Lab-STICC, UMR 6285, CNRS, F-29200 Brest
hadi.hijazi@ensta-bretagne.org

Résumé – Ce papier présente un diviseur de puissance Ultra-Large-Bande fonctionnant de 3 à 40 GHz. Ce diviseur de puissance utilise les caractéristiques très large bande des transitions microruban-ligne à fentes qui ont été optimisées suite à une étude paramétrique. Les pertes d'insertion sont meilleures que 7dB sur chaque voie et le déséquilibre de phase et d'amplitude entre les voies est très faible de par la symétrie du dispositif. Le circuit est compact, 40×40 mm, réalisable avec des technologies basiques et permet le design d'un balun 180° selon une approche identique.

1. Introduction

Les diviseurs de puissance sont des composants essentiels dans de nombreux circuits et systèmes micro-ondes en télécommunication tels que les réseaux d'antennes, les amplificateurs de puissance, les mélangeurs, les déphaseurs, etc. Les nouveaux besoins couvrent les bandes millimétriques. Par exemple, d'ici 2020, deux bandes de fréquences seront attribuées aux systèmes de communication 5G dans l'Union européenne : la bande basse de 3,4 à 3,8 GHz et la bande des hautes fréquences de 24,25 à 27,5 GHz. Aussi, de nombreux dispositifs à micro-ondes, dont les diviseurs de puissance, doivent être conçus pour couvrir ces deux bandes de fréquences.

Un diviseur de puissance bien connu est le diviseur de puissance de Wilkinson qui présente de très bonnes performances en adaptation, pertes d'insertion et isolation à la fréquence centrale. Cependant, les lignes de transmission $\lambda/4$ limitent sa bande passante à 20% environ. Aussi, de nombreuses topologies ont été proposées dans la littérature afin d'élargir sa bande passante. Dans la gamme de fréquences comprises entre 3,1 et 10,6 GHz, Wong *et al.* [1]-[2] ont placé des stubs court-circuit/circuit ouvert quart d'onde et des sections de lignes couplées aux ports de sortie du Wilkinson traditionnel. Une autre topologie [3] fréquemment rencontrée utilise un transformateur d'impédance à plusieurs sections et résistances d'isolation au niveau des bras de sortie du diviseur de puissance. Dans [4], Chieh *et al.* utilisent des transformateurs à variation d'impédance à 7 sections réalisés sur un polymère à cristaux liquides avec des résistances en film mince intégrées. La plage de fréquences est alors de 2 à 18 GHz. Dans [5], Trenz *et al.* utilisent 7 sections de lignes de transmission avec des paramètres géométriques optimisés pour obtenir une bande passante comprise

entre 2 et 28 GHz. Drobotun *et al.* [6] ont atteint la bande de 8 - 67 GHz en utilisant un substrat de haute permittivité pour les 6 sections. Concernant les baluns, la structure proposée dans [7] est composée d'une ligne microruban connectée à un guide d'ondes coplanaire (CPW) et terminée par une ligne stripline. La largeur de bande est de 16,5 et 40 GHz. Dans [8], le balun utilise des transitions microruban - ligne fente - microruban où les deux lignes microruban et ligne fente se terminent par des stubs radiaux. L'orientation opposée des deux sorties crée un déphasage de 180° . La bande va de 4 à 45 GHz.

Le balun proposé dans [8] nous semble être le meilleur candidat pour notre application en raison de sa simplicité de réalisation et sa compacité. Dans la section suivante, le principe de fonctionnement et son contexte théorique sont présentés. Dans la troisième partie, une analyse paramétrique de ce dispositif est effectuée. Enfin, nous concluons sur nos résultats et indiquons les perspectives et améliorations futures.

2. Théorie et conception

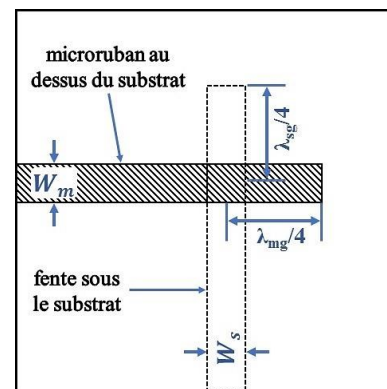


Figure 1. Transition microruban-ligne fente

Une transition microruban-fente a été étudiée dans [9] où la ligne fente est gravée dans le plan de masse et traversée à angle droit par une ligne microruban sur l'autre face du substrat (figure 1). Les deux types de ligne s'étendent de $\lambda_g/4$ au-delà de la jonction. Ces tronçons quart-d'onde ont un rôle prépondérant sur la largeur de bande du balun.

Dans [10], Zinieris *et al.* ont remplacés les tronçons de ligne quart d'onde par des stubs radiaux. Selon nos simulations, cette configuration augmente de 28% la bande passante. Idéalement, pour élargir la bande passante, l'impédance caractéristique de la ligne fente

doit être assez élevée (de l'ordre de 100 Ω), mais les contraintes de fabrication limitent cette impédance dans notre cas à 72 Ω . Pour la transition la fréquence centrale a été prise à $f_0 = 10$ GHz pour un substrat Duroid 6010 ($\epsilon_r \approx 10$) de 0,635 mm d'épaisseur ; les autres paramètres figurent dans le tableau I. Les pertes d'insertion de cette transition ont été mesurées à moins de 1,3 dB sur la plage de 3 à 15 GHz.

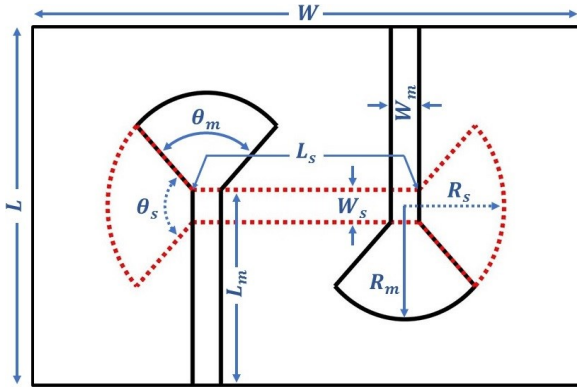


Figure 2. Layout de la transition microruban-ligne fente dans (---Ligne fente – Microruban).

Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
W_s	0.156 mm	W_m	0.66 mm
L_s	5.25 mm	L_m	5 mm
R_s	2.4 mm	R_m	2.4 mm
θ_s	90°	θ_m	90°
L	$2L_m - W_s$	W	$3L_s$

Table I. Valeurs des paramètres initiaux de la transition de Zinieris indiquée sur la figure 2.

Le balun proposé dans [8], ainsi que notre diviseur de puissance, sont le prolongement de la transition de Zinieris à laquelle une transition supplémentaire est ajoutée. La figure 3 illustre la configuration du diviseur de puissance proposé. Trois lignes microrubans sont gravées sur la face supérieure du substrat RO4003C, avec la ligne médiane connectée au port d'entrée, les deux autres lignes étant connectées aux ports de sortie. Sur la face inférieure du substrat, une ligne fente perpendiculaire aux lignes microrubans est gravée dans le plan de masse. Les lignes microruban et la ligne fente se terminent par des stubs radiaux.

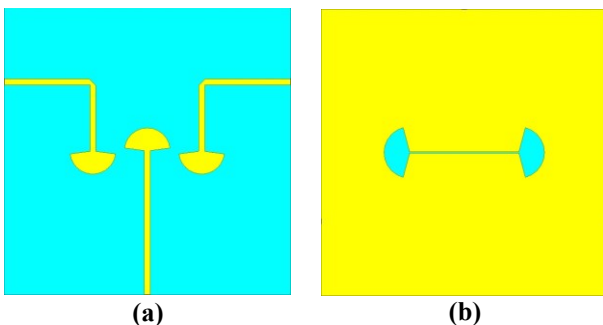


Figure 3. Diviseur de puissance : (a) vue de dessus (b) vue du plan de masse.

Par analogie avec le diviseur de puissance classique de Wilkinson, l'impédance des lignes microruban d'entrée et de sortie sont de 50 Ω et l'impédance de la ligne fente de 70,7 Ω . Comme précédemment, mais pour un autre substrat, les limites de réalisation nous ont imposé une impédance de 100 Ω pour la ligne fente..

3. Analyse Paramétrique

Dans cette section, une étude paramétrique est réalisée sur la transition microruban-ligne fente-microruban proposée par Zinieris [10], en analysant les effets de la variation de différents paramètres de la transition sur les performances globales. Ce type d'étude est nécessaire car les modèles décrivant ce type de transition ont une validité restreinte en fréquences. Par ailleurs, les modes fentes sont par nature différents de ceux des lignes microruban. Dans un deuxième temps, la même approche a été appliquée au diviseur de puissance pour obtenir les performances optimales. Pour toutes nos simulations, toutes les valeurs des paramètres du tableau I ont été maintenues, à l'exception du paramètre analysé.

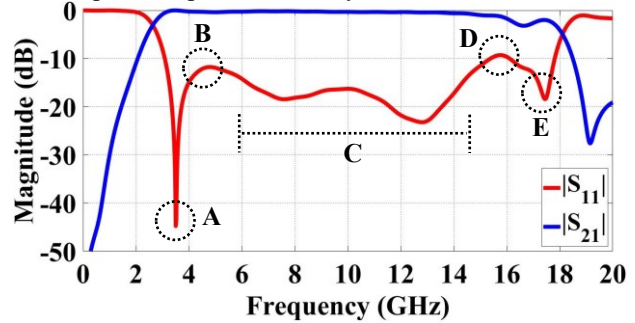


Figure 4. Paramètres S de la transition Zinieris

La figure 4 ci-dessus représente les paramètres S de la transition de Zinieris en supposant les matériaux sans perte. On note que la bande passante est contrôlée par certains points sur la courbe en réflexion : la position du premier minimum local (A), le niveau du premier maximum local (B), le niveau du dernier maximum local (D), la position et le niveau du dernier minimum local (E) et le niveau de la section dans la bande située entre les deux maxima locaux (C). Afin d'obtenir la largeur de bande la plus large, nous cherchons à décaler la position de (A) vers la gauche en diminuant autant que possible la valeur de (B). En parallèle, nous cherchons à décaler la position de (E) tout en maintenant la valeur et la valeur de (D) à un niveau bas suffisamment bas.

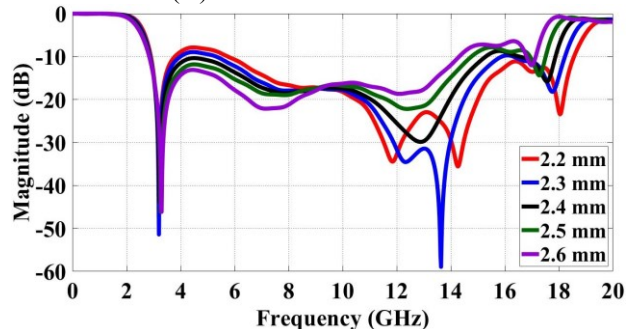


Figure 5. Module de S_{11} de la transition Zinieris en fonction du rayon R_m du stub microruban

Nous examinons d'abord l'influence du rayon R_m des stubs microruban sur le module de S_{11} , ce rayon variant de 2,2 à 2,6 mm par pas de 0,1 mm. Les résultats sont illustrés sur la figure 5. On observe que l'augmentation de R_m décale légèrement la position de A vers la droite et augmente le niveau de B. D'autre part, la valeur de D est abaissée et la position de E est décalée vers la droite. Globalement l'augmentation de R_m augmente la bande passante mais au détriment de l'adaptation aux basses fréquences. Un compromis est alors à trouver.

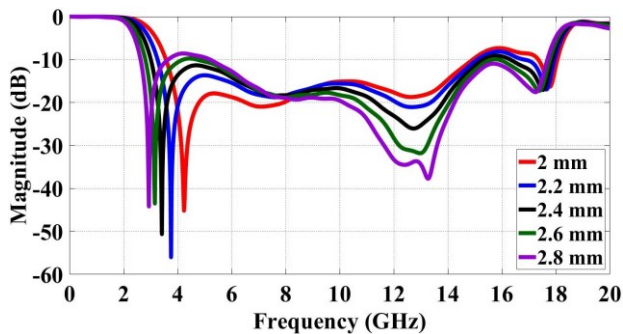


Figure 6. Module de S_{11} de la transition Zinieris en fonction du rayon R_s du stub fente

Puis l'influence du rayon R_s du stub fente est analysée, les résultats étant illustrés figure 6. Le rayon varie de 2 à 2,8 mm par pas de 0,2 mm. On peut observer que le décalage vers les basses fréquences du point A est associé à une remontée du point B, nécessitant donc un compromis. Dans le même temps, l'augmentation de R_s abaisse le niveau de D et déplace la position de E vers les fréquences inférieures. Par conséquent, un autre compromis est nécessaire ici pour obtenir la limite de fréquence supérieure optimale.

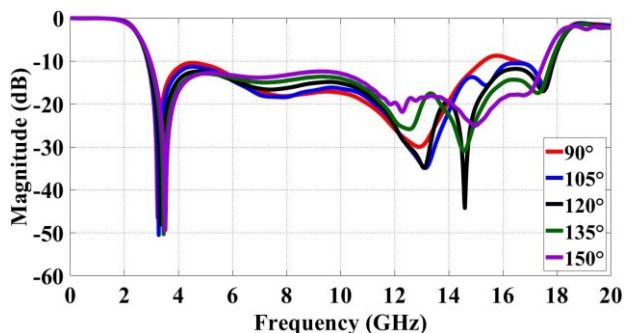


Figure 7. Module de S_{11} de la transition Zinieris en fonction de l'ouverture θ_m du stub

La figure 7 décrit les résultats de la variation de l'angle d'ouverture θ_m des stubs microruban. Cet angle a été modifié de 90 ° à 150 ° par pas de 15 °. L'augmentation de θ_m décale légèrement la position de A vers la droite et diminue le niveau de B. D'autre part, l'augmentation de θ_m décale légèrement vers la gauche la position de E et diminue fortement D. L'observation surprenante ici est que la section dans la bande C se comporte d'une manière indépendante des niveaux maximaux limites, son niveau augmentant en général à mesure que θ_m augmente. Cela peut être dû au

chevauchement entre les stubs microruban et ceux des lignes fente qui commence à prendre place à mesure que θ_m augmente.

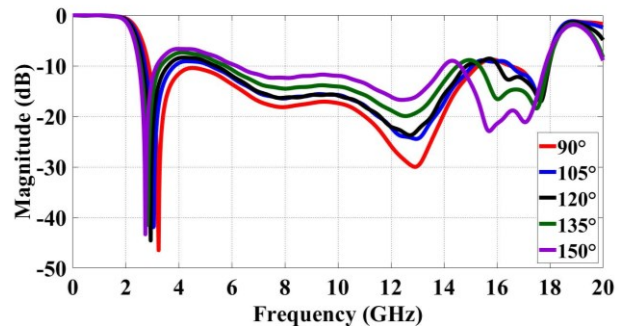


Figure 8. Module de S_{11} de la transition Zinieris en fonction de l'ouverture θ_s du stub en ligne fente

La figure 8 représente la variation de la réflexion en entrée en fonction de l'angle d'ouverture des stubs fente θ_s , avec une variation de 90 ° à 150 ° par pas de 15 °. De nouveau, l'augmentation de θ_s déplace légèrement la position de A vers les hautes fréquences et augmente le niveau de B. En revanche, augmenter θ_s améliore l'adaptation aux hautes fréquences.

Enfin, l'augmentation de la longueur L_s de la ligne fente décale A et E vers les basses fréquences et augmente légèrement B. Ce comportement est logique car L_s est conçu initialement pour être égale à $\lambda / 4$ à la fréquence centrale (10 GHz).

Après cette étude paramétrique, une transition a été conçue sur un substrat RO4003C d'une épaisseur de 203 μm , puis ajustée manuellement pour obtenir la bande passante la plus large possible. Les paramètres S de cette transition optimisée sont représentés sur la figure 9, où la bande passante est comprise entre 3,8 et 44,4 GHz avec des pertes d'insertion meilleure que 3,7 dB.

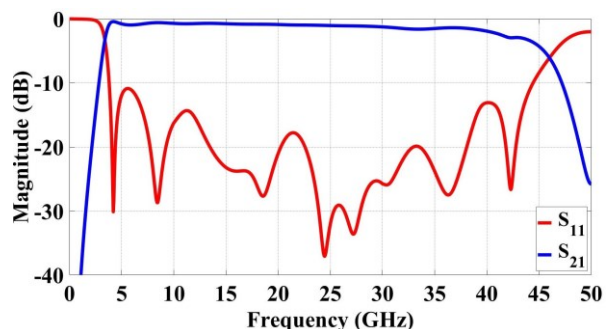


Figure 9. Paramètres S de la transition optimisée

Sur la base de l'approche précédente, un diviseur de puissance a été optimisé manuellement dans la bande de fréquence de 3 - 40 GHz, soit le double de la bande passante initiale. Ses paramètres S sont représentés sur la figure 10. On observe une très bonne adaptation sur toute la bande et un affaiblissement en transmission qui augmente avec la fréquence.

Sur les 7 dB de $|S_{21}|_{\text{dB}}$ et $|S_{31}|_{\text{dB}}$ en haut de la bande passante, 3 dB sont dus à la division de puissance et les 4 dB en excès sont causés par les pertes. Par ailleurs, à ce stade de la conception, l'isolation entre les ports de sortie n'est pas encore suffisante, du moins pour certaines

applications, du fait de l'absence de résistances. La figure 11 montre en simulation les différences de phase et d'amplitude entre les deux ports de sortie : elles sont très faibles, ce qui est prometteur pour les réponses attendues en mesures.

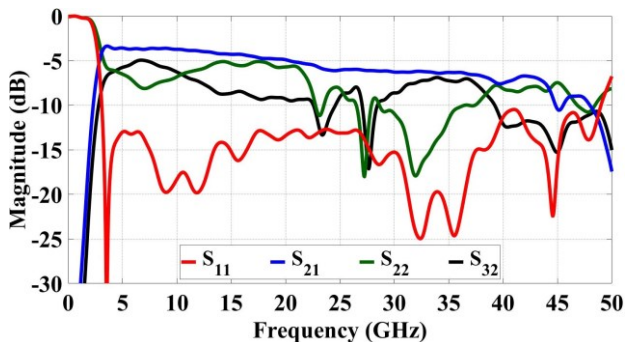


Figure 10. Paramètres S du diviseur de puissance proposé

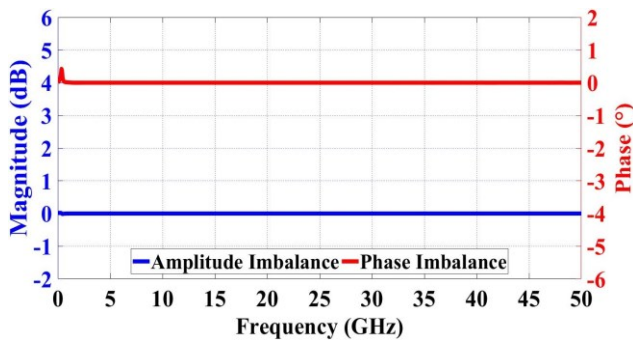


Figure 11. Différences d'amplitude et de phase entre les deux sorties du diviseur de puissance

4. Conclusion

Cet article présente l'étude d'un diviseur de puissance ultra-large-bande à base de transitions microruban/lignes fentes. Son étude paramétrique est décrite en détail et un diviseur de puissance est conçu dans la bande de 3 à 40 GHz. Ses dimensions seront de $40 \times 40 \text{ mm}^2$ sur un substrat RO4003C. Ce type de structure compact permettra la conception d'un balun 180° selon une approche similaire.

Références

- [1] S. W. Wong et L. Zhu, «*Ultra-Wideband Power Divider with Good In-Band Splitting and Isolation Performances*», Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, n° 8, pp. 518-520, IEEE, 2008.
- [2] S. W. Wong et L. Zhu, «*Ultra-Wideband Power Dividers with Good Isolation and Improved Sharp Roll-Off Skirt*», IET Microwaves, Antennas, and Propagation, vol. 3, n° 8, pp. 1157-1163, 2009.
- [3] S. B. Cohn, «*A Class of Broadband Three-Port TEM Mode Hybrids*», Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 16, n° 2, pp. 110-116, IEEE, 1968.
- [4] J. S. Chieh et A. Pham, «*Development of a Broadband Wilkinson Power Combiner on Liquid*

Crystal Polymer», Asia Pacific Microwave Conference, pp. 2068-2071, IEEE, 2009.

- [5] F. Trenz, M. Hofmann, G. Fischer et D. Kissinger, «*Compact 2-28 GHz Planar Multi-Octave Bandwidth Wilkinson Power Dividers*», In Microwave Symposium, Microwave Theory and Techniques Society International, pp. 1-4, IEEE, 2014.
- [6] N. Drobotun, D. Yanchuk et E. Khoroshilov, «*Compact Planar Ultra-Wideband Power Dividers with Frequency Range up to 67 GHz for Multichannel Receivers*», In Microwave Conference (EuMC), 46th European, pp. 198-201. IEEE, 2016.
- [7] P. Wu, Z. Wang et Y. Zhang, «*Wideband Planar Balun Using Microstrip to CPW and Microstrip to CPS Transitions*», Electronics Letters, vol. 46, n° 24, pp. 1611-1613, 2010.
- [8] U. L. Rhode, A. K. Poddar, S. Pegwal, V. Madhavan, S. K. Koul, M. Abegaonker et M. A. Silaghi, «*Ultra-Wide Band Balun / 180° Power Divider Using Microstrip-Slotline-Microstrip Transition*», In International Microwave and RF Conference (IMaRC), Microwave Theory and Techniques Society, pp. 400-404. IEEE, 2015.
- [9] R. M. Garg, I. Bahl et M. E. Bozzi, «*Microstrip Lines and Slotlines*», Artech House, 2013.
- [10] M. M. Zinieris, R. Solan et L. E. Davis, «*A Broadband Microstrip-To-Slotline Transition*», Microwave and Optical Technology Letters, vol. 18, n° 5, pp. 339-342, 1998.