



HAL
open science

Quadrupleur de fréquences en technologie SiGe:C BiCMOS 130 nm pour un radar à ondes continues modulées en bande-F

Vaclav Valenta, Mehmet Kaynak, Andreas Trasser, Hermann Schumacher

► **To cite this version:**

Vaclav Valenta, Mehmet Kaynak, Andreas Trasser, Hermann Schumacher. Quadrupleur de fréquences en technologie SiGe:C BiCMOS 130 nm pour un radar à ondes continues modulées en bande-F. 18èmes Journées Nationales Microondes, May 2013, France. pp.J1-DA3-3. hal-00825106

HAL Id: hal-00825106

<https://hal.science/hal-00825106>

Submitted on 24 May 2013

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.

Quadrupleur de fréquences en technologie SiGe:C BiCMOS 130 nm pour un radar à ondes continues modulées en bande-F

Václav Valenta¹, Mehmet Kaynak², Andreas Trasser¹, Hermann Schumacher¹

¹Institut für Elektronische Bauelemente und Schaltungen, Ulm, Allemagne

¹IHP GmbH, Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik, Frankfurt Oder, Allemagne
vaclav.valenta@ieee.org

Résumé

Dans cet article, nous présentons un quadrupleur de fréquences à 110 GHz conçu et développé en technologie SiGe:C BiCMOS 130 nm. Le circuit est conçu pour un système d'imagerie basé sur un radar à ondes continues modulées (FMCW) en bande-F et emploie une cascade de deux cellules de Gilbert avec des charges réactives réalisées avec des lignes de transmission TFML (thin-film microstrip line). Le signal d'entrée différentiel, qui est utilisé pour la validation du quadrupleur, est généré en utilisant un balun actif avec un amplificateur-limiteur différentiel. Le signal différentiel à la sortie du quadrupleur est relié via un câblage par fil avec un balun passif réalisé à l'aide des lignes de transmission. Les résultats des mesures d'un circuit prototype ont permis de prouver que cette approche de la génération des fréquences des ondes millimétriques peut offrir une bande fonctionnelle allant jusqu'à 25 GHz avec une puissance de sortie de 0 dBm.

1. Introduction

La télédétection et les systèmes d'imagerie sont actuellement en train de subir une évolution significative, leur technologie se déplaçant à un rythme rapide vers les ondes millimétriques et térahertz afin d'obtenir des performances supérieures et de répondre aux exigences de sécurité croissantes. Dans le même temps, les derniers développements ont rendu la technologie SiGe plus attrayante, même pour les applications terahertz. Ceci est principalement dû à la haute performance des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe qui peut atteindre des valeurs f_{\max} de l'ordre de 500 GHz [1]. Ces développements permettent l'intégration de systèmes radar à courte portée opérant dans la bande F, et donc un bon rapport coût-efficacité pour les applications mobiles telles que les capteurs portatifs pour les contrôles de sécurité, les essais non destructifs des structures en polymère renforcé de fibres (GFRP) ou des capteurs d'imagerie pour les robots intelligents.

L'une des tâches les plus difficiles à accomplir dans les systèmes à ondes millimétriques et térahertz est la génération de signaux stables. Parmi plusieurs solutions, une source de signal à fréquence moins élevée en combinaison avec des multiplicateurs de fréquence est souvent utilisée. Cette technique a également été

appliquée pour un système d'imagerie en bande F, qui est en cours de développement et est décrite dans cet article.

La technologie utilisée pour la fabrication du circuit est présentée dans la première partie de l'article. Dans un deuxième temps, l'architecture du circuit est décrite en détail avec toutes les entités individuelles. Ensuite, la méthodologie adoptée pour la validation expérimentale est exposée ainsi que les résultats de mesures du premier prototype du circuit. La dernière partie résume l'article.

2. Technologie d'intégration

Le quadrupleur de fréquence est fabriqué en technologie SiGe:C BiCMOS 130 nm de IHP (type SG13S) avec des transistors bipolaires à hétérojonction qui atteignent la valeur du f_T/f_{\max} de 250/300 GHz. Cette technologie offre trois types de résistance en polysilicium, condensateurs métal-isolateur-métal (MIM) en nitride de silicium avec 1.5 fF/ μm , et des varacteurs MOS. Sept couches métalliques, y compris deux couches métalliques épaisses sont prévues pour les structures passives et les interconnexions. Plus de détails sur cette technologie sont donnés dans [2].

3. Architecture du circuit

Le circuit réalisé se compose de deux parties principales indépendantes: un balun actif avec un amplificateur-limiteur différentiel à 28 GHz suivi par une cascade de deux cellules de Gilbert. Un schéma du circuit réalisé est présenté dans la figure 1. Par souci de simplicité, le schéma ne comporte pas le réseau de polarisation des transistors.

Le balun actif est réalisé avec un transistor en configuration émetteur commun/collecteur commun, suivi d'un amplificateur-limiteur différentiel en configuration cascode, qui offre le taux de réjection du mode commun et donc une performance différentielle améliorée. L'entrée ainsi que la sortie du circuit sont adaptées avec deux inductances, conçues à l'aide d'un outil EM et réalisées dans la couche métallique supérieure. Le quadrupleur en lui-même est une cascade de deux cellules de Gilbert connectées en tant que mélangeurs où les deux signaux différentiels sont injectés simultanément vers les deux étages des paires différentielles [3]-[7].

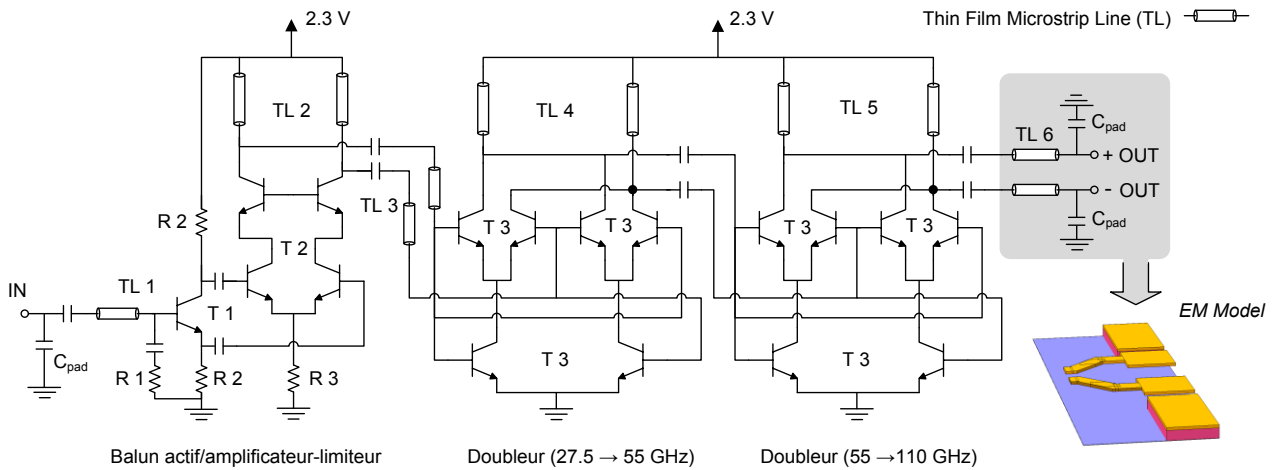


Figure 1. Schéma simplifié du quadrupleur de fréquences à 110 GHz avec un exemple d'un modèle électromagnétique des lignes des transmissions et des contacts à la sortie du circuit.

En comparant avec d'autres types de multiplicateurs, cette approche exige moins de puissance d'entrée pour un gain de conversion saturé. L'inconvénient est la présence d'un offset DC à la sortie, qui peut dégrader la performance différentielle (déséquilibre de l'amplitude et de la phase à la sortie du circuit) [8]. Néanmoins, cet effet peut être éliminé avec un amplificateur différentiel conçu pour une réjection du mode commun supérieure et qui est connecté à la sortie de la cellule de Gilbert [9]. Pour maximiser le gain et donc le rendement, l'interface entre les cellules de Gilbert est ajustée à l'aide d'un réseau d'adaptation avec des condensateurs MIM et des lignes de transmission TFML réalisées avec les deux couches de métaux extérieures (l'écart de 9.8 μm). Cette technique assure une dispersion modale très faible ainsi que des performances supérieures pour les lignes de transmission sur les substrats de faible résistivité [10].

Pour la validation du circuit, un balun passif type *Marchand* a été conçu et réalisé en *back end of line* pour faciliter les mesures différentielles à la sortie du quadrupleur. Ce circuit a été optimisé en tenant compte des effets réactifs des contacts (considérant 17 fF pour un contact de 50x50 μm) ainsi que l'effet du câblage par fil. La figure 2 présente les résultats des simulations EM du balun qui ont été effectués à l'aide du logiciel Sonnet.

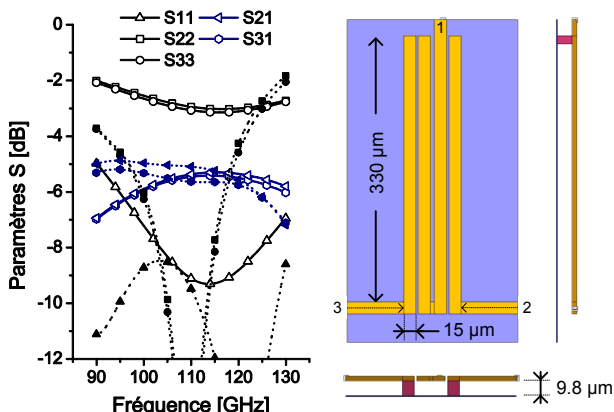


Figure 2. Simulation EM d'un balun passif conçu pour les validations du circuit.

Une illustration du *layout* avec ses cotes est également présentée. Les courbes en traits pleins traduisent le comportement du balun seul et celles en pointillé montrent l'influence des contacts et du câblage par fil. Ces résultats justifient que l'optimisation du balun en tenant compte de l'interface câblée a été menée correctement. L'erreur de phase simulée a été inférieure à 1 degré. L'effet réel des contacts et des différentes longueurs de câbles à 110 GHz est étudié dans la section suivante.

Un dispositif expérimental avec les trois éléments reliés via un câblage par fil (*wedge bond* par ultrason) est illustré dans la figure 3. Compte tenu de la courbure du fil, la longueur est estimée à environ 250-300 μm .

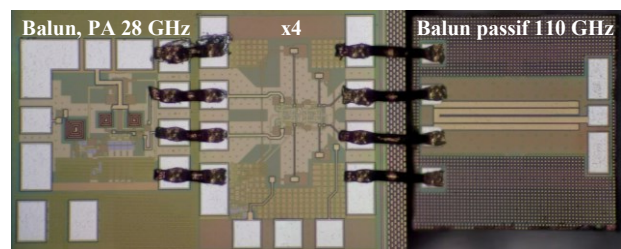


Figure 3. Dispositif expérimental pour les mesures du quadrupleur à 110 GHz.

4. Validation expérimentale

La réponse fréquentielle et le gain de conversion du circuit ont été mesurés en appliquant un signal d'entrée d'un générateur de signaux Agilent 8254A injecté par une sonde GSG à l'entrée du balun actif. Ensuite, le niveau du signal de sortie quadruplé et recombinaison par un balun passif a été analysé à l'aide d'un analyseur de spectre HP 8563E équipé d'un mélangeur harmonique externe OML M08HWD avec l'interface de guide d'ondes WR-08. En raison du faible niveau de compression du mélangeur harmonique ($P_{1\text{dB}}$ d'entrée égale à -10 dBm), un atténuateur variable en guide d'onde a été placé à la sortie de la sonde pour assurer que le signal à la sortie ne dépasse pas -20 dBm.

4.a. Mesures de la réponse fréquentielle

Les résultats de ces mesures sont présentés sur la figure 4. Cette figure illustre également trois scénarii de simulations différentes. Le premier scénario (Sim. 1) reproduit la configuration du dispositif expérimental réel avec les deux interfaces câblées. Pour visualiser l'influence critique de la longueur du fil à 110 GHz, ce scénario démontre également la réponse fréquentielle pour quatre longueurs différentes (en considérant 1 nH par 1 mm, ce qui est approprié pour les câbles avec un diamètre de 17 μm). Le deuxième scénario (Sim. 2) supprime l'influence de l'interface câblée à 28 GHz et considère seulement l'interface à 110 GHz. Ce scénario correspond à la situation où le balun actif avec l'amplificateur-limiteur différentiel à 28 GHz seront intégrés avec le quadrupleur. Le dernier scénario (Sim. 3) présente la performance différentielle sans aucune interface câblée (performance attendue dans le système final intégré).

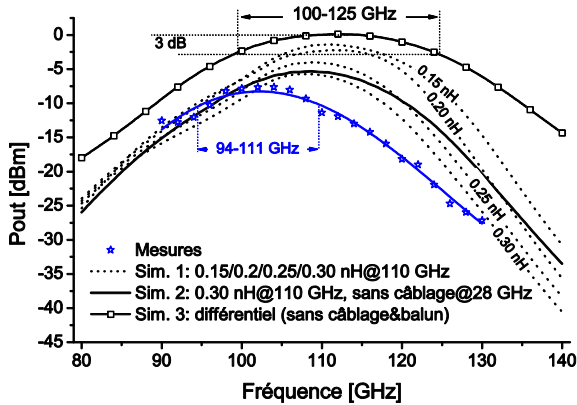


Figure 4. Les résultats de mesures de la réponse fréquentielle comparés avec différents scénarii de simulations.

Par rapport à la simulation (Sim. 1, 0.3 nH), les résultats de mesures sont décalés de 5 GHz vers les basses fréquences. Ce décalage est probablement dû aux effets parasites du *layout* et de la modélisation de condensateurs MIM, ce qui sera pris en compte dans la deuxième itération du design. En prenant en compte le fait que les résultats de mesures de la bande fonctionnelle et du niveau de puissance sont en bon accord avec la simulation, on peut estimer que les performances attendues en mode différentiel sans câblage par fil seront proches de la simulation du même scénario (Sim. 3) qui démontre une performance large bande allant jusqu'à 25 GHz avec une puissance de sortie de 0 dBm.

4.b. Mesures du gain de conversion

En dehors de la réponse fréquentielle, les mesures du gain de conversion ont été effectuées à la fréquence de 105 GHz. Cette fréquence a été choisie en considérant le décalage de 5 GHz pour estimer correctement le meilleur comportement attendu du circuit au milieu de la bande. Les résultats de mesures du gain de conversion comparés avec différents scénarii de simulations sont démontrés sur la figure 5. Les titres de différentes simulations sont classés selon la convention précédente. La longueur du fil considérée dans le deuxième scénario est 250 μm

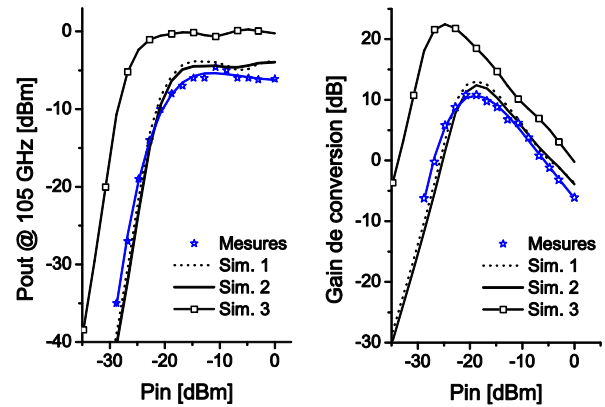


Figure 5. Les résultats de mesures du gain de conversion à 105 GHz comparés avec différents scénarii de simulations.

(0.25 nH). Un gain de conversion de 11 dB a été déterminé (pour le niveau de puissance à l'entrée du balun actif égal à -20 dBm), ce qui est très proche de la simulation de l'ensemble des circuits avec les deux interfaces câblées. Etant donné que les influences des interfaces câblées et du balun passif sont connues, on s'attend à un gain de conversion de 22 dB en mode différentiel dans le cas d'intégration de balun actif avec le quadrupleur. Ce dernier a été confirmé dans la référence [9], qui adopte la même architecture pour un octupleur de fréquences.

4.c. Estimation du niveau de déséquilibre de l'amplitude et de la phase

Pour augmenter la précision et minimiser les erreurs systématiques, les niveaux de puissances ont été mesurés avec différentes configurations de banc de mesure (par exemple avec différents niveaux d'atténuation, du courant de polarisation du mélangeur harmonique, etc.). Dans toutes les configurations, le niveau de puissance mesuré a été environ 1-2 dB en-dessous des simulations. Pour trouver l'origine de ces pertes, le niveau de puissance à l'entrée du balun passif a dû être d'abord déterminé. Dans un premier temps, les deux fils reliant la masse du quadrupleur et du balun passif ont été enlevés et le niveau de la puissance a été mesuré à nouveau. Théoriquement, considérant une opération différentielle parfaite, aucun changement du niveau de puissance à la sortie du balun ne devra être détecté. Les résultats sont démontrés sur la figure 6.

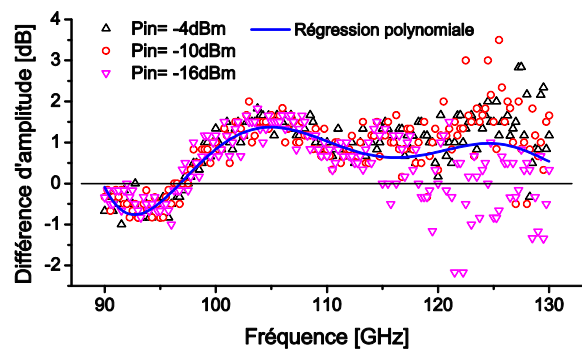


Figure 6. Les différences d'amplitudes entre la configuration avec/sans les fils de masse pour différents niveaux de puissance.

Les résultats suggèrent, que le fonctionnement différentiel du circuit est perturbé par un déséquilibre d'amplitude ou de la phase. En conséquence, le niveau de la masse virtuelle varie, ce qui peut introduire des courants de masse via le câblage par fil.

En considérant que l'opération du balun passif est quasi symétrique (les erreurs de l'amplitude et de la phase simulées sont inférieures à 0.5 dB et 1°), on peut conclure que ce déséquilibre est principalement dû au déséquilibre du signal à la sortie du quadrupleur. Pour définir l'erreur de l'amplitude, deux mesures asymétriques ont été effectuées indépendamment sur les deux sorties différentielles du quadrupleur avec une sonde GSG. Pour éviter les problèmes éventuels dus aux ondes stationnaires (désadaptation dû au fait qu'une sortie est terminée correctement par une sonde pendant que la deuxième sortie est reliée à la masse via la même sonde), le banc de mesures a été équipé d'un isolateur Faraday en guide d'onde pour empêcher le retour des ondes entre la sonde et le mélangeur harmonique. Les résultats de ces mesures ont clairement montré une erreur de l'amplitude qui varie entre 1-2 dB selon le profil présenté sur la figure 6.

Le déséquilibre de la phase a été estimé par une simulation prenant en compte les effets parasites du *layout* ainsi que l'interface câblée. Un niveau de déséquilibre égal à 15° a été déterminé ce qui peut causer dans un radar FMCW un dépointage des antennes différentielles significatif ou une réduction de la puissance transmise, donc, il doit être traité.

Ces résultats de déséquilibre de l'amplitude et de la phase sont typiques pour les mélangeurs basés sur la cellule de Gilbert et correspondent à nos attentes. Ils démontrent l'importance d'un amplificateur différentiel avec une réjection du mode commun supérieure, qui est nécessaire à la sortie du quadrupleur. Cette technique peut réduire les erreurs de l'amplitude et de la phase jusqu'à 0.3 dB et 3° [9].

5. Conclusion

Différentes étapes du développement et de la validation d'un quadrupleur de fréquences pour un système d'imagerie à courte portée en bande F ont été présentées. Un bon accord entre les simulations et les premiers résultats de mesures indique qu'une performance large bande allant jusqu'à 25 GHz avec une puissance de sortie de 0 dBm peut être achevée en mode différentiel en consommant moins de 125 mW. Cet accord a été confirmé par les mesures d'une nouvelle version du circuit, qui intègre le balun dans la même puce.

Nous avons également soulevé différents points qui doivent être précisément étudiés pendant les premières étapes du design et de la caractérisation des circuits millimétriques, y compris la méthodologie de mesures, l'importance des effets parasites des interfaces câblées ou l'estimation du niveau de déséquilibre de l'amplitude et de la phase des circuits différentiels. Pour réduire les inconvénients des multiplicateurs de fréquences basés sur la cellule de Gilbert, il a été proposé d'utiliser un

amplificateur avec une réjection du mode commun supérieure à la sortie du quadrupleur. Cette technique a été également validée dans une nouvelle génération du circuit, ce qui prouve que la technique de la multiplication de fréquences proposée dans cet article est très attractive pour les systèmes millimétriques et térahertz en BiCMOS.

6. Remerciements

Ce travail a été effectué dans le cadre du projet collaboratif européen FP7 NANOTEC.

7. Références

- [1] B. Heinemann, R. Barth, D. Bolze et al., «*SiGe HBT technology with f_T/f_{max} of 300GHz/500GHz and 2.0 ps CML gate delay*» Electron Devices Meeting, San Francisco, 2010.
- [2] H. Rücker, B. Heinemann, W. Winkler et al., «*A 0.13µm SiGe BiCMOS technology featuring f_T/f_{max} of 240/330 GHz and gate delays below 3 ps*» Journal of Solid-State Circuits, vol. 45, no. 9, pp. 1678-1686, Sept. 2010.
- [3] B. Gilbert, «*A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response*» Journal of Solid-State Circuits, vol. 3, no. 4, pp. 365-373, 1968.
- [4] P. Weger, G. Schultes, L. Treitinger et al., «*Gilbert multiplier as an active mixer with conversion gain bandwidth of up to 17 GHz*» Electronics Letters, vol. 27, no. 7, pp. 570-571, 1991.
- [5] A. Ulusoy, G. Liu, A. Trasser and H. Schumacher, «*A SiGe frequency quadrupler for M-QAM carrier recovery*» Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, New Orleans, 2010.
- [6] S. Hackl, J. Böck, G. Ritzberger et al., «*A 45 GHz SiGe active frequency multiplier*» Solid State Circuits Conference, vol. 1, Feb. 2002, pp. 82-447.
- [7] V. Puyal, A. Konczykowska, P. Nouet et al., «*A broad-band active frequency doubler operating up to 120 GHz*» European Microwave Conference, Paris, 2005.
- [8] F. Gruson, G. Bergmann, and H. Schumacher, «*A frequency doubler with high conversion gain and good fundamental suppression*» Microwave Symposium Digest, vol. 1, June 2004, pp. 175-178.
- [9] V. Valenta, S. Yuan, A. Trasser and H. Schumacher, «*F-band frequency octupler in 0.13-µm SiGe:C BiCMOS with 2 mW output power*» à paraître dans MTT-S International Microwave Symposium, Seattle, 2013.
- [10] H.-M. Heilige, M. Nagel, H. G. Roskos and H. Kurz, «*Thin-film microstrip lines for mm and sub-mm-wave on-chip interconnects*» MTT-S International Microwave Symposium, vol. 2, no. 100, pp. 421-424, 1997.