

## Amplificateur faible bruit différentiel de 1 dB dans la bande (0.35 – 2 GHz) en technologie BiCMOS SiGe 0.25µm

M-L. Grima<sup>(1)</sup>, S. Barth<sup>(1)</sup>, S. Bosse<sup>(1)</sup>, B. Jarry<sup>(2)</sup>,  
P. Gamand<sup>(3)</sup>, P. Meunier<sup>(3)</sup>, B. Barelaud<sup>(2)</sup>, L. Billonnet<sup>(2)</sup>

<sup>(1)</sup> Station de Radioastronomie de Nançay USR C.N.R.S B704, 18330 Nançay

<sup>(2)</sup> XLIM UMR C.N.R.S 6172, Université de Limoges, 87060 Limoges

<sup>(3)</sup> Innovation Center RF, NXP Semiconductors, 14906 Caen Cedex 9

[marie-line.grima@obs-nancay.fr](mailto:marie-line.grima@obs-nancay.fr)

### Résumé

Ce papier décrit la conception d'un amplificateur faible bruit différentiel (LNA : Low Noise Amplifier) ayant 1dB de facteur de bruit dans la bande de fréquence (0.35 - 2 GHz) réalisé dans une technologie BiCMOS SiGe 0.25µm de NXP Semiconductors. Ce circuit alimenté consomme environ 24mA sous une tension de 3.3V. Il présente un gain maximum de 27dB avec 3dB de variation dans la bande. L'adaptation d'entrée et de sortie est meilleure que -13dB dans toute la bande. Le circuit compresse à -3dBm en sortie et a un IP3 de sortie de 6dB à 1GHz. Pour avoir une idée précise du facteur de bruit réel, une topologie single-ended du LNA ayant les mêmes performances que celles de la topologie différentielle a également été réalisée. Le facteur de bruit mesuré sur ce LNA single-ended est inférieur à 1.15dB sur toute la bande. Cette étude s'est déroulée dans le cadre du programme européen SKADS (Square Kilometer Array Design Study) de développement d'un radiotélescope géant SKA nécessitant de très faibles facteurs de bruit.

### I. Introduction

Dans le cadre d'un programme européen SKADS (Square Kilometer Array Design Study) de développement d'un grand radiotélescope, qui serait constitué de plusieurs milliers d'antennes et donc d'autant de têtes de réception, nous avons étudié et conçu un amplificateur faible bruit différentiel (ou LNA: Low Noise Amplifier), dans la bande 0.35 – 2 GHz. Les signaux radioastronomiques ayant un niveau très proche de celui du bruit de fond, l'objectif est de réaliser un LNA différentiel dont le facteur de bruit est le plus faible possible, avec un gain plat et une adaptation sur 50 ohms en entrée et en sortie. Les antennes de SKA étant des dipôles, une structure différentielle a donc été choisie. Pour des raisons d'intégration, de production et de coût, la filière Silicium est retenue. La technologie employée est un procédé monolithique BiCMOS SiGe 0.25µm de NXP Semiconductors.

La section II de ce papier présente la topologie large bande utilisée et son composant clé qui permet simultanément d'aplanir le gain et d'améliorer l'adaptation d'entrée. La section III montre la configuration différentielle et introduit les paramètres [S] en mode mixte employés pour caractériser de telle structure. La dernière partie présente les résultats de mesures sous pointes.

### II. Topologie utilisée

Notre bande de fonctionnement étant supérieure à 2 octaves, nous adaptons à nos besoins une topologie large bande à contre-réaction négative, couramment employée dans les préamplificateurs de systèmes à communications optiques [1,2] et plus rarement pour des applications faible bruit [3,4]. La contre-réaction négative offre 2 principaux avantages: le contrôle de l'impédance d'entrée et l'extension de la largeur de bande.

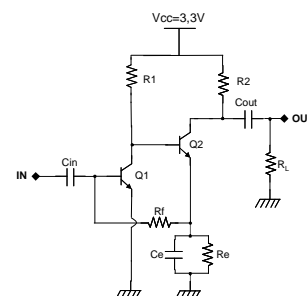


Figure 1 : amplificateur à contre-réaction négative

## II.1. Fonctionnement de la topologie single-ended

La contre-réaction la plus utilisée est une résistance entre la base et le collecteur du transistor d'entrée. Cependant, il est difficile d'avoir simultanément un bruit faible, un gain plat et une bonne adaptation d'entrée sur toute la bande de fonctionnement. L'originalité de la topologie présentée en Figure 1, vient également de la contre-réaction, réalisée par les résistances  $R_f$  et  $R_e$  et la capacité  $C_e$ , entre la base du transistor  $Q_1$  et l'émetteur du transistor  $Q_2$ , offrant ainsi plus de degrés de liberté.

Le facteur de bruit (NF) du montage est principalement déterminé par le premier étage. Le transistor de cet étage doit être dimensionné et polarisé de sorte à fournir un bruit faible et un gain suffisamment fort, afin que la contribution en bruit du second étage sur le facteur de bruit total du montage soit négligeable. Plus la taille d'un transistor augmente, plus son gain et sa consommation augmentent et son NF diminue. Cependant, au-delà d'une certaine dimension, la variation du gain dans la bande et la consommation sont plus élevées, alors que le NF reste quasiment constant. Un compromis entre ces paramètres est donc à faire. Le transistor choisi, polarisé idéalement à  $V_{be}=0.8V$  et  $V_{ce}=1.5V$  consomme environ 4mA et offre les performances présentées dans la Figure 2.

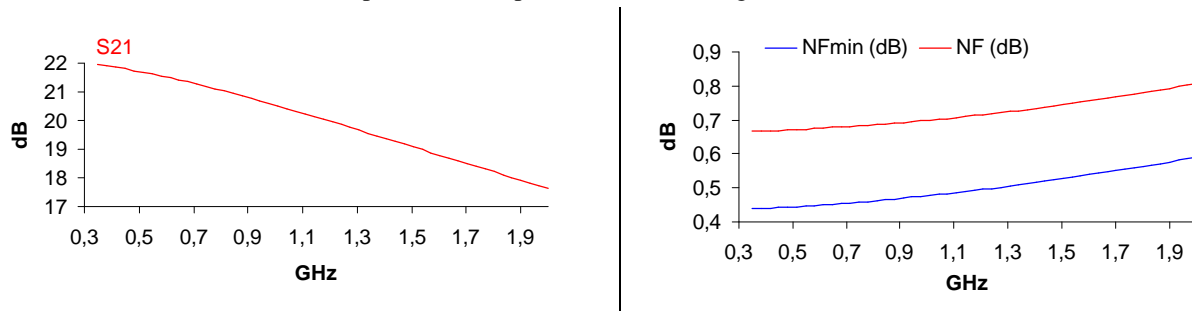


Figure 2 : performances du transistor du 1<sup>er</sup> étage

La résistance  $R_1$  fixe en partie la consommation du premier étage et l'impédance d'entrée aux basses fréquences. La valeur de la résistance  $R_f$ , servant à polariser la base de  $Q_1$ , est choisie suffisamment grande (2500 ohms) pour que sa contribution en bruit soit faible. La résistance  $R_e$ , élément important du circuit, permet de jouer sur les différents paramètres (consommation du second étage, gain, bruit et impédance d'entrée). Sa plage de valeur offrant le meilleur compromis entre ces différents paramètres est assez faible. La capacité  $C_e$  est alors également indispensable, puisqu'elle permet de compenser la perte de gain et améliore également l'adaptation d'entrée dans les hautes fréquences. En effet, la fonction de transfert idéale d'un amplificateur à l'allure de celle d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est déterminée par la fréquence de transition des transistors. Pour élargir la bande passante de l'amplificateur, une solution consiste à ajouter une capacité  $C_e$  entre l'émetteur et la masse du second transistor. Cette capacité introduit un zéro de transmission dans la réponse de la fonction de transfert de l'amplificateur, permettant ainsi de compenser la chute de gain. Dans les basses fréquences, les éléments qui limitent la largeur de bande sont les capacités de liaisons. En technologie intégrée Silicium et en raison de la surface occupée et de leur fréquence de résonance, les capacités de liaisons ne peuvent valoir que quelques dizaines de pF. En conséquence, la fonction de transfert de l'amplificateur est alors équivalente à celle d'un filtre passe-bande. Ces capacités de liaisons limitent la platitude du gain dans les basses-fréquences et augmentent la partie imaginaire de l'impédance d'entrée à compenser. La Figure 3 montre le gain et l'impédance d'entrée d'un même montage dans le cas où il n'y a pas la capacité  $C_e$  et dans le cas où on l'utilise.

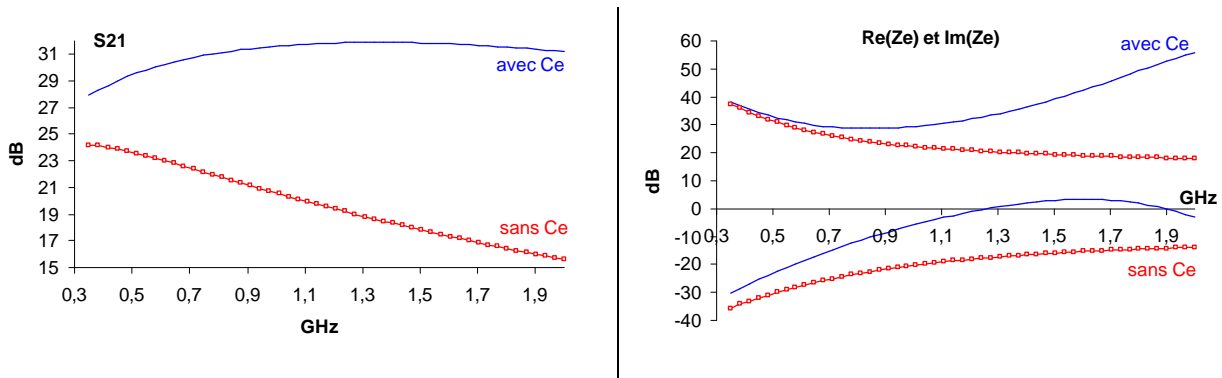


Figure 3 : effets de la capacité d'émetteur  $C_e$  sur le gain et l'impédance d'entrée

Le transistor  $Q_2$  est dimensionné de sorte à offrir le meilleur compromis entre les paramètres de bruit, gain et adaptation. Enfin, la résistance  $R_2$  assure l'adaptation de sortie et, associée à  $R_L$ , permet de diminuer la capacité de sortie tout en gardant une adaptation correcte.

## II.2. Transformation de la topologie single-ended en structure différentielle

Pour nos objectifs, la topologie décrite ci-dessus est légèrement modifiée et transformée en différentielle. Tout d'abord la résistance de collecteur du premier étage est remplacée par des charges actives qui, pour le même courant, génèrent légèrement moins de bruit que la résistance et améliore légèrement l'adaptation d'entrée aux basses fréquences. Un transistor en base commune est ajouté au second étage afin d'isoler la sortie du reste du montage. Il est ainsi possible de jouer sur l'adaptation de sortie sans avoir d'effets importants sur les autres paramètres. Enfin 2 résistances, une pour chaque étage, sont insérées entre le point commun des 2 branches et la masse afin de rendre le circuit complètement différentiel. Au final, la topologie différentielle envoyée en fonderie et sa version single-ended, ainsi que leurs masques sont présentés en Figure 4.

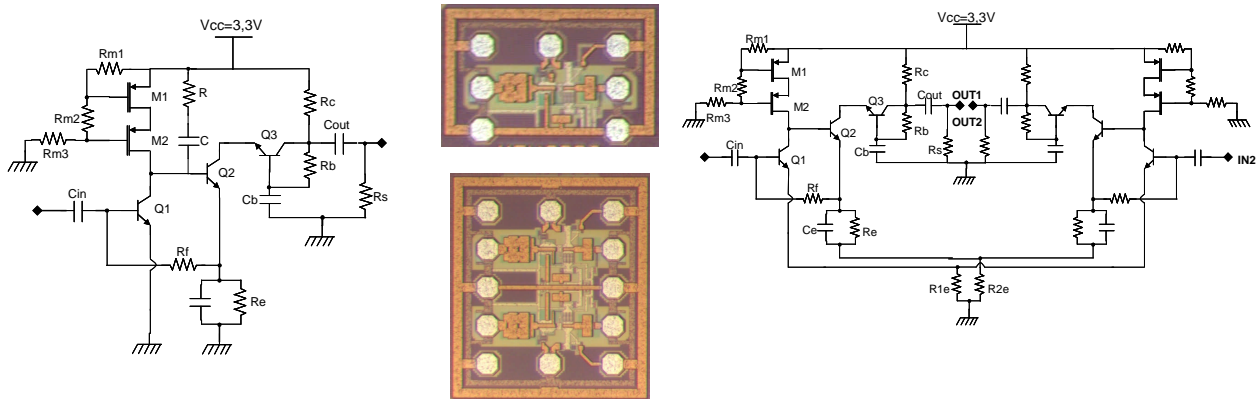


Figure 4 : Photographies des LNAs single-ended et différentiel ( $0.63 \times 0.73$  mm)

## III. Simulations et mesures

Les simulations et les masques des circuits sont faits à l'aide du logiciel Cadence. Pour la simulation du LNA différentiel, 2 schémas sont nécessaires : un utilisant 2 ports et des baluns idéaux afin d'avoir accès au facteur de bruit et à la linéarité du montage, et un second utilisant 4 ports afin de pouvoir simuler les paramètres [S] mixtes définis par Bockelman et al pour les systèmes différentiel [6]. Ces paramètres [S] en mode mixte caractérisent le mode différentiel ( $S_{dd_{ij}}$ ), le mode commun ( $S_{cc_{ij}}$ ), la conversion du mode différentiel vers le mode commun ( $S_{cd_{ij}}$ ) et la conversion du mode commun vers le mode différentiel ( $S_{dc_{ij}}$ ) ( $i, j = 1$  ou  $2$ ) d'un circuit différentiel. Un octopôle est alors caractérisé par 16 paramètres [S] en mode mixte, qui sont chacun exprimés en fonction des paramètres [S] d'un quadripôle [7]. Idéalement, il ne doit pas y avoir de conversion de mode ( $S_{cd} = S_{dc} = 0$ ) et le mode commun doit être faible devant le mode différentiel. Ce critère est évalué par le Taux de Réjection en Mode Commun défini par  $TRMC = S_{dd_{21}}/S_{cc_{21}}$ .

Pour les mesures, qui ont été effectuées sous pointes au laboratoire XLIM de Limoges, des pointes GSGSG et un analyseur de réseau vectoriel à 4 ports (E5071B de Agilent Technologies) ont été utilisés. Les mesures des principaux paramètres [S] en mode mixte sont présentées en Figure 5.

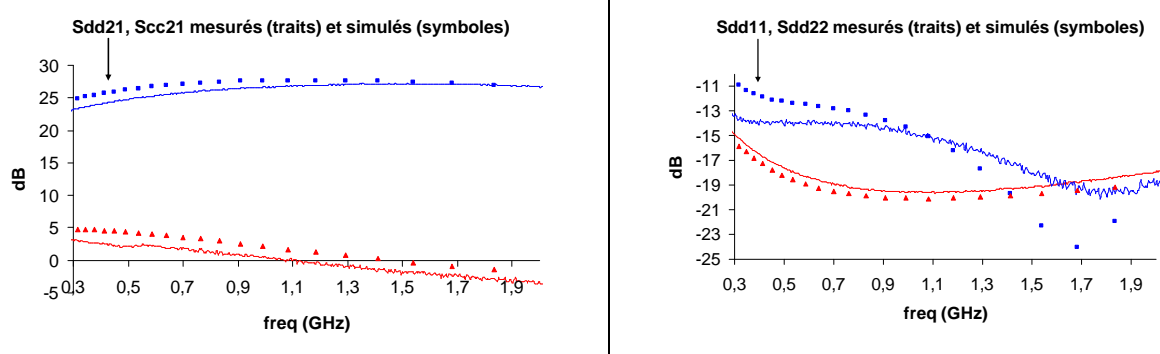
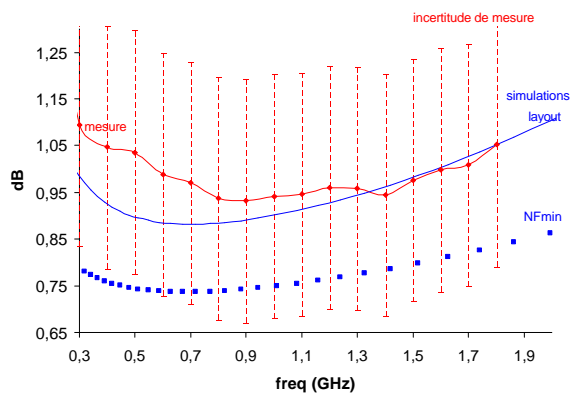


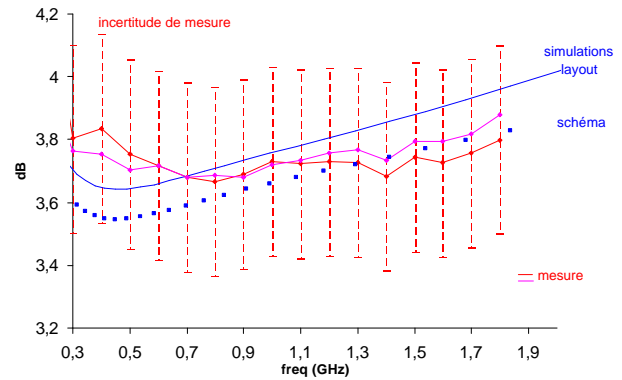
Figure 5 : paramètres [S] en mode mixte du LNA différentiel

Il y a une bonne concordance entre les simulations et les mesures. Le gain maximum est de 27dB avec une variation de 3dB dans la bande. Le TRMC est supérieur à 20dB et le circuit a une adaptation meilleure que -13dB en entrée et en sortie.

La Figure 5 montre les résultats de simulation et de mesure du facteur de bruit du LNA single-ended et du LNA différentiel entre 1 entrée et 1 sortie quand les 2 autres accès sont chargés sur 50 ohms. La sonde de bruit et le mesureur de bruit utilisés (346A et HP 8970B) génèrent une incertitude de mesure d'environ 0.25dB [5].



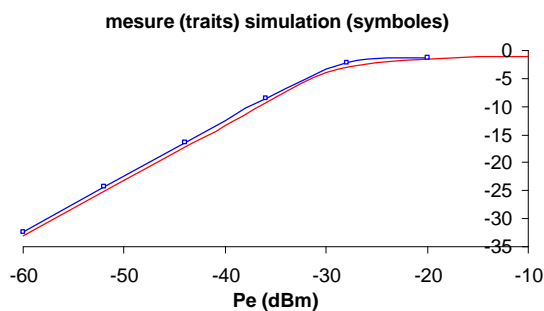
NF du LNA single-ended



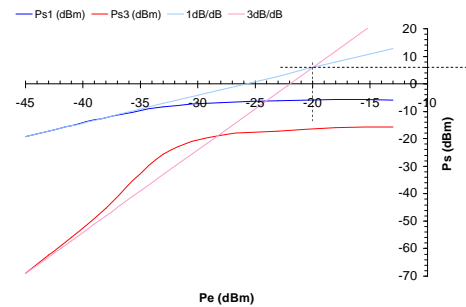
NFs de chaque moitié du LNA différentiel

Figure 6 : NFs mesurés du LNA single-ended et du LNA différentiel

Les facteurs de bruit mesurés sont très proches de ceux simulés. Pour le LNA différentiel une carte de test intégrant des baluns a été réalisée pour mesurer la linéarité (Figure 7). Ces baluns ayant des pertes élevées pour les fréquences supérieures à 1GHz, les mesures en bruit n'ont pas été possibles.



Point de compression



Point d'interception d'ordre 3

Figure 7 : linéarité du LNA différentiel

A 1 GHz, ce circuit compresse pour une puissance de sortie de -3 dBm et le point d'interception d'ordre 3 en sortie est de 6dBm.

#### IV. Conclusion

Nous avons montré, par une topologie simple et originale pour des applications faible bruit, qu'il était possible d'avoir simultanément, un gain relativement plat d'environ 25 dB, une adaptation en entrée et en sortie inférieure à -13 dB sur 50 ohms, ainsi qu'un facteur de bruit inférieur à 1,15 dB, sur plus de 2 octaves. Le facteur de bruit et la linéarité sont cependant à améliorer pour atteindre les objectifs des projets de radioastronomie.

- [1] J.W. Park, S. Mohammadi, D. Pavlidis, C. Dua, J.L. Guyaux and J.C. Garcia, « *GaInP/GaAs HBT Broadband Monolithic Transimpedance Amplifiers and Their High Frequency Small and Large signal Characteristics* », IEEE MTT-S, International Microwave Symposium Design, Vol 1, pp. 38-42.
- [2] R. Tao, M. Berroth and Z.G. Wang, « *Monolithically integrated CMOS current-mode transimpedance preamplifier* », Electronics Letters, 11<sup>th</sup> December 2003, Vol. 39, n° 25.
- [3] Q. He, M. Feng, « *Low-Power, High-Gain, and High-Linearity SiGe BiCMOS Wide-Band Low-Noise Amplifier* », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 39, n° 6, June 2004
- [4] Bo Shi and Michael, Yan Wah Chia, « *Design of a SiGe Low-Noise Amplifier for 3.1-10.6GHz Ultra-Wideband Radio* », Circuits and Systems, 2004. ISCAS'04. Proceedings of the 2004 International Symposium, 23-26 May 2004, Vol. 1, pp. I-101 I-104.
- [5] *The Noise Figure Uncertainty Calculator*, <http://contact.tm.agilent.com/Agilent/tmo/Format/K2Pages/NFUcalc.html>
- [6] D.E. Bockelman and W.R. Eisenstadt, « *Combined differential and Common-Mode Scattering Parameters: Theory and Simulations* », IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, Vol. MTT-43, July 1995.
- [7] Garth Sundberg, « *Understanding Single-Ended and Mixed-Mode S-Parameters* », Microwaves&RF, March 2001, pp121-128.