

Amplificateur large bande de puissance en technologie GaN MMIC

Audrey Martin¹, Tibault Reveyrand¹, Michel Campovecchio¹, Olivier Jardel², Stéphane Piotrowicz², Raymond Quéré¹

¹XLIM – MITIC, UMR CNRS n°6172, 123, Avenue A. Thomas, 87060 Limoges Cedex

²Alcatel-Thales III-V Lab, MITIC, Route de Nozay, 91461 Marcoussis Cedex

audrey.martin@xlim.fr

Résumé

Une conception spécifique d'un amplificateur distribué large bande de puissance à base de cellules cascades en technologie MMIC est présentée dans ce papier. Le composant actif utilisé est un transistor HEMT $8 \times 75 \mu\text{m}$ sur substrat SiC. La topologie cascade a été adoptée en retour d'une première version GaN en technologie flip-chip sur substrat d'AlN présentant des similitudes. Ces résultats attestent des potentialités très importantes de la technologie nitrure de gallium sur de très larges bandes de fréquence.

1. Introduction

Le nitrure de gallium (GaN) marque une rupture technologique. Sa grande bande interdite (3.4eV) entraîne de fortes tensions de claquage et la forte mobilité de ces porteurs implique une densité de courant élevée. Les transistors HEMTs AlGaIn/GaN apparaissent alors particulièrement adaptés pour des applications de fortes puissances dans le domaine hyperfréquence (i.e. applications radar) [1], [2], [3].

Ce papier présente l'étude d'un amplificateur distribué de puissance MMIC sur la bande 4-18GHz intégrant 4 cellules cascades à base de transistor HEMT AlGaIn/GaN $8 \times 75 \mu\text{m}$ sur substrat SiC. Cette analyse fait suite à des travaux préliminaires en technologie flip-chip qui seront eux-mêmes présentés dans ce papier.

2. Architecture de l'amplificateur distribué à cellules cascades

2.1. La cellule cascade

Les 4 cellules élémentaires de l'amplificateur distribué sont des cellules cascades. Ces dernières ont été choisies selon plusieurs critères :

- Amélioration de l'isolation entrée-sortie
- Augmentation du gain
- Augmentation de l'impédance de sortie.

Une étude similaire en technologie flip-chip avec report sur substrat d'AlN avait permis de mettre en exergue l'affinité de la cellule cascade pour la structure distribuée. Cette étude avait été menée sur une cellule optimisée dans le but d'être intégrée au sein d'une structure distribuée pour un amplificateur fonctionnant sur la bande 4-18GHz.

Le schéma de la cellule cascade est représenté sur la Figure 1 qui intègre sur GaN une capacité additionnelle en série sur la grille permettant une augmentation de la bande passante de l'amplificateur distribué et une capacité sur la grille du second transistor pour un fonctionnement optimal en puissance. Une résistance est rajoutée sur le substrat en AlN afin d'assurer la stabilité de la cellule cascade.

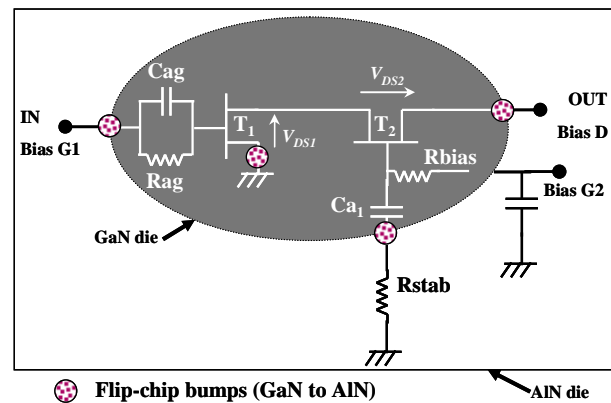


Figure 1. Schéma de la cellule cascade en technologie flip-chip.

Des mesures de paramètres S ont été réalisées sur la bande 0.5-20GHz pour une polarisation de $V_D=30\text{V}$, $V_{G1}=-6\text{V}$, $V_{G2}=9\text{V}$. La Figure 2 présente une comparaison des paramètres S mesurés et simulés dans cette bande. On obtient un bon accord entre mesures et simulations traduisant la véracité du modèle utilisé.

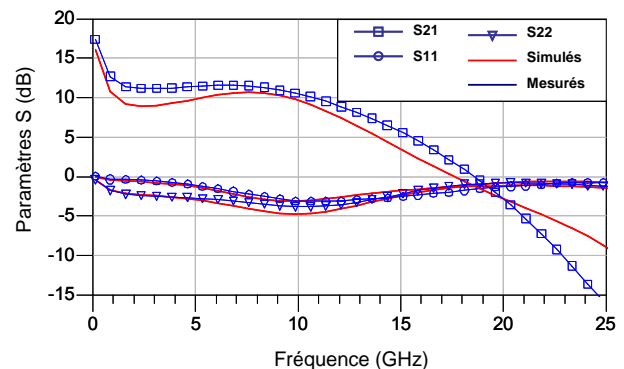


Figure 2. Comparaison des paramètres [S] mesurés et simulés de la cellule cascade.

Des mesures Load-Pull pulsées ont alors été réalisées afin de vérifier et de comparer les résultats optimaux en puissance avec ceux obtenus au cours des simulations. La cellule cascode équilibrée intégrant une capacité additionnelle sur la grille présente une puissance de sortie de 1.3W @10GHz (Figure 3).

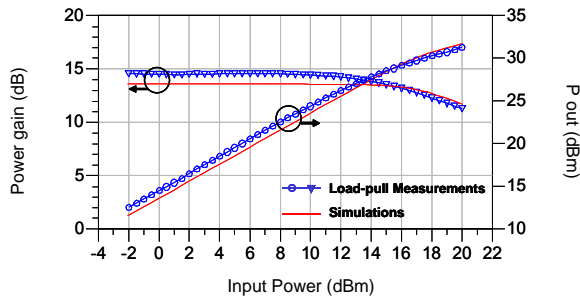


Figure 3. Comparaison des résultats obtenus par simulation et mesures load-pull de la cellule cascode flip-chip @10GHz.

Ces résultats démontrent l'adéquation de la cellule cascode équilibrée pour la structure distribuée [4] et ont donc conduit à retenir cette topologie pour la conception de la version MMIC.

2.2. Structure distribuée

La topologie distribuée est reconnue pour ces performances large bande. En effet, on profite de l'addition des transconductances en compensant l'effet des capacités sur la fréquence de coupure haute par la réalisation de lignes artificielles de transmission LC en entrée et en sortie puisque les lignes de transmission sont des éléments large bande. Le schéma de l'amplificateur est représenté sur la Figure 4.

Les lignes de grille et de drain sont chargées par des impédances R_g et R_d . Les accès d'entrée-sortie sont des accès purement RF. Les tensions de polarisations DC sont apportées par ailleurs. Le découplage DC/RF se fait par le biais de capacités de découplage et de résistances introduites sur la puce.

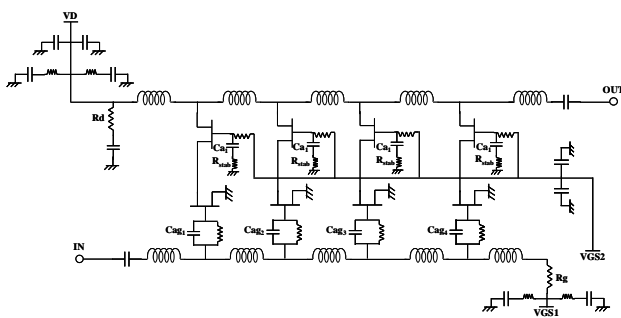


Figure 4. Schéma global de l'amplificateur distribué MMIC.

3. Méthodologie de conception de l'amplificateur de puissance en technologie HEMT GaN MMIC

Dans un premier temps, le montage cascode a été optimisé afin d'obtenir un fonctionnement optimal en

puissance. Une capacité additionnelle sur la grille du 2nd transistor permet un fonctionnement identique des deux composants et ainsi une optimisation de la puissance de sortie de la cellule cascode. L'optimisation sur les cycles de charge des deux transistors a permis de déterminer la valeur optimale de la capacité. De surcroît, afin d'assurer la stabilité de la cellule cascode, une résistance de 10Ω a été ajoutée en série avec la capacité C_{a1} .

De plus, l'architecture intègre un profil à capacités C_{agi} ($i=1,..4$) en série sur les grilles de chaque transistor en source commune dans le but de faciliter l'obtention de l'égalité des vitesses de phase. Afin de permettre la polarisation de grille au travers de la ligne d'entrée, chaque capacité C_{agi} est shuntée par une résistance R_{ag} . La valeur de R_{ag} a été ajustée pour que la coupure du réseau RC équivalent en entrée soit inférieure à la fréquence minimale f_{min} soit $R=500\Omega$. Ce profil permet une compensation des pertes de la ligne de grille et le maintien du module de la tension de commande V_{gsi} des transistors aussi constant que possible. Cette configuration présente une amélioration très significative des caractéristiques large bande de l'amplificateur distribué.

4. Performances simulées de l'amplificateur

La conception de l'amplificateur a été réalisée à l'aide du logiciel ADS. La Figure 5 présente les paramètres S obtenus par analyse petit signal de l'amplificateur comportant les modèles thermiques non linéaires de transistors [5]. Un gain moyen de 7.5dB est obtenu avec des paramètres de réflexion entrée-sortie inférieurs à -10dB pour le S_{11} et à -4.5dB pour le S_{22} .

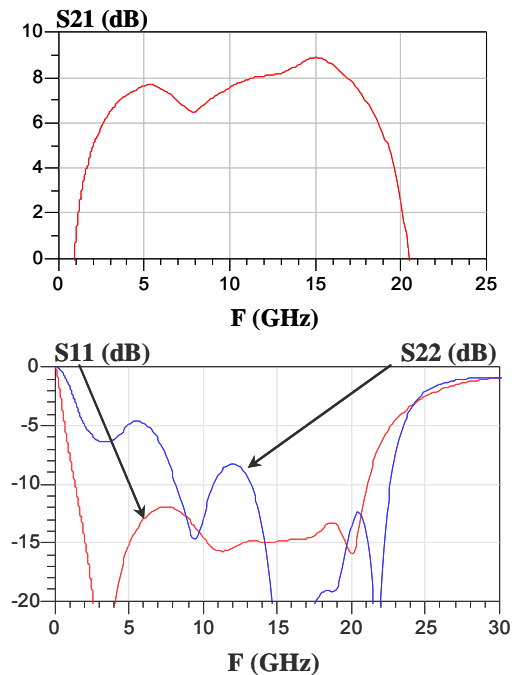


Figure 5. Paramètres S de l'amplificateur distribué MMIC.

Une fois cette étude réalisée, une étude électromagnétique des parties passives a été menée afin de vérifier l'éventuelle présence de couplages entre

lignes de transmission. Une première simulation a été réalisée en simulant les lignes de grille et de drain sous Momentum, une seconde en simulant les lignes de grille et de drain ainsi que les lignes inter-transistors des cellules cascodes et la ligne de polarisation de grille du second transistor sous le logiciel Ansoft Designer. Aucun couplage parasite n'est apparu au sein de la structure lors de ces simulations. Les performances étaient sensiblement équivalentes à celles obtenues par simulation circuit.

Une attention particulière a été apportée en parallèle à l'analyse de stabilité du circuit. Le montage cascode étant connu pour être sensible aux oscillations, une première analyse de stabilité linéaire a été réalisée à partir des simulations des paramètres S de l'amplificateur au regard du facteur de Rollet. Nous avons pu conclure à une stabilité inconditionnelle du circuit puisque le facteur K reste supérieur à l'unité et le facteur delta positif sur toute la bande d'analyse (Figure 6).

Une étude de stabilité intrinsèque complémentaire a été réalisée basée sur la représentation de la fonction normalisée du déterminant (NDF).

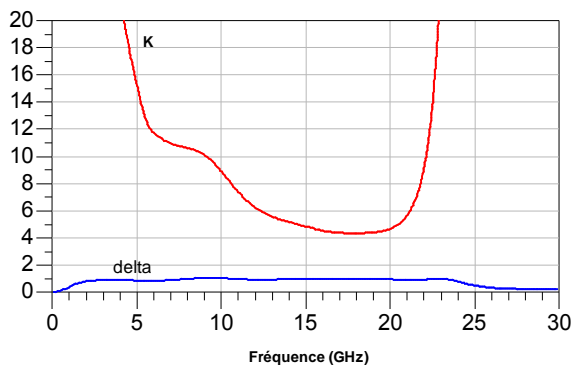


Figure 6. Facteur K et δ issus de l'analyse de stabilité linéaire en paramètres S de l'amplificateur MMIC.

Une dernière analyse complémentaire de stabilité non linéaire par l'utilisation du logiciel STAN a été effectuée en analysant la solution en équilibre harmonique à l'équilibre. Le principe est basé sur l'identification des pôles et zéros du système associé à la linéarisation de la solution à l'état d'équilibre de la simulation grand signal. La stabilité du système est garantie si aucun pôle à partie réelle positive n'est obtenu lors du processus d'identification. Aucun départ d'oscillation n'a été révélé lors de cette analyse.

En outre, des simulations en régime fort signal ont été effectuées. Le point de polarisation considéré est -4V sur la grille et 50V sur le drain ce qui correspond à un courant égal à 186mA équivalent approximativement à $I_{dss}/3$ (classe AB légère).

La puissance de sortie @-1dB montre une valeur moyenne de 37.3dB sur la bande 4-18GHz et une puissance de sortie de 38dBm @-2dB (Figure 6).

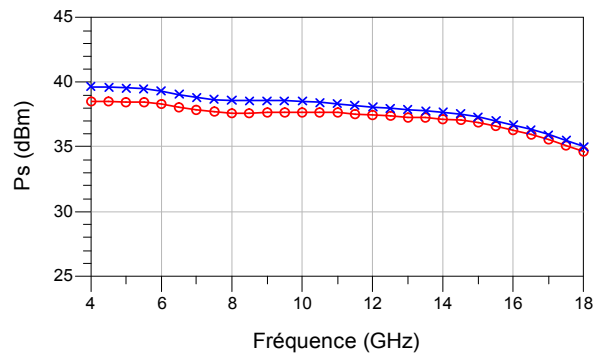


Figure 7. Puissance de sortie @-1dB (rond) et -2dB (croix) en fonction de la fréquence.

La Figure 8 synthétise les résultats en puissance obtenus à la fréquence de 12GHz. On note un gain linéaire de 7dB associé à une puissance de sortie de 37.5dBm au dB de compression.

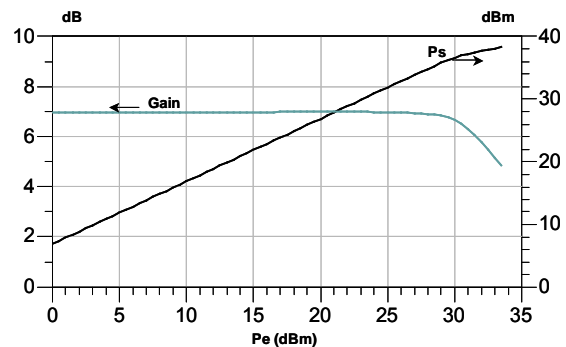


Figure 8. Gain en puissance et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à une fréquence de 12GHz.

Afin de déterminer le fonctionnement en puissance des transistors, les cycles de charge pour une puissance de sortie au dB de compression ont été analysés. Les 8 transistors ne fonctionnent pas tous à leur optimum par rapport à la pente et au déphasage du cycle de charge optimal et ce surtout en haut de bande où ils servent en réalité à l'adaptation des autres composants. Ce constat a déjà été mis en évidence par les concepteurs d'amplificateurs distribués non uniformes qui intègre un premier transistor de taille différente [6].

Les circuits sont montés en jig de test et doivent être mesurés en pulsé pour des raisons d'échauffement thermique. En effet, les mesures thermiques sous pointes du transistor 8x75 μ m ont permis de déterminer sa résistance thermique estimée à 24.7°C/W. Si l'on considère une température de jonction maximale de 200°C et une température de socle de 35°C, on obtient une puissance dissipée maximale de 6.7W pour chaque transistor.

Une simulation des puissances dissipées par chacun des huit transistors de 1 à 20 GHz pour une puissance d'entrée correspondant au dB de compression a été réalisée (Figure 9) et permet de constater un maximum de 6.9W @13GHz pour une puissance d'entrée de 31.5dBm concernant le transistor grille commune de la

1^{ère} cellule cascode. Par conséquent, l'amplificateur doit être mesuré en mode pulsé afin de pallier au phénomène d'auto-échauffement.

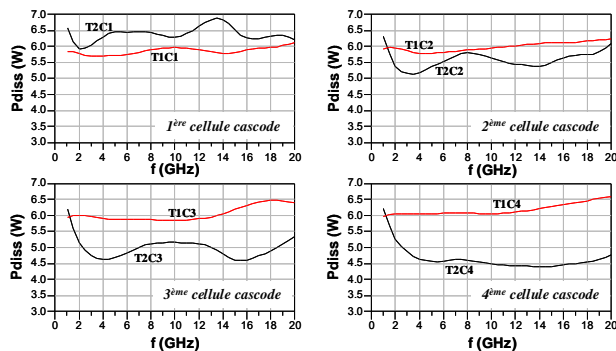


Figure 9. Puissance dissipée de chaque transistor en fonction de la fréquence @ $P_e=31.5\text{dBm}$.

Le layout complet de l'amplificateur est représenté sur la Figure 10. Les dimensions de la puce sont inférieures à 20.25mm^2 . Les mesures des circuits sont en cours de réalisation.

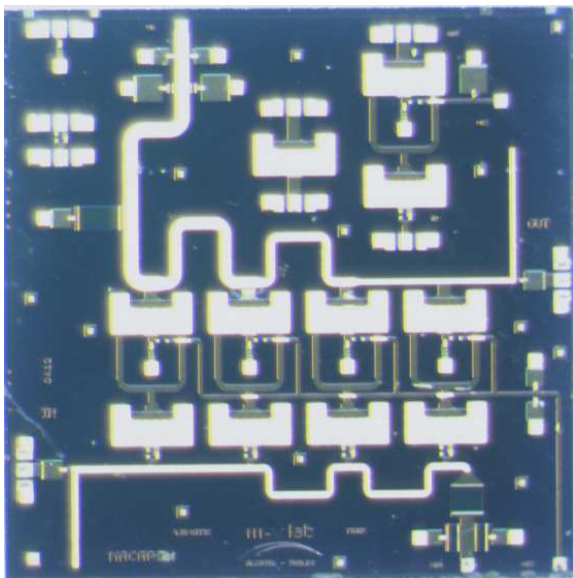


Figure 10. Layout de l'amplificateur distribué à cellules cascodes en technologie MMIC.

5. Conclusion

En conclusion, un amplificateur distribué de puissance basé sur des cellules cascodes HEMT AlGaIn/GaN a été conçu en technologie MMIC sur substrat SiC. L'architecture du circuit prend en compte un couplage capacitif sur la ligne de grille ainsi que l'optimisation en puissance des cellules cascodes. Les simulations montrent un gain linéaire d'environ 8dB et 6.5W en puissance de sortie à 2dB de compression sur la bande 4-18GHz.

6. Bibliographie

- [1] M.J. Rosker « *The present state of the art of wide-bandgap semiconductors and their future* », Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (IEEE), 2007, pp. 159-162.
- [2] K. Krishnamurthy et al, « *Wideband 400W pulsed power GaN HEMT amplifiers* », IEEE MTTs, 2008, pp. 303-306.
- [3] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè and L. Piazzon, « *High-efficiency ultra-wideband power amplifier in GaN technology* », Electronics Letters, 17th January 2008, Vol 44, No 2.
- [4] A. Martin et al, « *Balanced AlGaIn/GaN HEMT cascode cells: design method for wideband distributed amplifiers* », Electronics Letters, Vol 44, Issue 2, 2008, pp. 116-118.
- [5] O. Jardel et al, « *An electrothermal model for AlGaIn/GaN power HEMTs including trapping effects to improve large-signal simulation results on high VSWR* », IEEE Transactions on MTT, Vol 55, n° 12, 2007, pp. 2660-2669.
- [6] C. Duperrier, M. Campovecchio, L. Roussel, M. Lajugie, R. Quéré, « *New Design Method of Uniform and Non-Uniform Distributed Power Amplifiers* », IEEE Transactions on MTT, Vol 49, n° 12, 2001, pp. 2494-2500.