

# Caractérisation de deux gate drivers pour la commande de HEMT-GaN aux fréquences VHF

Matthieu BELEY, Loris PACE, Arnaud BREARD, Mohamed EL-KHATTABI

Univ Lyon, Ecole Centrale de Lyon, INSA Lyon, Université Claude Bernard Lyon 1, CNRS, Ampère, UMR5005, 69130 Ecully, France

Dans une optique de miniaturisation des convertisseurs de puissance, la conversion d'énergie dans la bande des très hautes fréquences (30MHz - 300MHz) suscite un intérêt croissant dans les milieux académiques et industriels. A ces fréquences, il est primordial de prendre en compte, dès la phase de conception, les éléments parasites qui interviennent dans les circuits de commande et de puissance. Cette étude se focalise sur le dimensionnement, la conception et la modélisation de la maille de grille d'un Transistor à Haute Mobilité Electronique en Nitrure de Gallium (HEMT GaN). Deux drivers du marché, capables de commuter le transistor jusqu'à des fréquences de 55MHz et 75MHz, sont caractérisés sur une charge capacitive équivalente de 260pF. Enfin, le HEMT GaN est testé dans un circuit de type "double pulse" pour analyser l'impact d'une tension drain-source non nulle (jusqu'à 20V) sur la forme de la tension grille-source.

**Mots clés :** *HEMT GaN, Commande de grille, Convertisseurs VHF, Modélisation électromagnétique, Impédances parasites, Test en double impulsion*

## 1. INTRODUCTION

La conversion d'énergie très haute fréquence (VHF) permet de concevoir des convertisseurs avec des densités énergétiques très intéressantes, approchant  $10 \text{ W/cm}^3$  [1, 2, 3]. Les composants passifs inhérents à la réalisation des convertisseurs de puissance (bobines et condensateurs) sont à la fois encombrants et responsables de la dégradation du rendement. Augmenter la fréquence de commutation permet de réduire linéairement la quantité d'énergie à stocker sur une période de commutation, à puissance égale [1]. Par conséquent, la taille des composants passifs est réduite, et ceux-ci peuvent être optimisés pour un fonctionnement en haute fréquence (absence de noyau magnétique pour les inductances par exemple). Cela est intéressant pour des applications qui nécessitent une forte intégration, comme par exemple les alimentations LEDS, la conversion de puissance embarquée, ou encore la transmission d'énergie sans fil [1].

Les semiconducteurs à large bande interdite (WBG), et notamment les HEMT GaN, ont des performances qui leur permettent d'atteindre des fréquences de commutation dans la bande VHF [4]. En effet, leur tenue en tension élevée et leur structure latérale leur permettent d'intégrer une faible résistance à l'état passant, et des charges de grille  $Q_G$  et de sortie  $Q_{OSS}$  plus faibles [5]. Aux fréquences VHF, les topologies résonantes à un seul interrupteur référencé à la masse (SEPIC, classe E, classe Phi2 [1]) sont privilégiées, où les pertes par commutation sont réduites [3]. L'interrupteur référencé à la masse peut être contrôlé en VHF par un driver non isolé, tout en s'affranchissant de l'implémentation de commandes synchrones difficiles à mettre en œuvre à ces fréquences. Les composants passifs résonants dans ces convertisseurs ont des valeurs faibles (de l'ordre de la centaine de nH pour les inductances et de la dizaine de pF pour les capacités, à 30 MHz). Il est donc nécessaire de minimiser l'impact des éléments parasites, inhérents aux composants eux-mêmes (driver, transistors, composants passifs) et ramenés par le circuit

imprimé (PCB), en les minimisant ou en les absorbant dans les composants résonants. Cela doit être considéré dès les phases de dimensionnement/conception/routage.

Cet article étudie les performances et la mise en œuvre de deux drivers, représentant les candidats les plus prometteurs parmi ceux disponibles actuellement sur le marché, pour la commande de transistors HEMT GaN aux fréquences VHF. L'étude vise à définir les plages et limites de fonctionnement de ces composants ainsi que des règles de conception du circuit de grille en tenant compte des éléments parasites. Dans ce cadre, un modèle de la maille de grille (MG), s'appuyant sur une simulation électromagnétique (logiciel *ADS*), est présenté. En premier lieu, la section 2 expose le cadre de l'étude et présente les caractéristiques essentielles des deux drivers et du HEMT GaN sélectionné, ainsi que la disposition des composants sur le PCB. Ensuite, dans la section 3, les deux drivers sont caractérisés sur une charge capacitive représentant la capacité d'entrée ( $C_{iss}$ ) du transistor et des limites de fonctionnement sont établies. Une comparaison des formes d'onde de commande obtenues par la mesure et en simulation est détaillée dans la section 4. Enfin, un circuit de type "double pulse" est mis en œuvre dans la section 5 afin de valider le fonctionnement des drivers en commutations dures du transistor et d'analyser l'impact d'une tension drain-source  $V_{DS}$  non nulle sur la tension grille-source  $V_{GS}$ .

## 2. CADRE DE L'ÉTUDE

### 2.1. Présentation des drivers et du HEMT GaN

Il existe plusieurs techniques de contrôle de grille dans les convertisseurs VHF, dont certaines peuvent se révéler complexes [1, 7, 8]. La commande à signal carré, avec un driver, présente l'avantage de fronts raides, ce qui diminue les pertes par conduction du transistor, et d'une mise en œuvre plus simple [1]. Deux drivers non-isolés du marché, l'UCC27611 et le LMG1020, fabriqués par Texas Instrument, sont utilisables pour des applications de conversion de puissance dans la bande VHF. Ils permettent de commander un HEMT GaN Low Side entre 0 V et 5 V. Les paramètres les plus importants à considérer dans l'étude sont donnés dans le Tableau 1.

TABLEAU 1. Caractéristiques électriques des drivers UCC27611 et LMG1020 (datasheet + modèle Spice)

	Tension commande de grille	Courants de sortie	Fréquence max	Temps de montée
<b>UCC27611</b>	5 V (régulation interne)	+4 A/-6 A	Non précisée	5 ns (10%-90% sur 1 nF)
<b>LMG1020</b>	4.8 V - 5.4 V (alimentation)	+7 A/-5 A	60 MHz	375ps (20%-80% sur 100 pF)

Les deux drivers possèdent deux sorties différentes pour la mise en conduction et le blocage du HEMT GaN, ce qui per-

met de contrôler les temps de montée/descente au travers des résistances de grille  $R_G$ . Il est pertinent de se poser la question de leurs limites de fonctionnement, en précisant certaines données fournies par le fabricant, pour anticiper leur utilisation dans un convertisseur résonant VHF. Le HEMT GaN GS61004B de GaN Systems est choisi pour cette étude, en raison de ses inductances ramenées très faibles, de ses caractéristiques courant-tension (100 V, 38 A, 16 mΩ) et de ses charges parasites faibles ( $Q_G$  de 3.3 nC,  $Q_{GSS}$  de 9 nC). Cela rend son utilisation pertinente dans la conception de convertisseurs résonants VHF. Les paramètres électriques à considérer, relevés dans la datasheet et dans le modèle Spice fourni par le fabricant, sont donnés dans le Tableau 2.

TABLEAU 2. Caractéristiques électriques du HEMT GaN GS61004B (datasheet + modèle Spice)

$V_{GS}$ min/max	$V_{th}$ grille	$R_G$ interne	$L_G$ interne	Capacité d'entrée $C_{iss}$	$Q_{GD}$ et $Q_{GS}$
-10 V / +7 V typique	1.7 V	0.9 Ω à 5 MHz	2.5 nH	270 pF à $V_{DS} = 0$ V	0.7 nC et 1.5 nC

Les études présentées dans les section 3 et 4 sont menées en assimilant le HEMT GaN à sa capacité d'entrée  $C_{iss}$ . L'étude du HEMT GaN en commutation est montrée dans la section 5. Les deux MG, qui correspondent au chemin emprunté par les électrons lors de la mise en conduction ( $MG_{ON}$ ) et du blocage ( $MG_{OFF}$ ) du HEMT GaN, sont représentées sur la Figure 1. Lors d'une commutation, elles se comportent comme un circuit RLC série, dont les composants englobent les éléments parasites du driver, du PCB, et intrinsèques aux composants.  $R_{GON}/R_{GOFF}$  sont les résistances série équivalentes, et  $L_{GON}/L_{GOFF}$  les inductances série équivalentes de  $MG_{ON}/MG_{OFF}$  :

$$R_{GON} = ESL_{Cdec} + R_{MOS\ H} + R_{Gexterne} + ESR_{Ciss} \quad (1)$$

$$L_{GON} = ESL_{Cdec} + ESL_{Rg} + ESL_{Ciss} + L_{PCB\ ON} \quad (2)$$

$$R_{GOFF} = R_{MOS\ L} + R_{Gexterne} + ESR_{Ciss} \quad (3)$$

$$L_{GOFF} = ESL_{Rg} + ESL_{Ciss} + L_{PCB\ OFF} \quad (4)$$

Avec la résistance série équivalente (ESR) de la capacité de découplage  $C_{dec}$  et de la capacité  $C_{iss}$ , l'inductance série équivalente (ESL) de la capacité de découplage  $C_{dec}$ , de la capacité  $C_{iss}$ , et des résistances de grille externes  $R_{Gexterne}$ , les résistances internes aux drivers ( $R_{MOS\ H/L}$ ) de l'étage push-pull de sortie du driver, et  $L_{PCB\ ON/OFF}$  les inductances ramenées par le PCB.

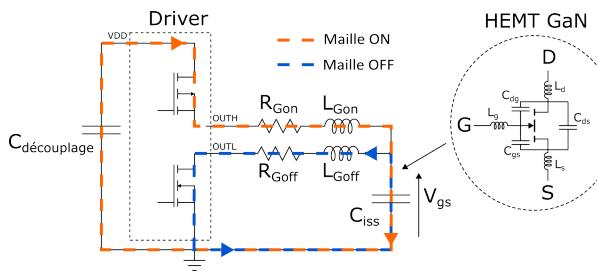


FIG. 1. Schéma des deux mailles de grille, où le driver charge/décharge une capacité  $C_{iss}$  émulant la grille d'un transistor HEMT GaN

Pour la commutation du HEMT GaN, il faut également considérer son inductance et sa résistance de grille internes (Tableau 2).

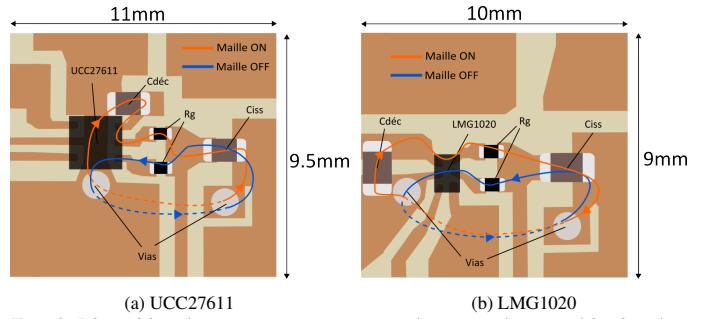


FIG. 2. Disposition des composants et routage des cartes de caractérisation des deux drivers

## 2.2. Présentation du circuit imprimé

Il est primordial d'optimiser le routage du PCB au niveau des MG, afin de minimiser l'inductance parasite. Celle-ci résonne en effet avec  $C_{iss}$  et est responsable d'une surtension lors de la mise en conduction du HEMT GaN. Elle est également responsable d'oscillations lors du blocage du transistor transistor, qui peuvent conduire à de fausses mises en conduction [6]. Etant donné la faible tension de seuil  $V_{th}$  et la marge de manœuvre réduite (entre 4 V et 6 V), le HEMT GaN est particulièrement sensible aux oscillations de tension sur sa grille. L'inductance commune de source (CSI) est critique car elle intervient dans les mailles de grille et de commutation [6]. De nombreux conseils de routage, pour minimiser  $L_{GON}/L_{GOFF}$ , sont donnés par les fabricants [9] [10] et dans la littérature :

- Rapprocher au maximum le driver du HEMT GaN, en optimisant le routage et l'empreinte des composants.
- Rapprocher au maximum la capacité de découplage du driver.
- Réduire l'impédance caractéristique des pistes entre le driver et le HEMT GaN [11].
- Utiliser la broche de source Kelvin, si elle existe. Le GS61004B n'en possède pas.
- Séparer la masse du circuit de contrôle de la masse du circuit de puissance.
- Concevoir une maille de grille verticale [12].
- Réduire la distance du plan de masse coplanaire à la piste du signal, c'est-à-dire l'épaisseur du substrat [12]. Le substrat utilisé ici est du FR4 d'épaisseur 0.4 mm.

Les deux routages pour l'étude des deux drivers sont montrés sur la Figure 2. Les mailles colorées correspondent aux MG de mise en conduction ON et de blocage OFF. Les deux via permettent de passer par la couche inférieure du PCB (en pointillés).

Le dimensionnement des résistances de grille  $R_{Gexterne}$  ON/OFF est crucial, dans le sens où cela impacte les temps de montée, et les oscillations de la tension  $V_{GS}$ . Diminuer la valeur de  $R_G$  permet de fournir au HEMT GaN un courant plus important, et donc de décroître les temps de montée/descente de  $V_{GS}$ . Pour se placer en régime critique, c'est-à-dire au point limite pour éviter les oscillations lorsque l'amortissement  $\zeta$  vaut 1, il convient de dimensionner  $R_{Gexterne}$  comme :

$$R_{G\ ON/OFF} = 2 \cdot \sqrt{\frac{L_{G\ ON/OFF}}{C_{iss}}} - R_{MOS\ H/L} - R_{grille} \quad (5)$$

Dans notre étude, il a été choisi de fixer  $R_{GON}$  et  $R_{GOFF}$  à 2.7 Ω. Le courant maximal que le driver doit fournir vaut donc  $5/2.7 = 1.9$  A (en négligeant les résistances séries de la MG). Les deux drivers sont spécifiés pour être capable de fournir de tels courants.

### 2.3. Mesure et instrumentation

La mesure des signaux avec faibles temps de montée (<1ns) est délicate, et il convient de s'assurer que :

- ce que l'on observe n'est pas une aberration liée à une mauvaise chaîne de mesure.
- la mesure n'est pas intrusive, et ne vient pas perturber les formes d'onde.

Une sonde passive à haute impédance d'entrée (Probe Master 5905-1RA), de capacité 8 pF et de bande passante 500 MHz est utilisée pour mesurer la tension  $V_{GS}$ . Le signal est ensuite injecté dans l'oscilloscope Tektronix MSO64 de bande passante 6 GHz, configuré en entrée 1 MΩ. Afin de minimiser la boucle inductive de la sonde passive, celle-ci est directement connectée au moyen d'un connecteur SMA sur le PCB. Il est crucial de minimiser la longueur de la ligne de transmission du HEMT GaN au connecteur, et la longueur du connecteur, puisqu'ils ont une impédance caractéristique de 50 Ω tandis que la sonde possède une entrée haute impédance. Cette désadaptation d'impédance cause des problèmes de réflexion.

Les impulsions de commande en entrée du driver sont générés par le générateur de fonctions arbitraires Tektronix AFG 3252 (bande passante de 240 MHz), configuré en sortie haute impédance (les impédances d'entrée des deux drivers sont caractérisées à 35 MHz à 1.2 kΩ pour le LMG1020 et 2.5 kΩ pour l'UCC27611). Un signal pulsé, entre 0 V et 5 V, de fréquence et rapport cyclique variable, est injecté dans le driver.

## 3. PERFORMANCES DES DEUX DRIVERS

Un exemple des formes d'onde de VGS obtenues avec les deux drivers est montré sur la Figure 3. Ceux-ci chargent et déchargent la capacité équivalente, qui vaut ici 270 pF (capacité d'entrée du GS61004B), à 30 MHz. Pour conserver un rapport cyclique effectif de 50%, il est nécessaire d'ajuster celui des impulsions d'entrée, notamment pour l'UCC27611. Les seuils de tension d'entrée plus bas pour ce driver (Tableau 1) ne suffisent pas à expliquer ce phénomène. La bande passante du générateur de fonctions arbitraires limite les temps de montée des impulsions, mais cela a un impact négligeable sur le driver puisque celui-ci possède des comparateurs à seuil en entrée qui se déclenchent et active la sortie correspondante dès que la tension d'entrée du driver dépasse un certain seuil. Le délai entre les impulsions d'entrée et la mise en conduction s'explique par le délai de propagation interne des drivers, et également par le délai de propagation dans la sonde et dans les câbles coaxiaux, qui n'ont pas nécessairement la même longueur. A 30 MHz, il est nécessaire d'augmenter la tension d'alimentation de l'UCC27611 à 6 V pour stocker assez d'énergie dans les condensateurs de découplage, et bien obtenir 5 V sur  $V_{GS}$  à l'état passant.

Les deux drivers sont caractérisés premièrement en variant la fréquence des impulsions d'entrée, puis en se plaçant à 30 MHz et en variant la valeur de la capacité équivalente  $C_{iss}$ . Les temps de montée/descente sont mesurées de 10% à 90% et la durée à l'état ON correspond à la durée pendant laquelle la tension  $V_{GS}$  est au-dessus de  $V_{th}$  (Figure 4).

### 3.1. Performances en fonction de la fréquence

$C_{iss}$  est ici fixée à 270 pF, valeur de la capacité équivalente d'entrée du GS61004B. La fréquence des impulsions de commande est variée de 1 MHz jusqu'à la fréquence maximale au-delà de laquelle le driver ne parvient plus à commuter. La Figure 5 montre l'évolution linéaire de la consommation des deux drivers avec la fréquence. La brisure de pente pour l'UCC27611 correspond à un fonctionnement « dégradé » où

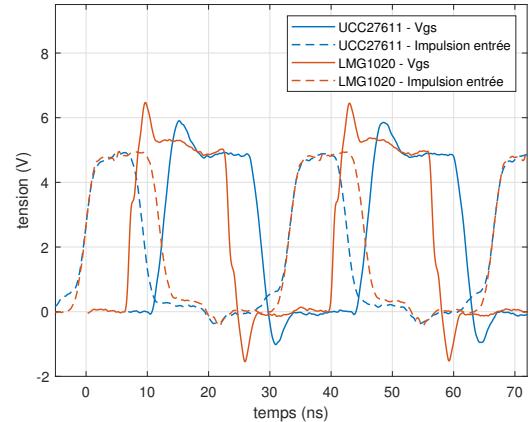


FIG. 3. Exemple de formes d'onde de la tension  $V_{GS}$  obtenues avec les deux drivers, à 30 MHz et sur 270 pF

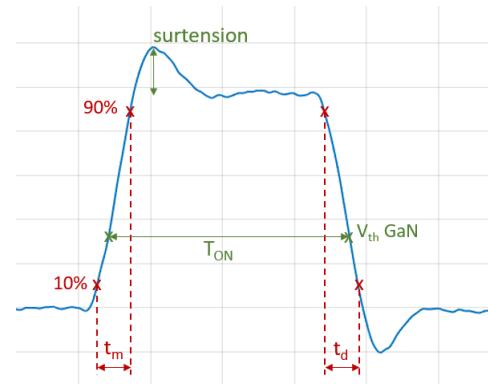


FIG. 4. Mesure des temps de montée/descente et de la durée à l'état passant

$V_{GS}$  n'atteint plus 0 V à l'état OFF, mais passe quand même sous  $V_{th}$ . L'UCC27611 atteint une fréquence maximale de 55 MHz, tandis que le LMG1020 atteint 75 MHz.

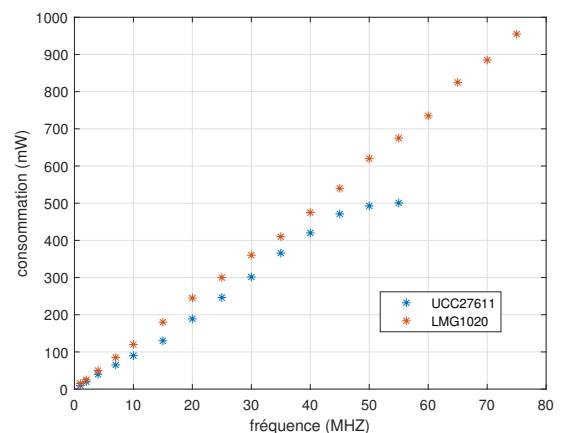
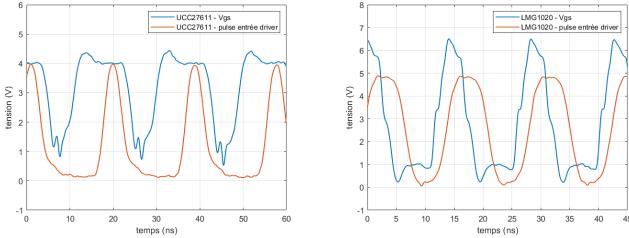


FIG. 5. Consommation des deux drivers en fonction de la fréquence, sur une capacité équivalente de 270 pF

Les formes d'onde de  $V_{GS}$ , à des fréquences proches des fréquences maximales d'utilisation des deux drivers, sont représentées sur la Figure 6. D'une part, l'UCC27611 ne parvient plus à décharger complètement  $C_{iss}$  au delà de la fréquence maximale, et  $V_{GS}$  ne descend plus en dessous de  $V_{th}$ . D'autre



(a) UCC27611, 53 MHz, 270 pF  
(b) LMG1020, 70 MHz, 270 pF  
FIG. 6. Formes d'onde mesurées, avec une capacité  $C_{iss}$  de 270 pF, à des fréquences proches des limites de fonctionnement

part, le LMG1020 arrête totalement de commuter au delà de la fréquence maximale, et  $V_{GS}$  reste constante.

Pour les convertisseurs avec une topologie résonante, le rapport cyclique est une grandeur dimensionnante. Il est donc intéressant de connaître la plage de variation de rapports cycliques qu'il est effectivement possible d'atteindre avec une capacité  $C_{iss}$  de 270 pF et des résistances de grille externes de 2.7  $\Omega$ . Celles-ci sont représentées sur la Figure 7.

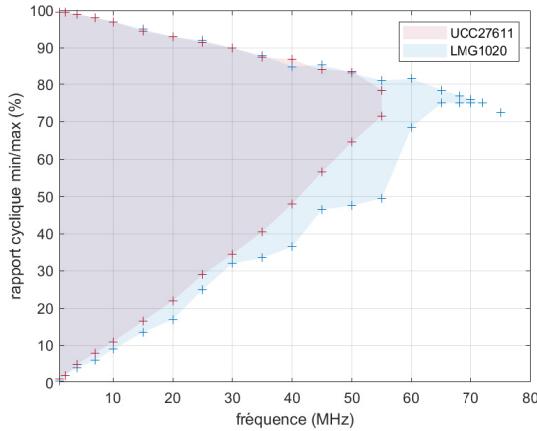


FIG. 7. Plage de variations des rapports cycliques atteignables avec les deux drivers, en fonction de la fréquence et pour une capacité équivalente de 270 pF

Les mesures ont été conduites deux fois et moyennées. La plage de variation diminue sensiblement lorsque la fréquence augmente. L'UCC27611 n'est par exemple capable de charger et décharger  $C_{iss}$  à 50 MHz que pour des rapports cycliques allant de 65% à 83% tandis que le LMG1020 parcourt la plage 48% à 83%. Les résistances de sortie des deux drivers augmentent les temps de montée/descente et limitent ainsi les rapports cycliques atteignables. Avec le LMG1020, à partir de 30 MHz, et pour des rapports cycliques demandés inférieurs à la limite basse (Figure 7), deux cycles de charge/décharge par période de commande sont observés, ce qui double la consommation et fait chauffer le driver. Plus d'investigation est nécessaire pour comprendre ce phénomène.

### 3.2. Performances en fonction de $C_{iss}$

Les temps de montée et de descente de la tension  $V_{GS}$ , mesurés avec des impulsions de 30 MHz en entrée, pour des capacités  $C_{iss}$  variant de 22 pF à la capacité maximale que le driver est capable de charger/décharger à 30 MHz (630 pF pour l'UCC27611 et 1500 pF pour le LMG1020), sont montrés sur la Figure 8.

Les temps de montée de 10% à 90% théoriques d'un circuit RLC du second ordre (en prenant  $R = 3.2 \Omega$ ,  $L = 3.9 \text{ nH}$  et

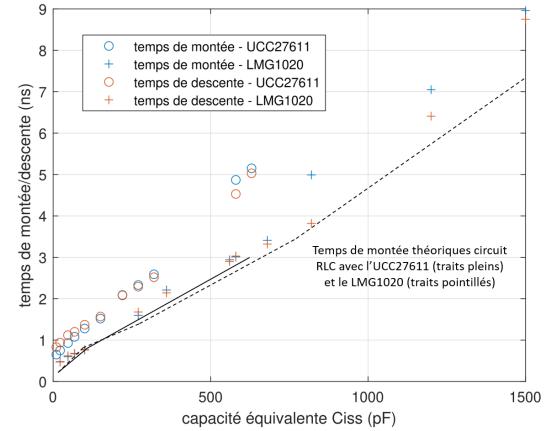


FIG. 8. Temps de montée/descente de  $V_{GS}$  en fonction de la capacité d'entrée équivalente, à 30 MHz

$C = 270 \text{ pF}$  pour l'UCC27611, et  $R = 3 \Omega$ ,  $L = 3.6 \text{ nH}$ , et  $C = 270 \text{ pF}$  pour le LMG1020) sont indiqués par les courbes noires. Les inductances parasites liées au brasage des composants sont négligées. L'UCC27611 présente des temps de montée supérieurs à ceux indiqués par la théorie, ce qui laisse suggérer que ses résistances de sortie sont supérieures à celles données dans le modèle du fabricant. Le LMG1020 atteint des temps de montée proches des théoriques jusqu'à une capacité  $C_{iss}$  d'environ 680 pF, puisqu'il peut délivrer des courants de sortie plus élevés (Tableau 1). Au delà de 680 pF, les courants demandés deviennent plus importants et le driver ne parvient plus à les fournir entièrement. Les temps de montée inférieurs du LMG1020 lui permettent d'atteindre des fréquences de commutation plus élevées.

## 4. COMPARAISONS DES FORMES D'ONDES SIMULÉES ET EXPÉRIMENTALES

### 4.1. Modèle de simulation

Une simulation électromagnétique du PCB est conduite (via la méthode des moments du simulateur Momentum RF sur Advanced Design System). Les paramètres S caractérisant le PCB sont calculés jusqu'à 5 GHz. Cela permet d'extraire les éléments parasites ramenés par le PCB, notamment les inductances des deux MG : pour le PCB de l'UCC27611, les inductances  $L_{PCB}$  des MG ON/OFF sont égales à 2.5 nH/1.3 nH, et pour le PCB du LMG1020, les inductances  $L_{PCB}$  des MG ON/OFF sont égales à 2.1 nH/1.8 nH. Pour obtenir les formes d'onde en simulation Transitoire, trois modèles sont considérés :

- Modèle N0 : les deux MG sont assimilés à un circuit RLC série, dont les éléments résistifs et inductifs englobent les éléments parasites les plus impactants. Les équations (1) à (4) sont considérées pour leur calcul. La réponse à un échelon de tension, au travers d'interrupteurs idéaux, est simulée.
- Modèle N1 : le modèle électromagnétique (EM) du PCB est ajouté au circuit, et la valeur de L est ajustée en fonction (les inductances  $L_{PCB\ ON/OFF}$  sont apportées par le modèle EM). La sonde de tension est modélisée par un circuit RC parallèle (8 pF de capacité d'entrée et 10 M $\Omega$ ), en série avec une ligne de transmission idéale de 4 cm représentant les connecteurs.
- Modèle N2 : le modèle Spice du driver fourni par le fabricant remplace les interrupteurs idéaux. Le processus de simulation est schématisé sur la Figure 9.

Concernant les composants passifs ( $R_G$ ,  $C_{iss}$ ,  $C_{dec}$ ), le

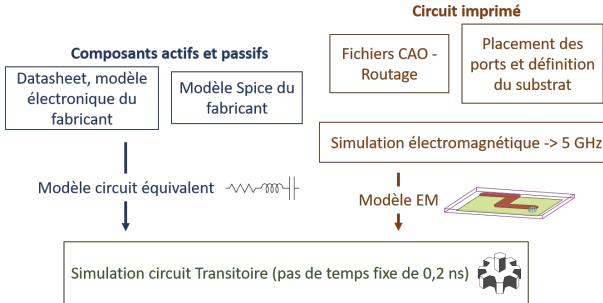


FIG. 9. Processus de simulation du circuit de grille, basé sur des modèles circuits équivalents, des modèles Spice et des modèles électromagnétiques

modèle circuit équivalent du fabricant est considéré. Pour les résistances  $R_G$ , l'inductance série est estimée à  $250 \text{ pH}$  [[13]]. Les résistances de sortie de l'étage (respectivement) push/pull du driver sont spécifiées dans le modèle fabricant à  $400 \text{ m}\Omega/300 \text{ m}\Omega$  pour l'UCC27611 et à  $200 \text{ m}\Omega/300 \text{ m}\Omega$  pour le LMG1020. Les inductances internes au driver ne sont pas précisées. Il serait pertinent de caractériser les composants passifs et le driver, sur carte et avec la même technique de brasage, afin d'en extraire des valeurs de parasites plus précises.

#### 4.2. Comparaison des formes d'onde

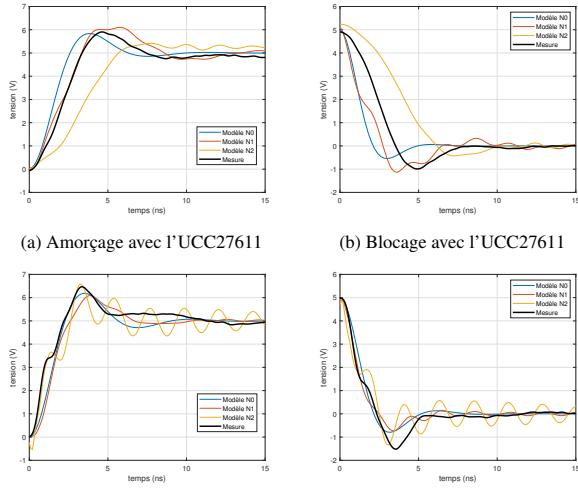


FIG. 10. Formes d'onde simulées et expérimentales de  $V_{GS}$  avec les deux drivers, sur une capacité équivalente de  $270 \text{ pF}$

Les formes d'onde de la tension  $V_{GS}$  simulées avec les modèles N0, N1 et N2 et mesurées sont montrées sur la Figure 10. Celles correspondant au driver UCC27611 (Figures 10a et 10b) indiquent une proximité entre la modélisation et la mesure, sauf pour le modèle N2. Les temps de montée/descente plus long prévus par ce modèle sont dûs à la modélisation de résistances de sortie internes au driver qui augmentent sensiblement pour de forts courants de sortie (supérieurs à  $3.5 \text{ A}$ ). Le modèle N1 est celui qui concorde le mieux avec la mesure, tant au niveau des temps de montée/descente que des valeurs de surtension.

Concernant le LMG1020, les temps de montée/descente simulés et mesurés sont proches (Figures 10c et 10d). Les oscillations prévues par le modèle N2 ne se retrouvent pas en mesure et proviennent de l'effet conjoint de la ligne de transmission idéale représentant le connecteur de la sonde et du modèle du driver qui impose de forts  $di/dt$ .

#### 5. ÉTUDE EN COMMUTATION DURE

Les convertisseurs VHF résonants sont sensibles aux variations de valeur des composants, aux éléments parasites, et à la valeur de la charge [14]. La commutation douce (c'est-à-dire que la tension  $V_{DS}$  et sa dérivée s'annulent au moment de la mise en conduction) du HEMT GaN peut se perdre. L'objectif de cette section est d'analyser l'effet d'une tension  $V_{DS}$  non nulle sur la tension  $V_{GS}$ , dans un circuit de type "double pulse". Le réglage des durées des deux impulsions envoyées par le générateur de fonctions permet de charger l'inducteur au courant désiré (ici  $9 \text{ A}$ ) et d'émuler une commutation à une fréquence équivalente de  $30 \text{ MHz}$ . Les formes d'onde mesurées, pour différentes valeurs de  $V_{DS}$ , sont représentées sur la Figure 11.

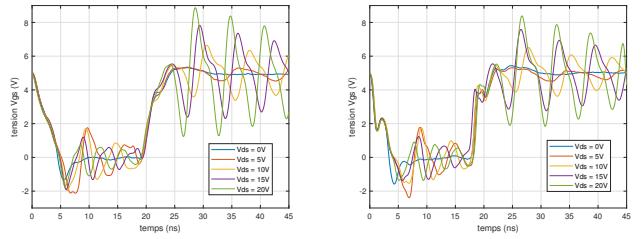


FIG. 11. Formes d'onde mesurées de  $V_{GS}$ , avec une tension  $V_{DS}$  allant de  $0\text{V}$  à  $20\text{V}$

Des oscillations apparaissent sur  $V_{GS}$ . Elles sont induites par les oscillations sur la tension  $V_{DS}$ , dues aux forts  $di/dt$  (simulés à  $3.8 \text{ A}/\text{ns}$ ) et à l'inductance drain-source du HEMT GaN, et se répercutent sur  $V_{GS}$  à travers  $C_{GD}$ . La fausse mise en conduction, lorsque  $V_{GS}$  dépasse  $V_{th}$  au blocage, peut être un risque et dégrader le rendement. Le sursaut de  $V_{GS}$  au blocage est dû à la charge de la capacité  $C_{GD}$  lors du fort  $dV_{DS}/dt$  et également au  $di/dt$  important qui génère une tension négative aux bornes de la CSI [6]. Ici, la fausse mise en conduction n'a en réalité pas lieu, puisque c'est l'inductance parasite, même faible (simulée à moins de  $400 \text{ pH}$ ) du pad de la source du HEMT GaN à la masse du connecteur qui suffit à faire apparaître ces oscillations de tension, en considérant les forts  $di/dt$  dans la boucle de commutation. Ces résultats se retrouvent en simulation (Figure 12). Afin de se prémunir davantage du risque de fausse mise en conduction, il est recommandé de diminuer la valeur de  $R_{GOFF}$  [15].

Les oscillations observées sur  $V_{GS}$ , à la fois en simulation et par la mesure (Figure 12), sont dues à l'inductance de la maille de commutation, et notamment celles ramenées par la diode de roue libre. Le modèle de simulation génère des oscillations, à plus haute fréquence, qui ne sont pas observées par la mesure. Celles-ci proviennent de la résonance entre la capacité d'entrée de la sonde et les inductances parasites du PCB, et des éléments parasites ramenés par le connecteur SMA, dont la modélisation n'est pas exacte. Il est critique de caractériser le système de mesure {connecteurs + sonde} pour améliorer le modèle de simulation.

#### 6. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Deux gate drivers commerciaux, l'UCC27611 et le LMG1020, ont été caractérisés afin d'évaluer leurs performances pour la commande de transistors GaN aux fréquences VHF. Leurs limites, telles que les fréquences maximales et les capacités d'entrée des transistors qu'ils sont capables de charger/décharger à  $30 \text{ MHz}$ , sont données. Des modèles de simulation ont été développés, pour optimiser le circuit de grille dès la phase de dimensionnement. Un test en double impulsion a été effectué, ce qui a permis de montrer l'impact d'une commutation dure sur la tension  $V_{GS}$ . Des perspectives de travaux, pour atteindre des fréquences de commutation plus

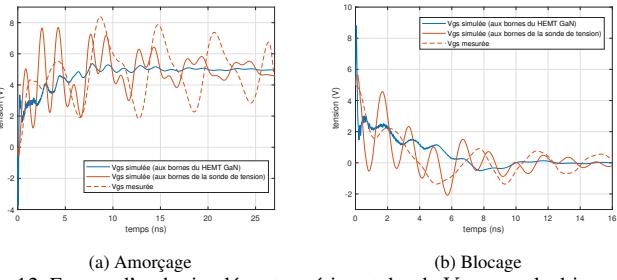


FIG. 12. Formes d'onde simulées et expérimentales de  $V_{GS}$  avec le driver LMG1020, avec  $V_{DS} = 20\text{ V}$

élevées, tout en limitant les surtensions et les oscillations sur  $V_{GS}$ , sont données :

- Optimiser la valeur des résistances de grille (temps de montée, oscillations).
- Renouveler les mesures décrites dans la section 2, notamment avec d'autres drivers. Cela permettra de déterminer des plages de fonctionnement en tenant compte des incertitudes.
- Caractériser les composants passifs, les drivers, et le HEMT GaN, sur PCB, ainsi que le système de mesure, afin d'enrichir le modèle de simulation.
- Réduire davantage les inductances parasites et notamment la CSI. Pour cela, concevoir une MG verticale, où le flux magnétique de la couche du haut compense le flux magnétique de la couche du bas [16].
- Utiliser des technologies de substrat multicouches pour isoler la partie commande de la partie puissance, et étudier l'impact du matériau de substrat.
- Evaluer l'intérêt d'utiliser des inverseurs logiques, en parallèle, pour atteindre des temps de montée inférieurs à  $0.3\text{ ns}$ , et un transformateur d'impulsions pour isoler la partie commande [17].
- Pour la mesure, utiliser des sondes actives, avec une impédance d'entrée et une bande passante plus importantes.
- Concevoir un banc de test pour caractériser les HEMT GaN en commutation douce, pour s'approcher des conditions de fonctionnement dans un convertisseur VHF.

## 7. RÉFÉRENCES

- [1] Y. Wang, O. Lucia, Z. Zhang, Y. Guan, et D. Xu, « Review of very high frequency power converters and related technologies », IET Power Electronics, vol. 13, no 9, Art. no 9, juill. 2020, doi : 10.1049/iet-pel.2019.1301.
- [2] M. P. Madsen, A. Knott, et M. A. E. Andersen, « Very high frequency resonant DC/DC converters for LED lighting », in 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), mars 2013, p. 835-839. doi : 10.1109/APEC.2013.6520308.
- [3] D. J. Perreault et al., « Opportunities and Challenges in Very High Frequency Power Conversion », in 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, in Lu octobre 2022. Washington, DC, USA : IEEE, févr. 2009, p. 1-14. doi : 10.1109/APEC.2009.4802625.
- [4] C.-T. Ma et Z.-H. Gu, « Review of GaN HEMT applications in power converters over 500 W », Electronics, vol. 8, p. 1401, nov. 2019, doi : 10.3390/electronics8121401.
- [5] D. Reusch et J. Strydom, « Evaluation of Gallium Nitride Transistors in High Frequency Resonant and Soft-Switching DC–DC Converters », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no 9, p. 5151-5158, sept. 2015, doi : 10.1109/TPEL.2014.2364799.
- [6] J. Chen, X. Du, Q. Luo, X. Zhang, P. Sun, et L. Zhou, « A Review of Switching Oscillations of Wide Bandgap Semiconductor Devices », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no 12, p. 13182-13199, déc. 2020, doi : 10.1109/TPEL.2020.2995778.
- [7] L. Gu, Z. Tong, W. Liang, et J. Rivas-Davila, « A Multiresonant Gate Driver for High-Frequency Resonant Converters », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no 2, p. 1405-1414, févr. 2020, doi : 10.1109/TIE.2019.2899557.
- [8] R. Makhoul, X. Maynard, P. Perichon, D. Frey, P.-O. Jeannin, et Y. Lembeye, « A Novel Self Oscillating Class Phi2 Inverter Topology », in 2018 2nd European Conference on Electrical Engineering and Computer Science (EECS), Bern, Switzerland : IEEE, déc. 2018, p. 7-10. doi : 10.1109/EECS.2018.00010.
- [9] A. Lidow et J. Strydom, « eGaN FET Drivers and Layout Considerations », Efficient Power Conversion, White Paper 008, 2016.
- [10] M. Comola, « E-mode GaN Technology tips for best driving », STMicroelectronics, Application Note 5583, 2021.
- [11] A. G. Galeano, E. Marcault, C. Alonso, D. Trémouilles, « Transmission Line Approach for the PCB Gate Interconnection Design in GaN-Based High-Frequency Power Converters », PCIM Europe digital days 2021 ; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, May 2021, on line, France. hal-03370453
- [12] K. Wang, L. Wang, X. Yang, X. Zeng, W. Chen, et H. Li, « A Multi-loop Method for Minimization of Parasitic Inductance in GaN-Based High-Frequency DC–DC Converter », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no 6, p. 4728-4740, juin 2017, doi : 10.1109/TPEL.2016.2597183.
- [13] J. Chen, X.-M. Li, et R.-X. Wu, « Equivalent Circuit Model of Lumped Elements Retrieved from Measured S-Parameters of Microstrip Line in Frequency Range 0.5-5GHz », in 2020 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS), sept. 2020, p. 1-3. doi : 10.1109/IWS49314.2020.9360005.
- [14] R. Makhoul, « Convertisseurs VHF à transistor GaN : défis, réalisations et perspectives », Energie électrique, Université Grenoble Alpes [2020..], 2020. Français. NNT : 2020GRALT081. tel03236270
- [15] S. Ishiwaki, T. Iwaki, Y. Sugihara, K. Nanamori, et M. Yamamoto, « Analysis of false turn-on phenomenon of GaN HEMT with parasitic inductances for propose novel design method focusing on peak gate voltage », in 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), oct. 2017, p. 1395-1401. doi : 10.1109/ECCE.2017.8095953.
- [16] L. Pace, N. Idir, T. Duquesne, et J.-C. De Jaeger, « Parasitic Loop Inductances Reduction in the PCB Layout in GaN-Based Power Converters Using S-Parameters and EM Simulations », Energies, vol. 14, no 5, p. 1495, mars 2021, doi : 10.3390/en14051495.
- [17] X. Zan et A.-T. Avestruz, « Isolated Ultrafast Gate Driver with Variable Duty Cycle for Pulse and VHF Power Electronics », IEEE Trans. Power Electron., vol. 35, no 12, Art. no 12, déc. 2020, doi : 10.1109/TPEL.2020.2999481.