

Onduleur classe DE à base de transistors GaN fonctionnant à 40,68 MHz

Vincent BLANCHON, Sébastien CARCOUET, Xavier MAYNARD, Ghislain DESPESSE
Univ. Grenoble Alpes, CEA, Leti/Liten, F-38000 Grenoble, France

RESUME – Avec les récentes améliorations des semi-conducteurs, notamment la fiabilisation des transistors grand gap à base de GaN, les onduleurs de classe DE (bras de pont) deviennent pertinent dans la bande VHF (30 MHz - 300 MHz) et concurrencent les topologies mono-interrupteurs « historiques ». Les onduleurs de classe DE ont l'avantage d'être plus simple à dimensionner et comportent moins de composants passifs. Dans cet article, nous présentons les paramètres clés intervenant dans le dimensionnement de ce type de convertisseur, ainsi que les défis de mise en œuvre et des solutions pratiques. Afin d'appuyer les résultats théoriques, un prototype d'onduleur a été réalisé et testé jusqu'à une fréquence de 40,68 MHz. Ce dernier délivre une puissance RF (Radiofréquence) de $33,59 \pm 1,14$ W sur charge 50Ω avec un rendement de $90,0 \pm 3,0$ %.

Mots-clés — Onduleur, VHF, GaN, Bras de Pont, Classe DE, Classe D ZVS

1. INTRODUCTION

Les onduleurs fonctionnant à plusieurs mégahertz sont principalement utilisés dans des systèmes de transfert sans fil ou de génération de plasma, à des puissances de l'ordre du kilowatt [1], [2], [3], [4]. Leur fréquence de fonctionnement est souvent fixée afin de se conformer aux normes d'émission et de compatibilité électromagnétiques. Entre 10 MHz et 100 MHz, trois bandes de fréquence sont identifiées comme libre d'utilisation pour les applications industrielles, scientifiques et médicales. Ces bandes de fréquence (ISM) centrées sur 13,56 MHz, 27,12 MHz et 40,68 MHz sont donc régulièrement utilisées.

Au-delà de quelques mégahertz, les topologies classiques de conversion de puissance ne sont habituellement plus utilisables à cause des pertes par commutation qui deviennent considérables. Les onduleurs utilisés à très haute fréquence pallient à ce problème en employant des topologies résonantes. Toutes ces topologies utilisent un ou plusieurs résonateurs afin de mettre en forme la tension aux bornes des interrupteurs du circuit, dans le but d'obtenir une tension s'annulant naturellement juste avant la fermeture du transistor. Cela permet un fonctionnement en ZVS (Zero voltage Switching) qui limite drastiquement les pertes par commutation. L'inconvénient de cette technique est qu'elle enlève un degré de liberté au concepteur, car le rapport cyclique du signal de commande des interrupteurs est imposé par le design.

La plupart des topologies d'onduleur VHF utilisent un seul interrupteur pour simplifier le pilotage, mais l'amélioration des circuits de pilotage de grille rend viable les topologies multi-

interrupteurs type bras de pont. Les topologies usuelles d'onduleur VHF sont brièvement comparées dans le tableau 1.

Tableau 1. Comparaison entre les topologies courantes d'onduleur VHF

Topologie d'onduleur	Classe E	Classe EF2 / Φ	Classe DE
Tension aux bornes de l'interrupteur*	3 à 4 V_{IN}	2 V_{IN}	V_{IN}
Nombre d'interrupteurs*	1	1	2
Design et accordage	Complexe	Très complexe	Relativement simple
Nombre d'inductances*	2	3	1 (résonateur simple)

* Une valeur faible est préférable

La tension aux bornes de l'interrupteur est une métrique intéressante pour comparer les topologies. Dans l'onduleur de classe E, elle peut atteindre 3 à 4 fois la tension d'entrée V_{IN} , contre seulement la tension V_{IN} pour l'onduleur de classe DE. Cela impose dans le premier cas de fortement sur-dimensionner les interrupteurs de puissance. Le nombre d'inductances est également à considérer, car ces composants sont généralement volumineux, engendrent des problématiques de compatibilité électromagnétique et contribuent significativement aux pertes dans le circuit.

Dans une première partie, la topologie de l'onduleur DE est détaillée, ainsi que les enjeux de dimensionnement accompagnés d'une procédure. Par la suite, un prototype d'onduleur est présenté, avec ses caractéristiques techniques et performances. De plus, un modèle des parasites du circuit est proposé, avec la caractérisation de ces composants indésirables. Les méthodes de mesure de la puissance RF sont également discutées.

2. PRESENTATION DE LA TOPOLOGIE

L'onduleur de classe DE, aussi appelé classe D ZVS, a déjà été décrit dans de nombreux articles de la littérature [5], [6], [7], [8], et son schéma est présenté dans la Fig. 1. Il est très similaire à l'onduleur de classe D, aussi appelé bras de pont ou totem pole. La différence principale réside dans la durée des temps morts, indispensables pour que les deux interrupteurs ne conduisent pas simultanément. Dans l'onduleur de classe D, les temps morts sont généralement rallongés pour améliorer la robustesse. En revanche, à haute fréquence, la durée du temps mort n'est plus négligeable devant la période, et doit donc être optimisée. De plus, les temps morts rallongés font circuler du courant dans la diode inverse des interrupteurs, ce qui induit des pertes supplémentaires localisées dans les interrupteurs. Ceci est d'autant plus pénalisant avec des transistors GaN, car leur

tension inverse est nettement plus élevée que pour les transistors à base de silicium.

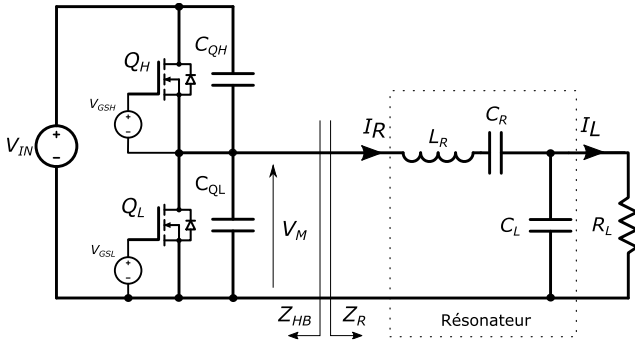


Fig. 1. Schéma de l'onduleur classe DE

Une des difficultés de mise en œuvre de cette topologie réside dans le fait qu'elle comporte deux interrupteurs, dont un qui est référencé au point milieu de l'onduleur (qui oscille à haute fréquence avec une forte amplitude). Le circuit de pilotage de grille doit être en mesure de piloter les grilles des deux transistors avec un retard maîtrisé entre les deux commandes. La résolution temporelle du signal de commande doit nécessairement être faible devant sa période afin de permettre un contrôle précis des deux signaux de commande. Les formes d'onde théorique de la tension du point milieu V_M et du courant dans le résonateur I_R sont présentées dans la Fig. 2.

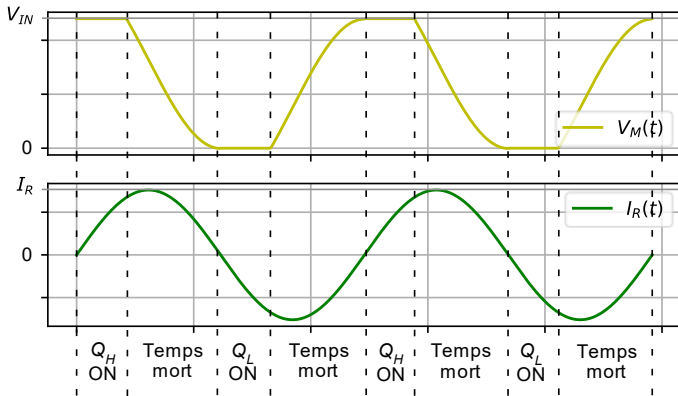


Fig. 2. Formes d'onde de la tension du point milieu V_M et du courant dans le résonateur I_R

Idealement, les mises en conduction des interrupteurs s'effectuent en ZVS et en ZCS, mais pour atteindre ce type de fonctionnement, un dimensionnement précis du circuit résonnant associé à un choix judicieux des interrupteurs est nécessaire.

3. PROCEDURE DE DIMENSIONNEMENT

L'onduleur de classe DE est relativement simple à dimensionner. Pour que les deux interrupteurs opèrent en ZVS, il suffit que l'impédance vue du bras de pont Z_R soit inductive, et que le résonateur fasse circuler un courant I_R suffisamment important afin de charger et décharger les capacités drain-source des interrupteurs C_{QX} pendant le temps mort t_d . Le dimensionnement du résonateur, basé sur les travaux de Hamill, sera détaillé par la suite [7].

3.1. Relation entre le temps mort t_D et le courant dans le résonateur I_R

Afin d'obtenir une relation donnant le temps mort t_D en fonction des paramètres du circuit, le circuit équivalent de l'onduleur classe DE lorsque les deux interrupteurs sont bloqués,

visible sur la Fig. 3, peut être considéré. Les capacités C_{QH} et C_{QL} englobent la capacité C_{OSS} des interrupteurs et les capacités parasites introduites par le routage du circuit. Le courant I_R peut être considéré comme sinusoïdal. De plus, la mise ON des transistors s'effectue en ZCS (Zero Current Switching) pour éviter d'avoir une circulation de courant à travers les diodes inverses des interrupteurs.

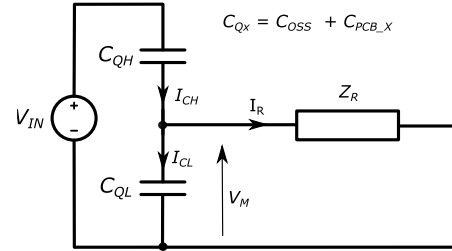


Fig. 3. Schéma équivalent de l'onduleur classe DE lorsque ses deux interrupteurs sont bloqués

La durée du temps mort t_D dépend des capacités C_{QX} , du courant I_R et de la tension d'alimentation V_{IN} . Cette durée correspond à l'intervalle de temps pris par la tension du point milieu V_M pour évoluer de 0V à V_{IN} (et inversement, car le circuit est symétrique) lorsque les interrupteurs sont bloqués.

D'après la loi des nœuds :

$$\frac{dq_{C_{QH}}}{dt} - \frac{dq_{C_{QL}}}{dt} = I_R \sin(\omega t) \quad (1)$$

En supposant que l'interrupteur du bas vient d'être bloqué, la capacité C_{QH} est considérée initialement chargée à V_{IN} , et la capacité C_{QL} totalement déchargée. Ces états de charge sont inversés après un temps t_D . L'équation (1) peut donc être intégrée sur la durée t_D .

$$(C_{QH} + C_{QL})V_{IN} = \frac{I_R}{\omega} [\cos(\omega t_d) - 1] \quad (2)$$

L'équation (2) donne une relation entre l'amplitude du courant du résonateur I_R , les capacités parasite des interrupteurs C_{QX} , la tension d'alimentation V_{IN} , la fréquence proportionnelle à ω et le temps mort t_D . Cette relation peut être réécrite comme suit :

$$I_R = \frac{\omega(C_{QH} + C_{QL})V_{IN}}{\cos(\omega t_d) - 1} \quad (3)$$

L'équation (3) montre que le courant circulant dans le résonateur I_R nécessaire pour que l'onduleur opère en ZVS est proportionnel à la charge de sortie des transistors $C_{QX}V_{IN}$ pour un temps mort t_D donné. Cela démontre que la capacité parasite C_{QX} introduite par les interrupteurs est un facteur limitant, puisqu'elle impose une augmentation du courant I_R dans le résonateur qui in-fine engendre des pertes par effet Joule. Cette capacité doit donc être minimisée, par un choix judicieux des interrupteurs et la minimisation des capacités parasites introduites par ailleurs, notamment par le circuit imprimé. La relation (3) est illustrée dans la Fig. 4, où le courant I_R optimal est tracé pour un transistor EPC2214, pour différentes tensions d'alimentation V_{IN} et un temps mort t_D variant de 0 à 12 ns (une demi période à 40,68 MHz).

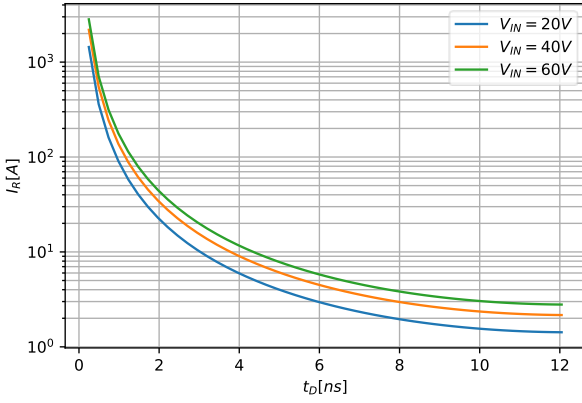


Fig. 4. Courant I_R optimal dans le résonateur pour une paire de transistors EPC2214 fonctionnant en ZVS à 40,68 MHz, en fonction du temps mort t_D

De plus, la capacité parasite drain source C_{OSS} des transistors n'est pas linéaire, et propre à chaque transistor. Un modèle de cette capacité en fonction de la tension drain source V_{DS} est généralement fourni par les fabricants. A partir de ces données, il est possible de modéliser un condensateur linéaire en tension appelé $C_{OSS(tr)}$ (time-related) dont le temps de charge est équivalent à la capacité C_{OSS} pour une tension donnée. Le condensateur $C_{OSS(tr)}$ est utile pour dimensionner les circuits résonnant, notamment celui de l'onduleur classe DE. Il est aussi possible de modéliser un condensateur linéaire en tension appelé $C_{OSS(er)}$ (energy-related) dont la charge est équivalente à celle de la capacité C_{OSS} pour une tension donnée. Ce dernier est utile pour estimer les pertes par commutation dans des structures en commutation dure. Ces deux condensateurs équivalents peuvent être exprimés avec les expressions (4) et (5), avec Q_{OSS} la charge de la capacité C_{OSS} à V_{DS} donné, et E_{OSS} l'énergie stockée dans la capacité C_{OSS} à V_{DS} donné.

$$C_{OSS(tr)} = \frac{Q_{OSS}}{V_{DS}} \quad (4)$$

$$E_{OSS} = \int_0^{V_{DS}} Q_{OSS} dV_{DS} = \frac{1}{2} C_{OSS(er)} V_{DS}^2 \quad (5)$$

Dans le cas présent, c'est le condensateur équivalent time-related $C_{OSS(tr)}$ qui sera utilisé par la suite pour le dimensionnement de l'onduleur.

3.2. Choix de l'interrupteur

Le choix de l'interrupteur est critique dans cette application, car la valeur de la charge Q_{OSS} nécessaire pour faire passer la tension drain-source de l'interrupteur de sa valeur minimale à sa valeur maximale impacte directement l'amplitude du courant dans le résonateur nécessaire pour atteindre le ZVS d'après l'équation (3). Or le courant I_R circulant dans le résonateur impacte directement les pertes par effet Joule dans le résonateur, et donc le rendement global.

La charge de grille Q_G est aussi un paramètre important à considérer qui impact la puissance consommée par le circuit de pilotage, et la capacité du driver à piloter ledit transistor à haute fréquence. De plus, la puissance consommée par le circuit de commande se traduit par des pertes localisées dans ou proche du transistor, du fait de l'impératif de minimiser la surface de la maille entre la grille et le circuit de pilotage. Ces pertes s'additionnent aux pertes par conduction dans l'interrupteur, et

doivent être prise en compte dans les calculs de thermique, car non négligeables.

De plus, à très haute fréquence, le choix du boîtier du transistor et le routage sont cruciaux afin de minimiser les inductances parasites. En effet, ces inductances, principalement introduites par les connexions entre la puce de semiconducteur et le monde extérieur, induisent des oscillations parasites. Dans la maille drain source du transistor, les inductances parasites peuvent résonner avec les condensateurs de découplage lors de variations brutales du courant dans la maille. Dans la maille grille source, l'inductance parasite cause des oscillations avec la capacité de grille C_G et peut amener à des remises en conduction parasite ou des surtensions sur la grille, au-delà de la tension de claquage de cette dernière. Dans les deux cas, ces inductances parasites augmentent le temps d'établissement, ce qui n'est pas compatible avec la montée en fréquence. Pour minimiser ces inductances parasites, des transistors avec de courtes interconnexions entre les pads et la puce, voire des puces nues peuvent être utilisées.

Il y a donc un compromis à faire entre la valeur du Q_{OSS} , la charge de grille Q_G , la résistance à l'état passant $R_{DS(on)}$, les performances thermiques et les éléments parasites introduits par le boîtier.

Le domaine des semiconducteurs de puissance évolue rapidement, notamment les performances et le coût des transistors grand gap (WBG). Il est difficile de faire un comparatif précis et exhaustif de ces technologies, et ce n'est pas l'objectif de cet article. Vu les fréquences de fonctionnement et tensions en jeu, l'utilisation de MOSFET silicium (Si) conventionnels et de transistors en nitrure de gallium (GaN) peut être envisagée. Ces transistors sont commercialement disponibles dans des packages peu inductifs. En revanche, contrairement aux MOSFET Si, ceux au GaN ont tendance à avoir un C_{OSS} et un C_G plus faible à $R_{DS(on)}$ constant, et une charge de recouvrement inverse nulle, ce qui les rend plus pertinent pour la très haute fréquence.

3.3. Dimensionnement du résonateur

Une fois qu'une référence de transistor approprié est sélectionnée pour réaliser le bras de pont de l'onduleur classe DE, il est possible d'appliquer la méthodologie décrite par Hamill pour dimensionner le résonateur [7]. Le principe consiste à déterminer l'impédance équivalente Z_{HB} du bras de pont, en fonction de la fréquence de commutation f et du temps mort t_D , afin de pouvoir déterminer l'impédance du résonateur Z_R et le temps mort t_D pour obtenir un fonctionnement en ZVS.

Le modèle de l'impédance du résonateur Z_R est présenté sur la Fig. 5, et prend en compte la charge de sortie R_L .

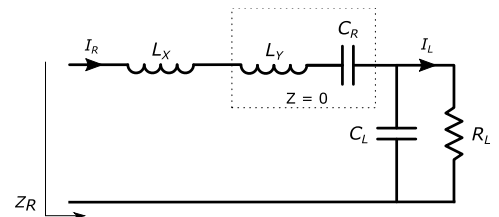


Fig. 5. Schéma équivalent de l'impédance du résonateur incluant la charge de sortie R_L

Pour une charge de sortie R_L et un courant de sortie RMS I_L donnés, et avec le courant dans le résonateur I_R nécessaire pour un fonctionnement en ZVS en fonction du temps mort t_D , le condensateur de charge C_L peut être dimensionné avec l'équation (6), en fonction de t_D . A noter que ce condensateur

n'est nécessaire que si le courant de charge I_L est inférieur au courant dans le résonateur I_R requis pour fonctionner en ZVS. Il sert à augmenter le courant circulant qui permet de charger/décharger les capacités parasites C_{Qx} des interrupteurs.

$$C_L = \frac{1}{R_L \omega} \sqrt{\frac{I_R^2}{I_L^2} - 1} \quad (6)$$

La valeur de l'inductance série L_X peut ensuite être déterminée à l'aide de l'équation (7) en fonction du temps mort t_D , afin que l'impédance du résonateur Z_R soit égale à celle du bras de pont Z_{HB} .

$$L_X = \frac{\text{Im}(Z_{HB})}{\omega} + \frac{R_L^2 C_L}{1 + (R_L C_L \omega)^2} \quad (7)$$

L'inductance série L_X est complétée par un filtre $L_Y C_R$ série accordé à la fréquence de commutation, et donc présentant une impédance nulle à cette fréquence. Les inductances L_X et L_Y sont combinées pour former L_R .

L'impédance Z_{HB} est déterminée analytiquement à l'aide des formes d'onde théoriques, comme décrit dans [7]. Les impédances Z_{HB} et Z_R peuvent ensuite être normalisées en utilisant les équations (8).

$$\begin{aligned} Z'_{HB} &= \omega(C_{QH} + C_{QL})Z_{HB} \\ Z'_R &= \omega(C_{QH} + C_{QL})Z_R \end{aligned} \quad (8)$$

La Fig. 6 présente les impédances normalisées Z'_{HB} et Z'_R tracées dans le plan complexe pour un temps mort t_D variant de 0 à une demi-période de conversion. Le tracé de l'impédance suit un demi-cercle adossé à l'axe des ordonnées, qui traduit une impédance équivalente nulle lorsque le temps mort est nul (impédance de la source), et une impédance purement réactive lorsque le temps mort est égal à la moitié de la période (pas de conduction, donc impédance égale à celle des capacités parasites C_{Qx}).

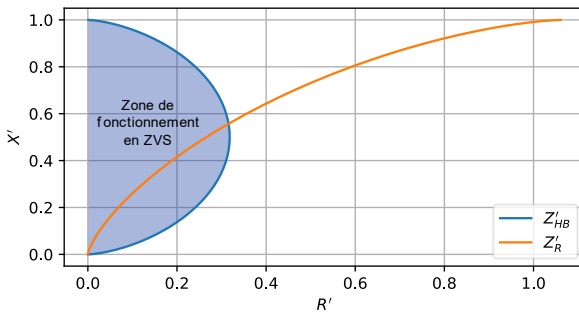


Fig. 6. Z'_{HB} et Z'_R tracés dans le plan complexe pour un bras de pont utilisant les composants du Tableau 2

En fonction de la position du tracé de Z'_R par rapport à Z'_{HB} , trois modes de fonctionnement peuvent être distingués [7], et sont illustrés sur la Fig. 7.

Si Z'_R coïncide avec Z'_{HB} , l'onduleur fonctionne de façon optimale en ZVS et ZCS, avec un courant dans le résonateur I_R optimal pour le temps mort t_D choisi.

Si Z'_R se trouve dans la zone de fonctionnement en ZVS, l'onduleur fonctionne en ZVS, mais avec un courant dans le

résonateur I_R plus important que nécessaire, ce qui se traduit par une mise en conduction des transistors à courant non-nul, et/ou un courant circulant dans la diode parasite des interrupteurs. Ce courant I_R plus important a pour effet d'augmenter les pertes.

En revanche, si le tracé de l'impédance normalisée du résonateur Z'_R ne se trouve pas dans la zone de ZVS, le courant I_R n'est pas suffisant pour totalement charger / décharger C_{Qx} dans le temps t_D imparti, ce qui a pour conséquence un fonctionnement en commutation dure.

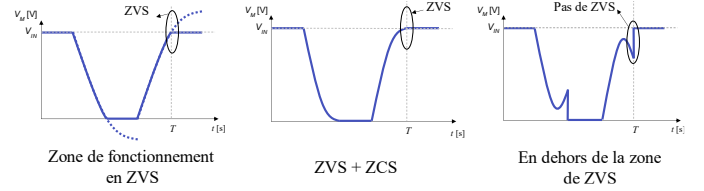


Fig. 7. Modes de fonctionnement de l'onduleur classe DE en fonction des impédances Z_{HB} et Z_R

Le point d'opération de l'onduleur choisi est donc celui où Z'_R et Z'_{HB} coïncident le mieux.

4. EXEMPLE DE DIMENSIONNEMENT

Pour valider expérimentalement la méthode de dimensionnement et les performances de l'onduleur classe DE à très haute fréquence, un prototype a été réalisé avec le cahier des charges présenté dans le Tableau 2.

Tableau 2. Cahier des charges du prototype d'onduleur classe DE

Spécification	Valeur
Fréquence de commutation f	40,68 MHz
Tension d'alimentation V_{IN}	60 V
Courant de sortie I_L	1 A _{RMS}
Charge R_L	50 Ω

En suivant les critères décrits dans la partie 3.2, le transistor GaN EPC2214 apparaît comme un bon compromis vis-à-vis des pertes dans la grille, les pertes par conduction et la capacité parasite de sortie C_{OSS} . De plus, le boîtier de ce transistor est très faiblement inductif. Nous avons choisi d'utiliser le circuit de pilotage de grille LMG1210, qui peut directement piloter un bras de pont. A partir d'un premier dimensionnement du résonateur, le circuit imprimé du convertisseur peut être conçu. Les valeurs des éléments parasites liés aux PCB sont alors mesurées ou obtenues par simulation FEM, ce qui permet une mise à jour précise du dimensionnement des composants formant le résonateur. Dans notre cas, nous avons choisi une caractérisation expérimentale des éléments parasites pour être au plus proche de la réalité.

5. CARACTERISATION DES PARASITES

Comme dans tous les circuits de conversion de puissance fonctionnant à très haute fréquence, les éléments parasites doivent être pris en compte dans le dimensionnement, car ils sont du même ordre de grandeur que les composants du circuit. On parle alors de fonctionnalisation des parasites. La plupart de ces éléments indésirables, comme les inductances des boîtiers, ne sont pas spécifiés par les fabricants, et doivent être caractérisés à la fréquence de fonctionnement.

Le schéma électrique du prototype de convertisseur classe DE est présenté sur la Fig. 8, avec les composants parasites du design. Le circuit est séparé en deux cartes reliées par un connecteur BNC, pour faciliter la modification du circuit durant les tests.

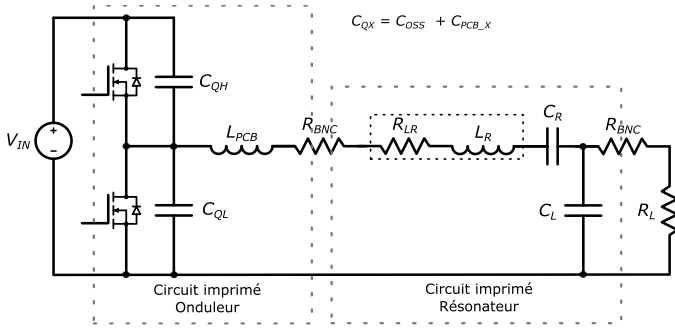


Fig. 8. Schéma électrique du prototype d'onduleur classe DE incluant les composants parasites pris en compte

5.1. Circuit imprimé

Le circuit imprimé est une source non-négligeable d'éléments parasites, et la valeur de ces éléments indésirables dépend de la qualité du routage. Les parasites pris en compte sont présentés sur la Fig. 8, et consistent en deux condensateurs C_{PCB_X} entre le drain et la source de chaque transistor, ainsi qu'une inductance L_{PCB} en série avec L_R . Une fois le circuit imprimé fabriqué, et avant que les composants soient soudés dessus, les parasites sont caractérisés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA).

Les condensateurs C_{PCB_X} peuvent ainsi être mesurés directement entre le drain et la source des transistors Q_H et Q_L , ce qui donne la capacité qui doit être ajoutée au C_{OSS} des transistors pour calculer le courant I_R nécessaire pour un fonctionnement en ZVS. La tangente de perte de ces convertisseurs dépend du substrat utilisé, et est généralement spécifiée par les fabricants.

L'inductance parasite L_{PCB} est mesurée en court-circuitant le transistor du bas, les empreintes de l'inductance du résonateur L_R et de la capacité C_R . Cette configuration permet de mesurer l'inductance de la maille du résonateur en effectuant la mesure aux bornes de l'empreinte de C_L , sans connecter la charge R_L .

5.2. Inductance

Vu l'objectif de fréquence de fonctionnement à 40,68 MHz, avec un courant I_R de l'ordre de quelques Ampères, les noyaux magnétiques n'ont pas été envisagés pour la réalisation de l'inductance L_R , du fait de leur mauvaise performance à très haute fréquence. Nous avons choisi d'utiliser une inductance à air sur mesure, réalisée avec un ruban de cuivre sur un support plastique. Cela permet de réduire la résistance AC de l'inductance, en conciliant effet de peau et effet de proximité. L'épaisseur de peau dans le cuivre à 40,68 MHz est seulement de 10 μm . En revanche, l'inductance obtenue, visible sur la Fig. 9 est volumineuse, comme la plupart des inductances à air comparées à des inductances à noyau magnétique équivalentes. L'inductance L_R est enfin caractérisée à l'aide d'un analyseur d'impédance Keysight E4990A.

5.3. Connecteurs

Les connecteurs introduisent des parasites qui doivent être estimés et si besoin pris en compte. L'assemblage de connecteurs BNC que nous avons utilisé, formé de deux connecteurs et d'un coupleur, a été caractérisé à l'aide d'un analyseur d'impédance Keysight E4990A, et présente une résistance assez importante à 40,68 MHz, de l'ordre de 140 m Ω .

6. METHODE DE MESURE DE LA PUISSANCE RF

Pour caractériser le rendement d'un onduleur VHF, la puissance d'entrée (DC) et la puissance de sortie (RF) doivent

être mesurées avec précision. La mesure précise de puissance DC est relativement simple, et une grande variété d'instruments bon marché permet de faire des mesures avec une précision inférieure à 1%. Dans le cas présent, nous utilisons un analyseur de puissance R&S HMC8015 pour les mesures de puissance DC.

La mesure de puissance à haute fréquence, voire très haute fréquence, est beaucoup plus délicate, et comme il est plutôt difficile de mesurer précisément les tensions, courants et déphasages à ces fréquences, la puissance est généralement mesurée directement. Pour ce faire, plusieurs méthodes peuvent être employées, comme un dispositif de mesure calorimétrique, un analyseur de signal ou un wattmètre RF. Toutes ces méthodes ont des avantages et des inconvénients, les analyseurs de signal permettent de faire des mesures précises en fréquence, et de discriminer des raies proches, au détriment de la précision en puissance, comparé à un wattmètre RF, qui moyenne la puissance mesurée sur une plus large bande de fréquence. La gamme de puissance mesurée par ce genre d'appareil est généralement limité à 1 W. Pour mesurer des puissances plus importantes, il est possible d'utiliser des atténuateurs ou un coupleur directionnel, au prix d'une incertitude de mesure accrue. Les mesures calorimétriques peuvent atteindre une bonne précision pour des niveaux de puissance élevé, mais sont plus complexes à mettre en œuvre.

En utilisant les équipements à notre disposition, consistant en un capteur de puissance RF R&S Z55 et un atténuateur de puissance de 46 dB ($45,45 \pm 0,17$ dB) caractérisé avec un picoVNA, nous avons réussi à mesurer des puissances RF à 40,68 MHz de l'ordre de 50 W (47 dBm) avec une précision de l'ordre de 3.5%.

7. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Afin de fournir un meilleur aperçu des problématiques de mise en œuvre pratique et de valider le dimensionnement précédent, un onduleur de classe DE reconfigurable a été développé. Le résonateur associé peut rapidement être remplacé afin de tester cet onduleur à 13,56 MHz et 40,68 MHz avec deux résonateurs différents. Le Tableau 3 rassemble les valeurs des composants utilisés et des parasites du circuit à ces deux fréquences, conformément à la Fig. 8.

Tableau 3. Valeurs des composants utilisés et des parasites du circuit à 13,56 MHz et 40,68 MHz

Composant	13,56 MHz	40,68 MHz
C_{OSS} μr (EPC2214)	181 pF	181 pF
$C_{PCB_H} = C_{PCB_L}$	27 pF*	27 pF*
L_{PCB}	27,4 nH*	27,6 nH*
R_{BNC}	0,097 Ω *	0,148 Ω *
L_R	L	524 nH*
	R	0,164 Ω *
C_R	518 pF	254 pF
C_L	568 pF	313 pF
* Mesures		

L'onduleur est construit autour de deux transistors GaN EPC2214, pilotés par un circuit d'attaque de grille LMG1210. Un microcontrôleur STM32 pourvu d'un timer haute résolution (HRTIM) est utilisé pour générer les signaux de commande (jusqu'à 13,56 MHz), puis un générateur de signaux de laboratoire au-delà. L'utilisation d'un timer apporte de la flexibilité en permettant une reconfiguration rapide des signaux de commande, et facilite l'implémentation de boucles de régulation ou la mutualisation de fonctions annexes. Le prototype d'onduleur et son résonateur en condition de test à 40,68 MHz sont présentés en Fig. 9

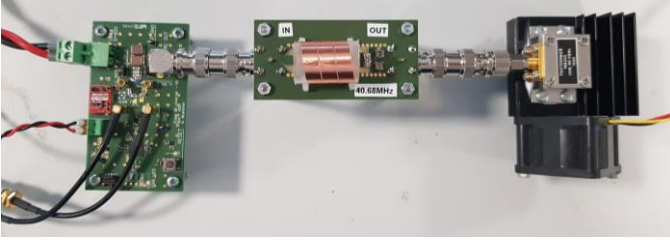


Fig. 9. Prototype d'onduleur classe DE et résonateur fonctionnant à 40.68 MHz

Les mesures de tension présentées par la suite sont réalisées à l'aide de sondes de tension isolées TIV1P, la tension d'alimentation V_{IN} est de 60 V et la charge R_L de 50 Ω .

7.1. 13.56MHz

Les formes d'onde mesurées expérimentalement aux bornes des deux transistors Q_H et Q_L sont présentées sur la Fig. 10. En observant l'instant de passage à l'état passant des transistors, on constate que l'onduleur fonctionne globalement en ZVS, mais vu la rupture de pente à cet instant, l'onduleur ne fonctionne pas complètement sur le point optimal en ZCS.

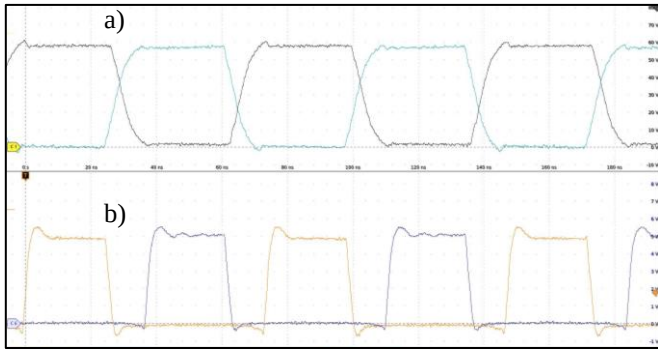


Fig. 10. Formes d'ondes du prototype d'onduleur classe DE à 13,56 MHz. a) tension drain source (V_{DS}) de chaque transistor – 10 V/div. b) Tension de grille (V_{GS}) – 1 V/div. Echelle horizontale : 20 ns/div

Avec les instruments de mesure présentés dans la partie 6, la puissance de sortie mesurée est de $45,28 \pm 1,54$ W à 13,56 MHz, avec une efficacité de $96,1 \pm 3,3$ %.

7.2. 40.68MHz

Les formes d'onde des tensions aux bornes des deux transistors Q_H et Q_L pour un fonctionnement à 40,68 MHz sont présentées sur la Fig. 11, où on constate un fonctionnement en ZVS proche du point de fonctionnement idéal.

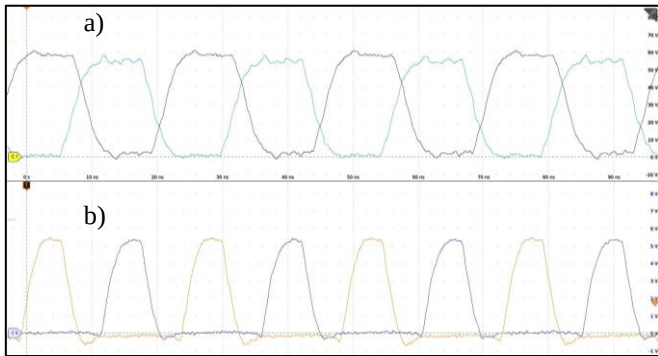


Fig. 11. Formes d'ondes expérimentales. a) Tension V_{DS} aux bornes des interrupteurs – 10V/div. b) Tension de commande de grille V_{GS} – 1V/div. Echelle horizontale : 10 ns/div

Dans ces conditions, le circuit délivre $33,59 \pm 1,14$ W de puissance RF à 40,68 MHz à la charge avec un rendement de

$90,0 \pm 3,0$ %. Les mesures sont effectuées avec les instruments présentés dans la partie 6.

La réalisation présentée dans cet article est, à la connaissance des auteurs, le premier onduleur de classe DE à 40,68 MHz à base de composants discrets à fonctionner au-delà de la dizaine de watts. On retrouve dans l'état de l'art, des convertisseurs de classe DE à plus haute fréquence, mais intégré et à faible puissance [9]. D'autres réalisations atteignent des puissances plus élevées mais à plus basse fréquence [1], [5], [10].

8. CONCLUSION

Dans cet article, l'onduleur de classe DE présenté semble être une bonne alternative aux onduleurs mono-interrupteurs classiques rencontrés aux fréquences VHF. La principale limite en fréquence pour l'instant est le driver, aujourd'hui limité à environ 50 MHz. L'influence de la capacité parasite des interrupteurs sur le design est abordée, et de nombreuses problématiques de mise en œuvre sont discutées. Un prototype d'onduleur a été réalisé afin de valider le dimensionnement et d'évaluer les difficultés de mise en œuvre.

L'onduleur délivre une puissance de $45,28 \pm 1,54$ W sur une charge 50 Ω avec un rendement de $96,1 \pm 3,3$ % à 13,56 MHz et $33,59 \pm 1,14$ W à 40,68 MHz sur 50 Ω avec un rendement de $90,0 \pm 3,0$ %.

9. REFERENCES

- [1] T.-F. Wu, X.-M. Duan, C.-P. Wu, and W.-C. Hsu, 'Design and Implementation of RF Resonant Inverter with Matching Circuit to Generate Plasma for Possible Endoscopy Sterilization', *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 51, no. 4, pp. 1045–1051, Apr. 2023, doi: 10.1109/TPS.2023.3252087.
- [2] S. S. Rashid, D. Etta, S. Maji, and K. K. Afridi, 'Design of a High-Power Density Multi-MHz Capacitive Wireless Power Transfer System for Mobile Robots', in *2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Oct. 2023, pp. 1640–1645. doi: 10.1109/ECCE53617.2023.10362949.
- [3] A. Sepahvand, A. Kumar, K. Afridi, and D. Maksimović, 'High power transfer density and high efficiency 100 MHz capacitive wireless power transfer system', in *2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Jul. 2015, pp. 1–4. doi: 10.1109/COMPEL.2015.7236492.
- [4] G. Notzon, T. Busch, M. van Delden, and T. Musch, 'A 500W high efficiency class-E power amplifier for heating a variable plasma load at 10MHz', in *2016 German Microwave Conference (GeMiC)*, Mar. 2016, pp. 429–432. doi: 10.1109/GEOMIC.2016.7461647.
- [5] A. Oyane, T. Senanayake, F. Hattori, J. Imaoka, M. Yamamoto, and M. Masuda, '13.56MHz High Power Half-Bridge GaN-HEMT Resonant Inverter Achieving 99% Power Efficiency', in *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Dec. 2020, pp. 1–4. doi: 10.1109/PEDES49360.2020.9379451.
- [6] A. Alipov and V. Kozyrev, 'Push/pull class-DE switching power amplifier', in *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278)*, Jun. 2002, pp. 1635–1638 vol.3. doi: 10.1109/MWSYM.2002.1012171.
- [7] D. C. Hamill, 'Class DE inverters and rectifiers for DC-DC conversion', in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jun. 1996, pp. 854–860 vol.1. doi: 10.1109/PESC.1996.548681.
- [8] H. Koizumi, T. Suetsugu, M. Fujii, K. Shinoda, and S. Mori, 'Phase-controlled Class DE inverter', in *Proceedings of INTELEC 95. 17th International Telecommunications Energy Conference*, Oct. 1995, pp. 86–92. doi: 10.1109/INTLEEC.1995.498934.
- [9] A. Sepahvand, Y. Zhang, and D. Maksimovic, 'High efficiency 20–400 MHz PWM converters using air-core inductors and monolithic power stages in a normally-off GaN process', in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Mar. 2016, pp. 580–586. doi: 10.1109/APEC.2016.7467930.
- [10] S. Hwang et al., 'GaN-Based 4-MHz Full-Bridge Electrosurgical Generator Using Zero-Voltage Switching Over Wide Load Impedance Range', *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 17, no. 5, pp. 1125–1134, Oct. 2023, doi: 10.1109/TBCAS.2023.3310880.