

Onduleur de puissance à base de composants distribués

B. Daire, C. Martin, F. Sixdenier, C. Joubert, L. Pace

Univ Lyon, Université Claude Bernard Lyon 1, INSA Lyon, Ecole Centrale de Lyon, CNRS, Ampère, UMR5005, 69622 Villeurbanne, France

RESUME – Une structure d'onduleur à résonance intégrant des composants distribués est présentée. Un prototype d'onduleur fonctionnant à 9.85 MHz en commutation douce et délivrant une puissance de 59 W est mis au point avec un rendement maximal mesuré de 77,5 %. Les résultats expérimentaux obtenus correspondent aux résultats fournis par le modèle numérique mis au point et suggèrent que des travaux complémentaires en lien la géométrie de la structure proposée sont à mener afin d'augmenter de manière significative son rendement.

Mots-clés – *Conversion très hautes fréquences, composants distribués, intégration, composants passifs, onduleur, ligne de transmission*

1. INTRODUCTION

Dans le domaine de la conversion de puissance, les composants passifs (inductances et capacités) représentent la majeure partie du volume et de la masse d'un convertisseur. Afin de diminuer ce volume et cette masse, l'augmentation des fréquences de découpage des convertisseurs est un des axes de travail privilégié [1]. Néanmoins, les composants passifs voient leurs performances grandement diminuées en hautes fréquences ce qui constitue un verrou technologique et scientifique majeur [2].

Une piste envisagée qui permettrait à terme de surmonter cette difficulté consiste à utiliser des composants distribués et des techniques issues des radio-fréquences. Cet article présente une structure d'onduleur partiellement basée sur l'emploi de composants distribués et fonctionnant en commutation douce, indispensable ici pour minimiser les pertes en commutation de la structure. Après une brève explication de son principe de fonctionnement, une réalisation expérimentale accompagnée d'une simulation circuit à l'aide du logiciel ADS est proposée.

2. PRÉSENTATION DE LA STRUCTURE

2.1. Principe de fonctionnement

La structure d'onduleur, présentée à la figure 1, est directement issue d'une classe d'amplificateurs appelée classe FE [3] [4] : elle repose sur la propriété de symétrisation d'une ligne de transmission dont la longueur électrique est égale au quart de la longueur d'onde du signal transmis (ligne $\lambda/4$).

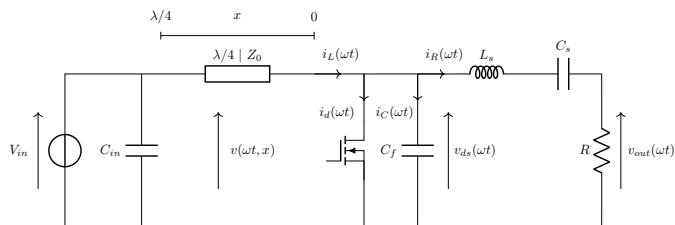


FIG. 1. Structure de l'onduleur proposé

Dans un premier temps et afin de faciliter la compréhension du principe de fonctionnement de l'onduleur, les hypothèses suivantes sont formulées :

- La tension d'entrée V_{in} est constante (H0).
- La ligne de transmission est supposée idéale (H1).
- La capacité de découplage C_{in} est ici choisie de telle sorte à ce que l'extrémité de la ligne de transmission soit parfaitement court-circuitée à la fréquence de découpage (H2).
- Le filtre formé par les éléments $L_s C_s$ est accordé sur la fréquence de découpage. Le courant de sortie est donc considéré comme étant sinusoïdal : $i_R(\omega t) = I_R \sin(\omega t)$ et en phase avec le fondamental de la tension $v_{ds}(\omega t)$ (H3).
- Les éléments passifs et le transistor sont considérés comme étant idéaux (H4).
- La commutation du transistor est considérée comme étant instantanée (H5).

Sous réserve de validité des hypothèses (H1) et (H2), la tension $v(\omega t, x)$ à n'importe quelle distance x du transistor est égale à la somme d'une onde incidente et d'une onde réfléchie notées respectivement $v_{inc}(\omega t - 2\pi x/\lambda)$ et $v_{refl}(\omega t + 2\pi x/\lambda)$. Pour $x = 0$, la tension $v(\omega t, x = 0)$ est égale à la tension drain source du transistor :

$$v(\omega t, 0) = v_{ds}(\omega t) = v_{inc}(\omega t) + v_{refl}(\omega t) \quad (1)$$

A l'autre extrémité de la ligne de transmission, où $x = \lambda/4$, la tension est imposée par V_{in} :

$$V_{in} = v(\omega t, \lambda/4) = v_{inc}(\omega t - \pi/2) + v_{refl}(\omega t + \pi/2) \quad (2)$$

La base de temps étant choisie arbitrairement, une translation temporelle de $\pi/2$ permet de réécrire l'équation 2 :

$$v_{inc}(\omega t) = V_{in} - v_{refl}(\omega t + \pi) \quad (3)$$

Ce qui, en reprenant l'équation 1 mène à une nouvelle expression de la tension drain-source :

$$v_{ds}(\omega t) = V_{in} + v_{refl}(\omega t) - v_{refl}(\omega t + \pi) \quad (4)$$

Une nouvelle translation temporelle de π conduit alors à l'équation 5 :

$$v_{ds}(\omega t + \pi) = V_{in} + v_{refl}(\omega t + \pi) - v_{refl}(\omega t + 2\pi) \quad (5)$$

Dans le cas d'un fonctionnement idéal à 50% de rapport cyclique, la tension réfléchie peut être considérée comme étant 2π -périodique ce qui, par définition, conduit à l'égalité décrite par l'équation 6.

$$v_{refl}(\omega t) = v_{refl}(\omega t + 2\pi) \quad (6)$$

La combinaison des équations 4, 5 et 6 permet alors d'aboutir au résultat suivant :

$$v_{ds}(\omega t) + v_{ds}(\omega t + \pi) = 2V_{in} \quad (7)$$

Ceci signifie que, dans le cas d'un fonctionnement à 50% de rapport cyclique au cours duquel la tension $v_{ds}(\omega t)$ est nulle pendant une demi période, la tension drain source aux bornes du transistor est une tension rectangulaire d'amplitude $2.V_{in}$. La figure 2 illustre graphiquement cette notion. Dans ce cas de figure seulement et sous réserve de validité des hypothèses (H4) et (H5), aucun courant ne peut théoriquement circuler à travers la capacité C_f puisque la tension qui lui est appliquée est constante par morceaux. Dans la suite du développement, nous considérerons donc $i_C(\omega t) = 0$.

Une analyse similaire peut être réalisée sur le courant circulant dans la ligne $i_L(\omega t)$ et conduit au résultat donné par l'équation 8 :

$$i_L(\omega t) = i_L(\omega t + \pi) \quad (8)$$

D'après l'hypothèse (H3), le courant de sortie est parfaitement sinusoïdal et en phase avec le fondamental de la tension $v_{ds}(\omega t)$. Considérant l'équation 8 et puisque le courant dans la ligne est identique à celui circulant dans la charge lorsque le transistor est ouvert, il est contraint d'adopter une forme en arches de sinus à une fréquence double de celle du courant circulant dans la charge soit $i_L(\omega t) = |I_R \sin(\omega t)|$. Cette relation est valable uniquement lorsque le rapport cyclique de commande est strictement égal à 50 %.

Par ailleurs, le courant de drain circulant dans le transistor doit à chaque instant vérifier $i_d(\omega t) = i_L(\omega t) - i_R(\omega t) - i_C(\omega t)$ avec pour rappel, $i_C(\omega t) = 0$ et ne peut qu'adopter la forme particulière telle que décrite par la figure 2. Cette même figure montre les différentes formes d'ondes théoriques obtenues pour un rapport cyclique de 50 % sur la commande et illustre les différents points précédemment énoncés.

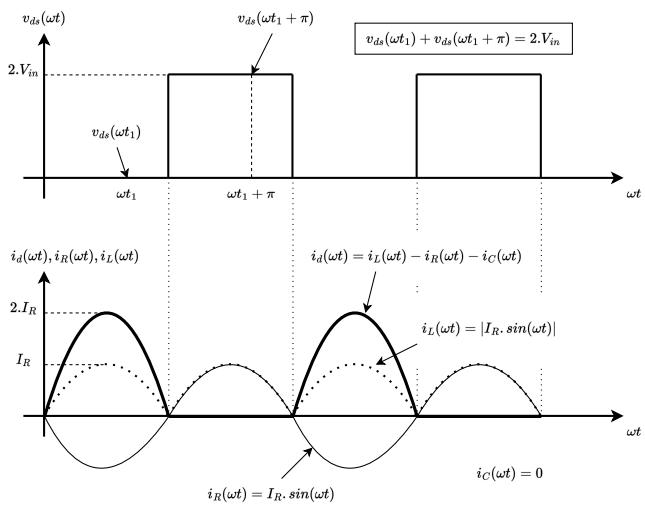


FIG. 2. Formes d'ondes théoriquement obtenues avec un rapport cyclique de 50 % sur la commande du transistor

Lorsque le convertisseur fonctionne à 50 % de rapport cyclique, il est plus couramment connu sous le nom d'amplificateur de classe F [5] [6]. Bien que très largement utilisé et documenté aujourd'hui, ce type de convertisseur souffre d'un défaut majeur : la mise en conduction du transistor se fait alors que la tension de drain s'élève à deux fois la tension d'entrée V_{in} ce qui génère, en pratique, des fronts de tension très importants. Autrement dit, l'amplificateur de classe F fonctionne en commutation dure.

Pour répondre à cette problématique, l'utilisation d'un rapport cyclique < 50 % sur la commande du transistor est privilégiée. De cette façon, et compte tenu des diverses relations explicitées précédemment, un courant est imposé dans la capacité C_f en parallèle du transistor lors du "temps mort" imposé par la commande. Ce courant de charge induit une tension aux bornes du transistor et assure sa mise en conduction lorsque la tension à ses bornes est nulle (ZVS) et lorsque la dérivée temporelle de cette même tension est nulle elle aussi (ZdVS). Ce mode de fonctionnement est qualitativement décrit par la figure 3. Ce processus de commutation douce par charges et décharges successives de la capacité C_f étant inhérent aux amplificateurs de classe E [7] [8], la structure de conversion présentée a été nommée classe FE.

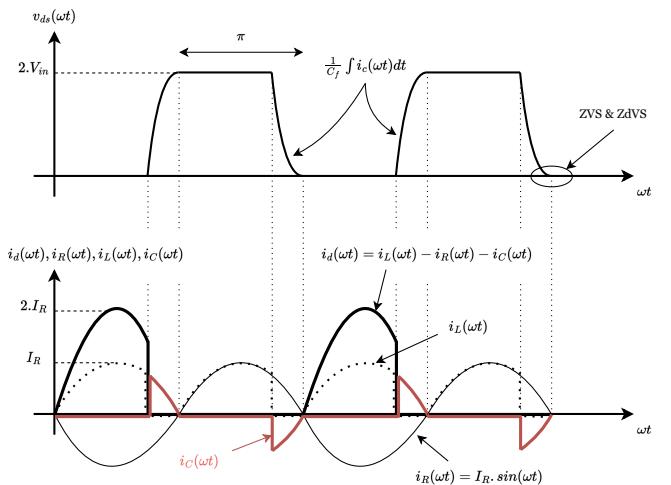


FIG. 3. Formes d'ondes théoriquement obtenues avec un rapport cyclique inférieur à 50 % sur la commande du transistor

On notera sur ce tracé théorique que les deux relations fondamentales imposées par la ligne de transmission et décrites par les équations 7 et 8 sont respectées en tout instant. Il va sans dire qu'une phase d'accordement de la structure est nécessaire en vue d'assurer la commutation douce du transistor, les équations analytiques associées ont été très justement développées dans [3].

2.2. Intérêts de la topologie présentée

La structure d'onduleur présentée présente des intérêts notables :

- L'utilisation d'un unique transistor dont la source est directement reliée à la masse du montage simplifie grandement la commande de l'interrupteur puisque le potentiel de source est nul.
- Le fonctionnement en ZVS et ZdVS permet de limiter les pertes par commutation dans l'interrupteur, limitant ainsi l'échauffement du composant et maximisant le rendement du convertisseur. Par ailleurs, ce mode de fonctionnement limite les perturbations électromagnétiques émises.
- Contrairement à d'autres classes d'onduleurs à résonance, la structure proposée limite la tension drain-source imposée au transistor à 2 fois la tension d'entrée V_{in} . Ce point est d'autant plus important lorsqu'il s'agit de transférer des puissances importantes.

Tous ces points font de ce convertisseur un candidat idéal pour envisager une montée en fréquence de découpage significative tout en maintenant des niveaux de puissance élevés.

2.3. Applications visées

Actuellement, et compte tenu de la nécessité d'intégrer une ligne de transmission de longueur $\lambda/4$ en entrée du montage, les applications visées se limitent à la réalisation d'amplificateurs de puissance fonctionnant à des fréquences de découpage supérieures au GHz [9] [10]. A ces fréquences, la ligne est imprévisible sur PCB.

Il est cependant à noter que, compte tenu des avantages susmentionnés, l'onduleur de classe FE a très rapidement été utilisé en conversion de puissance très haute fréquence (VHF) dans la bande 30-300 MHz. Une approximation basse fréquence de la ligne de transmission est alors réalisée à l'aide de composants discrets dans le but de reproduire son comportement pour un nombre limité d'harmoniques. Cette classe d'onduleur appelée classe EF_2 [11] ou encore Φ_2 [12] est aujourd'hui omniprésente en conversion très haute fréquence et vise des applications multiples : conversion DC/DC [13] [14], transfert de puissance sans fil (WPT) [15] [16] ou encore gravure plasma.

Il n'existe cependant à ce jour qu'une seule mise en oeuvre basses fréquences (13,56 MHz) de l'onduleur de classe FE intégrant une ligne de transmission en entrée du montage et qui propose les seules formes d'ondes expérimentales disponibles dans la littérature actuelle [4].

3. SIMULATION & RÉALISATION EXPÉRIMENTALE

Afin de démontrer la faisabilité d'un tel onduleur, une simulation circuit et une réalisation expérimentale pour une fréquence de découpage avoisinant les 10 MHz et une puissance de sortie désirée de 100 W pour une tension d'entrée de 28 V est proposée. La capacité C_f est entièrement constituée de la capacité parasite drain-source C_{ds} du transistor. Dans ce cas de figure, le schéma électrique de la figure 1 peut se ramener à celui de la figure 4.

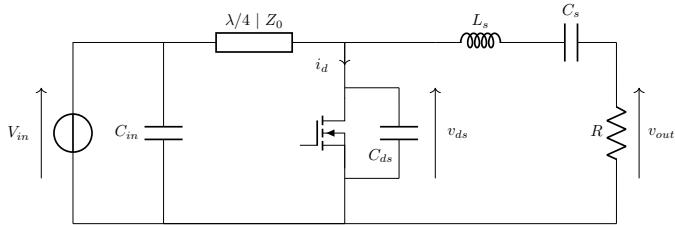


FIG. 4. Schéma électrique équivalent de l'onduleur

Le dimensionnement de la structure débute par le choix d'un transistor approprié. Pour rappel, la tension drain-source imposée par la structure s'établit à deux fois la tension d'entrée du convertisseur. Dans notre cas, il convient de s'orienter vers un transistor dont le calibre est strictement supérieur à 56 V. C'est pourquoi la référence GS61004B (calibre 100 V) a été retenue. S'ensuit la détermination des valeurs des éléments passifs de la structure et du rapport cyclique de commande optimal en suivant le raisonnement analytique développé dans [3] :

$$\left\{ \begin{array}{l} R = 5.94 \Omega \\ L_s = 407 \text{ nH} \\ C_s = 660 \text{ pF} \\ \alpha = 44 \% \end{array} \right.$$

Pour rappel, la capacité C_f est entièrement constituée de la capacité parasite drain-source du transistor et vaut, d'après le constructeur, 110 pF lorsque $v_{ds} = 50$ V. Il est à noter que les fortes non-linéarités sur cette valeur ne sont pas prises en compte lors de la phase de dimensionnement du convertisseur.

3.1. Simulation de la structure

Une simulation LTspice intégrant le modèle constructeur du transistor a été réalisée dans le but de valider le fonctionnement du convertisseur et d'ajuster les valeurs des composants en amont de la réalisation expérimentale. L'allure de la tension drain-source et du courant de drain issue de la simulation circuit pour un rapport cyclique de 44 % sur la commande du transistor est présentée sur la figure 5. La commutation douce à la fermeture du transistor est observable et la tension v_{ds} est limitée à $2V_{in}$ (56 V) à l'état bloqué. Pour rappel, la ligne de transmission est considérée sans perte dans un premier temps.

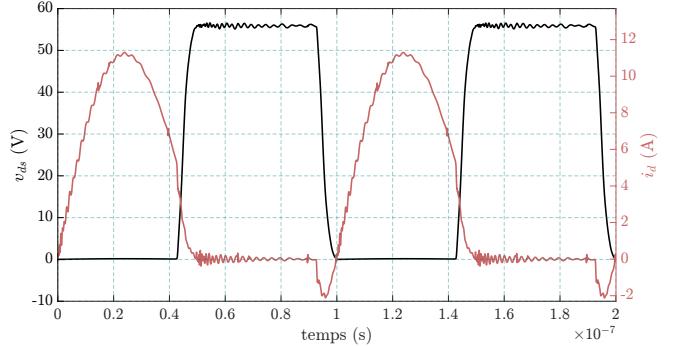


FIG. 5. Tension v_{ds} et courant de drain i_d issus de la simulation pour $V_{in} = 28$ V et un rapport cyclique de 44 % sur la commande

La puissance simulée en sortie de l'onduleur s'élève à 93 W pour une tension d'entrée de 28 V et une fréquence de découpage de 10 MHz ce qui correspond à un écart de 7 % par rapport à l'objectif de 100 W initialement fixé. Il est à noter que seule la valeur de l'inductance L_s a du être augmentée de 5 nH (+1,2 %) lors de la phase de simulation par rapport à sa valeur calculée pour obtenir les formes d'ondes présentées.

3.2. Réalisation expérimentale

Une réalisation expérimentale est proposée dans le but de valider les résultats issus de la simulation circuit préalablement réalisée. En pratique, la ligne de transmission utilisée est composée d'un câble coaxial d'une longueur de 5m. Lors de la phase d'accordement de la structure, la fréquence de commutation optimale du transistor s'est avérée se situer à 9.85 MHz.

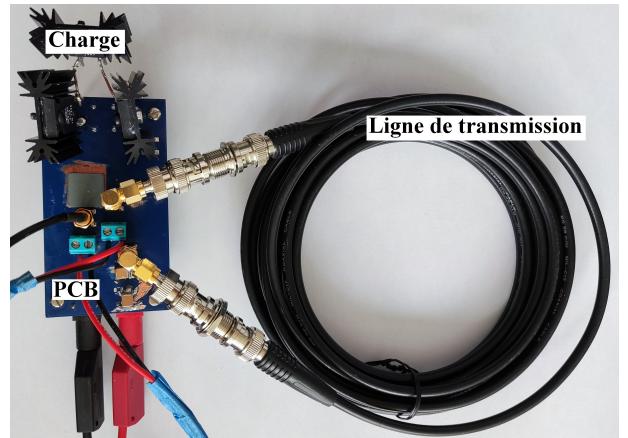


FIG. 6. Réalisation expérimentale

Afin de présenter un court-circuit à l'extrémité de la ligne de transmission, La capacité C_{in} est constituée d'une mise

en parallèle de quatre capacités film et d'une capacité céramique. De cette façon, l'impédance équivalente présentée à la ligne de transmission à la fréquence de découpage est suffisamment faible pour être considérée comme étant un court-circuit. La table 1 recense les différents composants utilisés pour réaliser l'onduleur.

TABLEAU 1. Références des composants utilisés

Elément	Référence	Valeur
R	MP9100-2.00-1%	3x2 Ω
L_s	2929SQ-391	390 nH
C_s	100B331JW600XC100	2x330 pF
C_{in}	CKG57NX7R2E105M500JH CB037E0104KBA	1 μ F 4x0.1 μ F
Transistor	GS61004B	
Driver	UCC27611	

3.3. Formes d'ondes expérimentalement obtenues

L'oscillogramme ci-dessous présente les formes d'ondes expérimentalement obtenues (v_{ds} et v_{out}) pour une tension d'entrée de 28 V et un rapport cyclique de 41 % sur la commande.

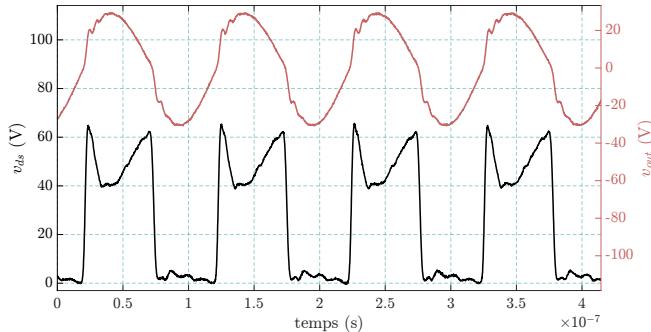


FIG. 7. Formes d'ondes obtenues (v_{ds} : bas | v_{out} : haut) pour $V_{in} = 28$ V et un rapport cyclique de 41 % sur la commande

La tension drain-source maximale s'établit à 65 V soit environ $2,3 \times V_{in}$. Pour rappel, elle est théoriquement égale à 2 fois la tension d'entrée du convertisseur. Un fort écart avec la forme de la tension drain-source obtenue en simulation circuit (fig. 5) est néanmoins constaté.

3.4. Modèle avec pertes dans la ligne de transmission

La déformation du plateau de la tension v_{ds} est essentiellement due aux imperfections de la ligne de transmission :

- Chaque harmonique de tension transporté par la ligne est atténué d'un facteur plus ou moins important selon son rang. En règle général, plus son rang est élevé et plus l'harmonique en question est atténué.
- La permittivité diélectrique du milieu dans lequel se propage l'onde électromagnétique à savoir le polyéthylène dans le cas du câble coaxial utilisé pour réaliser la ligne, décroît à mesure que la fréquence de l'onde transmise augmente. Autrement dit, plus le rang de l'harmonique de tension transporté est élevé, moins il se propage rapidement dans la ligne, ce qui se traduit à l'arrivée par un retard plus ou moins prononcé des harmoniques les uns par rapport aux autres.

Ces deux phénomènes cumulés expliquent l'allure de la forme de la tension v_{ds} relevée. Pour mettre en évidence le rôle des imperfections de la ligne sur la forme de la tension drain-source relevée, le câble utilisé en pratique a été

caractérisé en court-circuit à l'aide d'un impédancemètre et son modèle numérique tenant compte des pertes a été élaboré (figure 8) et utilisé dans la simulation circuit.

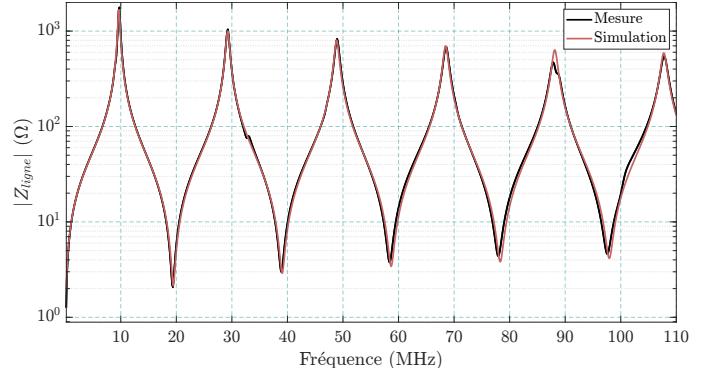


FIG. 8. Comparaison des modules de l'impédance simulée et mesurée de la ligne de transmission en court-circuit

Par ailleurs, les imperfections du PCB ont été quantifiées par simulation électromagnétique à l'aide du logiciel ADS et un modèle de la charge tenant compte de ses imperfections a été établi à l'aide d'un impédancemètre et intégré au modèle numérique.

4. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX ET CONFRONTATION AVEC LE MODÈLE NUMÉRIQUE

4.1. Tension de drain v_{ds}

Le modèle numérique nouvellement établi fait preuve d'une forte cohérence avec les résultats expérimentaux observés et retranscrit avec justesse la déformation du plateau de la tension v_{ds} précédemment mentionnée comme l'atteste la figure 9.

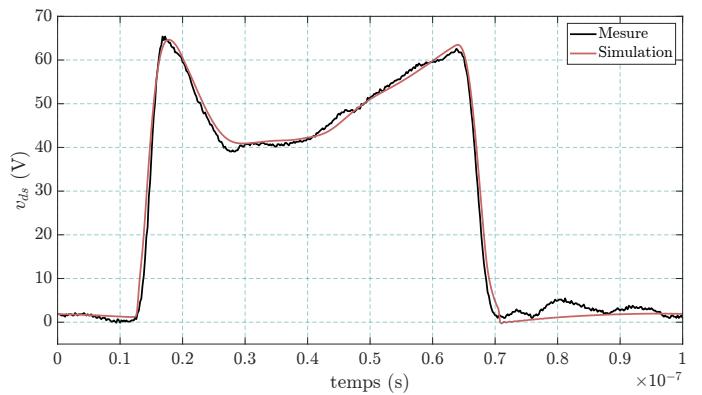


FIG. 9. Comparaison de la tension v_{ds} simulée et obtenue expérimentalement pour $V_{in} = 28$ V

La mise en conduction du transistor en ZVS et en ZdVS est observable ici. Le léger écart entre le modèle et l'expérimentation lorsque le transistor est passant est en partie dû à une mauvaise évaluation des éléments parasites du transistor. Pour obtenir un modèle plus précis, une caractérisation en hautes fréquences du semi-conducteur utilisé est requise. La figure 10 montre la tension drain-source mesurée et simulée pour une tension d'entrée de 15 V. Le plateau de tension observé est toujours fortement déformé et s'établit à environ deux fois la tension d'entrée soit environ 30 V ici, comme prédict dans le développement analytique présenté précédemment.

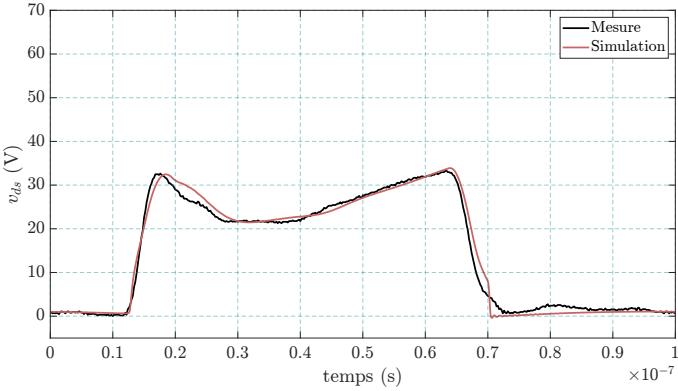


FIG. 10. Comparaison de la tension v_{ds} simulée et obtenue expérimentalement pour $V_{in} = 15$ V

4.2. Tension de sortie v_{out}

Les tensions de sortie mesurées et simulées pour des tensions d'entrée de 28 V et de 15 V sont présentées aux figures 11 et 12 respectivement. Là encore, le modèle numérique mis au point retranscrit avec fidélité les formes d'ondes obtenues expérimentalement.

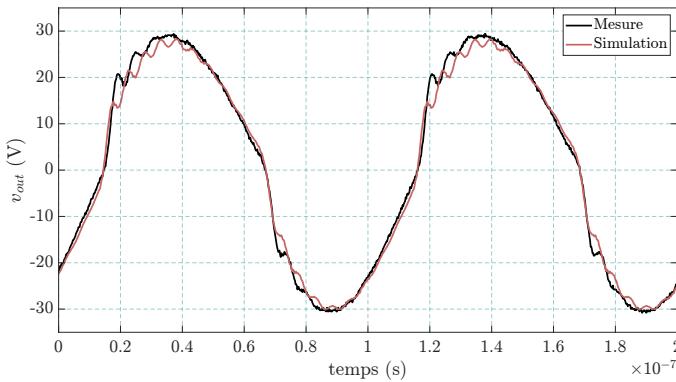


FIG. 11. Comparaison de la tension V_{out} simulée et obtenue expérimentalement pour $V_{in} = 28$ V

La légère distorsion observée sur la tension de sortie est due aux inductances de packaging de la charge utilisée : l'utilisation d'une résistance de précision aurait ici permis d'obtenir une tension de sortie davantage sinusoïdale.

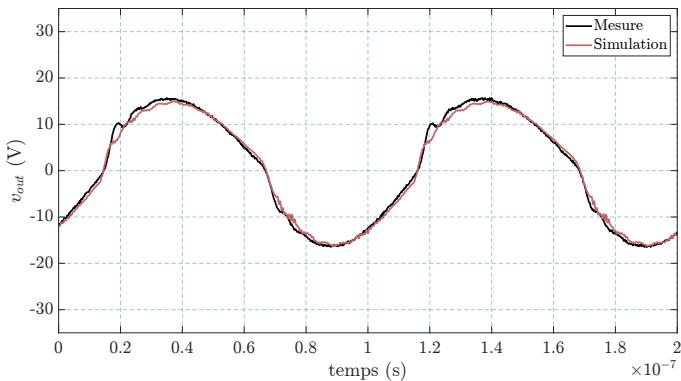


FIG. 12. Comparaison de la tension V_{out} simulée et obtenue expérimentalement pour $V_{in} = 15$ V

4.3. Mise en évidence de la commutation douce

Pour mettre en évidence la commutation douce en ZVS et ZdVS (i.e. $dv_{ds}/dt = 0$) à la fermeture du transistor, deux oscillosogrammes obtenus avec deux rapports cycliques différents sur la commande du transistor sont présentés sur la figure 13 où le rebond observé lors de la mise en conduction du transistor sur la figure de droite correspond au passage en commutation dure.

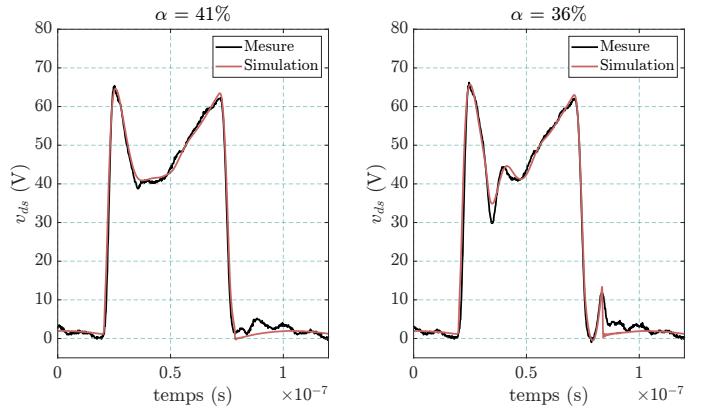


FIG. 13. Tension v_{ds} obtenue avec deux rapports cycliques différents sur la commande (gauche : 41% | droite : 36%) pour $V_{in} = 28$ V

Lorsque le rapport cyclique sur la commande est égal à 41%, la mise en conduction transistor s'effectue au moment opportun, c'est-à-dire dès l'instant où la tension de drain atteint 0 V (ZVS) et que sa dérivée est nulle (ZdVS) ce qui se traduit par une tension et un courant nul lors de la mise en conduction du transistor.

4.4. Rendement de l'onduleur

La puissance de sortie délivrée par l'onduleur a été évaluée par décomposition en séries de fourier de la tension de sortie et par calcul de la puissance délivrée par chaque harmonique de tension à la charge préalablement caractérisée à l'impédancemètre et ce, pour chaque multiple de la fréquence de découpage. La puissance maximale délivrée par l'onduleur est de 59 W pour une tension d'entrée de 28 V ce qui diffère de plus de 40 % de la valeur de puissance de sortie de 100 W initialement visée pour les mêmes conditions de fonctionnement. Plusieurs causes peuvent justifier cet écart notable :

- La déformation des formes d'ondes induite par les imperfections de la ligne de transmission éloigne le convertisseur de son fonctionnement idéal. La méthode de dimensionnement utilisée issue de [3] n'est alors, dans une certaine mesure, plus valable.
- La capacité C_f étant entièrement constituée de la capacité parasite du transistor, un écart entre la valeur de capacité C_{ds} annoncée par le fabricant et la valeur réellement présente entre les électrodes du composant se traduit par un changement de point de fonctionnement du convertisseur.
- Diverses erreurs de manipulation peuvent être à l'origine d'imprécisions sur la valeur mesurée de la puissance de sortie.
- Enfin, les éléments parasites des composants altèrent le fonctionnement du convertisseur. Ce phénomène est d'autant plus prépondérant à la fréquence de découpage considérée (9.85 MHz).

La tension d'entrée étant constante, un produit courant moyen-tension permet d'évaluer la valeur de la puissance absorbée par le convertisseur. La figure 14 présente le ren-

nement mesuré de la structure dont la valeur maximale s'élève à 77,5 % ainsi que sa valeur simulée à l'aide du modèle numérique.

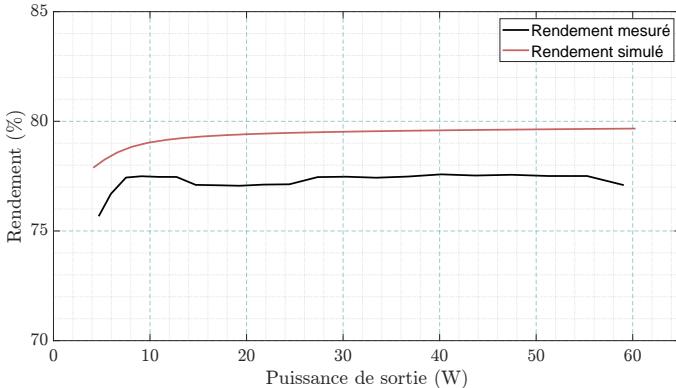


FIG. 14. Rendement mesuré et simulé de la structure pour différents points de fonctionnement

La répartition des pertes dans le convertisseur données par le modèle numérique de l'onduleur pour une tension d'entrée de 28 V est présentée à la figure 15.

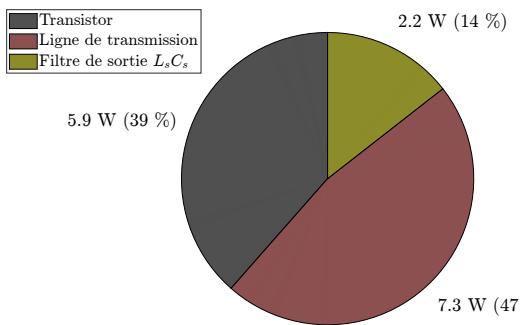


FIG. 15. Répartition des pertes dans le convertisseur d'après le modèle numérique pour $V_{in}=28$ V

La répartition des pertes simulées dans l'onduleur indique une forte puissance dissipée dans la ligne de transmission en entrée du montage (47 %). Par ailleurs, une part importante de la puissance est dissipée dans le transistor (39 %). Ces deux points suggèrent que des travaux d'optimisation de la géométrie de la ligne de transmission et du choix du transistor sont à réaliser pour augmenter de manière significative le rendement de la structure.

5. CONCLUSION

Une structure d'onduleur à résonance utilisant des composants distribués est présentée dans ce résumé. La structure délivre 59 W à une fréquence de 9,85 MHz et fonctionne en commutation douce. Un modèle numérique tenant compte des pertes dans la ligne de transmission en entrée du montage, des imperfections du PCB et de la charge utilisée est mis au point. Les résultats issus de la simulation sont cohérents avec ceux obtenus expérimentalement. Le rendement mesuré de l'onduleur s'établit à 77,5 % et la répartition des pertes obtenue grâce au modèle numérique suggère que des travaux complémentaires sont à mener en lien avec la géométrie de la ligne de transmission et le choix de l'interrupteur en vue d'augmenter le rendement de la structure.

6. RÉFÉRENCES

- [1] D. J. Perreault et al., "Opportunities and Challenges in Very High Frequency Power Conversion," 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009, pp. 1-14, doi : 10.1109/APEC.2009.4802625.
- [2] Y. Han, G. Cheung, A. Li, C. R. Sullivan and D. J. Perreault, "Evaluation of Magnetic Materials for Very High Frequency Power Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 1, pp. 425-435, Jan. 2012, doi : 10.1109/T-PEL.2011.2159995.
- [3] A. Grebennikov, "High-Efficiency Class-FE Tuned Power Amplifiers," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers, vol. 55, no. 10, pp. 3284-3292, Nov. 2008, doi : 10.1109/TCSI.2008.924123.
- [4] J. W. Phinney, D. J. Perreault and J. H. Lang, "Radio-Frequency Inverters With Transmission-Line Input Networks," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 4, pp. 1154-1161, July 2007, doi : 10.1109/T-PEL.2007.900465.
- [5] V. J. Tyler, "A New High-Efficiency High Power Amplifier," Marconi Rev., vol. 21, no. 130, pp. 96-109, Fall 1958.
- [6] F. H. Raab, "Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, no. 11, pp. 2007-2012, Nov. 1997, doi : 10.1109/22.644215.
- [7] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 10, no. 3, pp. 168-176, June 1975, doi : 10.1109/JSSC.1975.1050582.
- [8] F. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," in IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 24, no. 12, pp. 725-735, December 1977, doi : 10.1109/TCS.1977.1084296.
- [9] M. Thian, A. Barakat and V. Fusco, "High-Efficiency Harmonic-Peaking Class-EF Power Amplifiers With Enhanced Maximum Operating Frequency," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 2, pp. 659-671, Feb. 2015, doi : 10.1109/TMTT.2014.2386327.
- [10] ZHANG, Zhiwei, CHENG, Zhiqun, et LIU, Guohua. Design of broadband Class EF power amplifier based on low-pass filter matching structure. IEICE Electronics Express, 2019, vol. 16, no 12
- [11] P. M. Akhila and V. Devi, "A high frequency resonant EF2 converter for electric vehicle charging," 2018 International Conference on Power, Signals, Control and Computation (EPSCICON), Thrissur, India, 2018, pp. 1-8, doi : 10.1109/EPSCICON.2018.8379561.
- [12] J. M. Rivas, Y. Han, O. Leitermann, A. Sagneri and D. J. Perreault, "A High-Frequency Resonant Inverter Topology with Low Voltage Stress," 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Orlando, FL, USA, 2007, pp. 2705-2717, doi : 10.1109/PESC.2007.4342446.
- [13] Y. Panov, L. Huber and M. M. Jovanović, "Design Optimization and Performance Evaluation of Class Φ 2 VHF DC/DC Converter," 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), New Orleans, LA, USA, 2020, pp. 2170-2177, doi : 10.1109/APEC39645.2020.9124558.
- [14] Y. Yanagisawa, Y. Miura, H. Handa, T. Ueda and T. Ise, "Characteristics of Isolated DC-DC Converter With Class Phi-2 Inverter Under Various Load Conditions," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 11, pp. 10887-10897, Nov. 2019, doi : 10.1109/T-PEL.2019.2898514.
- [15] K. -D. Kaechele, K. Kocher, S. Ulmer, E. Soenmez and G. Schulerus, "Class Phi2 Amplifier using GaN HEMTs at 13.56MHz with Tuned Transformer for Wireless Power Transfer," PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2022, pp. 1-8, doi : 10.30420/565822239.
- [16] J. Choi, W. Liang, L. Raymond and J. Rivas, "A High-Frequency Resonant Converter Based on the Class Phi2 Inverter for Wireless Power Transfer," 2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Seoul, Korea (South), 2014, pp. 1-5, doi : 10.1109/VTCSPRING.2014.7023149.