

Contributions à la conversion d'énergie électrique à très haute fréquence

Matthieu BELEY^[1], Vincent BLANCHON^[2], Baptiste DAIRE^[1], Felipe FREITAS^[1], Ansley JUGOO^[3], Loris PACE^[1], Florentin SALOMEZ^[3]

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

^[2] Univ. Grenoble Alpes, CEA, Leti/Liten, F-38000 Grenoble, France

^[3] Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP¹, G2Elab, 38000 Grenoble, France

RESUME – Ce travail présente de manière générale les enjeux et verrous liés à la conversion de puissance à très haute fréquence de découpage (HF/VHF), avec un résumé des différentes contributions du G2Elab, du CEA et du laboratoire Ampère sur cette thématique de recherche. Ces travaux portent sur l'étude des topologies d'onduleurs dans la bande VHF, et introduisent des méthodes de dimensionnement généralisées ainsi que des pistes d'amélioration de leurs performances. Une optimisation des inductances à air dans un volume contraint, ainsi que l'utilisation de métamatériaux, une solution innovante pour améliorer la densité de puissance, sont proposées. La robustesse et la modularité des convertisseurs DC/DC VHF sont également abordées au travers d'une méthode de dimensionnement et de la mise en parallèle de convertisseurs robustes.

Mots-clés— Conversion VHF, Topologies résonantes, ZVS/ZCS, convertisseur DC-DC, composants GaN, inductances à air, métamatériaux

1. INTRODUCTION

La montée en fréquence des convertisseurs d'électronique de puissance est un axe de recherche activement étudié pour répondre à la demande de systèmes énergétiques compacts. Cependant, l'augmentation de la fréquence de découpage conduit inexorablement à des pertes plus élevées notamment dans les semi-conducteurs et les composants magnétiques.

Afin de pallier ces difficultés, l'électronique de puissance à haute fréquence (HF : 3-30 MHz) et très haute fréquence (VHF : 30-300 MHz) de découpage vise à maintenir de hauts rendements de conversion en exploitant des topologies résonantes inspirées des classes d'amplificateurs radiofréquences, s'affranchissant ainsi des matériaux magnétiques et des pertes par commutation inhérentes à leur fonctionnement [1]. Aujourd'hui, cette thématique de recherche fait face à de nombreux défis en terme de conception du fait notamment de la sensibilité accrue des topologies VHF aux éléments parasites et aux variations de charge (changement de point de fonctionnement) [2].

Dans ce contexte, cet article présente les pistes et les avancées des travaux de recherche s'inscrivant dans le groupe de travail VHF du CDP PowerAlps [3] regroupant le G2Elab, le CEA Leti (Grenoble) et le laboratoire Ampère (Lyon). En premier lieu, les méthodes de conception développées sont présentées au travers de principes de dimensionnement des topologies, de fonctionnalisation des éléments parasites, de règles de sélection des composants passifs et de l'utilisation de métamatériaux. Dans un second temps, les pistes de travail

autour de la robustesse des structures face aux variations de charge et de la modularité des convertisseurs sont exposées dans un but d'extension des champs d'applications dans le domaine de la conversion d'énergie électrique.

2. TENDANCE POUR LA CONVERSION DC/DC

Dès lors que la fréquence de fonctionnement d'un convertisseur augmente vers les bandes HF/VHF, les topologies opérant en commutation dure deviennent complexes à mettre en œuvre du fait des pertes par commutation qui affectent fortement le rendement et la fiabilité (perturbations EM, effet Miller...). A ce jour, les topologies fonctionnant en commutation dure à plusieurs centaines de MHz, pour des applications nécessitant une forte intégration, restent limitées à des puissances de l'ordre de quelques watts pour des rendements avoisinant 50-60 % [4], voire 70-80 % pour des puissances encore plus faibles [5]. Les topologies VHF sont ainsi construites autour de circuits résonnants mettant en forme la tension aux bornes des interrupteurs dans le but de faire commuter l'interrupteur lorsque la tension à ses bornes, et/ou lorsque le courant le traversant, s'annule. Cela permet, en pratique, de minimiser les pertes par commutation. On parle alors de ZVS (Zero Voltage Switching) et de ZCS (Zero Current Switching). La Figure 1 dénombre les articles traitant des convertisseurs HF/VHF DC-DC adoptant des modes de fonctionnement en commutation douce et illustre l'intérêt croissant de la communauté envers ces topologies.

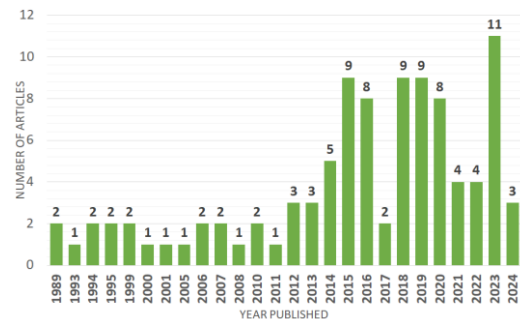


Figure 1: Répartition des 97 articles analysés (1989-2024) sur les convertisseurs HF/VHF DC-DC résonnants

L'analyse bibliographique des convertisseurs DC-DC HF/VHF proposée en Figure 2 met en évidence les difficultés à atteindre des fortes puissances avec un bon rendement dans la bande VHF. Malgré cela, dans un objectif de montée en densité de puissance, il y a un intérêt à développer des convertisseurs à haute fréquence et rendement élevé. Les travaux de la

¹ Institut National Polytechnique

communauté s'orientent de manière à adresser les aspects propres à la conversion de puissance haute fréquence afin de se placer dans la zone cible exposée en Figure 2.

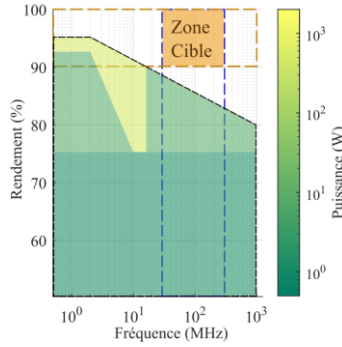


Figure 2 : Schéma de principe d'analyse des convertisseurs DC-DC résonnants recensés de 1989 à 2024

Généralement les convertisseurs DC/DC VHF sont composés d'un onduleur et d'un redresseur couplés par un circuit d'adaptation d'impédance. Ce dernier peut prendre une multitude de formes, et peut comporter une isolation, comme par exemple dans le cas du transfert de puissance sans fil (WPT) [6]. Par conséquent, le dimensionnement de l'étage onduleur revêt une importance critique. De plus, les onduleurs VHF sont aussi utilisés pour des applications spécifiques, telles que la génération de plasma [7] ou encore du suivi de puissance [8], où la génération de puissance RF est nécessaire. En ce sens, la partie suivante présente des méthodes de dimensionnement utiles aux concepteurs pour trois topologies d'onduleur adaptées à la conversion haute fréquence, à savoir les onduleurs de classe E, EF/ ϕ_2 et DE.

3. METHODES DE DIMENSIONNEMENT

De par la nécessité de contrôler finement les harmoniques au sein du convertisseur, la conception des onduleurs VHF se révèle plus complexe que celui des structures conventionnelles en électronique de puissance. Certains points nécessitent une attention particulière, notamment la prise en compte des éléments parasites introduits par les composants et leurs interconnexions. Ceux-ci doivent ainsi être considérés et caractérisés dès la phase de dimensionnement du convertisseur. Trois méthodes de dimensionnement, chacune accompagnée d'un prototype réalisé de manière indépendante par différentes équipes de recherche en région AURA sont présentés, ainsi que leurs formes d'onde expérimentales.

3.1. Classe E

L'onduleur de classe E, dont le schéma et les formes d'ondes liées à l'interrupteur sont données sur la Figure 3, est une des topologies les plus utilisées dans les systèmes de conversion très haute fréquence, en raison de sa simplicité et des rendements très hauts qu'elle permet théoriquement d'atteindre. La majorité des travaux présentés dans la littérature concernent des circuits dont le point de fonctionnement n'est pas optimisé, par exemple pour un rapport cyclique de 50 % [9], [10], [11] et une inductance de lissage en entrée.

A partir des travaux de Zulinsky [12], repris plus tard par Acar [13], qui introduisent une mise en équation analytique du circuit de classe E à inductance d'entrée finie et rapport cyclique arbitraire, une méthode de dimensionnement graphique a été

développée. Celle-ci permet de dimensionner un onduleur de classe E pour une fréquence de découpage donnée et une charge d'impédance complexe arbitraire. L'entière du dimensionnement se ramène à l'identification d'un point de fonctionnement dans un espace 2D de dimensionnement, selon l'outil graphique présenté sur la Figure 4 [14]. Ici, D est le rapport cyclique de commande de l'unique interrupteur, et q est le ratio de la fréquence de résonance du réseau $L_p C_p$ d'entrée et de la fréquence de découpage, selon (1) :

$$q = \frac{1}{2\pi f \sqrt{L_p C_p}} \quad (1)$$

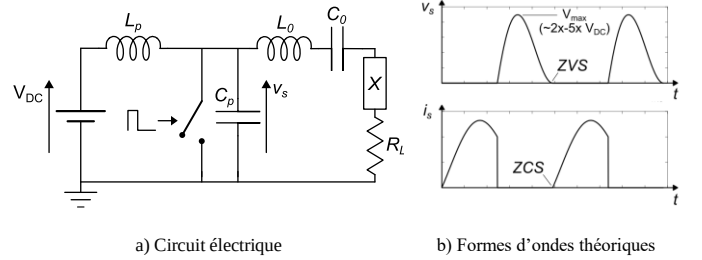


Figure 3 : Onduleur de classe E, circuit et formes d'ondes théoriques

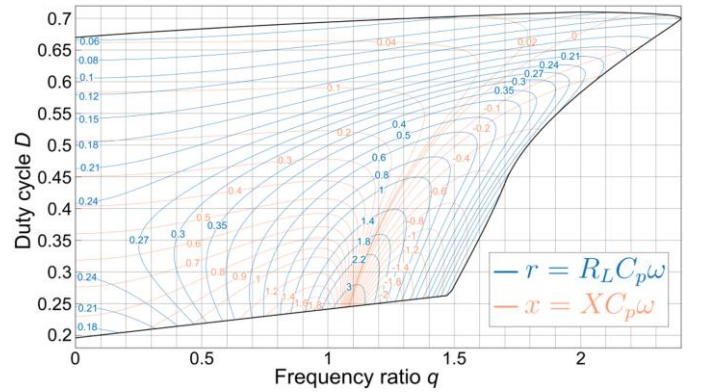


Figure 4 : Dimensionnement de l'onduleur de classe E dans le plan $\{q, D\}$

Connaissant l'impédance de charge à la fréquence de travail $Z_L = R_L + jX$, un point d'intersection entre les isolignes r et x , s'il existe, est à identifier pour déterminer les valeurs de q et D optimales. Les paramètres r et x correspondent à l'impédance de charge normalisée par rapport à la pulsation de travail et à la capacité en parallèle du transistor. D'autres critères de dimensionnement, tels que le rendement ou le coefficient d'utilisation du transistor, peuvent être introduits selon les applications pour identifier les régions d'intérêt. Si besoin, une réactance de compensation peut être ajoutée en série avec la charge pour changer d'isoligne x . Un circuit d'adaptation d'impédance peut également être ajouté pour changer d'isoligne r .

Un onduleur de classe E de fréquence 40,68 MHz et de puissance 50 W, dont la capacité C_p est entièrement apportée par la capacité parasite non-linéaire du GaN HEMT, a été dimensionné à partir de cette méthode et implémenté tel que représenté sur la Figure 5. Dans une optique de transfert d'énergie sans-fil, la charge consiste en un transformateur à air faiblement couplé, auto-résonnant, avec une charge RF de 10 Ω au secondaire. La commutation douce est effectivement atteinte au moment de la mise en conduction, ce qui permet d'atteindre

au point nominal une puissance de 32 W pour un rendement de 87,7 %.

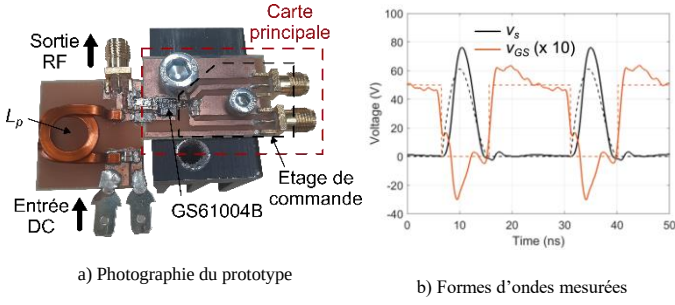


Figure 5 : Prototype d'onduleur de classe E (40,68 MHz, 50 W)

3.2. Classe EF/ ϕ_2

Une des spécificités de l'onduleur de classe E réside en la forte contrainte en tension imposée aux bornes du transistor du circuit (jusqu'à 3,56 fois la tension d'entrée pour un rapport cyclique de 50 %) ce qui peut poser problème pour certaines applications, notamment de forte puissance. Pour pallier cette contrainte tout en conservant une structure mono-interrupteur, il est possible de s'orienter vers une topologie d'onduleur dite de classe EF (Figure 6) utilisant une ligne de transmission quart d'onde à la fréquence de découpage du circuit en entrée du montage. Tout comme l'onduleur de classe E, cette structure de conversion permet à l'interrupteur de fonctionner simultanément en ZVS et en ZCS, tout en maintenant une contrainte en tension théoriquement égale à 2 fois la tension d'entrée indépendamment du point de fonctionnement choisi. En contrepartie, les courants de circulation sont plus élevés dans le circuit comparativement à l'onduleur de classe E ce qui, a priori, diminue le rendement du convertisseur.

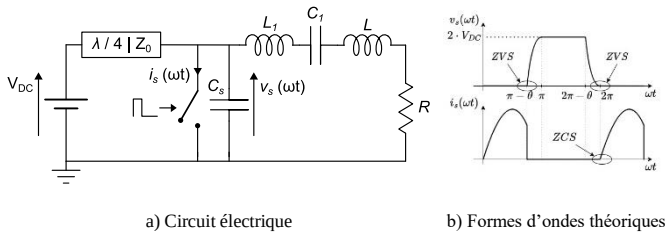


Figure 6 : Onduleur de classe EF, circuit et formes d'ondes théoriques

Le dimensionnement d'un onduleur de classe EF est relativement simple [15], les équations de dimensionnement étant données par (2) :

$$\left\{ \begin{array}{l} R \cdot C_s \omega = \frac{1}{\pi} \cdot \sin^2(\theta) \\ L \omega \cdot C_s \omega = \frac{1}{\pi} \cdot (\theta - \sin(\theta) \cdot \cos(\theta)) \\ \frac{P}{\omega C_s V_{DC}^2} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\tan^2(\frac{\theta}{2})} \\ D = \frac{1}{2} - \frac{\theta}{2\pi} \end{array} \right. \quad (2)$$

Où θ est une variable intermédiaire, D est le rapport cyclique du signal de commande appliqué à l'interrupteur et P est la puissance délivrée par l'onduleur. Le filtre $L_1 C_1$ étant quant à lui ajusté sur la fréquence de découpage de l'interrupteur. La ligne de transmission, dont la longueur peut être conséquente aux fréquences HF/VHF (voir [16] par exemple), peut être implémentée avec des éléments réactifs discrets reproduisant

son comportement pour quelques harmoniques seulement [17], auquel cas l'onduleur est appelé onduleur de classe EF2 ou ϕ_2 . Un onduleur de classe ϕ_2 25 VDC - 15 MHz et de puissance 60 W a été dimensionné et implémenté avec une ligne construite à l'aide d'éléments discrets ($L_{MR} C_{MR} C_f L_f$). La Figure 7 montre une photo du prototype ainsi que la tension mesurée aux bornes de l'interrupteur.

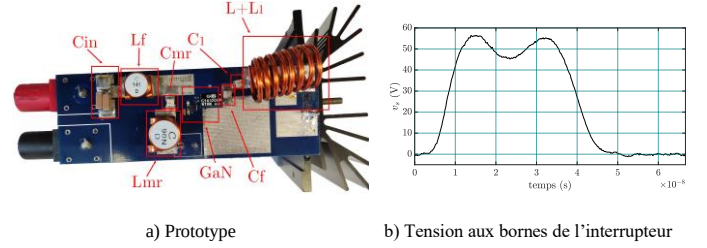


Figure 7 : Onduleur de classe ϕ_2 , implémentation expérimentale

3.3. Classe DE

L'amélioration des performances et la miniaturisation des circuits de commande et des interrupteurs permet aujourd'hui d'envisager des topologies de type bras de pont fonctionnant dans la gamme de fréquence VHF, notamment la classe DE [18]. Dans ce type de topologie, la surtension aux bornes des interrupteurs est réduite au minimum, c'est à dire à l'amplitude de la tension d'alimentation. De plus, cet onduleur ne nécessite qu'une seule inductance, composant volumineux et pourvoyeur de pertes à VHF. En revanche, la commande des deux interrupteurs est plus complexe (gestion des temps morts, pilotage de l'un des interrupteurs référencé au point milieu).

Comme toute topologie VHF, l'onduleur classe DE fonctionne en commutation douce, et utilise un circuit résonnant pour mettre en forme la tension aux bornes de ses interrupteurs. Le circuit résonnant peut prendre différentes formes en fonction des paramètres de dimensionnement, comme la fréquence, la charge ou la puissance de sortie. La Figure 8 présente un onduleur classe DE avec un résonateur CCL, et les formes d'ondes typiques associées à cette topologie.

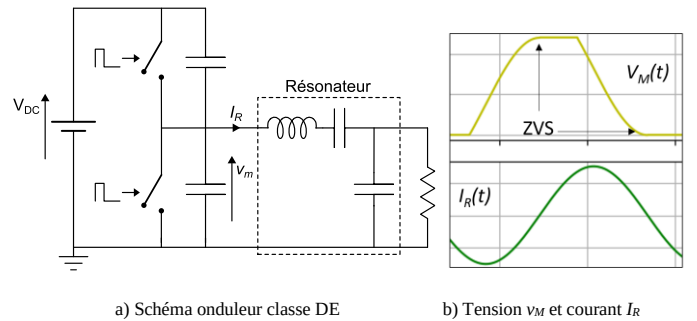


Figure 8 : Schéma et principales formes d'ondes de l'onduleur classe DE

Le dimensionnement de ce type de convertisseur est assez simple, et a été détaillé par Hamill dans [19]. La complexité repose plutôt sur la mise en œuvre, puisque la prise en compte des parasites introduits par les éléments du convertisseur (composants passifs, interrupteurs, circuit imprimé) est indispensable avec l'augmentation de la fréquence de fonctionnement.

Historiquement, le pilotage des interrupteurs de ce type de convertisseur était réalisé au travers d'un transformateur, permettant l'isolation du circuit de pilotage de grille du point milieu du convertisseur [20]. En revanche, la bande passante du transformateur limitait la montée en fréquence. Cette limite a depuis été repoussée par l'introduction de circuits de pilotage de grille intégrant une isolation performante tout en garantissant une large bande passante et des temps de propagation mieux maîtrisés.

Afin de vérifier expérimentalement les performances et appréhender les limitations techniques d'un onduleur de classe DE, un prototype fonctionnant à 40,68 MHz, visible sur la Figure 9, a été réalisé au CEA, fournissant une puissance en sortie de 34 W RF sur charge 50 Ω avec un rendement de 90 %.

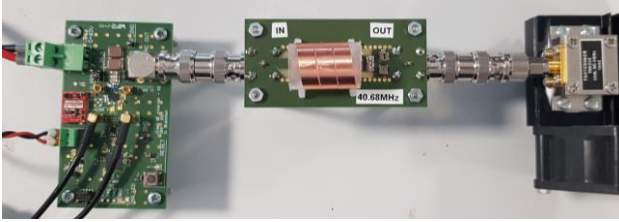


Figure 9 : Onduleur classe DE fonctionnant à 40,68 MHz (le bras de pont, le résonateur et la charge sont reliés par des connecteurs BNC)

4. AMELIORATION DES PERFORMANCES

4.1. Bobines à air

Un intérêt majeur de la conversion d'énergie aux fréquences VHF est le fait d'avoir peu d'énergie à stocker par cycle de fonctionnement, ce qui permet d'envisager l'utilisation d'inductances de petites valeurs. Ces bobines sont alors réalisables sans matériau magnétique, ce qui permet d'éviter les pertes générées par celui-ci et qui sont conséquentes dans cette gamme de fréquence. Néanmoins, la réalisation des bobines à air présente des défis. L'absence de matériau magnétique rend plus difficile le confinement du champ magnétique. Il est alors important de maîtriser l'implémentation et les couplages dans le circuit final. Pour ce faire, des bobines dans l'épaisseur du circuit imprimé sont envisageables, comme illustrée dans la Figure 10. Mais le compromis volume pertes est moins avantageux qu'avec des solénoïdes classiques. En effet, il a été montré dans [21] que le facteur de qualité maximal Q des solénoïdes à air intégrés dans des circuits imprimés est directement proportionnel à l'épaisseur du substrat. De plus, l'augmentation de la surface d'empreinte du solénoïde n'améliore que légèrement le facteur de qualité (Q est alors environ proportionnel à la racine carrée de la surface avant d'atteindre l'asymptote Q_{max}), comme cela est illustré dans la Figure 11.

Au vu de ces résultats théoriques et expérimentaux (voir [21], il est conseillé d'utiliser des solénoïdes classiques là où les contraintes d'intégration le permettent afin de diminuer les pertes. Lorsque les contraintes d'intégration ne le permettent pas, il est alors possible d'utiliser des bobines de type spirale imprimées à même le substrat. Les spirales présentent plus d'inductance par mm^2 que les solénoïdes intégrés au circuit imprimé mais aussi plus de pertes comme cela a déjà été étudié dans la littérature [22].

Concernant les transformateurs, l'intégration au circuit imprimé peut s'avérer pertinente surtout si le substrat est multicouche comme cela a été démontré dans la littérature [23].

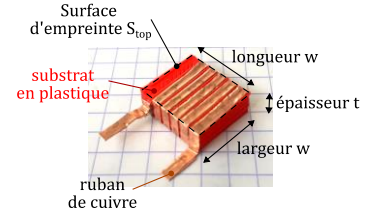


Figure 10 : Photo annotée du solénoïde sur substrat plastique similaire à un circuit imprimé.

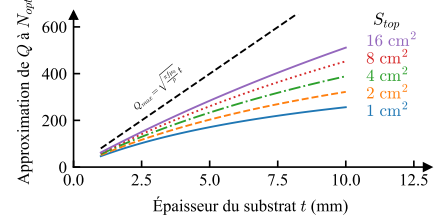


Figure 11 : Évolution du facteur de qualité maximal d'un solénoïde intégré au circuit imprimé en fonction de l'épaisseur de substrat et de la surface d'empreinte.

4.2. Utilisation de métamatériaux

Les métamatériaux offrent des perspectives prometteuses pour optimiser les performances des convertisseurs VHF grâce à leurs propriétés électromagnétiques inédites, telles qu'une permittivité ou une perméabilité négative, absentes dans les matériaux naturels. Leur intégration permet de miniaturiser les composants tout en limitant les fuites de champ et les couplages indésirables [24]. Ils peuvent également amplifier le champ magnétique local et accroître le facteur de couplage entre bobines, améliorant ainsi l'efficacité du transfert de puissance dans des configurations compactes [25]. En outre, ces structures renforcent l'immunité des circuits VHF aux perturbations électromagnétiques en modulant le champ et en réduisant les interférences entre lignes ou composants sensibles [26].

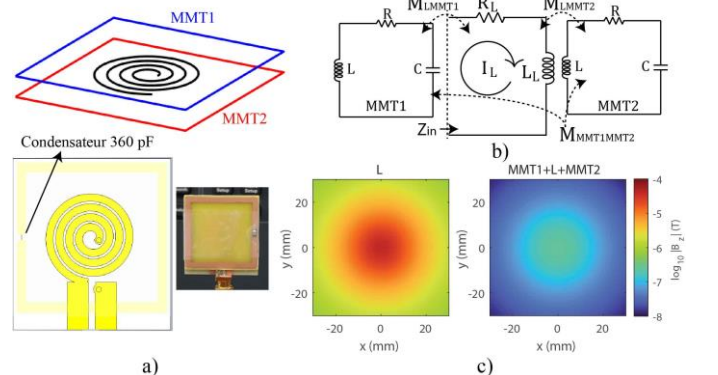


Figure 12: a) Représentation de l'inductance de 100 nH encapsulée par deux cellules métamatériaux (MMT1 et MMT2) : géométrie filaire, modélisation 3D et photo du circuit imprimé (PCB). b) Schéma du circuit équivalent représentant le couplage magnétique entre la bobine centrale et les métamatériaux latéraux. c) Carte correspondant au module de la composante B_z du champ magnétique : à gauche, inductance seule ; à droite, inductance avec encapsulation métamatériau (MMT1 + L + MMT2), montrant une atténuation significative du champ dans la région environnante en plan xy en $z = 10$ mm.

La modélisation semi-analytique basée sur des circuits équivalents constitue un outil stratégique pour exploiter les

propriétés des structures métamatériaux dans les systèmes VHF. En représentant les éléments physiques (bobines, résonateurs) par des composants électriques équivalents, elle permet d'analyser le comportement résonnant et d'optimiser des paramètres clés comme la perméabilité effective, l'inductance mutuelle ou l'impédance d'entrée [27], [28]. Cette approche facilite l'ajustement de la fréquence de résonance, la réduction des pertes et l'intégration dans des convertisseurs VHF compacts. La Figure 12-a) montre une bobine de 100 nH entourée de deux cellules métamatériaux, utilisées pour atténuer le champ magnétique. La Figure 12-c) montre une réduction significative du champ B_z à 10 mm du plan de la bobine et confirme l'efficacité de cette approche pour limiter les interférences et renforcer la compatibilité électromagnétique.

Un circuit équivalent du système, en fournissant une base analytique robuste pour la conception de ces dispositifs, joue ainsi un rôle central dans le développement de systèmes VHF fiables, compacts et adaptés aux exigences croissantes en compatibilité électromagnétique. Il offre une capacité prédictive précieuse, permettant d'orienter les choix de conception avant même la phase de prototypage. Ces résultats confirment que l'utilisation de métamatériaux, même dans des configurations simples, constitue une stratégie prometteuse pour améliorer simultanément les performances, la compacité et la robustesse électromagnétique des convertisseurs de nouvelle génération. Une mise en application des méthodes de conception est présentée au sein d'un convertisseur DC/DC 30 MHz dans un article dédié, dans le cadre de ce symposium.

5. EXTENSION DES CHAMPS D'APPLICATIONS

5.1. Fonctionnement robuste

Fonctionner en ZVS et/ou ZCS nécessite un accord méticuleux des impédances du circuit qui changent lorsque la charge du convertisseur varie, ce qui conduit les interrupteurs à ne plus fonctionner en commutation douce. Différentes modifications structurelles des topologies VHF peuvent alors être envisagées en vue de maintenir la commutation douce sur une large gamme de charge. A titre d'exemple, il est possible de maintenir le ZVS - mais pas le ZCS - sur une large gamme de charge résistive dans un onduleur de classe EF en utilisant non pas une charge RL série, comme indiqué sur la Figure 6, mais une charge RL parallèle, comme indiqué sur la Figure 13.

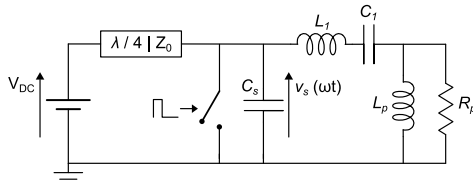


Figure 13 : Onduleur de classe EF fonctionnant en ZVS sur une large gamme de charge

La Figure 14 présente une implémentation expérimentale d'un onduleur de classe EF fonctionnant à 15 MHz et délivrant une puissance maximale de 60 W chargé par une charge RL parallèle. La ligne de transmission est implémentée à l'aide d'éléments discrets ($L_{MR}C_{MR}C_fL_f$) reproduisant son comportement pour trois harmoniques seulement. Comme explicité précédemment, l'interrupteur fonctionne en ZVS peu importe la résistance de charge et pour un rapport cyclique fixe.

Ce mode de fonctionnement particulier permet, au prix d'une commutation douce en moins, à savoir le ZCS qui n'est plus garanti dans ce cas-là, de maintenir des performances acceptables sur une large gamme de charge [29].

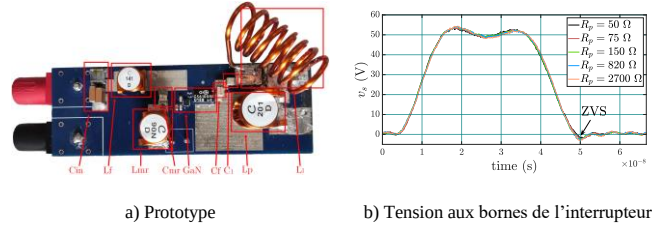


Figure 14 : Implémentation d'un onduleur 15 MHz fonctionnant en ZVS sur une large gamme de charge

5.2. Parallélisation pour la montée en puissance

Bien que certaines structures de conversion haute fréquence permettent une meilleure indépendance par rapport à la variation de charge [30], [31], [32], leur montée en puissance reste entravée par les contraintes en tension subies par les éléments actifs des topologies résonnantes. En ce sens, la parallélisation de convertisseurs VHF est un axe de recherche prometteur pour leur montée en puissance. Cependant, certains critères doivent être satisfaits par la cellule unitaire. Celle-ci doit présenter une robustesse face à la variation de charge et à la dispersion des valeurs des composants.

La robustesse face à la variation de charge des convertisseurs de classe E est étudiée depuis les années 90. Parmi les topologies présentant cette caractéristique, le convertisseur de classe E² à résonance parallèle [33] illustré en Figure 15 a été choisi en raison de sa capacité intrinsèque de maintien du ZVS sur une très grande plage de variation de charge. Ce convertisseur DC-DC est composé d'un onduleur à résonance parallèle et d'un redresseur synchrone. Le dimensionnement est réalisé de manière analytique suivant les équations proposées dans [33]. Afin de permettre le maintien du ZVS, ce convertisseur applique un ratio de fréquence de résonance q entre le résonateur $f_r(L_{inv}-C_{inv})$ et $f_r(L_{r2}-C_{r2})$ de 1,29 pour un rapport cyclique D de 0.5.

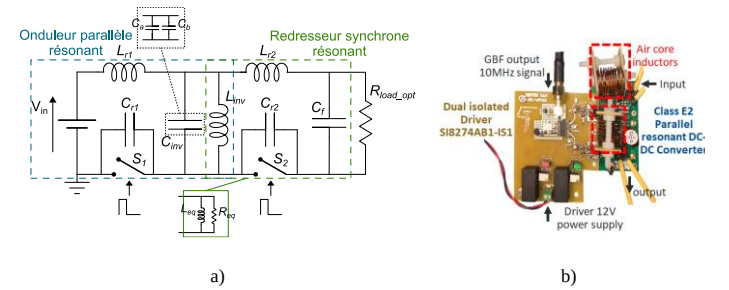


Figure 15: a) Topologie classe E² à résonance parallèle DC-DC, b) Implémentation d'un classe E² parallèle de 10 MHz

Le résonateur $L_{inv} - C_{inv}$ est dimensionné suivant l'impédance d'entrée $L_{eq} - R_{eq}$ du redresseur. Ceci permet de dimensionner l'onduleur de manière symétrique avec le même ratio q pour $L_{r1} - C_{r1}$. Il est important de noter que ce ratio est dépendant du rapport cyclique D de la commande des transistors S1 et S2. En effet, ce dernier est déterminé utilisant la méthode Newton-Raphson pour chaque valeur de D . Ainsi, S1 et S2 sont commandés en opposition sans gestion de temps mort.

Par la suite, 5 prototypes identiques à celui présenté en Figure 15-b) ont été fabriqués afin d'évaluer la robustesse à la dispersion des valeurs des composants. Ils présentent les mêmes caractéristiques V/I, visibles sur la Figure 16, pour une variation de charge de 2-10 W avec des rendement $\geq 80\%$. Cette robustesse est désirable pour l'équilibrage en courant de chaque cellule lors de la parallélisation.

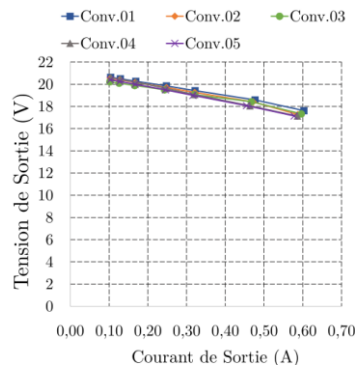


Figure 16 : Caractérisations V/I pour la variation de charge de 5 convertisseurs de classe E² parallèle

6. CONCLUSION

Les circuits de conversion de puissance HF / VHF offrent des perspectives intéressantes en terme de réduction de masse/volume des convertisseurs et permettent d'adresser de nouvelles applications. Néanmoins, les défis associés à la montée en fréquence sont multiples et orientent les concepteurs vers des topologies de convertisseurs spécifiques, et des composants adaptés. C'est dans ce contexte que s'insèrent les travaux initiés par le groupe de travail VHF dans le cadre du CDP PowerAlps, dont les contributions ont été succinctement abordées dans cet article.

Les principales topologies d'onduleurs utilisées en VHF ont été présentées avec des méthodes de dimensionnement innovantes, qui ont été validées avec des réalisations expérimentales. Des travaux ont aussi été menés sur les composants passifs, notamment en vue d'améliorer le facteur de qualité des inductances à air qui restent volumineuses et impactent donc la densité de puissance des convertisseurs. Les métamatériaux, solution innovante peu abordée dans l'état de l'art, présentent des perspectives intéressantes en termes de réduction des pertes, augmentation de la densité de puissance et de compatibilité électromagnétique. Afin de répondre aux contraintes applicatives, des solutions pour améliorer la robustesse à la variation de charge et la mise en parallèle ont été étudiées. Cela s'inscrit dans un objectif de modularité, basée sur l'association de briques de conversion optimisées et standardisées.

7. REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé dans le cadre du groupe de travail VHF du CDP PowerAlps, (Investissements d'avenir - ANR-15-IDEX-02)

8. REFERENCES

[1] Y. Wang, O. Lucia, Z. Zhang, Y. Guan, et D. Xu, « Review of very high frequency power converters and related

technologies », *IET Power Electron.*, vol. 13, n° 9, p. 1711-1721, juill. 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2019.1301.

[2] 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.

[3] « PowerAlps ». [En ligne]. Disponible sur: <https://poweralps.univ-grenoble-alpes.fr/fr>

[4] Z. Liu, Z. Lin, J. Wang, K. Ma, D. Disney, et F. Meng, « A Fully Integrated Heterogenous Si-CMOS/GaN 500 MHz 6 V-to-18 V Boost Converter Chip », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, n° 5, p. 5615-5618, mai 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3236825.

[5] S. Ajram et G. Salmer, « Ultrahigh frequency DC-to-DC converters using GaAs power switches », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, n° 5, p. 594-602, sept. 2001, doi: 10.1109/63.949492.

[6] Y. Komiyama, A. Komanaka, W. Zhu, A. Konishi, K. Nguyen, et H. Sekiya, « Analysis and Design of Load-Independent Series Resonant Power Amplifier With Constant Current Output and Its Application for WPT System », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 39, n° 5, p. 6515-6525, mai 2024, doi: 10.1109/TPEL.2024.3367373.

[7] M. Sun *et al.*, « Design of Wide Load Class-E Inverters for Radio Frequency Plasma Generation », in *2022 4th International Conference on Power and Energy Technology (ICPET)*, juill. 2022, p. 329-334. doi: 10.1109/ICPET55165.2022.9918505.

[8] M. Rodríguez, Y. Zhang, et D. Maksimović, « High-Frequency PWM Buck Converters Using GaN-on-SiC HEMTs », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 5, p. 2462-2473, mai 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2279212.

[9] H. Sekiya, K. Tokano, W. Zhu, Y. Komiyama, et K. Nguyen, « Design Procedure of Load-Independent Class-E WPT Systems and Its Application in Robot Arm », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, p. 1-10, 2022, doi: 10.1109/TIE.2022.3220818.

[10] K. Surakitbovorn et J. M. Rivas-Davila, « A Simple Method to Combine the Output Power From Multiple Class-E Power Amplifiers », *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 10, n° 2, p. 2245-2253, avr. 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3011658.

[11] Y. Wang, M. Sun, D. Cai, J. Li, Q. Huang, et S. Pan, « Analysis and Design of Finite Input Inductance Class-E Inverters with Variable Complex Loads », in *2023 IEEE 24th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Ann Arbor, MI, USA: IEEE, juin 2023, p. 1-7. doi: 10.1109/COMPEL52896.2023.10220441.

[12] R. Zulinski et J. Steadman, « Class E Power Amplifiers and Frequency Multipliers with finite DC-Feed Inductance », *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 34, n° 9, p. 1074-1087, sept. 1987, doi: 10.1109/TCS.1987.1086268.

[13] M. Acar, A. J. Annema, et B. Nauta, « Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers », *IEEE Trans.*

Circuits Syst. Regul. Pap., vol. 54, n° 12, p. 2706-2717, déc. 2007, doi: 10.1109/TCSI.2007.910544.

[14] M. Beley, L. Pace, et A. Bréard, « Performances assessment of very high frequency class E inverters based on a load-oriented generic design method », *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, p. 1-1, 2025, doi: 10.1109/JESTPE.2025.3565020.

[15] B. Daire, C. Martin, F. Sixdenier, C. Joubert, et L. Pace, « Theoretical analysis of class EF inverter under various load conditions », 14 janvier 2025, *Preprints*. doi: 10.36227/techrxiv.170974099.93769487/v2.

[16] B. Daire, C. Martin, F. Sixdenier, C. Joubert, et L. Pace, « Experimental Investigation of Class Phi Inverter Under Various Load Conditions », in *PCIM Europe 2024; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2024, p. 3105-3112. doi: 10.30420/566262440.

[17] J. M. Rivas, Y. Han, O. Leitermann, A. Sagneri, et D. J. Perreault, « A high-frequency resonant inverter topology with low voltage stress », in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, IEEE, 2007, p. 2705-2717.

[18] B. Xiao-Jie, H. Jun-Ping, et C. Si-Yuan, « A 10-MHz isolated Class DE resonant DC/DC converter based on GaN HEMT », in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, sept. 2019, p. P.1-P.8. doi: 10.23919/EPE.2019.8915537.

[19] D. C. Hamill, « Class DE inverters and rectifiers for DC-DC conversion », in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, juin 1996, p. 854-860 vol.1. doi: 10.1109/PESC.1996.548681.

[20] H. Koizumi, T. Suetsugu, M. Fujii, K. Shinoda, et S. Mori, « Phase-controlled Class DE inverter », in *Proceedings of INTELEC 95. 17th International Telecommunications Energy Conference*, oct. 1995, p. 86-92. doi: 10.1109/INTLEC.1995.498934.

[21] F. Salomez, V. Blanchon, S. Carcouet, J.-L. Schanen, G. Despesse, et Y. Lembeye, « Design and Performance Evaluation of Air Core Inductors for Very High Frequency Power Conversion », in *PCIM Europe 2024; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, juin 2024, p. 2426-2432. doi: 10.30420/566262341.

[22] M. Madsen, A. Knott, M. A. E. Andersen, et A. P. Mynster, « Printed circuit board embedded inductors for very high frequency Switch-Mode Power Supplies », in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, juin 2013, p. 1071-1078. doi: 10.1109/ECCE-Asia.2013.6579241.

[23] Z. Zhang, K. Xu, Z.-W. Xu, J. Xu, X. Ren, et Q. Chen, « GaN VHF Converters With Integrated Air-Core Transformers », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, n° 4, p. 3504-3515, avr. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2849063.

[24] Z.-Y. Qi, D. Yi, et M.-C. Tang, « Wideband Shielding Diaphragm Based on Electrically Small Single-Negative Metamaterial for Package Application », in *2022 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Sydney, Australia: IEEE, oct. 2022, p. 59-60. doi: 10.1109/ISAP53582.2022.9998709.

[25] D. Shan, H. Wang, K. Cao, et J. Zhang, « Wireless power transfer system with enhanced efficiency by using frequency reconfigurable metamaterial », *Sci. Rep.*, vol. 12, n° 1, p. 331, janv. 2022, doi: 10.1038/s41598-021-03570-8.

[26] M. M. H. Pail, G. S. G. Al-Duhni, M. Khasgiwala, et P. M. Raj, « Novel Metamaterial Design for Electromagnetic Interference Mitigation between Transmission Lines », in *2023 IEEE Design Methodologies Conference (DMC)*, Miami, FL, USA: IEEE, sept. 2023, p. 1-5. doi: 10.1109/DMC58182.2023.10412596.

[27] F. M. Freitas *et al.*, « Numerical Evaluation of Circuit Model for Fast Computational Analysis of Resonant Wireless Power Transfer System », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 59, n° 5, p. 1-5, mai 2023, doi: 10.1109/TMAG.2022.3231366.

[28] I. V. Soares, F. M. Freitas, S. T. M. Gonçalves, et Ú. C. Resende, « Integro-Differential Analysis of Resonant Magnetic Metasurfaces With Equivalent Medium Approximation », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 59, n° 5, p. 1-4, mai 2023, doi: 10.1109/TMAG.2023.3237163.

[29] L. Roslaniec, A. S. Jurkov, A. A. Bastami, et D. J. Perreault, « Design of Single-Switch Inverters for Variable Resistance/Load Modulation Operation », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 6, p. 3200-3214, juin 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2331494.

[30] Y. Jiang, H. Li, et M. Fu, « High-Frequency DC/DC Converter Based on Differential Load-Independent Class E Inverter », in *2021 IEEE 1st International Power Electronics and Application Symposium (PEAS)*, nov. 2021, p. 1-5. doi: 10.1109/PEAS53589.2021.9628568.

[31] Z. Liu, F. Meng, K. Ma, et K. S. Yeo, « Current Harmonics Analysis and Design for Load-Independent ZVS Single-Switch Resonant DC/DC Converter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, n° 9, p. 10877-10888, sept. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3166915.

[32] S. Chen, Y. Chen, B. Zhang, et D. Qiu, « Very-High-Frequency Resonant Boost Converter With Wide Output Power Range and Synchronous Drive », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, n° 9, p. 8928-8938, sept. 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3206749.

[33] T. Sensui et H. Koizumi, « Load-Independent Class E² Parallel Resonant DC-DC Converter », *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 69, n° 11, p. 4374-4378, nov. 2022, doi: 10.1109/TCSII.2022.3194151.