

Une nouvelle topologie de convertisseur DC/DC fonctionnant en ZVS et ZCS sur une large gamme de charge aux fréquences HF / VHF

Baptiste DAIRE, Christian MARTIN, Fabien SIXDENIER, Charles JOUBERT, Loris PACE

Universite Claude Bernard Lyon 1, Ampère, UMR5005, INSA Lyon, Ecole Centrale de Lyon, CNRS, Villeurbanne, F-69100, France

RESUME – Une nouvelle topologie de convertisseur DC/DC résonant adaptée aux opérations en hautes et très hautes fréquences de commutation est présentée dans cet article. Le convertisseur proposé est capable de maintenir à la fois une commutation à zéro de tension (ZVS) et à zéro de courant (ZCS) sur une large gamme de charge. Les équations de dimensionnement essentielles sont fournies, et une démonstration expérimentale d'un convertisseur fonctionnant à 15 MHz pour une puissance de 40 W est fournie.

Conversion VHF, ZVS/ZCS, convertisseur résonant, composants GaN, inductances à air

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]. Aujourd'hui, des topologies résonnantes permettent d'atteindre des fréquences de découpages dans la bande HF/VHF (3-300 MHz) en utilisant des techniques de commutation douce de type Zero Voltage Switching (ZVS) / Zero Current Switching (ZCS) dans le but de diminuer les pertes en commutation. Néanmoins, 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 [2]. Autrement dit, les topologies utilisées en HF / VHF peinent à fonctionner sur une large gamme de charge. Aujourd'hui, cette thématique de recherche est un axe privilégié au sein de la communauté scientifique. Dans ce papier, nous présentons une topologie de convertisseur DC/DC capable d'opérer sur une large gamme de charge - théoriquement infinie - tout en maintenant le ZVS et le ZCS sur les deux seuls interrupteurs du circuit. Les équations clés obtenues sont fournies et une démonstration expérimentale d'un convertisseur fonctionnant à 15 MHz - 40 W confirme les résultats analytiques établis. A notre connaissance, cette topologie de convertisseur est la première à être capable de fonctionner en ZVS et en ZCS sur une large gamme de charge.

2. DÉRIVATION ANALYTIQUE

2.1. Hypothèses initiales

Dans cette section, nous présentons une formulation analytique du convertisseur DC/DC étudié. Les hypothèses principales suivantes sont considérées :

- Tous les composants passifs sont supposés idéaux et sans pertes.
- La valeur des capacités est supposée indépendante de la tension à leurs bornes.
- Les interrupteurs sont considérés comme des dispositifs parfaits fonctionnant en tout ou rien.
- L'impédance interne des sources de tension est supposée nulle, ce qui permet de considérer les deux lignes de trans-

mission de quart d'onde comme court-circuitées à leur extrémité.

Dans un souci de concision, nous nous appuyons sur des résultats analytiques issus de travaux antérieurs, notamment ceux présentés dans [3], qui offrent une analyse complète de l'onduleur de classe EF, indépendamment de l'impédance de charge utilisée. Seuls les résultats analytiques essentiels à la construction de la topologie de convertisseur DC/DC proposée sont présentés dans cet article.

2.2. Onduleur de classe EF

La Figure 1 présente un onduleur de classe EF dans sa configuration initiale.

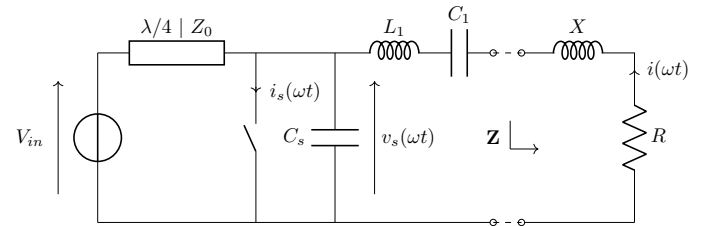


FIG. 1. Onduleur de classe EF

L'interrupteur fonctionne à une fréquence de découpage F , selon le schéma de commande présenté dans le tableau 1.

TABLEAU 1. Schéma de commande de l'interrupteur

ωt	$[0, \pi - \theta]$	$[\pi - \theta, \pi]$	$[\pi, 2\pi - \theta]$	$[2\pi - \theta, 2\pi]$
S	ON	OFF	OFF	OFF

Par conséquent, le rapport cyclique D du signal de commande appliqué à l'interrupteur est donné par :

$$D = \frac{1}{2} - \frac{\theta}{2\pi} \quad (1)$$

De plus, le couple $L_1 C_1$ agit comme un filtre parfait accordé à la fréquence de découpage F du dispositif, de sorte qu'aucun harmonique d'ordre supérieur ne circule dans la charge. Par conséquent, le courant $i(\omega t)$ peut s'exprimer comme suit :

$$i(\omega t) = I \cdot \sin(\omega t + \phi) \quad (2)$$

L'onduleur de classe EF fonctionnera en commutation à tension nulle (ZVS) et en commutation à courant nul (ZCS) si l'impédance de charge Z satisfait les deux équations suivantes à la

fréquence de découpage F de l'onduleur [3] :

$$\begin{cases} \Re[Z] = R = \frac{1}{\omega C_s} \cdot \frac{\sin^2(\theta)}{\pi} \\ \Im[Z] = X = \frac{1}{\omega C_s} \cdot \frac{(\theta - \sin(\theta) \cdot \cos(\theta))}{\pi} \end{cases} \quad (3)$$

Enfin, la puissance délivrée par l'onduleur fonctionnant en ZVS et ZCS est donnée par :

$$P = \omega C_s \cdot V_{in}^2 \cdot \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \frac{1}{\tan^2\left(\frac{\theta}{2}\right)} \quad (5)$$

La Figure 2 présente les formes d'onde théoriques d'un onduleur de classe EF.

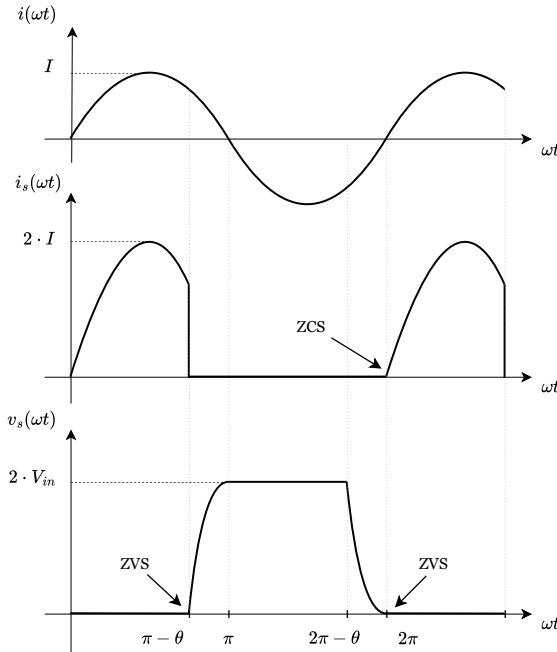


FIG. 2. Formes d'onde théoriques de l'onduleur de classe EF

2.3. Redresseur de classe EF

La Figure 4 présente un redresseur de classe EF. Celui-ci relie une source de courant alternatif $i_R(\omega t) = I_R \cdot \sin(\omega t + \phi_R)$ où $\omega = 2\pi F$ à une source de tension continue V_{out} .

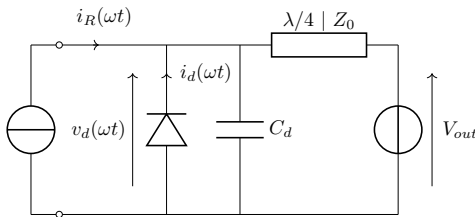


FIG. 4. Redresseur de classe EF

Les formes d'onde théoriques du redresseur de classe EF sont présentées sur la Figure 6. Lorsqu'il est observé à la fréquence d'excitation du circuit F , le redresseur de classe EF se comporte comme une impédance $Z_R = R_R + j \cdot X_R$, comme le montre la figure 5, où les éléments R_R et X_R peuvent être exprimés comme suit :

$$\begin{cases} R_R = \frac{1}{\omega C_d} \cdot \frac{\sin^2(\theta_R)}{\pi} \\ X_R = \frac{-1}{\omega C_d} \cdot \frac{(\theta_R - \sin(\theta_R) \cdot \cos(\theta_R))}{\pi} \end{cases} \quad (6)$$

(7)

avec θ_R étant une variable intermédiaire quantifiant la durée de conduction de la diode, comme illustré sur la Figure 6.

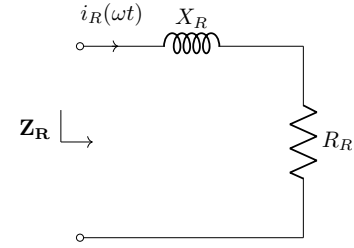


FIG. 5. Schéma équivalent du redresseur de classe EF à la fréquence F

De plus, la puissance P_R délivrée par le redresseur est donnée par :

$$P_R = \frac{1}{2} \cdot R_R \cdot I_R^2 = \omega C_d \cdot V_{out}^2 \cdot \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \frac{1}{\tan^2\left(\frac{\theta_R}{2}\right)} \quad (8)$$

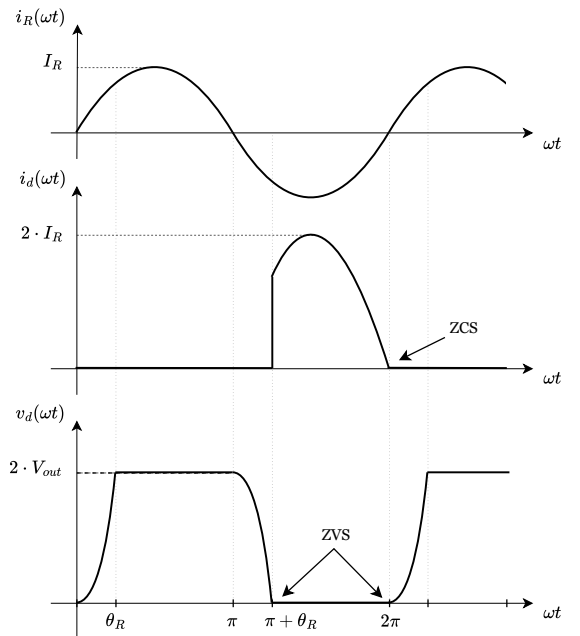


FIG. 6. Formes d'onde théoriques du redresseur de classe EF

2.4. Convertisseur DC/DC proposé

Considérons le cas particulier où un onduleur de classe EF est chargé par un redresseur de classe EF à travers une réactance X_0 . Dans ce cas, l'association résultante, comme illustré dans la Figure 3, réalise une conversion DC/DC. En tenant compte du circuit équivalent du redresseur présenté dans la Figure 5, l'impédance Z peut être exprimée comme suit :

$$Z = R_R + j \cdot [X_0 + X_R] \quad (9)$$

Il est donc possible d'exprimer les parties réelle et imaginaire de Z en considérant les expressions pour R_R et X_R données par les équations (6) et (7), respectivement :

$$\begin{cases} \Re[Z] = \frac{1}{\omega C_d} \cdot \frac{\sin^2(\theta_R)}{\pi} \\ \Im[Z] = X_0 - \frac{1}{\omega C_d} \cdot \frac{(\theta_R - \sin(\theta_R) \cdot \cos(\theta_R))}{\pi} \end{cases} \quad (10)$$

Ce qui, en posant :

$$\theta_R = \pi - \theta \quad (12)$$

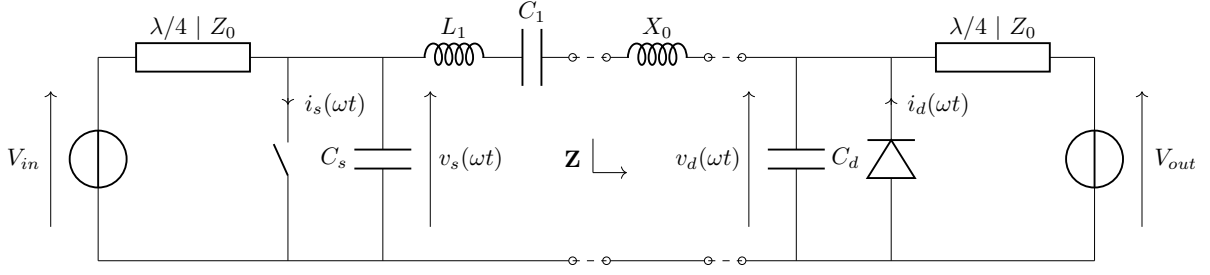


FIG. 3. Circuit électrique du convertisseur DC/DC proposé

conduit à :

$$\begin{cases} \Re[Z] = \frac{1}{\omega C_d} \cdot \frac{\sin^2(\theta)}{\pi} \\ \Im[Z] = X_0 - \frac{1}{\omega C_d} + \frac{1}{\omega C_d} \cdot \frac{(\theta - \sin(\theta) \cdot \cos(\theta))}{\pi} \end{cases} \quad (13)$$

Les deux équations suivantes peuvent alors être obtenues par identification avec les équations (3) et (4) :

$$\begin{cases} C_d = C_s \\ X_0 = \frac{1}{\omega C_s} \end{cases} \quad (15) \quad (16)$$

En d'autres termes, la configuration proposée, sous réserve de la validité des hypothèses initiales et des conditions données par les équations (15) et (16), permet à l'interrupteur de fonctionner simultanément en ZVS et en ZCS, quelle que soit la charge, à condition que le rapport cyclique D utilisé pour contrôler l'interrupteur soit correctement choisi. Pour trouver l'expression de ce rapport cyclique, nous commençons par évaluer la puissance P délivrée par l'onduleur, fournie par l'équation (5), à la puissance P_R absorbée par le redresseur, fournie par l'équation (8), tout en tenant compte du résultat donné par l'équation (15) :

$$V_{in}^2 \cdot \frac{1}{\tan^2\left(\frac{\theta}{2}\right)} = V_{out}^2 \cdot \frac{1}{\tan^2\left(\frac{\theta_R}{2}\right)} \quad (17)$$

Cela, en tenant compte de l'équation (12), nous permet de ré-écrire l'expression de θ comme suit :

$$\theta = 2 \cdot \arctan\left(\sqrt{\frac{V_{in}}{V_{out}}}\right) \quad (18)$$

Par conséquent, la valeur du rapport cyclique D à utiliser pour commander l'interrupteur peut être exprimée en combinant les équations (1) et (18) :

$$D = \frac{1}{\pi} \cdot \arctan\left(\sqrt{\frac{V_{out}}{V_{in}}}\right) \quad (19)$$

De plus, le produit de la puissance P délivrée par l'onduleur de classe EF, donnée par l'équation (5), et de la puissance P_R absorbée par le redresseur, donnée par l'équation (8), peut être exprimé comme suit, en tenant compte des résultats donnés par les équations (12) et (15) :

$$P \cdot P_R = (\omega \cdot C_s)^2 \cdot V_{in}^2 \cdot V_{out}^2 \cdot \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \quad (20)$$

En supposant que la puissance délivrée par l'onduleur est égale à celle délivrée par le redresseur ($P = P_R$), la relation suivante peut être écrite :

$$\frac{P}{V_{out}} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \omega \cdot C_s \cdot V_{in} \quad (21)$$

Ce qui correspond au courant moyen délivré par le convertisseur. En d'autres termes, le convertisseur DC/DC proposé se comporte comme une source de courant contrôlée en tension dont le gain est déterminé par la valeur de C_s , V_{in} et de $\omega = 2\pi F$. Notons par ailleurs que la commutation en courant nul (ZCS) est structurellement équivalente à la commutation avec dérivée de tension nulle (ZdVS ou ZDS). Cette observation se révélera particulièrement utile dans la section expérimentale, où la mesure directe du courant n'est pas réalisable en raison des fréquences de commutation élevées mises en œuvre.

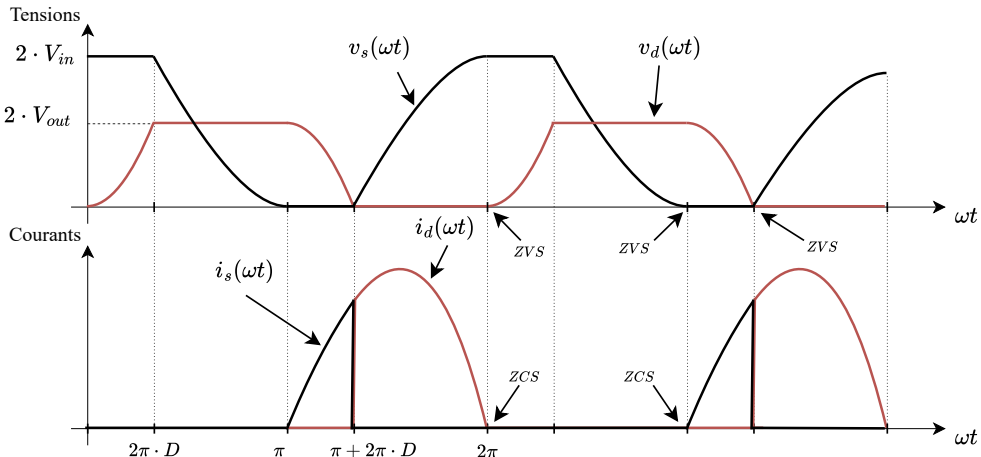


FIG. 7. Formes d'ondes théoriques du convertisseur DC/DC étudié, et tel que présenté sur la figure 3

2.5. Equivalence à éléments discrets d'une ligne de transmission

L'utilisation d'une ligne de transmission à des fréquences de découpage inférieures au GHz est peu pratique en raison des grandes longueurs d'onde impliquées (voir [4] par exemple). Une solution largement adoptée pour contourner ce problème consiste à remplacer la ligne de transmission par un circuit équivalent constitué d'éléments discrets (inductances et condensateurs) comme montré sur la figure 8.

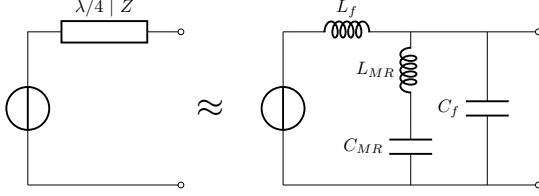


FIG. 8. Equivalence entre deux circuits électriques

Ce réseau d'impédance réplique le comportement de la ligne pour les trois premiers harmoniques seulement. Les valeurs de L_{MR} , C_{MR} , L_f en fonction de la valeur de C_f qui garantissent l'équivalence entre la ligne de transmission et le réseau d'impédance sont les suivantes [5] :

$$\begin{cases} C_{MR} = \frac{15}{16} \cdot C_f \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} L_f = \frac{1}{9 \cdot \pi^2 \cdot F^2 \cdot C_f} \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} L_{MR} = \frac{1}{15 \cdot \pi^2 \cdot F^2 \cdot C_f} \end{cases} \quad (24)$$

Par conséquent, les deux lignes de transmission de la topologie proposée et telle que décrite par la figure 3 peuvent être remplacées par le réseau présenté sur la Figure 8.

3. DÉMONSTRATION EXPÉRIMENTALE

3.1. Dimensionnement

Dans cette section, nous visons à fournir une première preuve de concept à travers la mise en œuvre expérimentale de ce convertisseur DC/DC opérant à une fréquence de découpage de 15 MHz et une tension d'entrée de 25 VDC. Compte tenu de la fréquence de découpage relativement basse, nous avons choisi de mettre en œuvre les deux lignes de transmission avec des réseaux d'éléments discrets, comme expliqué dans la section précédente, ce qui conduit au circuit montré dans la Figure 9 où seuls des éléments discrets sont utilisés. Les valeurs de L_{fA} , L_{fB} , C_{MR_A} , C_{MR_B} , L_{MR_A} et L_{MR_B} peuvent alors être calculées en utilisant les équations (22), (23) et (24), en supposant une valeur initiale de $C_{fA} = C_{fB} = 360$ pF, choisie pour des

raisons de disponibilité des composants.

$$\begin{cases} C_{MR_A} = C_{MR_B} = 337 \text{ pF} \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} L_{fA} = L_{fB} = 139 \text{ nH} \end{cases} \quad (26)$$

$$\begin{cases} L_{MR_A} = L_{MR_B} = 84 \text{ nH} \end{cases} \quad (27)$$

La contrainte de tension maximale sur le transistor est théoriquement donnée par :

$$\max(v_s(\omega t)) = 2 \cdot V_{in} = 50 \text{ V} \quad (28)$$

Par conséquent, un transistor GS61008P de 100 V - 90 A est sélectionné. Par souci de simplicité, la capacité C_s est exclusivement composée de la capacité intrinsèque de l'interrupteur de 0 V à 50 V [6], qui est, selon la fiche technique du composant :

$$C_s = C_{oss(tr)} = 385 \text{ pF} \quad (29)$$

Ainsi, C_d peut être calculée à l'aide de l'équation (15) :

$$C_d = C_s = 385 \text{ pF} \quad (30)$$

L peut alors être calculée à l'aide de l'équation (16) :

$$L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_s} = 292 \text{ nH} \quad (31)$$

Puisque le filtre $L_1 C_1$ doit résonner à la fréquence de découpage du circuit, la relation suivante doit être vérifiée :

$$L_1 \cdot C_1 = \frac{1}{\omega^2} \quad (32)$$

Ainsi, le couple $L_1 C_1$ suivant satisfait cette condition tout en garantissant une valeur raisonnable de l'inductance $L + L_1$ qui peut être mise en œuvre à l'aide d'une inductance à air :

$$\begin{cases} C_1 = 1000 \text{ pF} \end{cases} \quad (33)$$

$$\begin{cases} L_1 = 112 \text{ nH} \end{cases} \quad (34)$$

Puisque la charge est constituée d'une résistance R_L découplée par une capacité C_{out} , le courant de sortie peut être calculé à l'aide de l'équation (21) :

$$I_{out} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \omega \cdot C_s \cdot V_{in} = 0.5775 \text{ A} \quad (35)$$

3.2. Implémentation

Les composants répertoriés dans le Tableau 2 sont utilisés pour implémenter le convertisseur DC/DC, tandis que la figure 10 montre le convertisseur réalisé. Il est à noter que la source de tension d'entrée DC a été découplée à l'aide de deux condensateurs céramiques CKG57NX7R2E105M500JH et de deux condensateurs à film CB037E0104KBA.

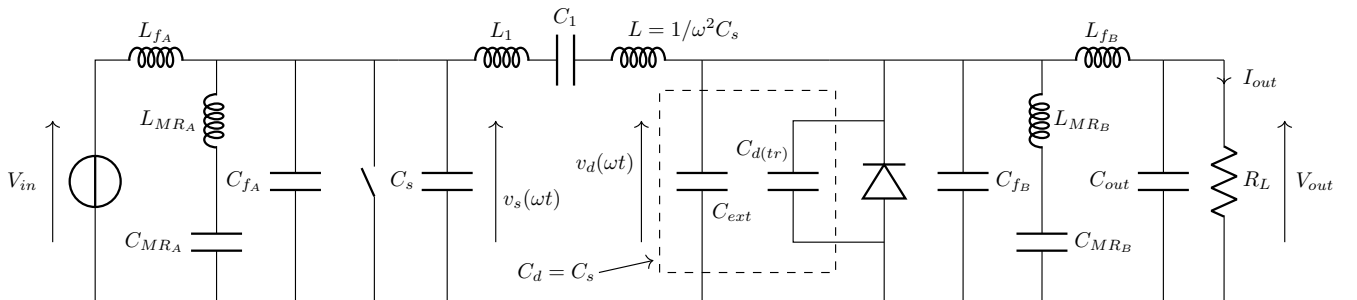


FIG. 9. Convertisseur DC/DC proposé et implémenté à l'aide d'éléments discrets reproduisant le comportement des lignes de transmission

TABLEAU 2. Composants utilisés pour implémenter le convertisseur

Nom	Référence	Valeur
$L_1 + L$	Inductance à air (AWG16)	400 nH
C_1	100B102JW300XT	1000 pF
C_{fA}	100B181JT300XT	2 x 180 pF
C_{fB}	100B181JTN1000XC100	2 x 180 pF
L_{fA}	1010VS-141	146 nH
L_{fB}		
C_{MRA}	100B331JW600XC100	330 pF
C_{MRB}		
L_{MRA}	1212VS-90N	90 nH
L_{MRB}		
C_{out}	CKG57NX7R2E105M500JH CB047G0104JBC	2 x 1 μ F 2 x 0.1 μ F
C_{ext}	100B181JTN1000XC100	2 x 180 pF
Transistor	GS61008P ($C_s = C_{oss(tr)} = 385$ pF)	
Diode	IDD06SG60CXTMA2	

Comme indiqué dans la Figure 9, la capacité C_d en parallèle avec la diode est constituée de deux condensateurs distincts :

- $C_{d(tr)} = 25$ pF, qui est la capacité de jonction relative à la charge stockée dans la diode.
- $C_{ext} = 360$ pF, qui est une capacité supplémentaire ajoutée de manière à satisfaire la relation suivante :

$$C_d = C_{d(tr)} + C_{ext} = C_s \quad (36)$$

En d'autres termes, la capacité intrinsèque de la diode est ici utilisée comme un paramètre fonctionnel du circuit.

3.3. Résultats expérimentaux

Toutes les formes d'onde sont obtenues à l'aide d'une sonde passive de 1 GHz (TPP1000 de Tektronix) couplée à un oscilloscope MSO 5104 de Tektronix. La Figure 11 (à gauche) montre la tension mesurée aux bornes de l'interrupteur pour $R_L = 1 \Omega$, $R_L = 10 \Omega$, $R_L = 50 \Omega$, et $R_L = 325 \Omega$, couvrant une plage de charge de 1 :325. Davantage de formes d'ondes expérimentales sont présentées à la fin de ce document. Le ZVS et le ZCS (=ZdVS) sont maintenus pour les deux interrupteurs, quelle que soit la valeur de la résistance de charge, tant que le rapport cyclique est ajusté. La diode fonctionne naturellement en commutation douce, tandis que le transistor atteint le ZVS et le ZCS grâce à une gestion précise des impédances du circuit, caractéristique clé de ce convertisseur. La figure 11 (à droite) montre le rendement mesuré et la puissance délivrée à la charge en fonction de R_L . De plus, la figure 12 (à gauche) compare le courant

de sortie mesuré aux prédictions théoriques issues de l'équation (35). De manière similaire, la figure 12 (à droite) compare les rapports cycliques déterminés expérimentalement — obtenus par mesure du temps de conduction du transistor, comme réalisé dans [3] — aux prédictions théoriques.

4. DISCUSSION

Notons que le rendement n'était pas une priorité de conception, car l'objectif principal de ce travail était de fournir une preuve de concept de ce convertisseur. Par conséquent, nous pensons que le rendement global du convertisseur pourrait être significativement amélioré par un processus d'optimisation automatisée. L'implémentation d'un redresseur synchrone, comme proposé dans [7], constitue également une piste prometteuse pour accroître l'efficacité. L'optimisation du facteur de qualité des inductances permettrait aussi de réduire les pertes. Par ailleurs, étant donné l'équivalence entre les classes EF et DE [8], une implémentation alternative intéressante consisterait à utiliser deux interrupteurs à la place des lignes de transmission. Cela réduirait le nombre total d'inductances à une seule (contre cinq dans ce travail). La figure 13 illustre ce convertisseur modifié, et la table 3 détaille le schéma de commande associé. Les équations (19) et (21) restent valables dans ce cas. Il reste toutefois à déterminer si cette configuration apporte un avantage pratique réel, dans la mesure où l'ajout d'interrupteurs non référencés à la masse complexifie le contrôle du convertisseur.

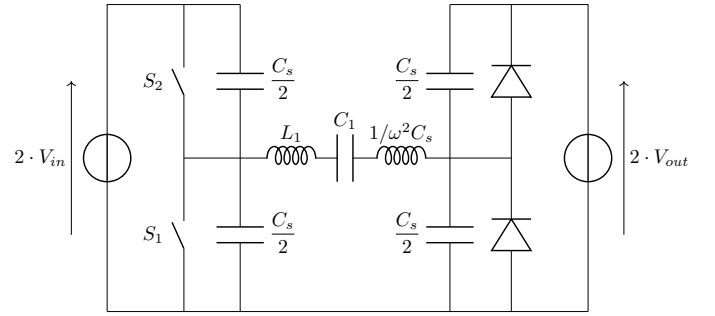


FIG. 13. Implémentation alternative du convertisseur étudié

TABLEAU 3. Schéma de commande des interrupteurs du convertisseur présenté sur la figure 13

ωt	$[0, \pi - \theta]$	$[\pi - \theta, \pi]$	$[\pi, 2\pi - \theta]$	$[2\pi - \theta, 2\pi]$
S_1	ON	OFF	OFF	OFF
S_2	OFF	OFF	ON	OFF

A noter que cette configuration a été brièvement mentionnée dans la littérature ([9], partie V, paragraphe 2), mais aucun développement analytique ni démonstration expérimentale n'a, à notre connaissance été fourni à ce jour.

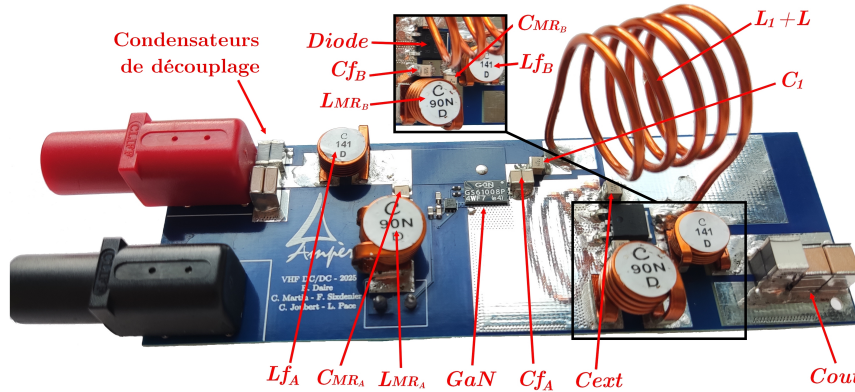


FIG. 10. Convertisseur réalisé, sans composants sur le dessous, à l'exception de trois connecteurs SMA et de deux dissipateurs thermiques 374124B00032G.

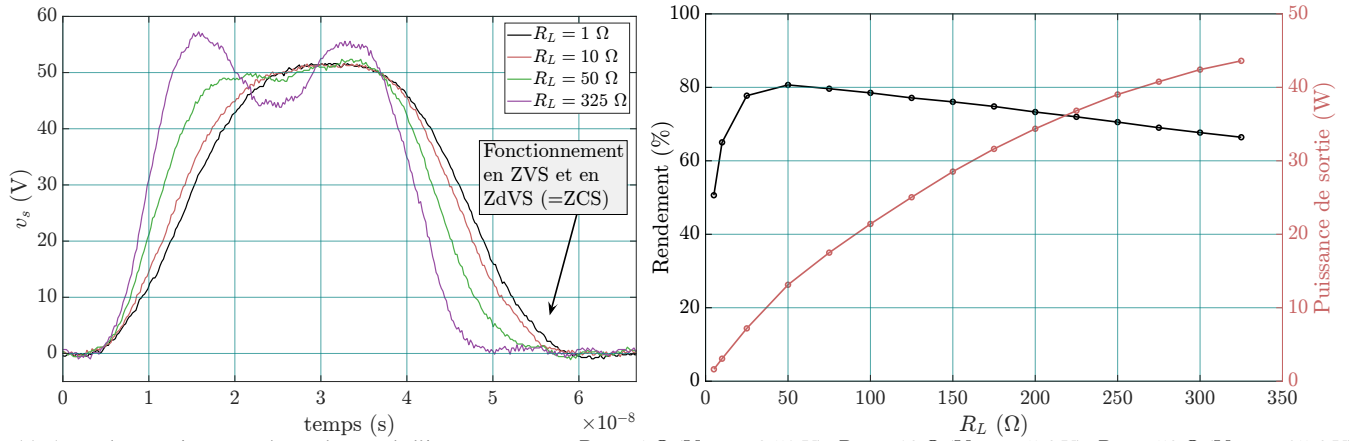


FIG. 11. A gauche : tension mesurée aux bornes de l'interrupteur pour $R_L = 1 \Omega$ ($V_{out} = 0,59 \text{ V}$), $R_L = 10 \Omega$ ($V_{out} = 5,6 \text{ V}$), $R_L = 50 \Omega$ ($V_{out} = 25,6 \text{ V}$) et $R_L = 325 \Omega$ ($V_{out} = 118,5 \text{ V}$). La tension d'entrée reste constante ($V_{in} = 25 \text{ V}$) et le rapport cyclique est ajusté manuellement afin d'atteindre le point de fonctionnement en ZVS / ZCS (=ZdVS). A droite : rendement mesuré et puissance de sortie en fonction de la résistance de charge.

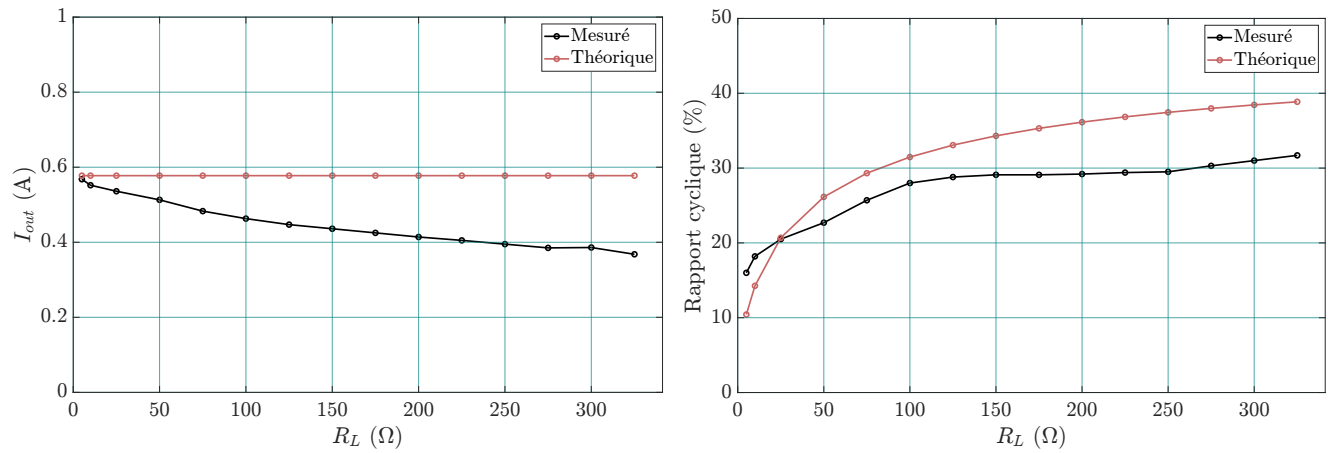


FIG. 12. A gauche : courant de sortie mesuré. A droite : rapport cyclique appliqué au signal de commande du transistor

5. CONCLUSIONS

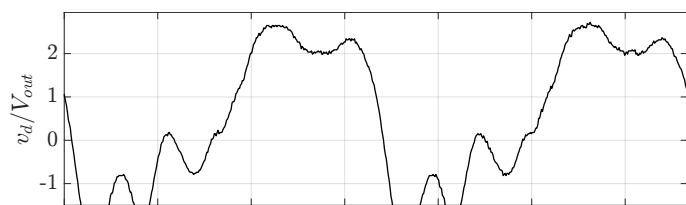
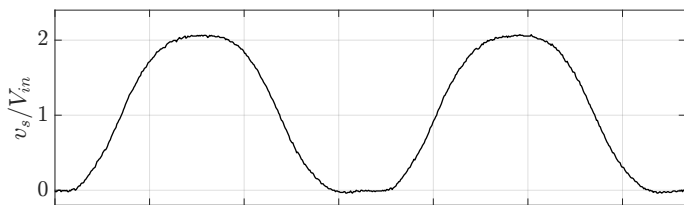
Dans cet article, nous avons présenté une nouvelle topologie de convertisseur résonant DC/DC, dont les principales caractéristiques sont les suivantes :

- Elle fonctionne simultanément en ZVS et en ZCS sur une large plage de charge — théoriquement infinie — à condition que le rapport cyclique soit correctement ajusté.
- Elle utilise un seul interrupteur dont la source est connectée à la masse du circuit, ce qui simplifie considérablement le pilotage de la structure.
- Elle se comporte naturellement comme une source de courant commandée en tension.

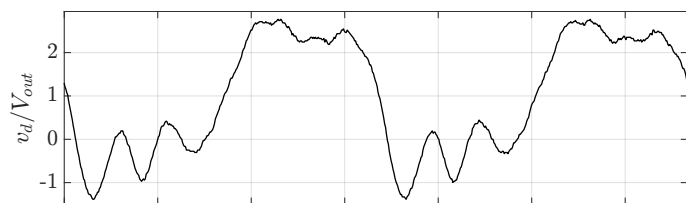
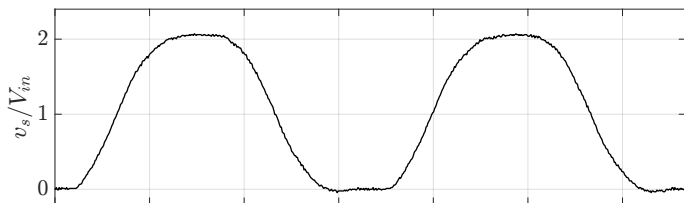
Les équations analytiques du convertisseur ont été établies, et une validation expérimentale est venue appuyer les résultats théoriques. Ces caractéristiques font de cette topologie une candidate prometteuse pour des applications dans la bande VHF.

RÉFÉRENCES

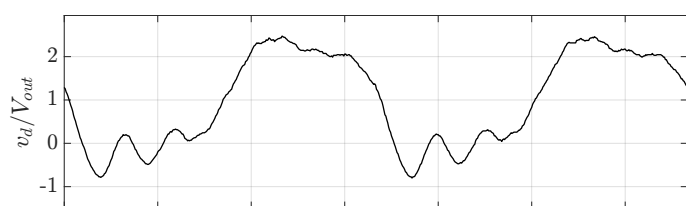
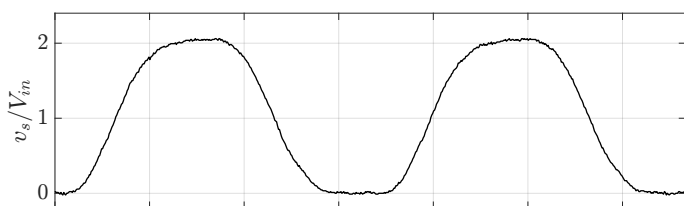
- [1] D. J. PERREAULT, J. HU, J. M. RIVAS et al., "Opportunities and Challenges in Very High Frequency Power Conversion," in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, p. 1-14. DOI : [10.1109/APEC.2009.4802625](https://doi.org/10.1109/APEC.2009.4802625).
- [2] Y. YANAGISAWA, Y. MIURA, H. HANDA, T. UEDA et T. ISE, "Characteristics of Isolated DC-DC Converter With Class Phi-2 Inverter Under Various Load Conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 34, n° 11, p. 10 887-10 897, 2019. DOI : [10.1109/TPEL.2019.2898514](https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2898514).
- [3] B. DAIRE, C. MARTIN, F. SIXDENIER, C. JOUBERT et L. PACE, "Theoretical analysis of class EF / Φ inverter under various load conditions," *TechRxiv*, 2024. DOI : [10.36227/techrxiv.170974099.93769487/v1](https://doi.org/10.36227/techrxiv.170974099.93769487/v1).
- [4] B. DAIRE, C. MARTIN, F. SIXDENIER, C. JOUBERT et L. PACE, "Experimental Investigation of Class Φ Inverter Under Various Load Conditions," in *PCIM Europe 2024; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2024.
- [5] 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*, 2007, p. 2705-2717. DOI : [10.1109/PESC.2007.4342446](https://doi.org/10.1109/PESC.2007.4342446).
- [6] M. KASPER, R. M. BURKART, G. DEBOY et J. W. KOLAR, "ZVS of Power MOSFETs Revisited," *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 31, n° 12, p. 8063-8067, 2016. DOI : [10.1109/TPEL.2016.2574998](https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2574998).
- [7] L. GU, K. SURAKITBOVORN, G. ZULAUF, S. CHAKRABORTY et J. RIVAS-DAVILA, "High-Frequency Bidirectional Resonant Converter for High Conversion Ratio and Variable Load Operation," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, t. 8, n° 3, p. 1983-1993, 2020. DOI : [10.1109/JESTPE.2019.2935732](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2019.2935732).
- [8] A. GREBENNIKOV, "High-efficiency class-FE tuned power amplifiers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, t. 55, n° 10, p. 3284-3292, 2008.
- [9] D. HAMILL, "Class DE inverters and rectifiers for DC-DC conversion," in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, t. 1, 1996, 854-860 vol.1. DOI : [10.1109/PESC.1996.548681](https://doi.org/10.1109/PESC.1996.548681).



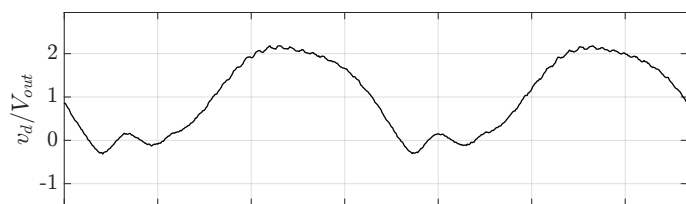
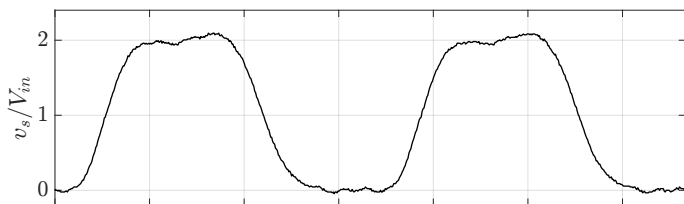
$$V_{in} = 25 \text{ V} - V_{out} = 0.59 \text{ V} (R_L = 1 \Omega)$$



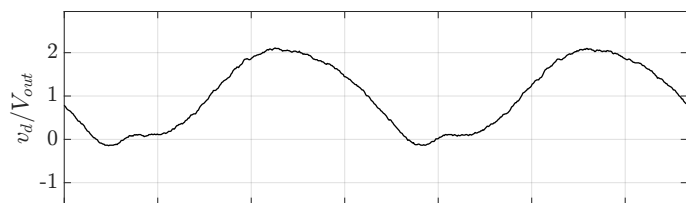
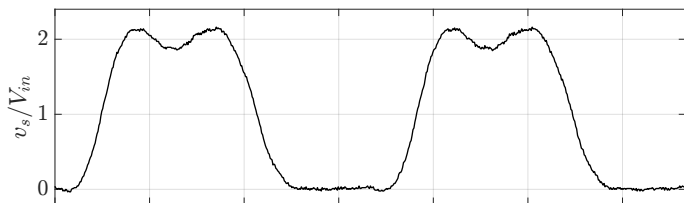
$$V_{in} = 25 \text{ V} - V_{out} = 2.9 \text{ V} (R_L = 5 \Omega)$$



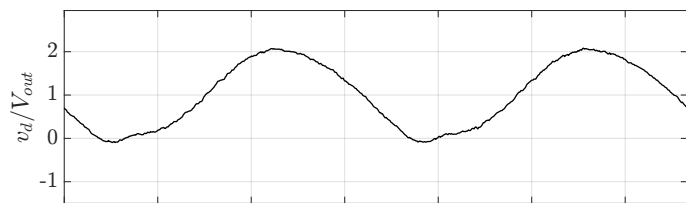
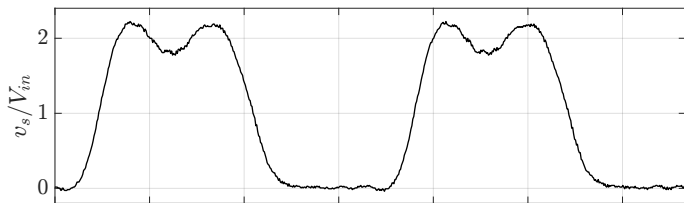
$$V_{in} = 25 \text{ V} - V_{out} = 5.6 \text{ V} (R_L = 10 \Omega)$$



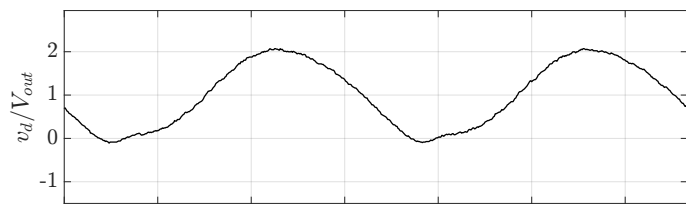
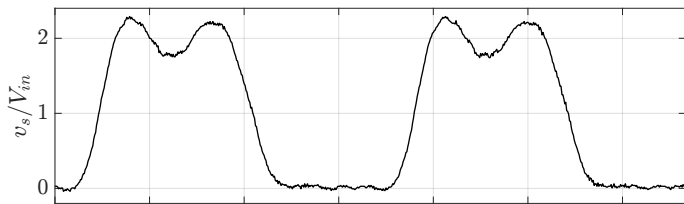
$$V_{in} = 25 \text{ V} - V_{out} = 25.6 \text{ V} (R_L = 50 \Omega)$$



$$V_{in} = 25 \text{ V} - V_{out} = 65.4 \text{ V} (R_L = 150 \Omega)$$



$$V_{in} = 25 \text{ V} - V_{out} = 98.8 \text{ V} (R_L = 250 \Omega)$$



$$V_{in} = 25 \text{ V} - V_{out} = 118.5 \text{ V} (R_L = 325 \Omega)$$