



HAL
open science

Dimensionnement et implémentation d'un onduleur VHF de classe $\Phi X3$

Baptiste Daire, Christian Martin, Fabien Sixdenier, Charles Joubert, Loris
Pace

► **To cite this version:**

Baptiste Daire, Christian Martin, Fabien Sixdenier, Charles Joubert, Loris Pace. Dimensionnement et implémentation d'un onduleur VHF de classe $\Phi X3$. Journées couplées du GDR SEEDS et de la conférence JCGE - Jeunes Chercheurs en Génie Electrique, GDR SEEDS, Jun 2024, 44490 Le Croisic, France. hal-04828332

HAL Id: hal-04828332

<https://hal.science/hal-04828332v1>

Submitted on 10 Dec 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Dimensionnement et implémentation d'un onduleur VHF de classe Φ_{X3}

Baptiste DAIRE*, Christian MARTIN*, Fabien SIXDENIER*, Charles JOUBERT*, Loris PACE*
 *Univ Lyon, Université Claude Bernard Lyon 1, INSA Lyon, Ecole Centrale de Lyon, CNRS, Ampère, UMR5005
 69622 Villeurbanne, France
 baptiste.daire@univ-lyon1.fr

Cet article traite d'une nouvelle famille d'onduleurs de classe EF / Φ utilisant un réseau d'entrée modifié au lieu d'une unique ligne de transmission quart d'onde. Deux démonstrateurs sont implémentés et démontrent que de meilleures performances peuvent être obtenues en utilisant un réseau d'entrée modifié. En effet, une augmentation de 2.5 points de rendement global est mesurée et l'analyse temporelle du nouvel onduleur suggère que la distorsion de la tension drain-source de l'interrupteur est légèrement réduite. Même si ces premiers résultats doivent être pris avec précaution car fortement dépendants de la qualité des lignes utilisées, la famille d'onduleurs proposée offre une plus grande flexibilité de conception que l'onduleur conventionnel de classe Φ .

MOTS-CLES - conversion VHF, convertisseur résonant, amplificateur de classe EF, ZVS/ZdVS, ligne de transmission, composants GaN

1. Introduction

L'onduleur de classe EF ou de classe Φ (FE), qui repose sur le comportement particulier d'une ligne de transmission quart d'onde, est représenté sur la figure 1a et a été décrit à l'origine dans [1]. Les formes d'onde d'un onduleur de classe Φ idéalement dimensionné sont présentées sur la figure 1b. En raison de ses conditions de fonctionnement en commutation douce à tension nulle (ZVS) et dérivée de tension nulle (ZdVS) combinées à la faible tension imposée à l'interrupteur par rapport à l'amplificateur de classe E [2]–[4], il s'agit d'un bon candidat pour réaliser des amplificateurs de puissance à découpage (SMPA) à haut rendement [5], [6] ou des onduleurs de puissance à très haute fréquence (VHF) qui utilisent des composants distribués.

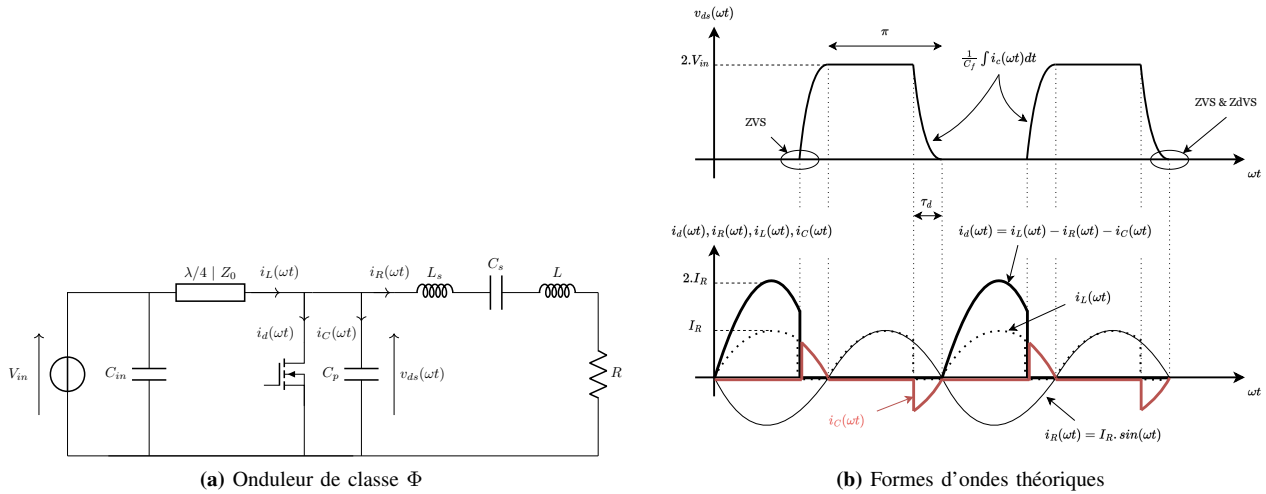


Figure 1: Onduleur de classe Φ et formes d'ondes associées

Cependant, la ligne de transmission quart d'onde à l'entrée du convertisseur offre de mauvaises performances et peu de flexibilité en terme d'implémentation [7]. Ainsi, ce travail propose une façon alternative d'implémenter cette ligne basée sur un processus de subdivision de cette dernière en plusieurs segments. Dans un premier temps, un développement analytique permet d'appréhender la transformation proposée. Dans un second temps, deux démonstrateurs expérimentaux sont implémentés, l'un d'un onduleur conventionnel de classe Φ et l'autre utilisant le nouveau réseau d'impédance proposé. Enfin, les résultats expérimentaux sont analysés et discutés afin de mettre en évidence les perspectives associées.

2. De la classe Φ à la classe Φ_{Xk}

2.1 Équivalences entre lignes

La transformation proposée repose sur la modification structurelle de la ligne de transmission en entrée du montage. Considérons dans un premier temps une ligne de longueur électrique θ et d'impédance caractéristique Z_0 court-circuitée en son extrémité comme explicité sur la figure 2a.

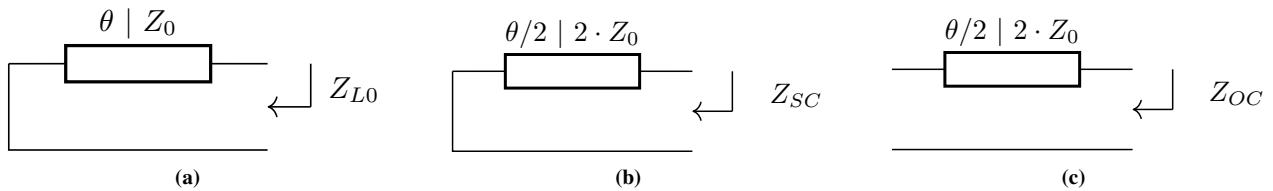


Figure 2: Trois cas d'études proposés

D'après la théorie des lignes de transmission, l'impédance Z_{L0} présentée par la ligne a pour expression :

$$Z_{L0} = j \cdot Z_0 \cdot \tan(\theta) \quad (1)$$

Considérons désormais une ligne court-circuitée deux fois plus courte et dont l'impédance caractéristique est deux fois plus grande que précédemment. Ce deuxième cas d'étude est présenté sur la figure 2b. Dans ce cas, l'impédance Z_{SC} présentée par la ligne a pour expression :

$$Z_{SC} = j \cdot 2Z_0 \cdot \tan(\theta/2) \quad (2)$$

Désormais, considérons le cas décrit par la figure 2c où une ligne de même longueur et de même impédance caractéristique est terminée par un circuit ouvert. L'impédance Z_{OC} qu'elle présente s'exprime de la façon suivante :

$$Z_{OC} = \frac{2Z_0}{j \cdot \tan(\theta/2)} \quad (3)$$

Finalement, lorsque les deux lignes présentées sur les figures 2b et 2c sont mises en parallèle comme explicité sur la figure 3a, l'impédance résultante Z_{L1} s'exprime de la façon suivante :

$$Z_{L1} = Z_{OC} \parallel Z_{SC} \quad (4)$$

Ce qui, tous calculs faits, conduit à :

$$Z_{L1} = Z_{L0} = j \cdot Z_0 \cdot \tan(\theta) \quad (5)$$

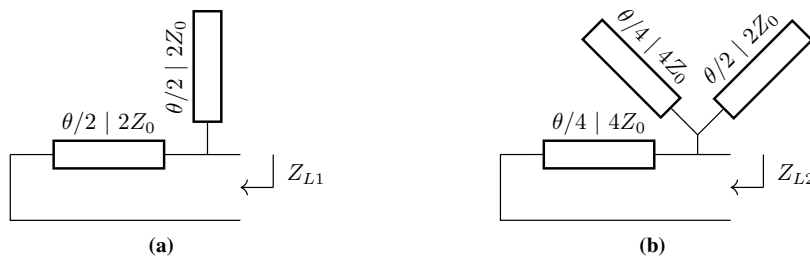


Figure 3: Deux réseaux reproduisant le comportement de la ligne initiale présentée en 2a

Ainsi, le réseau d'impédance en figure 3a présente le même comportement que celui de la ligne initiale présentée en figure 2a. Par ailleurs, ce concept peut être généralisé en scindant à nouveau la ligne court-circuitée restante en deux lignes deux fois plus courtes et d'impédance caractéristique double, l'une étant laissée ouverte, l'autre étant court-circuitée comme explicité sur la figure 3b. Le réseau d'impédance résultant présentera alors la même impédance que celui de la ligne de transmission quart d'onde initiale. En théorie, ce processus de division des lignes peut-être appliqué indéfiniment.

2.2 Application à l'onduleur de classe Φ

Étant donné que la ligne de transmission à quart d'onde d'entrée de l'onduleur de classe Φ agit exactement comme la ligne de transmission court-circuitée représentée sur la figure 2a pour les signaux alternatifs, elle peut facilement être remplacée par d'autres réseaux d'entrée utilisant des lignes plus courtes comme expliqué précédemment. Ce processus conduit à une nouvelle famille d'onduleurs de classe Φ utilisant des réseaux d'entrée à lignes de transmission multiples dont la forme générale est représentée sur la figure 4. Par commodité et en raison de la forme X du réseau d'entrée modifié, nous appelons cette nouvelle famille d'onduleurs "classe Φ_{Xk} " où k représente le nombre de lignes laissées ouvertes. En suivant cette terminologie spécifique, il est facile de comprendre qu'un onduleur de classe Φ_{X0} correspond à un onduleur conventionnel de classe Φ avec une unique ligne quart d'onde en entrée du montage. Enfin, notons que la longueur totale de ligne reste inchangée et égale à $\lambda/4$ quel que soit le réseau implémenté en entrée du convertisseur Φ_{Xk} .

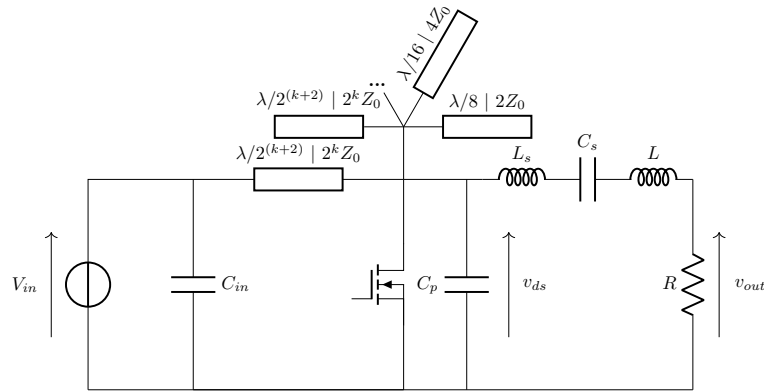


Figure 4: Forme générale d'un onduleur de classe Φ_{Xk} : k représente le nombre de lignes laissées ouvertes.

2.3 Effet sur les performances de l'onduleur

Les améliorations suivantes sont attendues lors de l'utilisation de l'onduleur de classe Φ_{Xk} comparativement à la classe Φ initiale :

- Les nouveaux réseaux d'entrée offrent davantage de flexibilité en termes de conception géométrique du convertisseur. Ainsi, le concepteur est libre de choisir un réseau d'entrée plutôt qu'un autre en fonction des contraintes physiques imposées.
- La distance parcourue par les harmoniques de courant étant réduite lors de l'utilisation d'un convertisseur de classe Φ_{Xk} , on peut s'attendre à des rendements plus élevés. Même si l'utilisation de plusieurs lignes plus courtes pour reproduire le comportement d'une seule ligne va dans le bon sens pour réduire les pertes en ligne, ce point est à prendre avec précaution car les pertes dans une ligne dépendent à la fois de sa longueur et de son atténuation. L'utilisation de deux lignes pour reproduire le comportement d'une seule ligne de haute qualité ne conduit pas nécessairement à de meilleures performances.
- Comme mentionné ci-dessus, les harmoniques de courant pairs circulent maintenant dans des lignes ouvertes qui agissent comme des courts-circuits virtuels parfaits, de sorte que les harmoniques de courant ne rencontrent ni le condensateur d'entrée ni sa résistance parasite. Dans ce cas, C_{in} dissipe moins de puissance.
- L'utilisation de plusieurs lignes au lieu d'une seule permet au concepteur de maîtriser la longueur électrique de chaque ligne et de corriger en partie l'effet de la variation de la permittivité relative du diélectrique placé entre les deux conducteurs au regard de la fréquence. Par conséquent, les harmoniques de tension peuvent circuler à travers différentes lignes sans être excessivement retardées les unes par rapport aux autres par la variation indésirable de la permittivité relative aux hautes fréquences. Cela conduit théoriquement à des formes d'ondes moins distordues au niveau du transistor.

3. Mise en évidence expérimentale d'un onduleur de classe Φ_{X3}

Dans cette partie, une mise en oeuvre expérimentale de deux onduleurs est proposée :

- Un onduleur de classe Φ_{X3} , avec donc quatre lignes de transmission au total.
- Un onduleur de classe Φ_{X0} avec donc une simple ligne de transmission en entrée du montage, tel que montré sur la figure 1a. Ce démonstrateur sert donc de référence de comparaison avec le premier onduleur.

Une fréquence de commutation de 15 MHz et une puissance de sortie de 40 W pour une tension d'entrée de 20 V ont été choisies comme point de fonctionnement des deux démonstrateurs. Les figures 5a et 5b présentent les deux onduleurs réalisés.

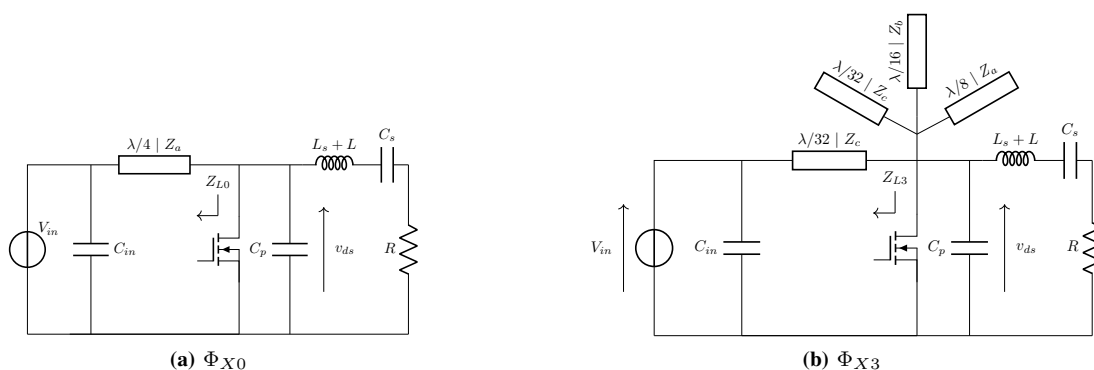


Figure 5: Schémas circuits des deux onduleurs réalisés

Pour une analyse plus précise et plus fidèle, le même circuit imprimé est utilisé pour tous les convertisseurs et seul le réseau d'entrée de la ligne de transmission est modifié d'un convertisseur à l'autre. En effet, tous les réseaux d'entrée sont réalisés à l'aide d'un assemblage de câbles coaxiaux, de sorte que le passage d'un convertisseur à l'autre se fasse par simple connexion d'un embout SMA sur le circuit imprimé. Ce système *plug-and-play* garantit que tous les composants restent identiques à l'exception du réseau d'entrée.

3.1 Dimensionnement et implémentation de l'étage de sortie

3.1.1 Equations de dimensionnement

Un travail analytique précédent a permis d'établir les équations de dimensionnement suivantes [8]:

$$\begin{cases} R \cdot \pi\omega C_p = \sin^2(\tau_d) & (6) \\ L\omega \cdot \pi\omega C_p = \tau_d - \sin(\tau_d) \cdot \cos(\tau_d) & (7) \\ \frac{P}{\pi\omega C_p \cdot V_{in}^2} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{1}{\tan^2\left(\frac{\tau_d}{2}\right)} & (8) \end{cases}$$

Où $\tau_d = 2\pi(1/2 - D)$ avec D étant le rapport cyclique de la commande appliquée à l'interrupteur. Dans le cas considéré, la capacité C_p est uniquement composée de la capacité de sortie C_{oss} du transistor. Cette dernière étant très fortement dépendante de la valeur de la tension de drain appliquée aux bornes de l'interrupteur, il est nécessaire de considérer une valeur de capacité relative à la charge électrique stockée [9] dont l'expression est donnée ci-dessous:

$$C_p = C_{oss(tr)} = \frac{1}{v_{dsmax}} \int_0^{v_{dsmax}} C_{oss}(v) dv \quad (9)$$

3.1.2 Implémentation expérimentale

Comme explicité précédemment, la tension de drain maximale imposée à l'interrupteur atteint $2 \cdot V_{in} = 40$ V. Par conséquent, un transistor 100 V (GS61008P) a été sélectionné dont la capacité de sortie relative à la charge pour une tension de drain maximale de 40 V a pour valeur:

$$C_p = C_{oss(tr)} \approx 440 \text{ pF} \quad (10)$$

Ainsi, la valeur de τ_d peut-être calculée en utilisant l'équation (8):

$$\tau_d = 2 \cdot \arctan\left(\sqrt{\frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{\pi\omega C_p \cdot V_{in}^2}{P}}\right) = 0.949 \quad (11)$$

Les valeurs de R , L peuvent alors être déterminées en utilisant les équations (6) et (7):

$$\begin{cases} R = \frac{\sin^2(\tau_d)}{\pi\omega C_p} = 5.1 \ \Omega & (12) \\ L = \frac{\tau_d - \sin(\tau_d) \cdot \cos(\tau_d)}{\omega \cdot \pi\omega C_p} = 39 \text{ nH} & (13) \end{cases}$$

Par ailleurs, la valeur du rapport cyclique théorique à appliquer sur la commande du transistor est de:

$$D = \frac{1}{2} - \frac{\tau_d}{2\pi} = 34.8 \ \% \quad (14)$$

En ce qui concerne l'implémentation du filtre de sortie $L_s C_s$, il convient de satisfaire la relation ci-dessous:

$$L_s \cdot C_s = \frac{1}{\omega^2} \quad (15)$$

Le choix de la valeur du couple $L_s C_s$ étant un compromis entre facilité d'implémentation et aptitude du filtre à bloquer les harmoniques d'ordres supérieurs. Dans le cadre de ce travail, les valeurs suivantes ont été choisies:

$$\begin{cases} C_s = 660 \text{ pF} & (16) \\ L_s = 170 \text{ nH} & (17) \end{cases}$$

Finalement, la table I liste les composants utilisés en pratique pour implémenter le convertisseur.

Table I: Composants utilisés pour implémenter le convertisseur

Nom	Référence	Valeur	Fabricant
R	MP9100-5.00-1%	5 Ω	Caddock
$L + L_s$	2222SQ-221-GEC	220 nH	Coilcraft
C_s	100B331JW600XC100	2x330 pF	Kyocera
C_{in}	CKG57NX7R2E105M500JH	2x1 μ F	TDK
	CB037E0104KBA	2x0.1 μ F	Kyocera
Transistor	GS61008P ($C_p = 440$ pF)		GaN Syst.
Driver	UCC27611		Texas Instr.

3.2 Implémentation et comparaison des réseaux d'entrée

Comme expliqué précédemment, le réseau d'entrée des deux convertisseurs est constitué de câbles coaxiaux de longueurs et d'impédances caractéristiques différentes. La table II liste les références et caractéristiques des différents câbles utilisés. Pour rappel, les figures 5a et 5b décrivent la constitution des réseaux d'impédances en entrée des deux onduleurs réalisés.

Table II: Références des câbles coaxiaux utilisés

Nom	Z_a	Z_b	Z_c
Impédance caractéristique	25 Ω ($\pm 2 \Omega$)	50 Ω ($\pm 2 \Omega$)	95 Ω ($\pm 5 \Omega$)
Fabricant	QAXIAL		
Référence	RG316/25	RG303/U	RG180B/U
Diélectrique	PTFE (Poly Tetra Fluor Ethylene)		
ϵ_r	2.04		
$\tan(\delta)$	0.0003		
Atténuation @ 100 MHz	33 dB/100m	12.6 dB/100m	21 dB/100m
R_{DC} mesuré	62 m Ω /m	78 m Ω /m	631 m Ω /m

Les impédances mesurées Z_{L0} et Z_{L3} des réseaux d'entrées des onduleurs Φ_{X0} , respectivement Φ_{X3} sont présentées sur la figure 6 tandis que les figures 7a et 7b présentent les deux convertisseurs réalisés. Notons que le module de l'impédance Z_{L3} présentée par l'onduleur de classe Φ_{X3} offre une amplitude deux fois moindre que celle du réseau Z_{L0} offerte par l'onduleur Φ_{X0} . En effet, l'analyse précédemment menée permet d'écrire :

$$Z_{L0} = j \cdot Z_a \cdot \tan(\theta) \quad (18)$$

Là où l'impédance Z_{L3} peut se mettre sous la forme suivante :

$$Z_{L3} \approx j \cdot \frac{Z_a}{2} \cdot \tan(\theta) \quad (19)$$

Ceci étant simplement dû à l'impossibilité de se procurer des câbles coaxiaux d'impédances caractéristiques 12.5 Ω ou 200 Ω . Comme expliqué précédemment, cette variation d'impédance caractéristique est sans impact sur le fonctionnement de l'onduleur. D'autre part, le module de l'impédance Z_{L3} aux harmoniques pairs (i.e. 30 MHz, 60 MHz, etc.) où le réseau présente un court-circuit, est plus faible que celui de l'impédance Z_{L0} aux mêmes fréquences, observation révélatrice de pertes en ligne moindres dans le cas de l'onduleur de classe Φ_{X3} .

3.3 Résultats expérimentaux

La figure 8a compare les tensions de drain et de sortie des deux onduleurs implémentés, celles-ci ayant été obtenues à l'aide d'une sonde passive 1 GHz (TPP1000 de Tektronix) couplée à un oscilloscope MSO 5104 (Tektronix). De plus, les rendements mesurés des deux onduleurs sont présentés sur la figure 8b, la puissance de sortie ayant été modifiée par échelonnage de la tension d'entrée du montage de 15 V à 22 V par pas de 1 V). La méthodologie de mesure de rendement détaillée dans [7] a été appliquée.

Plusieurs phénomènes sont ici observables :

- Quel que soit le réseau d'entrée, l'onduleur fonctionne en commutation douce (ZVS et ZdVS).
- Le réseau d'entrée de l'onduleur de classe Φ_{X3} offre une tension de drain plus riche en harmoniques, conduisant à une légère diminution de la contrainte en tension sur l'interrupteur (43 V contre 49 V soit une diminution de 12,2 %). Comme expliqué en partie 2.3, ce phénomène est du à une atténuation en ligne plus faibles ainsi qu'à une homogénéisation du temps de propagation des harmoniques de tension.
- Le rendement mesuré de l'onduleur de classe Φ_{X3} s'établit à 87,3 % contre 84,8 % dans le cas de l'onduleur de classe Φ_{X0} soit une augmentation de 2,5 points.

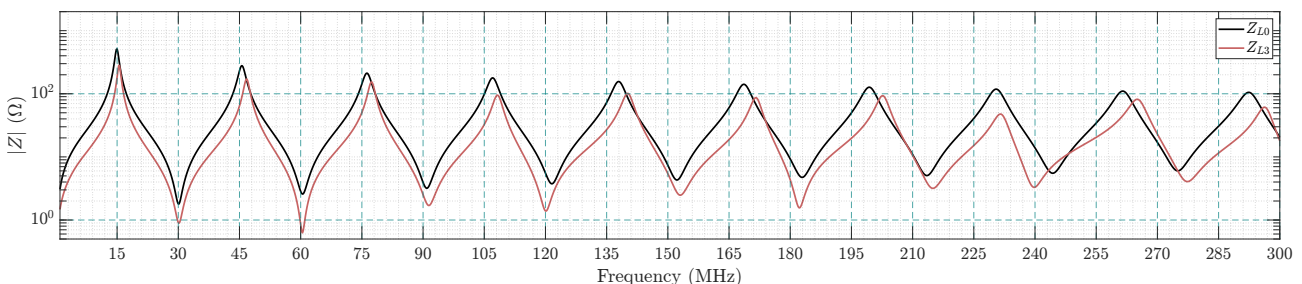
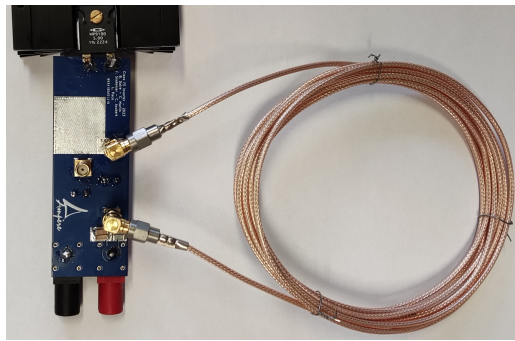
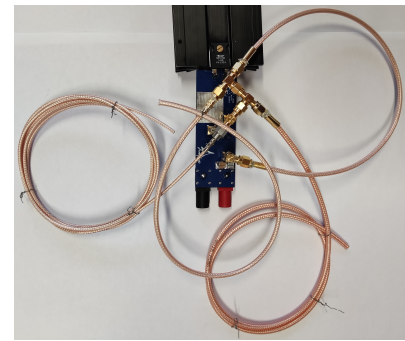


Figure 6: Comparaison des impédances Z_{L0} et Z_{L3} des réseaux d'entrée

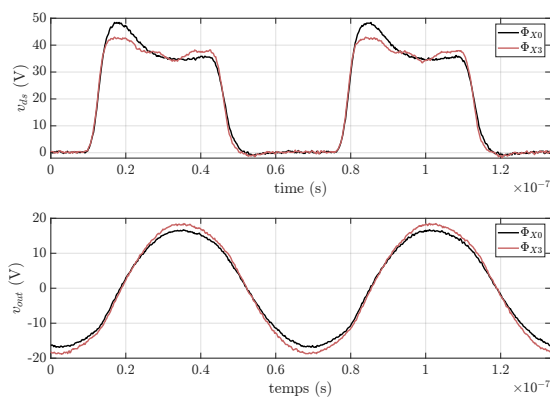


(a) Onduleur de classe Φ_{X0} (= classe Φ)

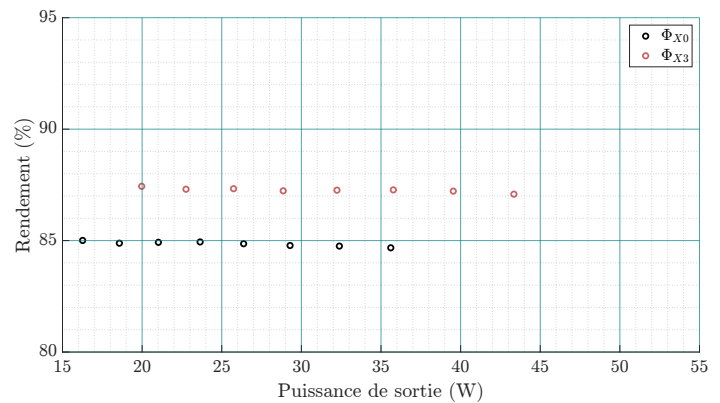


(b) Onduleur de classe Φ_{X3}

Figure 7: Photos des deux démonstrateurs réalisés



(a) Tensions de drain et de sortie



(b) Rendements mesurés

Figure 8: Formes d'ondes expérimentales et rendement mesuré des onduleurs

4. Conclusion

Pour conclure, une nouvelle sous-classe d'onduleur de classe Φ appelée classe Φ_{Xk} est présentée dans cet article. Un développement analytique permettant d'appréhender la modification structurelle menant à cette nouvelle classe est présenté et les avantages supposés de cette nouvelle structure sont discutés. Enfin, deux démonstrations expérimentales sont proposées afin de démontrer la faisabilité de la classe Φ_{Xk} . Les résultats expérimentaux mettent en évidence des performances améliorées comparativement à la classe Φ , tant en terme de réduction de contrainte en tension sur l'interrupteur que de rendement global de la structure. Même si ces résultats sont à nuancer puisque la qualité des lignes de transmission utilisées pour réaliser les différents réseaux d'entrée impacte grandement les pertes en ligne, la classe Φ_{Xk} offre indéniablement davantage de liberté en terme d'implémentation du convertisseur.

References

- [1] 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/TPEL.2007.900465.
- [2] 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.
- [3] K. N. Surakitbovorn and J. M. Rivas-Davila, "On the Optimization of a Class-E Power Amplifier With GaN HEMTs at Megahertz Operation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 4, pp. 4009-4023, April 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2939549.
- [4] F. Corti, F. Grasso, A. Reatti, A. Ayachit, D. K. Saini and M. K. Kazimierczuk, "Design of class-E ZVS inverter with loosely-coupled transformer at fixed coupling coefficient," IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, Italy, 2016, pp. 5627-5632, doi: 10.1109/IECON.2016.7793285.
- [5] C. Liu, H. Zhang, W. Chen and F. M. Ghannouchi, "Novel Design Space of Broadband High-Efficiency Parallel-Circuit Class-EF Power Amplifiers," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 69, no. 9, pp. 3465-3475, Sept. 2022, doi: 10.1109/TCSI.2022.3177283.
- [6] Zhang Z, Cheng Z, Ke H, Liu G, Sun H, Gao S. Design of broadband hybrid class EF power amplifier based on novel capacitance compensation structure. Microw Opt Technol Lett. 2020; 62: 1069-1076.
- [7] B Daire, Christian Martin, Fabien Sixdenier, Charles Joubert, Loris Pace. Onduleur de puissance à base de composants distribués. Symposium de Génie Électrique, Jul 2023, Lille, France. fihal-04149980f
- [8] Baptiste Daire, Christian Martin, Fabien Sixdenier, et al. Theoretical analysis of class EF / Φ inverter under various load conditions. TechRxiv. March 06, 2024.
- [9] M. Kasper, R. M. Burkart, G. Deboy and J. W. Kolar, "ZVS of Power MOSFETs Revisited," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 12, pp. 8063-8067, Dec. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2574998.