

Proposition d'une méthode de dimensionnement générique de convertisseurs DC-DC de classe E²

Matthieu BELEY, Loris PACE, Jérôme DELACHANAL, Arnaud BREARD

Ecole Centrale Lyon, INSA Lyon, Université Claude Bernard Lyon 1, Ampère CNRS UMR 5005, 69134 Ecully, France

RESUME - Les convertisseurs DC-DC de classe E² sont des bons candidats pour les systèmes de conversion d'énergie à très haute fréquence de découpage, en raison de leur faible nombre de composants et de leur haut rendement théorique. Ce travail propose une méthode de dimensionnement utile aux concepteurs basée sur les équations analytiques propres à l'onduleur de classe E. Un prototype de convertisseur DC-DC de classe E² isolé avec un transformateur à air faiblement couplé, 48 V vers 36 V, à 40,68 MHz, dont les capacités parallèles sont entièrement apportées par les capacités parasites des semi-conducteurs, est présenté. Les formes d'ondes mesurées confirment la justesse de la méthode de dimensionnement, et la commutation douce est effectivement atteinte au primaire et au secondaire.

Mots-clés—*Convertisseurs VHF, Classe E, GaN HEMT, Méthode de dimensionnement, Transmission d'énergie sans-fil, Capacité non-linéaire*

1. INTRODUCTION

Face aux enjeux environnementaux (empreinte carbone et circularité des systèmes électroniques) et à la demande croissante de convertisseurs de puissance à haute densité de puissance, la conversion très haute fréquence (VHF, pour Very High Frequency) apparaît comme une piste de recherche intéressante [1]. La classe E, à l'origine utilisée pour la conception d'amplificateurs radiofréquence à haut rendement [2], est un candidat pertinent pour le dimensionnement de convertisseurs DC-DC VHF. Son faible nombre de composants passifs (pour une structure résonante) et son unique interrupteur référencé à la masse le rendent particulièrement intéressant. De plus, une description analytique complète pour le modèle idéal existe [3].

L'association d'un onduleur et d'un redresseur de classe E a été proposée dès 1989 [4], puis étudiée dans de nombreux travaux pour des applications liées à la transmission d'énergie sans-fil [5], [6], [7] ou à la conversion DC-DC avec une haute densité de puissance [8]. Le convertisseur DC-DC qui en résulte (de classe E²) est conventionnellement dimensionné par étapes, en analysant premièrement le redresseur, puis en dimensionnant l'étage d'adaptation d'impédance et l'onduleur en conséquence. Un rapport cyclique de 50 % côté onduleur est généralement proposé, sans chercher à optimiser ce point [5], [6]. Le redresseur est fréquemment dimensionné pour apparaître résistif à son entrée [9]. L'isolation galvanique n'est pas prévue dans les méthodes proposées par [8], [10]. D'autres travaux proposent de dimensionner l'ensemble du convertisseur en une seule fois [11], mais perdent l'avantage de la description analytique et les méthodes qui en résultent souffrent d'une complexité importante. Les prototypes présentés dans la littérature dimensionnés avec la méthode proposée par [11] se limitent à des fréquences [12] et/ou des puissances [13] [14] relativement faibles (< 1,5 W).

L'objectif de cet article est de proposer une méthode de dimensionnement générique (pour une fréquence de

découpage, des niveaux de tension entrée/sortie et une charge DC arbitraires) pour un convertisseur DC-DC isolé basé sur la classe E. L'identification des points de fonctionnement se fait par approche graphique, sur un seul et même abaque, sur laquelle le concepteur peut faire apparaître les spécifications et les contraintes qui lui sont propres. L'impédance que présente le redresseur à son entrée n'est pas nécessairement résistive. Les éléments parasites, notamment les capacités de sortie du transistor GaN et de jonction de la diode sont entièrement fonctionnalisées afin de réduire le nombre de composants discrets nécessaires. Les inductances de fuite du transformateur à air sont également fonctionnalisées.

La section 2 présente l'analyse des briques onduleur et redresseur, sur laquelle est fondée la méthode de dimensionnement proposée et mise en œuvre dans la section 3. Suite à cela, un prototype DC-DC E² est implémenté et caractérisé dans la section 4. Finalement, des conclusions et perspectives sont fournies dans la section 5.

2. ANALYSE DU CONVERTISSEUR DC-DC E²

Cette section vise à présenter succinctement les résultats d'analyse et la mise en équation obtenus pour les modèles d'onduleur et de redresseur de classe E. La structure de convertisseur concernée par ces travaux est schématisée sur la Figure 1. Les modèles circuits sont normalisés afin de rendre les paramètres indépendants de la fréquence $f = \omega/2\pi$, des tensions DC V_{in} et V_{out} , et des courants DC I_{in} et I_{out} . Cette analyse adimensionnelle permet de fonder la méthode de dimensionnement proposée dans la section suivante.

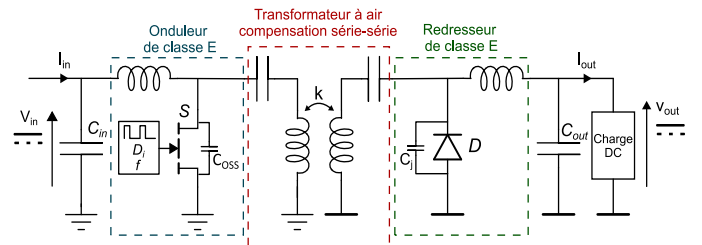


Figure 1 : Structure du convertisseur DC-DC E² isolé considéré

Elle se compose d'un étage onduleur et d'un étage redresseur, tous deux de classe E, associés par un étage d'adaptation d'impédance intermédiaire assurant également la fonction de filtrage harmonique et d'isolation galvanique. La commutation douce [Zero Voltage Switching (ZVS) et Zero Current Switching (ZCS)] est obtenue au niveau du transistor et de la diode. Ces conditions de commutation, activement recherchées lors du dimensionnement de circuits de classe E en raison des bénéfices sur le rendement et le rayonnement électromagnétique du convertisseur, sont appelées par la suite les Conditions de Commutation Nominales (CCN). Comme le montre la Figure 1, les capacités en parallèle du transistor S et de la diode D sont entièrement apportées par les capacités parasites de ces derniers.

2.1. Onduleur de classe E

Le modèle théorique idéal de l'onduleur de classe E est représenté sur la Figure 2. Vu de la source de tension, et en raison de la présence de la capacité de découplage C_{in} , le circuit présente à son entrée une résistance $R_{in} = V_{in}/I_{in}$. Pour fonctionner sous CCNs, il est impératif de présenter en sortie d'onduleur une certaine impédance $Z_i = R_i + jX_i$ à la fréquence de découpage, et une impédance théoriquement infinie en DC et aux autres harmoniques. La charge/décharge de C_i lorsque le transistor S est bloqué génère la tension v_s caractéristique des circuits de classe E, qui atteint une valeur substantiellement (de 2 fois à plus de 5 fois) supérieure à la tension d'entrée, mais qui s'annule avant la mise en conduction. Les travaux de Zulinsky [15], puis d'Acar [3] ont permis d'écrire analytiquement l'ensemble des paramètres du circuit normalisé (selon ω , V_{in} et I_{in}) en fonction de deux paramètres sur lesquels le concepteur a la main, le rapport cyclique de commande du transistor et l'accordement du réseau $L_i - C_i$. Par la suite, et pour distinguer les paramètres relatifs à l'onduleur de ceux relatifs au redresseur, ces deux paramètres sont notés D_i et q_i , où le ratio q_i se calcule comme (1) :

$$q_i = \frac{f_{L_i C_i}}{f} = \frac{1}{\omega \sqrt{L_i C_i}} \quad (1)$$

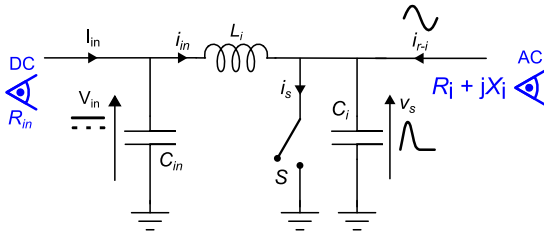


Figure 2 : Modèle électrique de l'onduleur de classe E idéal

Ainsi, tous les paramètres s'écrivent analytiquement en fonction du couple $\{q_i, D_i\}$ lorsque les CCNs sont imposées, et [16] recense l'ensemble des expressions correspondantes. Le courant résonant i_{r-i} est considéré sinusoïdal, d'expression $i_{r-i}(\theta) = I_{r-i} \sin(\theta + \phi_i)$, grâce au filtrage assuré par l'étage intermédiaire. On montre que le gain en courant, défini selon (2), peut s'exprimer également en fonction des résistances R_{in} et R_i selon (3), et ne dépend que de q_i et de D_i [17] :

$$g_i = \frac{\langle i_s \rangle}{I_{r-i}} = \frac{I_{in}}{I_{r-i}} \quad (2)$$

$$g_i = \sqrt{\frac{R_i}{2R_{in}}} \quad (3)$$

2.2. Redresseur de classe E

Plusieurs topologies de redresseurs résonants adaptés aux hautes fréquences de découpage ont été présentées dans la littérature [18]. La structure de redressement simple alternance choisie, permettant la fonctionnalisation de la capacité parasite C_j de la diode, est représentée sur la Figure 3. La diode travaille en commutation douce. Cette topologie de redresseur de classe E est le dual de l'onduleur et ses formes d'ondes sont temporellement inversées [19]. Les mêmes équations analytiques régissent leur fonctionnement. Une différence majeure est que dans le cas de l'onduleur, D_i est ajusté pour obtenir les CCNs, tandis que les CCNs sont naturellement imposées dans le cas du redresseur, et D_r résulte de cette adaptation automatique. Nous conservons ainsi le même formalisme que pour l'onduleur de classe E, et identifions les

paramètres D_r (sur lequel le concepteur a la main indirectement, selon les valeurs des composants passifs et de la charge) et q_r . Ce dernier se calcule comme (4) :

$$q_r = \frac{f_{L_r C_r}}{f} = \frac{1}{\omega \sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

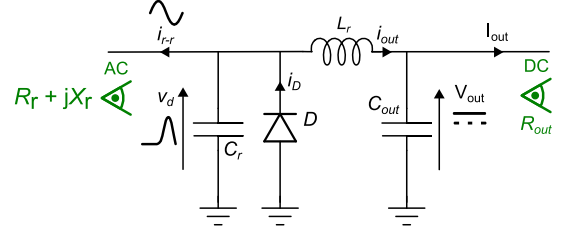


Figure 3 : Modèle électrique du redresseur de courant de classe E

Comme le montre le modèle idéal du redresseur de classe E considéré sur la Figure 3, l'impédance qu'il présente à son entrée, au fondamental, vaut $Z_r = R_r + jX_r$. Elle n'égale pas nécessairement Z_i , d'où la nécessité d'une adaptation d'impédance entre les deux étages. Tous les paramètres du circuit normalisé selon ω , V_{out} et I_{out} s'écrivent analytiquement en fonction du couple $\{q_r, D_r\}$, de la même manière que pour l'onduleur. Il convient simplement de faire attention au signe de X_r qui est inversé.

Le courant d'entrée est supposé sinusoïdal, d'expression $i_{r-r}(\theta) = I_{r-r} \sin(\theta + \phi_r)$. On montre également que le paramètre g_r ne dépend que de q_r et D_r et s'écrit (5) :

$$g_r = \frac{I_{out}}{I_{r-r}} = \sqrt{\frac{R_r}{2R_{out}}} \quad (5)$$

Les paramètres du circuit normalisé sont notés avec le symbole tilde dans la suite de cet article. Le Tableau 1 relie les grandeurs normalisées (sans indice i ou r pour rester générique) avec leur valeur réelle en considérant le véritable point de fonctionnement $\{\omega, V, I\}$.

Tableau 1 : Lien entre les grandeurs normalisées et réelles en fonction de la nature du paramètre

Nature	Paramètre norm.	Grandeur réelle
Capacité	$\tilde{C}$	$\tilde{C} \cdot I / (V\omega)$
Inductance	$\tilde{L}$	$\tilde{L} \cdot V / (I\omega)$
Résistance	$\tilde{R}$	$\tilde{R} \cdot V / I$
Réactance	$\tilde{X}$	$\tilde{X} \cdot V / I$
Puissance	$\tilde{P}$	$\tilde{P} \cdot VI$
Tension	$\tilde{V}$	$\tilde{V} \cdot V$
Courant	$\tilde{I}$	$\tilde{I} \cdot I$

2.3. Association du redresseur et de l'onduleur

Pour garantir les CCNs côté onduleur et les niveaux de courant/tension prédits par l'analyse, l'étage intermédiaire transforme l'impédance Z_r en impédance Z_i , tout en filtrant le DC et les harmoniques supérieures. Ce filtrage est assuré sur les harmoniques supérieures si le facteur de qualité du filtre $L_0 - C_0$ (donné par $Q_i = L_0 \omega / R_i$) est suffisamment grand. Il se compose d'un transformateur à air (pas de pertes fer ni de saturation) dont les inductances de fuite sont compensées par l'ajout d'une capacité en série, comme le montre la Figure 4. On parle de compensation série-série (SS) [20]. L'impédance

Z_i vue du primaire s'écrit, en fonction de l'impédance au secondaire (impédance Z_r du redresseur), des résistances parasites (r_1 et r_2) dues aux effets de peau et de proximité, des capacités C_1 et C_2 , des inductances des enroulements L_1 et L_2 , et de la mutuelle $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, selon (6)-(7) :

$$R_i = r_1 + \frac{(R_r + r_2)(M\omega)^2}{(R_r + r_2)^2 + \left(X_r + L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right)^2} \quad (6)$$

$$X_i = L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega} - \frac{\left(X_r + L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right)(M\omega)^2}{(R_r + r_2)^2 + \left(X_r + L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right)^2} \quad (7)$$

En jouant sur deux degrés de liberté que sont la distance primaire-secondaire d , qui impacte le couplage k , ainsi que la valeur de C_1 , il est possible de garantir cette adaptation d'impédance, c'est-à-dire que (6) et (7) soient vérifiées. L'isolation galvanique et le filtrage sont également garantis. En pratique on s'assurera que le secondaire est entièrement compensé (à réactance de maille nulle) et que les résistances parasites sont négligeables devant les résistances d'entrée/sortie des étages redresseur/onduleur. On obtient donc la relation suivante entre R_{eq} et R_r (8) :

$$R_{eq} = \frac{k^2 L_1 L_2 \omega^2}{R_r} = \frac{(M\omega)^2}{R_r} = R_i \quad (8)$$

De cette manière, une indication sur la valeur théorique du couplage k (ou de la mutuelle M) peut se calculer à partir du produit $R_i \cdot R_r$. Ces deux dernières sont reliées aux paramètres g_i et g_r , d'après (3) et (5). Par conséquent, des contraintes sur le dimensionnement du transformateur se traduisent par des contraintes sur les valeurs de g_i et g_r . De la même manière, dans l'optique d'un faible nombre de composants, $\tilde{C}_i$ et $\tilde{C}_r$ sont imposées puisqu'apportés uniquement par les capacités parasites des semi-conducteurs. Ainsi, la méthode de dimensionnement présentée ci-après se base sur l'affichage dans le plan $\{q, D\}$ des paramètres $\tilde{C}_i$ et $\tilde{C}_r$, et g_i et g_r .

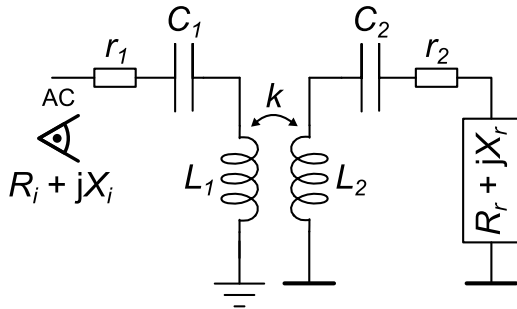


Figure 4 : Modèle électrique du transformateur à air intermédiaire, avec compensation SS

3. METHODE DE DIMENSIONNEMENT

3.1. Spécifications et contraintes de conception

Les spécifications considérées pour la conception de convertisseurs DC-DC VHF sont les suivantes :

- La tension d'alimentation nominale en entrée (V_{in})
- La tension d'alimentation nominale de la charge (V_{out})
- La résistance nominale de la charge (R_{out})
- La fréquence de découpage (f)

La fréquence de découpage est imposée, et est généralement choisie dans les bandes fréquentielles normées (ISM) dans lesquelles il est possible de rayonner [21]. Des contraintes supplémentaires sont considérées dans le cadre de ces travaux :

- Les contraintes liées au transformateur (couplage)
- Les contraintes liées au choix des semi-conducteurs
- Toute autre contrainte additionnelle, liée par exemple au rendement, aux valeurs des composants, ou à la robustesse

L'objectif est donc de déterminer, si possible, un couple $\{q_i, D_i\}$ pour l'onduleur et un couple $\{q_r, D_r\}$ pour le redresseur en fonction des spécifications et des contraintes de conception. Cette démarche est récapitulée sur le schéma de la Figure 5.

Les capacités parasites $C_{OSS}(V)$ et $C_j(V)$ étant non-linéaires, elles sont prises en compte dans la méthode de la manière suivante. Une valeur linéaire équivalente est calculée en connaissant la contrainte en tension théorique V_{max} aux bornes du semi-conducteur, par le moyen de la formule (9). Cette valeur équivalente, égale à C_i , s'applique également à C_r :

$$C_i(V_{max}) = \frac{\int_0^{V_{max}} C_{OSS}(V) dV}{V_{max}} \quad (9)$$

Les valeurs $C_{OSS}(V)$ et $C_j(V)$ sont généralement fournies par les fabricants (datasheet ou modèle SPICE), et peuvent aussi être extraites de mesures HF avec polarisation DC [22].

3.2. Identification des points de fonctionnement $\{q, D\}$

Comme avancé dans la section 2, l'identification des deux points $\{q_i, D_i\}$ et $\{q_r, D_r\}$ peut se faire graphiquement, au moyen d'un abaque de dimensionnement tel que celui montré en Figure 6, dans lequel sont tracés les paramètres $\tilde{C}_i$ et $\tilde{C}_r$, ainsi que g_i et g_r . L'objectif est ainsi de trouver, s'il existe, un ou plusieurs points d'intersection des isolignes $\tilde{C}_i$ et g_i pour l'onduleur et $\tilde{C}_r$ et g_r pour le redresseur. Le transformateur est dimensionné et accordé par la suite. Dans un objectif de reproductibilité de la méthode, le code contenant les expressions analytiques, ainsi que l'abaque de dimensionnement en haute-qualité sont donnés [23].

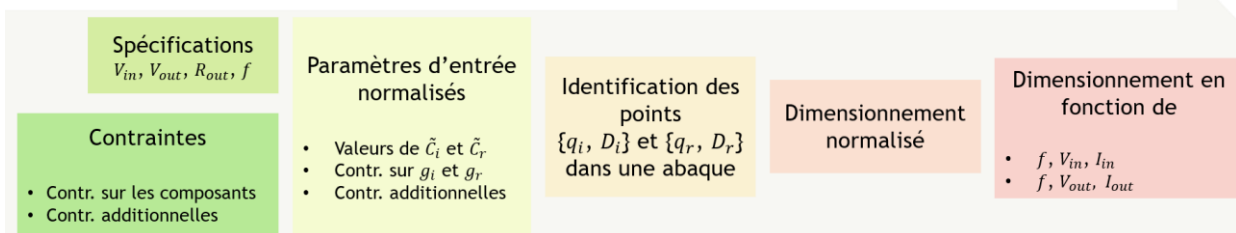


Figure 5 : Procédure de dimensionnement du convertisseur VHF DC-DC de classe E2

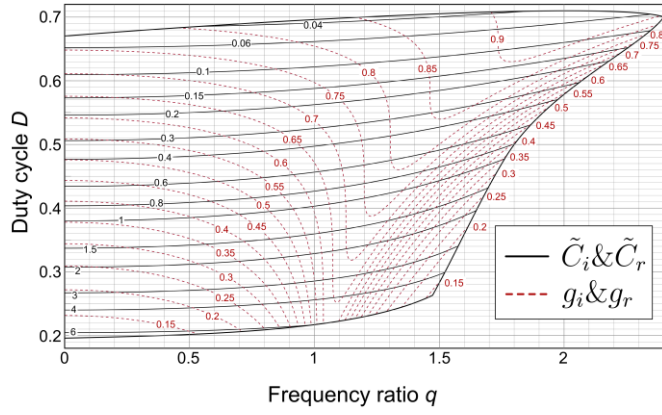


Figure 6 : Abaque de dimensionnement dans l'espace 2D $\{q, D\}$

3.3. Mise en application

Dans cette sous-section, un exemple de dimensionnement est considéré, et sera implémenté dans la section 4, avec les spécifications et les contraintes suivantes :

- Tension d'alimentation de 48 V
- Fréquence de découpage de 40,68 MHz
- Charge DC type LED (36,5 V et 1,5 A nominaux) : caractérisée sur la Figure 7
- GaN HEMT GS66506T (refroidi par le dessus, 650 V, 22,5 A, et C_i de 180 pF) : caractérisé sur la Figure 8
- Diode Schottky STPS10200SF (200 V, 10 A, et C_r de 80 pF) : caractérisée sur la Figure 9
- Couplage k du transformateur entre 10 % et 25 %
- Inductance d'enroulement primaire (L_1) et secondaire (L_2) d'environ 330 nH
- Facteurs de qualité Q_i et $Q_r \geq 2$ (R_r et $R_i \leq 40 \Omega$)
- Courant de sortie lissé ($q_r = 0$)
- Résistances r_1 et r_2 négligeables (R_i et $R_r \geq 5 \Omega$)

Les contraintes sur le transformateur (k , L_1 et L_2) proviennent de contraintes géométriques et mécaniques liées au transformateur préalablement conçu.

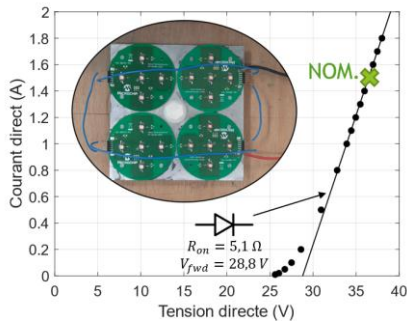


Figure 7 : Caractérisation DC de la charge type LEDs

Le point de fonctionnement du redresseur est {40,68 MHz, 36,5 V, 1,5 A} tandis que celui de l'onduleur est {40,68 MHz, 48 V, 1,47 A}, en présupposant un rendement du convertisseur de $\eta = 80 \%$, avec des pertes majoritairement dissipées dans les enroulements du transformateur. Si besoin, une ou plusieurs itérations supplémentaires peuvent être effectuées, à partir du rendement évalué en simulation ou mesuré expérimentalement. Ceci permet d'obtenir en pratique une tension de sortie de 36,5 V aux bornes des LEDs. La puissance nominale attendue est donc d'environ 50 W. Les valeurs normalisées $\tilde{C}_i$ et $\tilde{C}_r$ s'obtiennent par (10)-(11) :

$$\tilde{C}_i = C_i \cdot \omega V_{in} / I_{in} = 1,5 \quad (10)$$

$$\tilde{C}_r = C_r \cdot \omega V_{out} / I_{out} = 0,5 \quad (11)$$

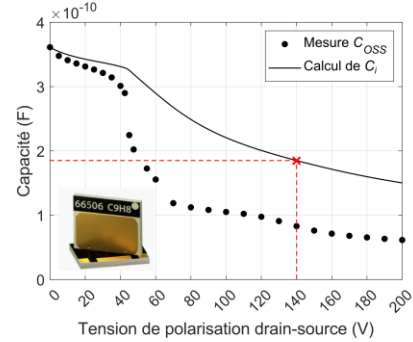


Figure 8 : Caractérisation HF et extraction du paramètre C_{oss} en fonction de V

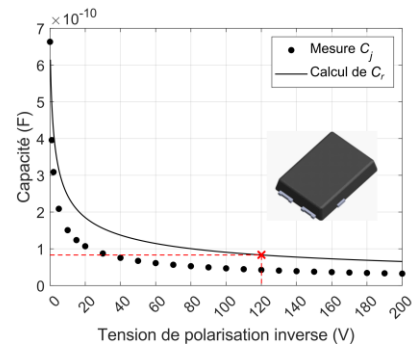


Figure 9 : Caractérisation HF et extraction du paramètre C_j en fonction de V

Les contraintes liées aux valeurs extrêmes de R_r et R_i se traduisent d'après (3) et (5) par les contraintes (12)-(13) sur g_i et g_r :

$$g_i \in [0,28; 0,78] \quad (12)$$

$$g_r \in [0,32; 0,91] \quad (13)$$

Celle liée au couplage du transformateur se traduit d'après (8) par la contrainte suivante (14) sur le produit $g_i \cdot g_r$:

$$g_i g_r = \frac{\sqrt{R_i R_r}}{2\sqrt{R_{in} R_{out}}} \in [0,14; 0,37] \quad (14)$$

Les équations de dimensionnement (10)-(14) et la contrainte additionnelle $q_r = 0$ conduisent à l'identification de deux points $\{q_i = 1,12, D_i = 37 \%\}$ et $\{q_r = 0, D_r = 46 \%\}$ sur l'abaque de dimensionnement de la Figure 6. Suite à cela, la dénormalisation s'effectue en considérant les tensions et courants d'entrée/sortie et la fréquence de découpage du convertisseur. Le dimensionnement théorique obtenu est donné dans le Tableau 2.

Tableau 2 : Dimensionnement théorique (et implémentation) des étages onduleur et redresseur de classe E

Onduleur	Redresseur
$L_i = 70 \text{ nH}$ (66 nH)	$L_r \gg R_{in}/\omega$ (3,3 μH)
$C_i = 180 \text{ pF}$ (C_{oss})	$C_r = 80 \text{ pF}$ (C_j)
$R_i = 32 \Omega$ (accord. transfo.)	$R_r = 11 \Omega$
$X_i = +11 \Omega$ (accord. transfo.)	$X_r = -15 \Omega$

A partir des équations (6) et (7), et des valeurs de Z_i et Z_r données dans le Tableau 2, le transformateur à air avec

compensation SS est ajusté. Pour cela, la distance d et la capacité C_1 sont ajustées, tout en mesurant à l'analyseur de réseau vectoriel (mesure 2-ports paramètres S) les valeurs des impédances Z_{11} , Z_{21} et Z_{22} . En effet, celles-ci sont liées aux impédances du transformateur avec les expressions (15)-(17) :

$$X_{11} = \Im(Z_{11}) = L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega} \quad (15)$$

$$X_{21} = \Im(Z_{21}) = M\omega \quad (16)$$

$$X_{22} = \Im(Z_{22}) = L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega} \quad (17)$$

La capacité C_2 est implémentée avec une valeur de $47 + 6,8$ pF pour compenser la réactance de maille au secondaire, et X_{22} est mesurée à 14Ω à 40,68 MHz. A partir de cela, les valeurs cibles sont calculées : $X_{11} = 9,3 \Omega$ et $X_{21} = 19 \Omega$ à 40,68 MHz. Après accordement du transformateur, la distance d est mesurée à 12 mm, et la capacité C_1 est implémentée avec une valeur de $47 + 3,3$ pF. La Figure 10 montre la caractérisation du transformateur dans cette configuration.

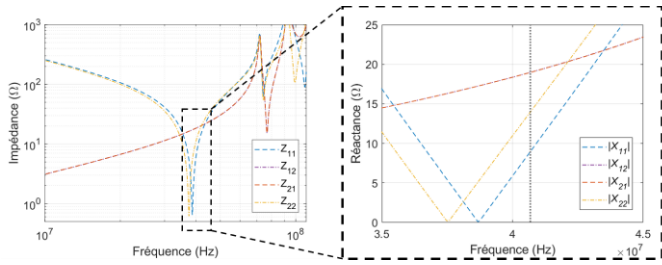


Figure 10 : Mesure des paramètres X_{11} , X_{12} , X_{21} et X_{22} avec $d = 12$ mm

4. RESULTATS EXPERIMENTAUX

4.1. Présentation du prototype et du banc expérimental

Un prototype de convertisseur DC-DC isolé, de classe E², conçu pour l'alimentation de LED sous 36 V et 1.5 A, est implémenté selon le dimensionnement présenté en section 3.3. Pas d'ajustement en simulation n'a été requis pour cela. Le transformateur à air présente un enroulement primaire et secondaire similaire, de 3 spires carrées chacun, imprimées sur PCB et distancés de 12 mm. Cette distance peut s'ajuster au moyen de vis en nylon. Le signal PWM, de rapport cyclique 37 % et de fréquence 40,68 MHz, est généré par le générateur de fonction arbitraire AFG 3252. Le circuit de commande de grille LMG1020, alimenté en 5 V DC, permet de commander la grille du GaN HEMT avec des pulses carrés de 0 à 5 V. Les formes d'onde sont mesurées, côté primaire avec une sonde passive 1 GHz et côté secondaire avec une sonde isolée 500 MHz. Deux photographies, vues du dessus et du dessous, sont montrées sur la Figure 11. Une photographie du banc expérimental est également montrée sur la Figure 12.

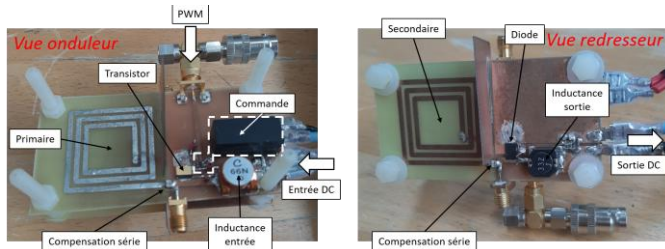


Figure 11 : Photographies du prototype (vue onduleur à gauche, vue redresseur à droite)

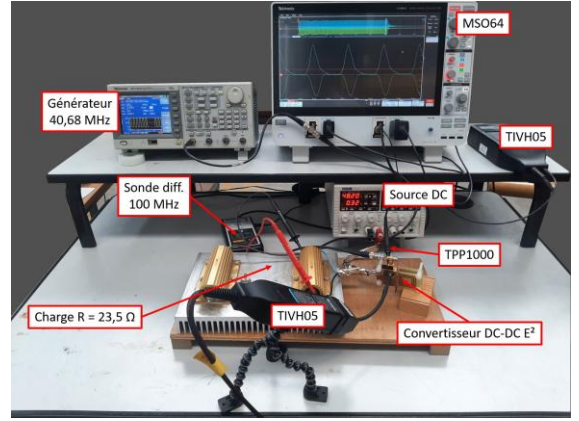


Figure 12 : Photographie du banc expérimental permettant la caractérisation du convertisseur DC-DC de classe E²

4.2. Formes d'ondes et performances du convertisseur

Les formes d'ondes des tensions aux bornes des semi-conducteurs et de la tension de sortie sont présentées sur la Figure 13, avec une tension de 48 V en entrée. Elles sont conformes à ce qui était prédit par le dimensionnement théorique. La commutation douce (CCNs) est bien atteinte côté redresseur et quasiment atteinte côté onduleur. La contrainte en tension sur le GaN HEMT atteint 200 V (Figure 13-a), tandis que celle sur la diode Schottky atteint 140 V (Figure 13-b). La tension de sortie atteint effectivement une tension proche des 36,5 V nominaux, et sa dynamique est rapide (< 300 ns), comme le montre la Figure 13-c, ce qui peut être intéressant pour l'implémentation d'un contrôle ON/OFF [24].

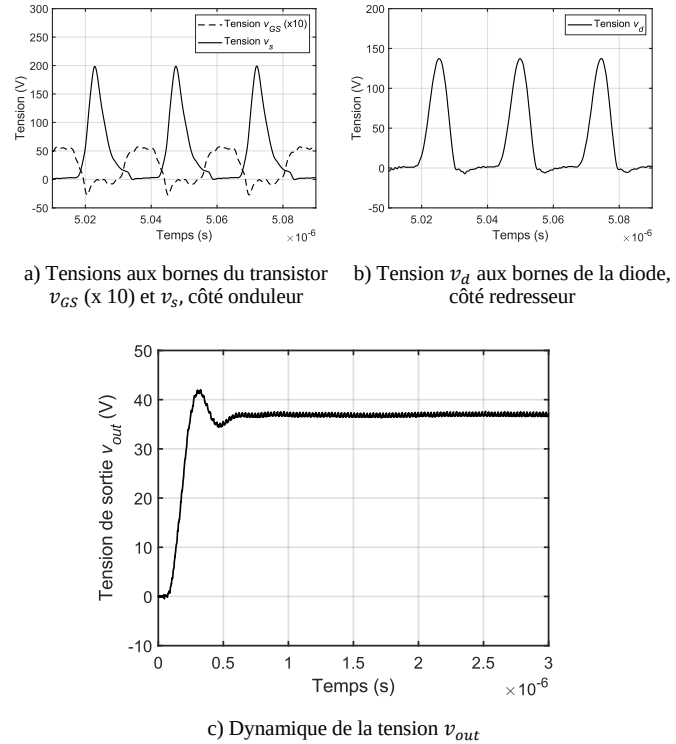


Figure 13 : Formes d'ondes mesurées des principales tensions au sein du convertisseur DC-DC E² 40,68 MHz 48 V vers 36 V

5. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Une méthode de dimensionnement d'un convertisseur DC-DC VHF de classe E², rapide et permettant l'identification de points de fonctionnement optimaux, est proposée dans cet article puis validée en mesure. Les capacités parasites du GaN

HEMT et de la diode ont été caractérisées, ainsi que la charge type LED, pour servir de point d'entrée au dimensionnement. Un prototype de convertisseur VHF isolé 48 vers 36,5 V d'une puissance de 50 W est implémenté et isolé galvaniquement par l'intermédiaire d'un transformateur à air compensé.

Des essais en régime continu ont été conduits, et l'échauffement au niveau des semi-conducteurs empêche le fonctionnement du convertisseur sur des périodes supérieures à 5 secondes. La Figure 14 montre ainsi la tension de sortie fournie par le convertisseur et met en évidence l'impact de la thermique sur les performances du convertisseur, conduisant brusquement à son arrêt au bout de 7 secondes.

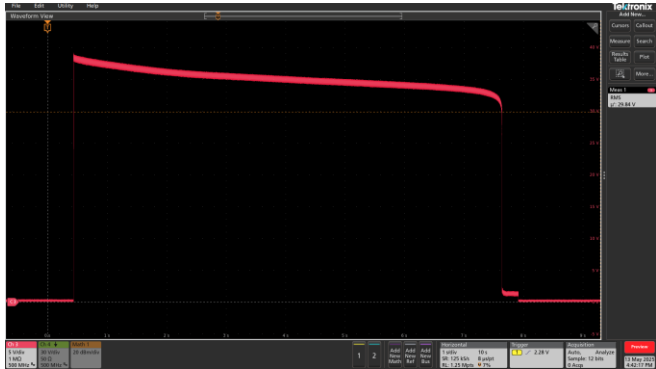


Figure 14 : Tension de sortie (5 V/div), échelle horizontale à 1 s/div

Les pertes au sein du transistor semblent être localisées dans la capacité C_{oss} [25], et un nouveau dimensionnement est par conséquent envisagé, avec une capacité en parallèle du transistor. Par ce biais, une évaluation du rendement global du convertisseur sera conduite. Le rayonnement émis par le convertisseur, ainsi que sa robustesse face aux variations de couplage et d'impédance de charge DC, seront également étudiés.

6. REMERCIEMENTS

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

7. REFERENCES

- [1] Y. Wang, O. Lucia, Z. Zhang, Y. Guan, and D. Xu, 'Review of very high frequency power converters and related technologies', *IET Power Electron.*, vol. 13, no. 9, pp. 1711–1721, Jul. 2020, doi: 10.1049/ietpel.2019.1301.
- [2] N. O. Sokal and A. D. Sokal, 'Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers', *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 10, no. 3, pp. 168–176, Jun. 1975, doi: 10.1109/JSSC.1975.1050582.
- [3] M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, 'Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers', *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 54, no. 12, pp. 2706–2717, Dec. 2007, doi: 10.1109/TCSI.2007.910544.
- [4] M. K. Kazimierzczuk and J. Jozwik, 'Resonant DC/DC converter with class-E inverter and class-E rectifier', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no. 4, pp. 468–478, Nov. 1989, doi: 10.1109/41.43017.
- [5] M. Kim and J. Choi, 'Bidirectional Class E2 Resonant Converter in Wireless Power Transfer Systems', in *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Oct. 2021, pp. 5816–5822, doi: 10.1109/ECCE47101.2021.9595246.
- [6] T. Nagashima, X. Wei, E. Bou, E. Alarcón, M. K. Kazimierzczuk, and H. Sekiya, 'Analysis and Design of Loosely Inductive Coupled Wireless Power Transfer System Based on Class- π E/2 DC-DC Converter for Efficiency Enhancement', *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 62, no. 11, pp. 2781–2791, Nov. 2015, doi: 10.1109/TCSI.2015.2482338.
- [7] H. Ueda and H. Koizumi, 'Class-E2 DC-DC Converter With Basic Class-E Inverter and Class-E ZCS Rectifier for Capacitive Power Transfer', *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 67, no. 5, pp. 941–945, May 2020, doi: 10.1109/TCSII.2020.2981131.
- [8] Y. Guan, Y. Wang, W. Wang, and D. Xu, 'A 20 MHz Low-Profile DC-DC Converter With Magnetic-Free Characteristics', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 2, pp. 1555–1567, Feb. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2896247.
- [9] K.-H. Lee, E. Chung, G.-S. Seo, and J.-I. Ha, 'Design of GaN transistor-based class E DC-DC converter with resonant rectifier circuit', in *2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, Blacksburg, VA, USA: IEEE, Nov. 2015, pp. 275–280, doi: 10.1109/WiPDA.2015.7369269.
- [10] S. Chen, Y. Chen, B. Zhang, and D. Qiu, 'Accurate Design of Very-High-Frequency Resonant Converter Based on Gradient Descent and Considering Multiple Harmonics', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1–11, 2024, doi: 10.1109/TIE.2024.3440504.
- [11] F. Pareschi, N. Bertoni, M. Mangia, R. Rovatti, and G. Setti, 'A Unified Design Theory for Class-E Resonant DC-DC Converter Topologies', *IEEE Access*, vol. 7, pp. 83825–83838, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2922743.
- [12] F. Pareschi *et al.*, 'Class-E Isolated DC-DC Converter With High-Rate and Cost-Effective Bidirectional Data Channel', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 5, pp. 5304–5318, May 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2940661.
- [13] M. Halamicek and A. Prodić, 'High Frequency Isolated Class-E Resonant DC-DC Converter with Thin-Film Microtransformer', in *2022 IEEE 23rd Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Jun. 2022, pp. 1–8, doi: 10.1109/COMPEL53829.2022.9829979.
- [14] A. Celentano, F. Pareschi, R. Rovatti, and G. Setti, 'A Zero-Transient Dual-Frequency Control for Class-E Resonant DC-DC Converters', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, no. 2, pp. 2105–2114, Feb. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2022.3208816.
- [15] R. Zulinski and J. Steadman, 'Class E Power Amplifiers and Frequency Multipliers with finite DC-Feed Inductance', *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 34, no. 9, pp. 1074–1087, Sep. 1987, doi: 10.1109/TCS.1987.1086268.
- [16] M. Beley, L. Pace, and 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.*, pp. 1–1, 2025, doi: 10.1109/JESTPE.2025.3565020.
- [17] I. Casallas, C.-I. Paez-Rueda, G. Perilla, M. Pérez, and A. Fajardo, 'Design Methodology of the Class-E Power Amplifier with Finite Feed Inductance—A Tutorial Approach', *Appl. Sci.*, vol. 10, no. 24, p. 8765, Jan. 2020, doi: 10.3390/app10248765.
- [18] S. Birca-Galateanu and A. Ivascu, 'Class E low dv/dt and low di/dt rectifiers: energy transfer, comparison, compact relationships', *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 48, no. 9, pp. 1065–1074, Sep. 2001, doi: 10.1109/81.948434.
- [19] W. A. Nitz *et al.*, 'A new family of resonant rectifier circuits for high frequency DC-DC converter applications', in *APEC '88 Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Feb. 1988, pp. 12–22, doi: 10.1109/APEC.1988.10546.
- [20] H. Sekiya, K. Tokano, W. Zhu, Y. Komiya, and K. Nguyen, 'Design Procedure of Load-Independent Class-E WPT Systems and Its Application in Robot Arm', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1–10, 2022, doi: 10.1109/TIE.2022.3220818.
- [21] J. Choi, Y. Ooue, N. Furukawa, and J. Rivas, 'Designing a 40.68 MHz power-combining resonant inverter with eGaN FETs for plasma generation', in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2018, pp. 1322–1327, doi: 10.1109/ECCE.2018.8557680.
- [22] L. Pace, F. Chevalier, A. Videt, N. Defrance, N. Idir, and J.-C. De Jaeger, 'Electrothermal Modeling of GaN Power Transistor for High Frequency Power Converter Design', in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, Lyon, France: IEEE, Sep. 2020, pp. 1–10, doi: 10.23919/EPE20ECCEEurope43536.2020.9215782.
- [23] M. Beley, *Class E circuits design*. [Online]. Available: <https://github.com/matthieubeley/class-E-design>
- [24] Y. Li and X. Ruan, 'Output Current Limitation for ON-OFF Controlled Very-High-Frequency Class E DC-DC Converter', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 11, pp. 11826–11831, Nov. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3116594.
- [25] G. Zulauf, S. Park, W. Liang, K. N. Surakitbovorn, and J. Rivas-Davila, 'COSS Losses in 600 V GaN Power Semiconductors in Soft-Switched, High- and Very-High-Frequency Power Converters', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 12, pp. 10748–10763, Dec. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2800533.