

Conception optimale de convertisseur LLC à large excursion de tension par reconfiguration topologique

Takashi ONO*, Guillaume LEFEVRE*, Guillaume REGNAT*, Jun-Ichi ITOH*

♦ Mitsubishi Electric R&D Centre Europe (MERCE), 1, allée de Beaulieu, 35700 Rennes, France

♣ Nagaoka University of Technology, Power Electronics Laboratory, 1603-1, Kamitomioka Nagaoka, Niigata, Japan

RESUME - Contrairement aux convertisseurs Dual Active Bridge, les topologies LLC résonantes voient leurs contraintes de dimensionnement fortement affectées dès que les excursions de tensions deviennent conséquentes. Pour pallier cette limitation, une technique de reconfiguration est proposée dans ce papier. Un fonctionnement en Pont-complet ou en Demi-pont sont retenus en fonction de la tension d'entrée appliquée au convertisseur. Deux stratégies de contrôle, appelée « Asymetric Clamped Mode (ACM) » et « Reconfiguration optimale » permettent la transition entre ces deux modes. L'impact de la tension de transition entre les différents modes a permis d'identifier les domaines d'applicabilité et les limitations fonctionnelles des deux stratégies. Sur la base d'un cahier des charges aéronautique (standard DO160), le dimensionnement de deux convertisseurs (conventionnel et reconfigurable) est présenté pour illustrer le gain sur les éléments passifs, principaux contributeurs au volume du convertisseur. Un prototype fonctionnel permet de valider expérimentalement la démarche retenue.

Mots-clés—convertisseur LLC, commutation douce, haute puissance spécifique, aéronautique.

1. INTRODUCTION

L'électrification de l'aviation est une tendance claire, notamment portée par les enjeux liés au réchauffement climatique. Qu'il s'agisse d'une électrification non propulsive (More Electric Aircraft) ou plus généralisée (All Electric Aircraft). L'optimisation des dispositifs auxiliaires de conversion vers les charges 28Vdc est de première importance (rendement, masse). Ces derniers permettent, à partir d'un bus DC local ($\pm 270V$) d'alimenter les éléments de confort et de sécurité à bord tout en garantissant une isolation galvanique. Les niveaux de tension (Entrée/Sortie) et puissance sont régis selon la norme DO160, et illustrés dans la Figure 1.

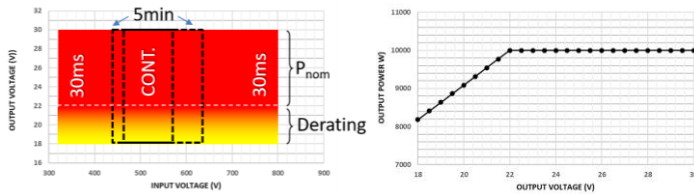


Figure 1 : synthèse des contraintes DO160 pour un convertisseur 28Vdc

Pour assurer cette fonction de conversion, les convertisseurs Dual Active Bridge font partie des candidats intéressants. Les grandes excursions de tension peuvent être gérées par des stratégies de contrôle commande multi-paramètre (Double ou Triple Phase Shift [1-2]) tout en opérant le convertisseur en commutation douce pour garantir un bon niveau de rendement,

et ce même à fréquence de découpage élevée. Les convertisseurs résonants, dont le LLC peuvent également être utilisés. Dans les cas où la bidirectionnalité en puissance n'est pas requise, cette solution permet de réduire le nombre de composants commandés tout en garantissant la commutation douce en tous points de fonctionnement. Néanmoins, les performances restent très sensibles aux fortes fluctuations de tension ce qui pénalise cette topologie en comparaison du DAB, intrinsèquement plus versatile. Pour pallier les contraintes sévères de conception appliquées aux convertisseurs 540V/28Vdc, une technique de reconfiguration topologique ainsi qu'une révision des méthodes conventionnelles de design d'un convertisseur LLC résonant sont présentées dans ce papier. L'ensemble de ces mesures permet une significative réduction des contraintes dimensionnantes en tension à l'entrée et à la sortie.

2. REDUCTION DES CONTRAINTES DE TENSION DE SORTIE

Contrairement aux cas classiques de convertisseurs LLC générant une tension de sortie fixe, une méthodologie de design optimal a été développée pour des convertisseurs à large excursion de tension de sortie. Avant d'en aborder les détails, la section suivante définit les variables d'étude utilisées.

2.1. Définition des variables d'étude

- V_E, V_S : tensions respectives d'entrée et de sortie

- m : rapport de transformation du transformateur

- $\lambda = \frac{L_{res}}{L_{mag}}$: ratio des éléments inductifs du LLC

- $R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_S^2}{m^2 \cdot P}$: résistance de charge ramenée au primaire du transformateur (approximation 1^{er} harmonique - FHA)

- $Q = \frac{1}{R_{eq}} \cdot \sqrt{\frac{L_{res}}{C_{res}}} = \frac{Z_{res}}{R_{eq}}$: facteur de qualité

2.2. Sélection optimale du facteur de qualité

Dans une stratégie classique de dimensionnement, le facteur de qualité maximal Q_{max} est défini pour garantir qu'à tension d'entrée minimale V_{E_min} et fréquence minimale, le gain maximum soit accessible à puissance nominale P_N , tout en garantissant les conditions de commutation douce. Les contraintes sont alors maximales, les valeurs extrêmes de tension en entrée et sortie faisant foi :

- Cas n°1 : Fonctionnement Boost à P_N pour V_{E_min}, V_{S_Max}
- Cas n°2 : Fonctionnement Buck à vide pour V_{E_Max}, V_{S_min}

Le cas n°1 sera investigué en premier lieu, les variantes topologiques utilisées pour amoindrir l'excursion de tension d'entrée n'ayant pas d'impact dans ce cas.

Dans la grande majorité des designs, le facteur de qualité est estimé à V_S maximale pour assurer commutation douce et gain statique extrême. Cette technique, bien que fonctionnelle, reste sous-optimale. En effet, à tension de sortie croissante, le facteur de qualité Q est réduit du fait d'une résistance R_{eq} plus élevée. Cela s'accompagne d'un gain de conversion accru à fréquence donnée. La Figure 2 illustre un cas de dimensionnement pour lequel le facteur de qualité Q_{max} est défini à $V_{S_min}=22V$. Comme on peut le voir, des conditions opératoires compatibles sont obtenues à $V_{S_Max}=30V$ (gain et commutation douce) bien que certains points intermédiaires ne soient pas accessibles. Pour garantir que l'intégralité des points de fonctionnement puisse être obtenue, un critère additionnel de dimensionnement est proposé en comparaison d'une méthode conventionnelle.

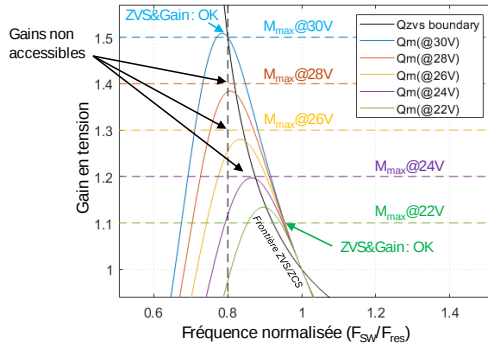


Figure 2: gains statiques de la topologie LLC à tension de sortie variable

Pour chacun des points de fonctionnement à gain $M(V_0)$ (entrée V_{E_Min} , sortie V_S), le facteur de qualité Q_{ZVS} correspondant à la frontière ZVS/ZCS est donné par la relation suivante :

$$Q_{ZVS}(V_S) = \frac{\lambda}{M(V_0)} \sqrt{\frac{1}{\lambda} + \frac{M^2(V_S)}{M^2(V_0) - 1}}, \quad M(V_S) = \frac{V_S}{m \cdot V_E} \quad (1)$$

En utilisant la relation (2), il est possible de définir l'impédance caractéristique Z_0 pour une tension de sortie donnée à Q_{ZVS} .

$$Z_0(V_S) = Q_{ZVS}(V_S) \cdot R_{eq}(V_S) \quad (2)$$

La valeur minimale de Z_0 sur la plage de tension de sortie garantit alors l'intégralité des points de fonctionnement soit Z_0 à 23V, comme illustré dans l'exemple de la Figure 3. Dans ce cas précis, le ratio (Q_{max22}/Q_{max30}) entre un dimensionnement optimal et conventionnel vaut 1,5, démontrant la supériorité de l'approche proposée.

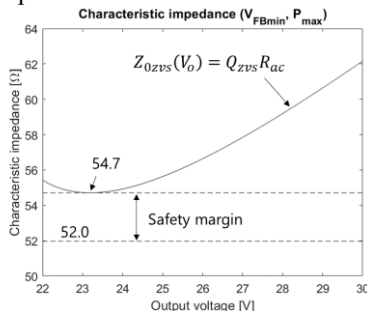


Figure 3: choix de l'impédance caractéristique Z_0 permettant l'optimisation de l'excursion de tension de sortie.

2.3. Méthodologie de dimensionnement proposée

La méthodologie de conception, incluant la recherche d'impédance caractéristique optimale est décrite en Figure 4.

- Les tensions nominales E/S sont les principales variables et conditionnent le rapport de transformation à la résonance.
- Les fréquences extrêmes de fonctionnement f_{min}/f_{max} sont imposées. Généralement, la fréquence de résonance est choisie *a priori* puis validée par l'adéquation de f_{min} avec le dimensionnement du transformateur ou la tension aux bornes des condensateurs résonants.

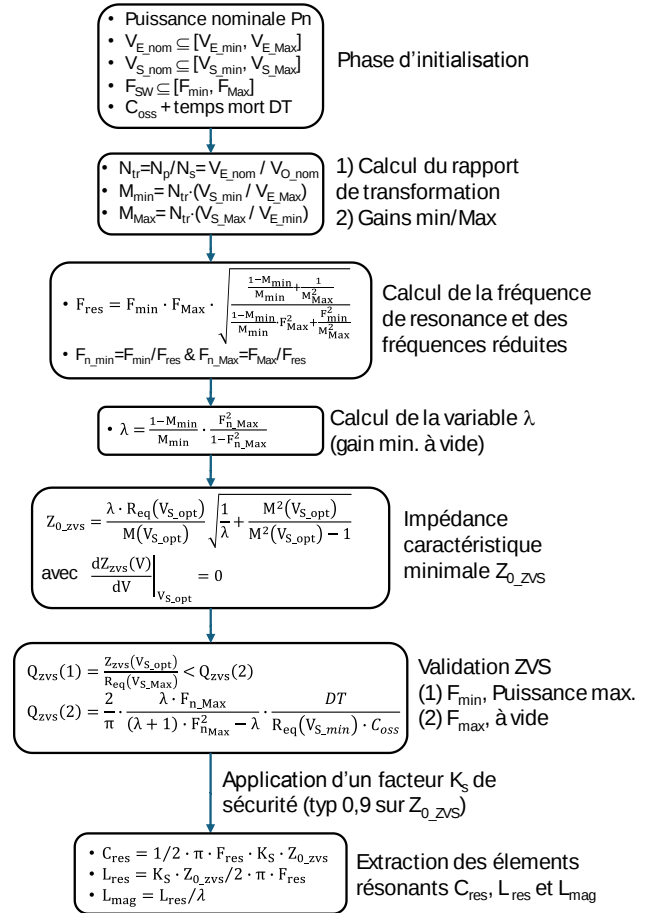


Figure 4 : méthodologie de dimensionnement pas à pas d'une topologie LLC avec optimisation du facteur de qualité sous tension de sortie variable

Bien que cela ne soit pas l'objectif ici, cette démarche doit être complétée par un tri de solutions le plus pertinentes. Pour ce faire, il sera possible de calculer les contraintes en tension (par le produit $V \cdot T$) et courant RMS (au premier harmonique) sur les éléments le plus critiques, à savoir le transformateur et l'inductance de résonance pour définir les meilleurs paramètres initiaux, ici les tensions nominales d'entrée et sortie.

3. REDUCTION DES CONTRAINTES DE TENSION D'ENTREE

3.1. Etat de l'art

Pour les larges plages de tension d'entrée du convertisseur, plusieurs solutions existent pour optimiser le dimensionnement. En parallèle des techniques permettant de modifier la valeur des éléments résonants [3-4], différentes configurations du pont primaire du LLC peuvent être considérées. L'idée est d'appliquer aux bornes de l'ensemble {Transformateur/dipôle résonant} une tension alternative $V_{AC-Prim}$ dont le fondamental est réduit en comparaison d'une onde carrée d'amplitude $\pm V_E$. De nombreuses solutions existent dans la littérature à cet effet.

Le plus simple consiste à inhiber l'un des bras pour opérer la topologie en demi-pont [5] et obtenir une tension apparente réduite d'un facteur 2. Toutefois la composante continue doit être portée par le condensateur C_R . Les structures multiniveaux [6-8] permettent une granularité de réglage intéressante mais requièrent plus de semiconducteurs et de voies de drivers. L'utilisation d'un décalage angulaire (Phase-Shift) ϕ entre les bras du primaire permet également de réduire le fondamental de $V_{AC-Prim}$ par l'ajout de séquences à tension nulle.

$$V_{AC-Prim} = \frac{4}{\pi} \cdot V_E \cdot \cos(\phi/2) \quad (3)$$

Néanmoins, un décalage d'angle ϕ conséquent est requis pour réduire significativement $V_{AC-Prim}$. Cela se manifeste par une asymétrie forte des contraintes en courant sur les composants actifs (conduction et commutation) avec un risque de pertes de ZVS en cas d'angle ϕ trop important. Ce mode est à privilégier pour améliorer le rendement aux faibles puissances, le phase-shift s'accompagnant d'une réduction du champ magnétique dans le transformateur du fait des phases à tension nulle.

3.2. Variante n°1 : reconfiguration « basique »

Pour l'excursion de tension considérée, un fonctionnement en Pont Complet (PC-mode1) jusqu'à $V_E = 2V_{E_min}$ (600V) puis en Demi-Pont (DP-mode2) jusqu'à V_{E_MAX} (800V) a été retenu dans un premier temps comme illustré dans les Figure 5 et Figure 6. Cette variante suppose que chacun des modes autorisent un fonctionnement de la puissance nominale à vide dans les gammes de tensions proposées.

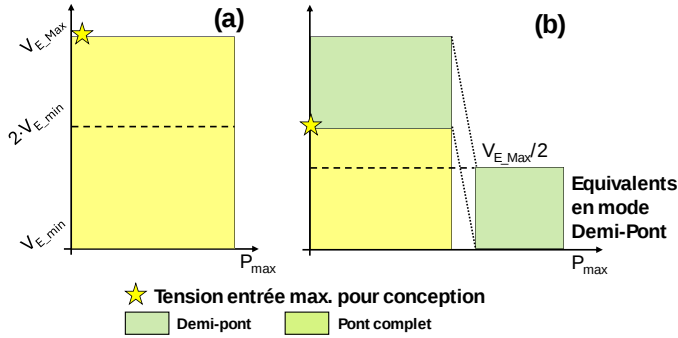


Figure 5 : (a) configuration initiale « Pont Complet » pour $V_E=[300-800V]$, (b) reconfiguration en « Demi-pont » pour $V_E>600V$

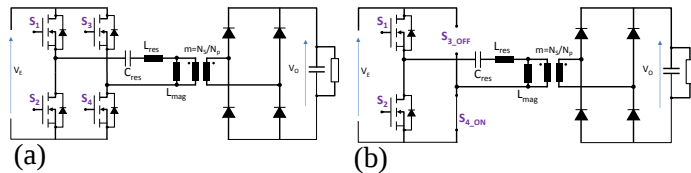


Figure 6 : (a) configuration « Pont Complet » pour $V_E=[300-600V]$, (b) configuration « Demi-pont » pour $V_E>600V$

Un dimensionnement pour des contraintes en tension d'entrée réduites à $300V \leq V_E \leq 600V$ a été réalisé puis simulé pour valider la transition entre modes. Les résultats de simulations PSIM sont présentés dans la Figure 7, démontrant la viabilité de la solution, en dépit de contraintes en courant accrues sur l'interrupteur passant du bras désactivé. Cet inconvénient reste à pondérer par une annulation totale des pertes en commutation ainsi qu'un fonctionnement sans recours à la diode Body. Il est également à noter que la restriction de tension d'entrée ne peut être étendue à des tensions plus faibles au risque d'accroître les contraintes en courant au niveau des interrupteurs commutant.

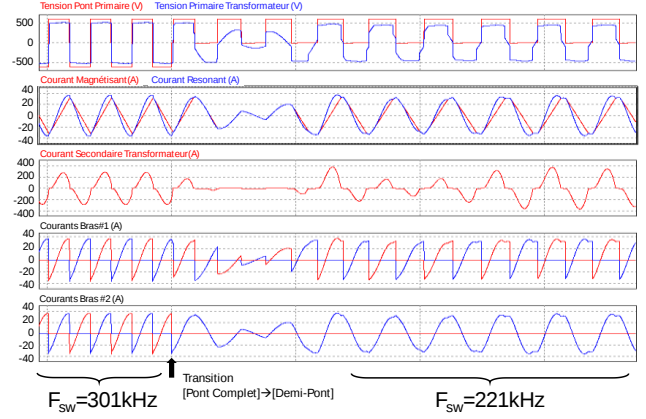


Figure 7 : formes d'ondes typiques pour une transition de mode « Pont Complet » → « Demi-Pont » pour $V_E=600V$ / $V_S=30V$ / 5kW

3.3. Variante n°2 : Variante n°1+Asymetric Clamped Mode

Pour réduire les contraintes de dimensionnement du convertisseur, un mode de contrôle intermédiaire a été envisagé entre les 2 modes proposés. Cette stratégie appelée ACM (Asymetric Clamped Mode), proposée initialement dans [9] et implémentée dans des convertisseurs à résonance série, a été étendue au cas du LLC. L'insertion de zéros permet une transition douce entre les modes « Pont Complet » et « Demi-Pont ». Les séquençements possibles pour le mode ACM sont illustrés dans la Figure 8.

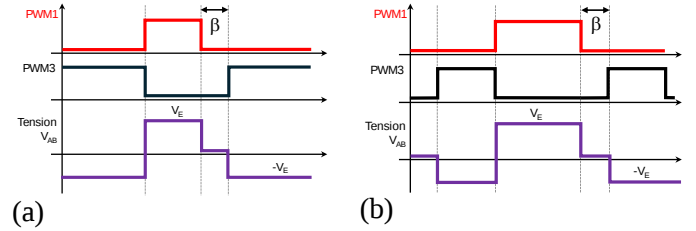


Figure 8 : séquençements possibles des commandes pour les modes ACM

Des simulations ont permis d'identifier les limitations du mode ACM, majoritairement liées à l'asymétrie de fonctionnement.

- Une composante DC de courant apparait au niveau du secondaire du transformateur. La magnétisation DC correspondante (sous L_m) doit être estimée pour valider la non-saturation du transformateur
- Pour des plages de tension d'utilisation de l'ACM trop importantes, l'angle β devient trop fort et les courants pics au secondaire pénalisent la solution.
- La stratégie (b) garantit une marge de sécurité supérieure vis-à-vis de la commutation douce ZVS comparé à (a).

Pour que la stratégie ACM reste fonctionnelle, son utilisation aux fortes puissances a été proscrite en remarquant que l'effet abaisseur du LLC est d'autant plus marqué que la charge augmente après la résonance. L'identification des points de fonctionnement à la fréquence de découpage maximale en mode « Pont complet » a donc été faite pour utiliser l'ACM. Après des résultats peu convaincants par l'utilisation de l'approximation au premier harmonique, il a été décidé de définir ces frontières par simulation. La Figure 9 représente les zones de transition entre les modes « Pont-complet » et ACM à deux tensions de sortie (22V et 26V) dans le cas des paramètres finalement sélectionnés. Ne pas augmenter le courant pic au secondaire a été le critère de choix pour définir la tension minimale à laquelle l'ACM est utilisé.

Finalement, la tension d'entrée maximale pour le dimensionnement en Pont Complet a pu être réduite à 450V (contre 600V avec la variante n°1).

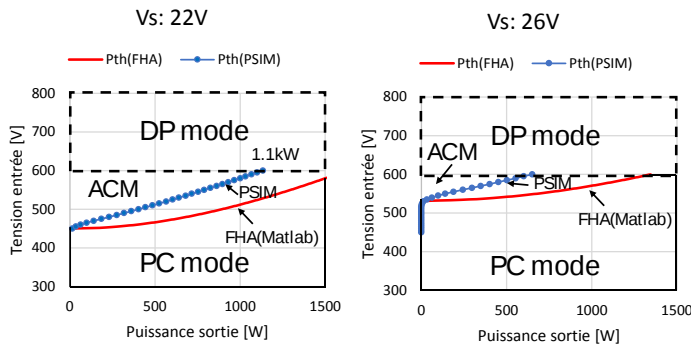


Figure 9 : frontières ACM obtenues avec les paramètres du prototype final, illustration de la restriction de l'ACM en fonction de la puissance de sortie

3.4. Variante n°3 : reconfiguration optimale

L'optimisation du mode de contrôle ACM a permis d'identifier de nouvelles possibilités. Pour minimiser le recours à l'ACM, l'effet abaisseur du LLC pour $F > F_{res}$ aux fortes puissances a été mis à profit, permettant ainsi de définir un nouveau plan V_E (V_{S_min} , F_{Max} , P) en pont complet. De manière duale, un effet élévateur est possible pour $F < F_{res}$ aux puissances réduites et mis à profit en demi-pont. Le gain étant bien plus important avant la résonance, cela se manifeste nécessairement par des zones où les deux modes peuvent cohabiter. L'identification d'une tension de sortie optimale pour le calcul de l'impédance caractéristique (cf. section 2) garantit l'obtention de tous les niveaux de tension de sortie. Sous ces conditions, l'idée est donc de fictivement réduire l'excursion de tension d'entrée dans le processus de conception, sans pour autant perdre les fonctionnalités requises.

Toutefois, plusieurs contraintes opérationnelles sont à valider :

1. Respect des contraintes thermiques en mode Demi-pont : cette condition définit une limite thermique telle qu'à (V_{E_min} , $2 \cdot V_{E_min}$), la puissance de sortie ne peut excéder ($P_N/2$, P_N) respectivement
2. Capacité en pont complet à opérer à P_N sous $2V_{E_min}$ à pour garantir la condition précédente

La Figure 10 donne 2 exemples illustratifs de la fonctionnalité recherchée. Dans le cas (a), le design est « sous-optimal » car à $2 \cdot V_{E_min}$, le fonctionnement en pont-complet est possible pour une puissance réduite. A contrario, le cas (b) illustre un design trop ambitieux ne permettant pas l'intégralité des points.

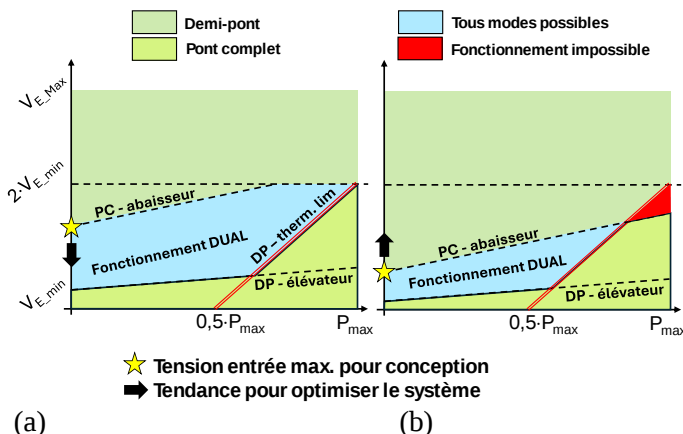


Figure 10 : reconfigurations possibles permettant l'optimisation de la conception du convertisseur LLC

A ce jour, la recherche de la tension d'entrée optimale n'a pas fait l'objet d'une routine dédiée, les prototypes présentés par la suite ayant été obtenus par une approche essais-erreurs.

4. DIMENSIONNEMENTS COMPARATIFS

4.1. Synthèse de conception

Trois prototypes de puissance réduite (1.5kW) ont été dimensionnés pour $V_E = [300-800V]$ et $V_S = [22-30V]$. La fréquence de découpage est variable de $F_{min} = 200kHz$ à $F_{Max} = 600kHz$. Ces valeurs ont été choisies arbitrairement et pourraient faire l'objet à terme d'une optimisation.

- Prototype#1 : dimensionnement conventionnel, aucune restriction de tension d'entrée ou de sortie
- Prototype#2 : opérations en mode « Pont Complet » jusqu'à F_{max} , puis stratégie ACM avant reconfiguration « Demi-Pont » à 600V. Tension d'entrée dimensionnante : 450V
- Prototype #3 : reconfiguration optimale sans ACM avec une tension d'entrée dimensionnante de 435V.

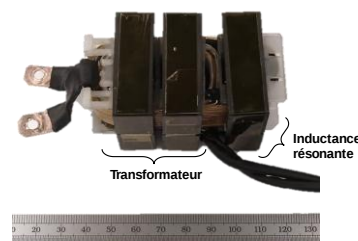
Le Tableau 1 recense les valeurs des différents éléments constitutifs obtenus avec la démarche de dimensionnement proposée en Section 2.3. Le rapport de transformation, pris égal à 16 pour son adéquation avec le design PCB *a posteriori*, correspond à la valeur entière minimale pour la commutation douce. Le pont redresseur est réalisé avec des diodes Schottky 60V pour des raisons de simplicité. Au vu des forts courants au secondaire, le recours au redressement synchrone apparaîtrait comme une nécessité, d'autant plus justifié par une réduction de charge capacitive Q_{oss} .

	Prototype#1	Prototype#2	Prototype#3
m	1 : 16		
L_{res} (μH)	107μH	26μH	22μH
Impedance Zo	159	52	47
$RMS_{max} I_{res}$ (A)	6.7A @ 214kHz	6.2A @ 231kHz	6.1A @ 232kHz
L_{mag} (μH)	71μH	66μH	65μH
Max. I_{mag} (A)	7.4A @ 214kHz	5.9A @ 231kHz	5.8A @ 232kHz
F_{res} (kHz)	237kHz	320kHz	334kHz
Max. $V(C_{res})$	1682V	952V	907V
MOS Prim.	Wolfspeed, C3M0160120J (1.2kV, 160mΩ)		
Diode Sec.	Vishay Trench MOS Schottky (60V, 60A)		

Tableau 1 : Synthèse des éléments dimensionnés pour les prototypes

Sur la base des éléments calculés, les contraintes de dimensionnement sur les inductances de résonance autorisent une réduction significative du volume associé. Le ratio des énergies stockées étant proche de 6 entre les versions #1 et #3, un gain en volume proche de 4 peut être escomptée [10]. Sur le transformateur, le produit des aires est ~30% inférieur ce qui correspondrait à un volume 25% plus petit pour le Prototype#3.

Le transformateur des prototypes#2 et #3 est présenté Figure 11



Noyau magnétique :
2x E32 (TR) + 1x E32 (L_{res})
Bobinage entrelacé

- **Primaire**
2 couches de 9 tours de Litz (630*0.071mm)
- **Secondaire**
1 tour de feuillard 400μm

Figure 11 : Transformateur/inductance réalisés pour les tests expérimentaux

L'enroulement primaire enlace 1 noyau E32 additionnel avec 9 tours pour obtenir la valeur d'inductance de résonance, en complément des fuites du transformateur ($\sim 7\mu\text{H}$)

4.2. Tests expérimentaux du prototype #2

Les tests effectués sur une première version du prototype#2 (avec ACM à 600kHz) ont montré une perte de commutation douce à très faible charge ($\sim 100\text{W}$) comme illustré dans la Figure 13, indiquant que la tension de transition doit être légèrement augmentée, typiquement 500V (450V dans la conception actuelle).

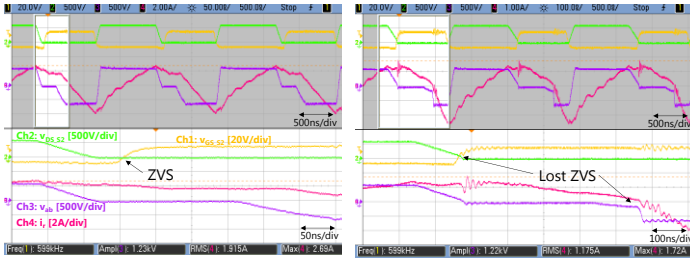


Figure 12 : fonctionnement ACM en ZVS, (V_E, V_S)=(600V,22V), $P=320\text{W}$

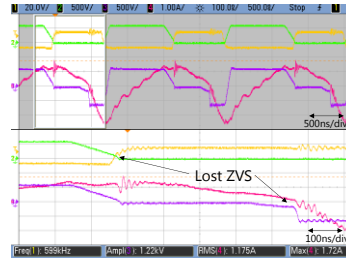


Figure 13 : ACM avec perte de ZVS, (V_E, V_S)=(600V,22V), $P=100\text{W}$

Sous ces conditions et en considérant la magnétisation DC du transformateur par les asymétries de conduction du secondaire (non investiguée en détail ici), le fonctionnement en reconfiguration optimale a été finalement préféré. Sa relative simplicité de contrôle et de conception rend cette solution beaucoup plus versatile que les stratégies ACM.

4.3. Tests expérimentaux du prototype #3

Le premier point de validation avec le prototype concerne la frontière pour le fonctionnement en Pont Complet à 600kHz. Comme évoqué dans la section 3.4, il est impératif que tous les points de fonctionnement soient accessibles ce qui peut ne pas être le cas si la tension d'entrée dimensionnante est trop faible. Lors du processus de conception, plusieurs simulations ont été envisagées pour ajuster au mieux cette tension d'entrée. Etant donné la fréquence de découpage élevée dans ce mode ainsi qu'un rapport de transformation élevé, l'impact des condensateurs parasites du redresseur a été également considéré. En effet, les condensateurs parasite du secondaire induisent une seconde résonance en haute fréquence qui tend à dégrader l'effet abaisseur. Cela se manifeste par une potentielle réduction des zones d'opérations, qui dans certains cas, peut rendre le design caduque (voir Figure 10 (b)). Avec les paramètres du prototype#3, les frontières de fonctionnement théoriques et mesurées sont présentées en Figure 14.

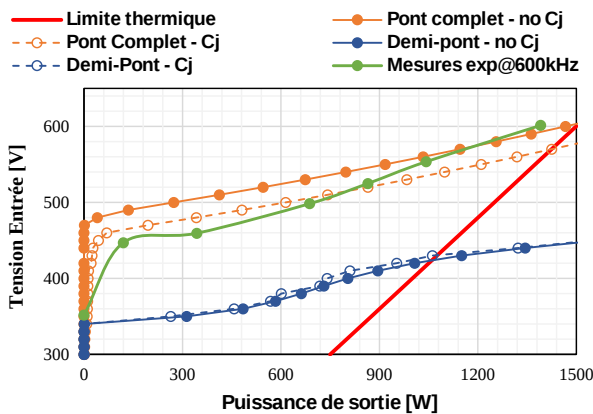


Figure 14 : frontières de fonctionnement à $V_O=22\text{V}$ obtenues par simulation avec et sans impact des capacités parasite du redresseur secondaire

Comme on peut le voir, le dimensionnement est quasi-optimal puisque qu'une marge de 100W environ existe à 600V, garantissant le respect des contraintes thermiques lors du passage en « Demi-Pont ».

A la fréquence maximale, les effets capacitifs peuvent rapidement devenir critiques. Quel que soit le niveau de puissance, une réduction significative de tension peut être observée dû aux capacités de jonction des éléments du redresseur. A contrario, aucun changement franc n'est observable sur la frontière de fonctionnement du mode Demi-Pont qui s'opère à fréquence minimale. Etant donné que (1) les approximations au premier harmonique sont peu valables, (2) les effets capacitifs deviennent non négligeables et (3) l'impact des temps morts doit être pris en compte, un dimensionnement optimal requiert le recours à la simulation sur la base d'un design incrémental à tension d'entrée décroissante et ce jusqu'à l'obtention du point optimal.

Pour illustrer la zone de fonctionnement dual, un point à $V_E=400\text{V}$ à $P_N/2$ a été choisi, voir Figure 15. Également, les fonctionnements à P_N pour $V_E=300\text{V}$ et 600V sont présentés en Figure 16 pour illustrer l'équivalence fonctionnelle. Dans le cas du fonctionnement dual, on constate bien qu'un mode s'opère en dessous (Demi-pont à 247kHz) et l'autre au-delà de la résonance (Pont Complet à 476kHz). Bien que le prototype n'ait pas été dimensionné dans une optique de haut rendement, on peut noter que le fonctionnement en Pont Complet reste meilleur que Demi-pont (92.7% contre 91.9%). Ce résultat indique clairement qu'une carte de rendement doit être extraite dans les deux modes pour une sélection éclairée en cas de fonctionnement dual.

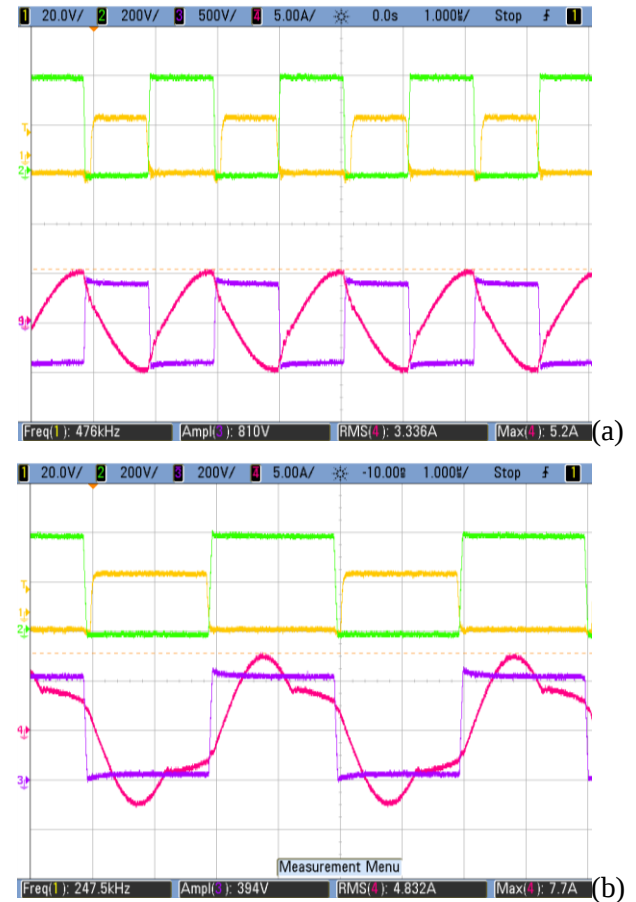


Figure 15 : fonctionnement à $V_E=400\text{V}$ en mode Pont Complet (a) et Demi-Pont (b) dans la zone de fonctionnement duale à mi-puissance.

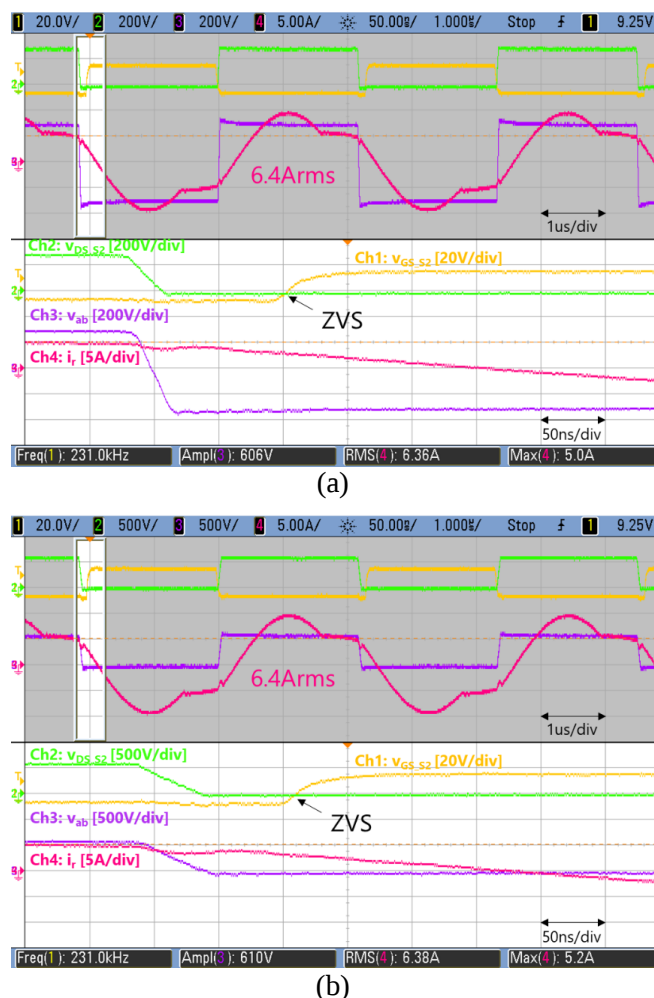


Figure 16 : fonctionnement à puissance nominale pour (a) $V_E=300V$ en mode « Pont Complet » et (b) $V_E=600V$ en mode « Demi-Pont »

5. CONCLUSIONS

Pour favoriser les performances d'un convertisseur LLC assujéti à d'importantes excursions de tension d'entrée et de sortie, une technique de conception innovante a été investiguée. Dans un premier temps, une méthodologie de design des éléments résonants prenant en compte l'impact de la tension de sortie sur le gain et les capacités à commuter en ZVS du convertisseur a été proposée. Pour amoindrir l'effet de la tension d'entrée, une technique de reconfiguration topologique associée à des modes de transition (ACM ou reconfiguration optimale) a enfin été proposée. Les éléments constitutifs contribuant le plus au volume ont été présentés pour un prototype classique et optimisé afin d'illustrer le gain théorique. Finalement, les tests expérimentaux d'un prototype utilisant la technique de reconfiguration optimale ont été présentés pour justifier le bienfondé de la solution proposée. Un gain significatif a été obtenu sur la valeur de l'inductance résonante, permettant d'envisager l'utilisation des fuites du transformateur à cet effet, réduisant ainsi volume et coût associé.

6. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] N. Hou, W. Song and M. Wu, "Minimum-Current-Stress Scheme of Dual Active Bridge DC-DC Converter With Unified Phase-Shift Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8552-8561, Dec. 2016
- [2] N. Hou and Y. W. Li, "Overview and Comparison of Modulation and Control Strategies for a Non resonant Single-Phase Dual-Active-Bridge DC-DC Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 3148-3172, March 2020
- [3] Y. Jeong, G. -W. Moon and J. -K. Kim, "Analysis on half-bridge LLC resonant converter by using variable inductance for high efficiency and power density server power supply," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 2017, pp. 170-177
- [4] Y. Wei, D. Woldegiorgis and A. Mantooth, "Variable Resonant and Magnetizing Inductor Control for LLC Resonant Converter," 2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Dubrovnik, Croatia, 2020, pp. 149-153
- [5] M. M. Jovanović and B. T. Irving, "On-the-Fly Topology-Morphing Control—Efficiency Optimization Method for LLC Resonant Converters Operating in Wide Input- and/or Output-Voltage Range," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 2596-2608, March 2016
- [6] X. Wu, R. Li and X. Cai, "A Wide Output Voltage Range LLC Resonant Converter Based on Topology Reconfiguration Method," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 969-983, Feb. 2022
- [7] R. T. H. Li, M. -F. Vancu, F. Canales and D. Aggeler, "High performance dc-dc converter for wide voltage range operation," *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Harbin, China, 2012, pp. 1151-1158
- [8] X. Sun, X. Li, Y. Shen, B. Wang and X. Guo, "Dual-Bridge LLC Resonant Converter With Fixed-Frequency PWM Control for Wide Input Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 69-80, Jan. 2017
- [9] J. M. Burdio, F. Canales, P. M. Barbosa and F. C. Lee, "Comparison study of fixed-frequency control strategies for ZVS DC/DC series resonant converters," 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230), Vancouver, BC, Canada, 2001, pp. 427-432
- [10] J.-P. FERRIEUX, F. FOREST, *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance*, 3e édition revue et augmentée, 1999.