



HAL
open science

Conversion DC/DC large plage pour application embarquée dans un environnement ferroviaire

Sébastien Larousse

► **To cite this version:**

Sébastien Larousse. Conversion DC/DC large plage pour application embarquée dans un environnement ferroviaire. Electronique. Université de Lyon, 2016. Français. NNT : 2016LYSE1295 . tel-03510270

HAL Id: tel-03510270

<https://theses.hal.science/tel-03510270>

Submitted on 4 Jan 2022

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.



N°d'ordre NNT : 2016LYSE1295

THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON
opérée au sein de
l'Université Claude Bernard Lyon 1

Ecole Doctorale N° 160
Electronique, Electrotechnique, Automatique

Spécialité de doctorat :
Electronique

Soutenue publiquement le 7/12/2016, par :
Sébastien Larousse

**Conversion DC/DC large plage pour
application embarquée dans un
environnement ferroviaire**

Devant le jury composé de :

Lesecq, Suzanne
Clavel, Edith
Grisel Richard
Abouchi, Nacer
Razik, Hubert
Cellier, Rémy
Lacombe, Bertrand
Volay, Philippe

Directrice de Recherche, HDR CEA
Maitre de conférence, HDR, G2ELAB
Professeur, HDR, Université de Rouen
Professeur, HDR, CPE Lyon
Professeur, HDR, Université Lyon 1
Maitre de conférence CPE Lyon
Ingénieur, SAFRAN Sagem
Ingénieur, Centralp S.A.S.

Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Directeur de thèse
Co-directeur de thèse
Co-encadrant de thèse
Membre Invité
Membre Invité

UNIVERSITE CLAUDE BERNARD - LYON 1

Président de l'Université

Président du Conseil Académique

Vice-président du Conseil d'Administration

Vice-président du Conseil Formation et Vie Universitaire

Vice-président de la Commission Recherche

Directrice Générale des Services

M. le Professeur Frédéric FLEURY

M. le Professeur Hamda BEN HADID

M. le Professeur Didier REVEL

M. le Professeur Philippe CHEVALIER

M. Fabrice VALLÉE

Mme Dominique MARCHAND

COMPOSANTES SANTE

Faculté de Médecine Lyon Est – Claude Bernard

Faculté de Médecine et de Maïeutique Lyon Sud – Charles Mérieux

Faculté d'Odontologie

Institut des Sciences Pharmaceutiques et Biologiques

Institut des Sciences et Techniques de la Réadaptation

Département de formation et Centre de Recherche en Biologie Humaine

Directeur : M. le Professeur G.RODE

Directeur : Mme la Professeure C. BURILLON

Directeur : M. le Professeur D. BOURGEOIS

Directeur : Mme la Professeure C. VINCIGUERRA

Directeur : M. X. PERROT

Directeur : Mme la Professeure A-M. SCHOTT

COMPOSANTES ET DEPARTEMENTS DE SCIENCES ET TECHNOLOGIE

Faculté des Sciences et Technologies

Département Biologie

Département Chimie Biochimie

Département GEP

Département Informatique

Département Mathématiques

Département Mécanique

Département Physique

UFR Sciences et Techniques des Activités Physiques et Sportives

Observatoire des Sciences de l'Univers de Lyon

Polytech Lyon

Ecole Supérieure de Chimie Physique Electronique

Institut Universitaire de Technologie de Lyon 1

Ecole Supérieure du Professorat et de l'Education

Institut de Science Financière et d'Assurances

Directeur : M. F. DE MARCHI

Directeur : M. le Professeur F. THEVENARD

Directeur : Mme C. FELIX

Directeur : M. Hassan HAMMOURI

Directeur : M. le Professeur S. AKKOUCHE

Directeur : M. le Professeur G. TOMANOV

Directeur : M. le Professeur H. BEN HADID

Directeur : M. le Professeur J-C PLENET

Directeur : M. Y. VANPOULLE

Directeur : M. B. GUIDERDONI

Directeur : M. le Professeur E.PERRIN

Directeur : M. G. PIGNAULT

Directeur : M. le Professeur C. VITON

Directeur : M. le Professeur A. MOUGNIOTTE

Directeur : M. N. LEBOISNE

Résumé

Les convertisseurs électriques sont présents dans tous les équipements électroniques. Les besoins en alimentations stabilisées des appareils et la variabilité des sources d'énergie imposent l'omniprésence des convertisseurs. Dans un environnement embarqué, la conversion, majoritairement DC/DC, subit de multiples contraintes environnementales dues au milieu dans lequel elle évolue, que ce soit dans un aéronef ou un véhicule terrestre. Les équipements ferroviaires doivent ainsi subir des contraintes vibratoires et volumiques fortes imposant à la fois l'absence de pièces mobiles telles que des ventilateurs, ainsi qu'un volume minimal afin de ne pas empiéter sur l'espace utile des cabines de trains.

Une contrainte plus spécifique à l'environnement ferroviaire est la très large plage de tension d'alimentation devant être supportée par le convertisseur. Cette plage de tension, s'étendant de 12 V à 154 V, due à la multiplicité des standards électriques de par le monde représente le principal défi à la conception de convertisseurs DC/DC compacts.

Dans ce mémoire, les topologies de convertisseurs existantes sont dans un premier temps analysées en fonction des contraintes du cahier des charges. Les deux structures les plus pertinentes sont ensuite étudiées plus profondément, par des simulations comportementales et des modélisations de pertes, afin de confirmer leur pertinence et d'étudier leurs carences.

Dans les deux derniers chapitres de ce mémoire, les stratégies de dimensionnement propres à notre application sont décrites. Finalement, les techniques de contrôle élaborées spécifiquement pour notre application sont décrites puis testées sur les prototypes des convertisseurs. Les mesures réalisées sur les prototypes ont permis de confirmer l'apport des techniques de contrôle et de dimensionnement décrites précédemment, améliorant significativement les performances des convertisseurs ainsi que l'encombrement de leurs éléments passifs.

Mots clés

Convertisseur DC/DC, Flyback, Forward, large-plage, commutation douce, suivi de creux de tension.

Abstract

Electric converters can be found on almost every electronic device. The need for a stabilized power supply and the variability of the power sources make the power converters unavoidable. In embedded applications, the power conversion, mostly DC/DC conversion, must sustain various constraints due to their environment, airborne or in ground vehicles. Devices for railway applications endure severe constraint on their volume and immunity to vibration. Thus, they have to be built without any mobile part including fans, and to be as small as possible to minimize their impact on the payload capacity of the trains.

The most specific constraint in railway application is the wide input voltage range sustained by the power converter. This voltage range, from 12 V to 154 V, is due to the large amount of electric standards worldwide. This characteristic is the main challenge for the design of compact DC/DC converters.

In this thesis, in a first time the current converters topologies are analysed under the scope of our specifications. Then, the two most relevant structures are more deeply studied. Behavioural simulations and loss models are described, leading to the confirmation of their relevancy and the study of their lacks.

In the last two chapters of this thesis, the sizing strategies used to fit our specifications are described. Then, the control techniques elaborated to meet the specificities of our application are described then tested on prototypes. The measurements made on the prototypes have confirmed the gain due to these control techniques and the sizing strategies previously described. These improvements have led to significant improvements in the performance of the converters and in the volume reduction of their passive elements.

Keywords

DC/DC converter, Flyback, Forward, wide-range, soft-switching, valley-switching.

Remerciements

Une thèse, et plus particulièrement une thèse CIFRE, est un travail collectif. Même s'il n'y a qu'un auteur sur la couverture de ce mémoire, de nombreuses personnes ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de son contenu, que ce soit par leur apport technique, leur soutien matériel, financier ou moral.

Cette page est donc l'occasion de remercier tous ceux qui m'ont aidé au cours de ces trois ans de travail, et en premier lieu mes encadrants : Hubert, pour son soutien au quotidien, ses conseils techniques, son aide pour naviguer dans les arcanes de l'administration universitaire (et dans les rues de Séoul), son humour et ses encouragements. Nacer, pour sa vision globale, toujours utile quand les autres regardent les détails. Remy, pour son aide régulière et ses conseils, techniques ou non-techniques. Et enfin Dodo, ce drôle d'oiseau qui a très tôt pris son envol pour d'autres horizons.

Une thèse CIFRE, c'est aussi un partenariat industriel, donc l'occasion de travailler avec des personnes apportant des points de vue et des objectifs différents, ainsi que, élément important, un financement. Au cours de ces trois années, j'ai pu bénéficier du soutien de Philippe Volay, Directeur/Encadrant de thèse/Ingénieur/Enseignant, qui a su concilier toutes ces casquettes tout au long de ma thèse. Je remercie également les équipes de Centralp qui m'ont supporté sur le plan technique : Joël, Jacqueline, David ; ou bien sur le plan moral : Jocelyn, Esther, Ophélie ainsi que Françoise.

A quelques kilomètres de là, ce sont les équipes du laboratoire Ampère et de l'INL qui m'ont accueilli dans leurs locaux en me fournissant leurs moyens techniques ainsi que leurs conseils. L'aide et les informations apportées par Noël, Laurent, Claire, Marie-Ange, Jean-Louis, Riccardo, Ali et Guy furent précieuses au cours de ces années. Le soutien administratif apporté par Michèle, Edwige & Caroline a également été très important, pour m'aider à me diriger dans la jungle des formulaires et des procédures administratives ou pour faire passer mes notes de frais. Merci également à Philippe Lombard, qui a participé à nos travaux et enfin à Christian et Fabien pour les réunions de cohésion, si importantes dans la vie du laboratoire.

La collaboration scientifique ne s'étant pas limitée aux membres du laboratoire, il convient également de remercier Bertrand & Daniel, de SAGEM, pour leurs conseils techniques et leur aide lors du démarrage de ce travail, ainsi que mon camarade de CPE, Pierrick pour son apport à mes travaux de recherche bibliographiques.

Une thèse, c'est aussi la découverte du monde de l'enseignement, dans lequel j'ai été guidé par Yasmina, Anne-Laure, Nicole & Lioua, qui m'ont permis d'apprécier ce métier et m'ont donné l'envie de persévérer dans cette voie.

Au cours d'une thèse, les phases d'euphorie et de déprime se succèdent, heureusement on peut compter sur ses camarades doctorants pour tenir bon et ne pas abandonner dans les phases les plus difficiles. Mes pensées vont notamment à Nicolas, le giton du bureau, pour la bonne ambiance et l'esprit de groupe qu'il a su insuffler à notre équipe malgré les aléas administratifs ; Maxime, dont les qualités de documentaliste rivalisent avec ses compétences en ponçage de ferrite ; Aurélien qui m'a donné le goût du bricolage et nous a enthousiasmés avec ses expériences explosives ; Tahar notre ami Vulcain ; Malorie notre cheftaine scout & fée du logis, et enfin tous nos camarades

doctorant, Seïma, Justine, Albert, Ronan, Atef, Christophe & Elie, dont l'esprit d'équipe subsistera, j'espère, encore longtemps après leur passage au sein du laboratoire Ampère.

Enfin, ces remerciements seraient incomplets sans une pensée pour Mathilde, mon épouse qui m'a attendu patiemment pendant ces 3 longues années, ma mère Agnès, qui m'a soutenu dans mes choix d'études depuis le début, et enfin mon grand-père Camille, dont j'ai finalement suivi la voie en devenant moi aussi une sorte d'électricien.

Table des matières

Résumé	5
Mots clés	5
Abstract	5
Keywords	6
Remerciements	7
Table des matières	9
Introduction Générale	13
Chapitre I Contexte et étude bibliographique	15
1 Contexte	17
1.1 Bref historique de la conversion DC/DC & des alimentations à découpage	17
1.2 Les systèmes embarqués & la variabilité des sources de tension	17
1.3 L'environnement ferroviaire	19
1.4 Environnement de la thèse	19
2 Contraintes techniques et problématique	19
2.1 Le cahier des charges	19
2.2 Les points spécifiques à l'environnement ferroviaire	20
2.3 Voies d'amélioration	22
2.4 Objectifs chiffrés	23
3 Etat de l'art des composants	23
3.1 Introduction	23
3.2 Les condensateurs	24
3.3 Le transformateur	24
3.4 Le MOSFET de puissance	27
4 Etat de l'art des topologies	28
4.1 Les alimentations à découpage isolées simples	28
4.2 Les convertisseurs à commutation douce	30
4.3 Les convertisseurs large plage	33
4.4 Comparatif des performances des topologies existantes	35
5 Sélection des topologies pertinentes	36
5.1 Facteur de charge	37
5.2 Synthèse des topologies étudiées	39
6 Conclusion	40
Chapitre II Description des solutions retenues	43
1 Introduction	45
2 Justification du choix des topologies retenues	45
2.1 Convertisseur Forward résonant [17]	45
2.2 Convertisseur Flyback Active-Clamp	45
3 Description fonctionnelle	46

3.1	Convertisseur Forward résonant	46
3.2	Convertisseur Flyback Active-Clamp	49
4	Modélisation des composants	52
4.1	Modèle comportemental	52
4.2	Modèle de pertes	54
5	Dimensionnement	58
5.1	Convertisseur Flyback Active-Clamp	58
5.2	Convertisseur Forward résonant	64
6	Modélisation & simulation	67
6.1	Convertisseur Flyback Active-Clamp	67
6.2	Convertisseur Forward résonant	69
7	Evaluation des pertes	71
8	Résultats du dimensionnement	71
8.1	Convertisseur Forward résonant	71
8.2	Convertisseur Flyback Active-Clamp	75
9	Conclusion	80
Chapitre III Adaptation et amélioration du convertisseur Forward		83
1	Introduction	85
2	Optimisation du convertisseur	85
2.1	Détermination de la fréquence de commutation optimale	85
2.2	Dimensionnement du prototype	91
2.3	Réalisation	94
2.4	Résultats	97
3	Conclusions sur le convertisseur Forward	100
Chapitre IV Adaptation du convertisseur Flyback Active-Clamp		103
1	Introduction	105
2	Stratégie de dimensionnement du convertisseur Flyback	105
2.1	Stratégie de commutation mixte	105
2.2	Dimensionnement du prototype	110
3	Prototypage et améliorations technologiques	112
3.1	Améliorations technologiques	112
3.2	Performances du prototype	121
4	Variabilité de la résonance de la tension V_{DS}	123
4.1	Causes de la variabilité de la résonance	124
4.2	Impact de la variabilité de C_{DS}	128
5	Stratégies de suivi du minimum de tension	129
5.1	Adaptation par mesure de la tension d'alimentation	130
5.2	Suivi direct du creux de tension	133
5.3	Comparaison des stratégies	139
5.4	Conclusion sur les stratégies de suivi de creux de tension	140

6	Conclusion	140
	Conclusion générale et perspectives	143
	Conclusion générale	145
	Perspectives	146
	Publications	146
	Table des illustrations	147
	Bibliographie	151
	Annexes	159
	Annexe 1 : Table de synthèse des topologies étudiées	161
	Annexe 2 : Liste des références du tableau de synthèse	162

Introduction Générale

La conversion électrique, est un élément incontournable de tout appareil électrique, qu'il s'agisse de conversion AC/DC, généralement dans les applications statiques, ou de conversion DC/DC dans la plupart des applications embarquées. Dans le cas de la conversion embarquée, les convertisseurs sont soumis à de multiples contraintes, qu'elles soient physiques comme la température et les vibrations, ou réglementaires comme les normes d'émission électromagnétique et les caractéristiques des puissances reçues et transmises.

L'environnement ferroviaire est soumis à des contraintes courantes en industrie concernant les contraintes en température et en vibration. Mais avec une durée de vie des équipements de plusieurs décennies et la coexistence de plusieurs standards de tension d'alimentation, la conception de convertisseurs dédiés aux équipements ferroviaires embarqués se révèle très spécifique. Les alimentations électriques ferroviaires associées aux ordinateurs de bord et calculateurs embarqués doivent supporter une gamme de cinq standards de tension différents, allant de 24 à 110 V, tout en occupant un volume minimal et en assurant une fiabilité importante, assurée par un important surdimensionnement de ses composants.

Voulant améliorer ses produits, la société Centralp¹ a fait appel, dans le cadre d'un financement CIFRE par l'ANRT, à l'Institut des Nanotechnologies de Lyon ainsi qu'au laboratoire Ampère afin de collaborer ensemble sur la conception d'un convertisseur à la fois plus compact et plus performant que les systèmes actuels tout en répondant aux contraintes drastiques de l'environnement ferroviaire.

Ce manuscrit fait le bilan des travaux effectués dans le cadre de ma thèse de doctorat ayant comme objectif la conception d'un convertisseur DC/DC destiné à alimenter des ordinateurs de bord et des consoles de contrôle de trains et de tramway et répondant aux cinq standards de bus d'alimentation ferroviaire. Le mémoire de thèse est structuré en six parties, une introduction générale quatre chapitres et une conclusion générale.

Après un bref rappel historique, nous aborderons les contraintes techniques imposées par les applications embarquées dans le domaine de la conversion DC/DC et plus particulièrement les contraintes ferroviaires. Un état de l'art est ensuite réalisé, concernant dans un premier temps les composants employés dans la conversion de puissance ; et analysant dans un second temps les topologies de convertisseurs envisageables pour nos applications. Cet état de l'art est ensuite conclu par la comparaison des topologies existantes ainsi que par la description et l'utilisation d'un outil de comparaison des contraintes subies par les convertisseurs.

Le second chapitre traite quant à lui de l'analyse des deux topologies de convertisseurs retenues suite à l'analyse effectuée au chapitre premier. Chacune de ces deux structures est décrite, modélisée, dimensionnée puis simulée afin d'évaluer les performances de ces deux convertisseurs issus de la littérature et de déterminer les points d'amélioration nécessaires pour rendre celles-ci conformes au cahier des charges.

¹ Centralp S.A.S. : Société Lyonnaise spécialisée dans la conception et la production d'équipements électroniques embarqués en environnements sévères incluant les domaines aéronautiques, militaires, médicaux et ferroviaires, <http://www.centralp.fr>.

Le troisième chapitre traite spécifiquement du convertisseur forward à résonance secondaire. Les lois de commande permettant une optimisation du fonctionnement de celui-ci sont décrites puis appliquées d'une part en simulation et d'autre part sur prototype, démontrant ainsi le gain en performances de cette stratégie de contrôle face à une commande classique.

Le quatrième chapitre traite exclusivement de la topologie Flyback à clamp actif et des problématiques spécifiques à son utilisation sur une large plage de tensions d'alimentation. Dans un premier temps, la stratégie de dimensionnement spécifique à la large plage est abordée. Une fois le dimensionnement adapté réalisé sur prototype, une stratégie d'optimisation de la commutation des transistors est décrite et implémentée sur notre prototype, permettant de minimiser les pertes en commutation au sein du convertisseur quelles que soient les conditions de fonctionnement de l'équipement.

Ce mémoire se conclut ensuite sur la synthèse des améliorations apportées à l'état de la technique concernant la conversion DC/DC sur large plage de tensions d'entrée, avec une amélioration significative des fréquences de fonctionnement et des performances du convertisseur.

Chapitre I

Contexte et étude bibliographique

1 Contexte

1.1 Bref historique de la conversion DC/DC & des alimentations à découpage

La diffusion de l'électricité, dans ses applications domestiques et industrielles, date de la seconde moitié du XIX^e siècle. Cet essor de la fée électricité est à l'origine de la seconde révolution industrielle, après la révolution de la machine à vapeur, et avant celle des énergies renouvelables qui apparaissent en ce début de XXI^e siècle.

Cette diffusion de l'électricité dans les foyers ainsi que dans les usines s'est accompagnée d'un important conflit entre les promoteurs du courant continu et ceux du courant alternatif. Cet épisode connu sous le nom de « guerre des courants » implique de grandes figures de l'électricité de l'époque telles que Thomas Edison et Nikola Tesla.

Le choix entre DC et AC s'est soldé par la large diffusion des systèmes alternatifs et à la quasi disparition des réseaux DC. Ce choix s'est imposé par des raisons techniques, la conversion DC/DC étant à l'époque difficilement envisageable, à l'exception de systèmes abaisseurs de tension à dissipation par rhéostat ancêtres de nos régulateurs linéaires [1]. Au contraire, la conversion AC/AC réalisée par des transformateurs permet un accroissement et un abaissement de la tension avec des pertes moindres.

Le retour de la transmission d'énergie DC n'a pu de nouveau être envisagé qu'à partir de la fin des années 1950, grâce à l'apparition des convertisseurs à découpage DC/DC [2]. La conversion à découpage est apparue grâce au développement des semi-conducteurs, diodes et transistors, permettant des commutations rapides ainsi que des courants importants.

Les alimentations à découpage se sont ensuite développées peu à peu, s'améliorant avec l'accroissement des performances et des vitesses de commutation des transistors et des diodes. A l'aube du XXI^e siècle, la conversion AC/DC est elle aussi supplantée par les convertisseurs à découpage, utilisant les mêmes principes que la conversion DC/DC, en remplacement des associations transformateur-redresseur à diode, plus volumineux, plus coûteux et moins performants.

Aujourd'hui, les convertisseurs à découpage sont présents dans toutes les formes de conversion : DC/DC, AC/DC, DC/AC ainsi que AC/AC, et ce à des échelles allant du milliwatt à plusieurs centaines de kilowatts. Leur amélioration reste un sujet d'actualité, avec pour objectifs la miniaturisation des convertisseurs pour une meilleure intégration, la réduction des coûts et l'amélioration des rendements pour répondre aux normes environnementales toujours plus draconiennes.

1.2 Les systèmes embarqués & la variabilité des sources de tension

Les systèmes embarqués sont parmi les premiers concernés par les besoins d'innovations en matière de miniaturisation, la contrainte d'encombrement pouvant être prépondérante dans les applications mobiles ou à bord de véhicules, lorsque l'espace dévolu aux systèmes d'alimentations est minime.

Une autre contrainte importante des systèmes embarqués est la variabilité de l'alimentation électrique. Les aléas de la génération d'énergie électrique à bord d'un véhicule peuvent amener à d'importants changements de valeur de la tension d'alimentation, que ce soit dans l'aéronautique [3], ou le ferroviaire [4], Figure 1. De plus, les divers standards industriels de par le monde peuvent entrainer une grande disparité des tensions d'alimentation. L'exemple le plus courant de disparités dans les standards d'alimentation électrique est celui de l'alimentation AC domestique, avec les deux standards 110 V et 230 V AC, mais la disparité dans les standards ferroviaires est encore plus importante, avec pas moins de 5 tensions de références pour les bus d'alimentation DC pour les systèmes électroniques ferroviaires [4], Figure 2.

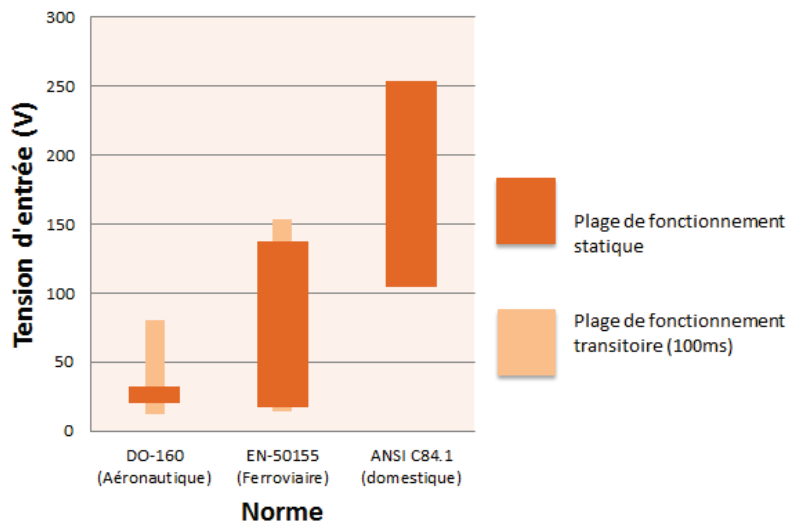


Figure 1 Plages de tension d'alimentation couvertes par les principales normes électriques.

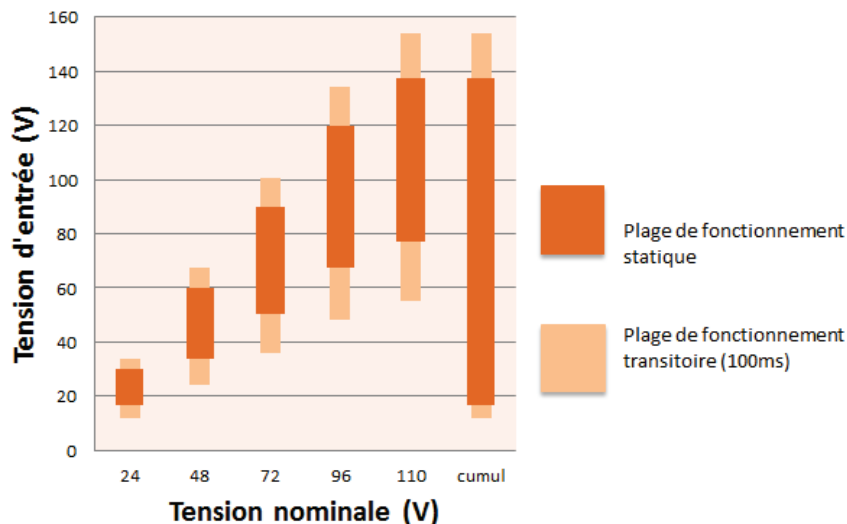


Figure 2 Illustration des 5 standards de tension ferroviaire et du cumul des plages de fonctionnement.

Les convertisseurs à découpage dans les systèmes embarqués ont donc pour rôle de permettre non seulement la conversion de tension, mais aussi de supporter toutes les variations de tension d'alimentation, pour permettre l'utilisation d'un équipement unique insensible aux standards de

tensions locaux ou aux variations de tensions affectant le réseau, que ces variations de tension soient de courte durée ou permanentes.

1.3 L'environnement ferroviaire

Les contraintes et standards en environnement ferroviaire sont particulièrement dispersés. Les diverses normes nationales sont actuellement regroupées en une norme unique, EN-50155 [4]. La possibilité d'utiliser des équipements conforme à tous les standards regroupés sous cette norme permet ainsi d'adresser un marché mondial avec un seul convertisseur électrique.

1.4 Environnement de la thèse

Cette thèse bénéficie d'un financement CIFRE. Elle est le fruit de la volonté d'amélioration des produits de conversion DC/DC embarqués ferroviaires de la société Centralp², implantée à Vénissieux. Dans l'objectif d'améliorer ses produits, Centralp a fait appel à l'Institut des Nanotechnologies de Lyon ainsi qu'au laboratoire Ampère afin d'encadrer une thèse sur la conception d'un convertisseur à la fois plus compact et plus performant que les systèmes actuels tout en répondant aux contraintes drastiques de l'environnement ferroviaire qui seront présentées dans la prochaine section.

Le projet de cette thèse consiste en la conception d'un convertisseur DC/DC répondant aux 5 standards de bus d'alimentation ferroviaire. Ce convertisseur sera destiné à alimenter des ordinateurs de bord et des consoles de contrôle de trains et de tramway.



Figure 3 Console de commande de train utilisant un convertisseur DC/DC large plage.

2 Contraintes techniques et problématique

2.1 Le cahier des charges

Les contraintes de conception du convertisseur sont issues d'un cahier des charges déjà connu de l'industrie ferroviaire. Celui-ci est en grande partie l'expression de la norme NE-50155. Cette norme définit les caractéristiques des tensions de bus alimentant le convertisseur, les durées

² Centralp S.A.S. : Entreprise Lyonnaise spécialisée dans la conception et la production d'équipements électroniques embarqués en environnements sévères incluant les domaines aéronautiques, militaires, médicaux et ferroviaires, <http://www.centralp.fr>.

de rupture d'alimentation, les températures ambiantes ainsi que les contraintes de compatibilité électromagnétique (CEM) en émission ainsi qu'en immunité appliquées au convertisseur.

La tension et la puissance de sortie du convertisseur sont fonctions des applications, en l'occurrence, une tension de 12 V et une puissance crête de 50W correspondent aux systèmes prévus en aval de notre convertisseur tels que les consoles présentées précédemment.

En revanche, les contraintes de rendement et de dimensions sont laissées libres par les normes. Ces contraintes apparaissent néanmoins dans notre cahier des charges. En effet, Centralp possède déjà des convertisseurs large plage, et nous a en conséquence fixé des contraintes supérieures à celles qu'arrivent déjà à remplir ses équipements. L'objectif de l'industriel pour cette thèse est donc de parvenir à réaliser un convertisseur ayant un rendement supérieur à 85% pour tous les standards de tension d'alimentation, ainsi que de parvenir à réaliser un dispositif dont les dimensions n'excéderont pas 10x5x15 cm.

Paramètre	Valeurs	Conditions
Tension nominale	24, 48, 72, 96, 110 V	
Plage de tension Statique	16.8-137 V	
Plage de tension Max (<100ms)	12-154 V	
Maintien de l'alimentation	12ms	Charge de 50W
Tension de sortie	12V	
Puissance de sortie	0-50 W	
Rendement	>85 %	Sur la plage de tension Statique, à 50W
Précision de la tension de sortie	2%	
Plage de température	-40 +85°C	
Normes CEM	Emission : classe B	Subi : classe A
Dimensions	150*50*100 mm	<1kg
Le refroidissement des composants doit être passif.		

Tableau 1 Synthèse du cahier des charges pour un convertisseur 50 W aux normes ferroviaires.

2.2 Les points spécifiques à l'environnement ferroviaire

2.2.1 Large plage de tension d'alimentation

La plage de tension d'alimentation est l'aspect le plus spécifique aux alimentations ferroviaires. Cette plage est due à la somme des normes locales à l'origine de la norme commune. Il y a donc actuellement 5 standards de tension nominale pour les bus d'alimentation embarqués ferroviaires, à savoir 24, 48, 72, 96 et 110 V. La coexistence de ces multiples niveaux de tensions nominales entraîne une variation d'un facteur 5 dans la valeur de la tension d'alimentation supportée par le convertisseur.

Cette plage de tension est élargie par la variabilité statique du convertisseur. Afin de pallier la variabilité de la tension statique du bus d'alimentation, la marge de sécurité prévue par les normes est située entre 0,7 et 1,25 $V_{Nominale}$. Cette marge de sécurité aboutit à une plage de tension statique supportée par le convertisseur allant de 16,8 V à 137 V, soit un facteur 8 entre la plus haute et la plus basse tension possible en régime permanent.

De plus, l'instabilité des bus d'alimentation ferroviaires, soumis à de fortes perturbations environnementales dont la principale est la variabilité de l'alimentation du train, nécessite des précautions supplémentaires afin d'assurer la stabilité de l'alimentation des équipements embarqués en toutes circonstances. C'est pour cela que les convertisseurs doivent également supporter une plus large plage de fonctionnement pendant une durée limitée à 100ms. Cette plage transitoire s'étale de

0,6 à $1,4 V_{\text{Nominale}}$, soit une plage de tension d'alimentation de 14,4 V à 154 V. Cette plage de fonctionnement élargie du convertisseur représente un défi majeur dans la conception d'une alimentation à découpage. En effet, ce ratio supérieur à 10 entre les tensions minimales et maximales admissibles par le convertisseur contraint fortement le choix des topologies de convertisseurs ainsi que le dimensionnement des composants, devant à la fois supporter une forte tension d'alimentation et un fort courant d'alimentation, lorsque le convertisseur fonctionne à faible tension et charge maximale.

Il s'agit là de l'enjeu majeur de cette thèse, qui est de déterminer s'il existe une topologie compatible avec ces contraintes, et si cette éventuelle topologie peut être améliorée pour parvenir à des performances satisfaisant des exigences industrielles.

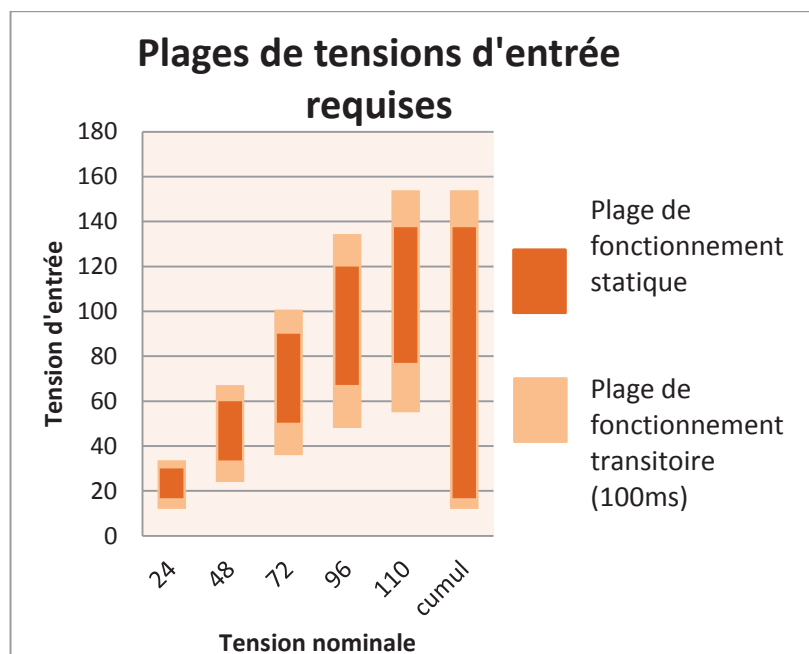


Figure 4 Plages de tensions d'entrée requises par la norme ferroviaire EN-50155

2.2.2 Rendement

Le rendement d'un convertisseur 50 W est une contrainte qui peut sembler surprenante lorsque ce convertisseur est inclus dans un ensemble consommant près de 10 MW. Les pertes énergétiques du convertisseur ne sont en effet pas un enjeu important pour ces équipements auxiliaires qui consomment une quantité négligeable d'énergie face aux systèmes de propulsion. Ceci est à l'opposé des convertisseurs employés dans les applications domestiques qui doivent répondre à des normes environnementales de consommation.

L'enjeu associé au rendement du convertisseur est une contrainte liée à l'échauffement du convertisseur. En effet l'échauffement du convertisseur pose deux problèmes au concepteur :

- L'échauffement global du convertisseur peut s'avérer dangereux pour les utilisateurs : un équipement dont la température de fonctionnement est trop élevée, pourrait empêcher la manipulation de l'équipement à chaud lors d'une opération de

maintenance. Pire, un échauffement important entrainerait un risque de brulure pour les usagers dans le cas d'un contact accidentel.

- L'échauffement des composants entraine également un vieillissement prématuré de ceux-ci. Ce vieillissement prématuré altère la fiabilité du convertisseur, ce qui est inadmissible dans un équipement ferroviaire, celui-ci devant avoir un temps moyen avant la première panne (MTBF) supérieur à celui du train, à savoir 40 ans.

2.2.3 Encombrement

L'espace disponible à bord d'une cabine de train est limité, et les convertisseurs électriques sont d'autant plus soumis à cette contrainte d'encombrement qu'ils sont nombreux : La plupart des équipements informatiques embarqués nécessitent un convertisseur pour stabiliser leur tension d'alimentation. Le volume des convertisseurs large plage actuels est principalement affecté par deux sources d'encombrement :

- Les dispositifs de refroidissement, qui assurent le faible échauffement des composants et ainsi leur durabilité. Ces dispositifs exclusivement passifs, afin de permettre une bonne résistance aux vibrations, sont constitués de radiateurs, d'un volume total de 110cm^3 soit 15% du volume des convertisseurs précédemment produits par Centralp.
- Les dispositifs de filtrage et de réduction de l'ondulation, occupent quant à eux 10% du volume total du convertisseur afin de réduire l'ondulation de tension en entrée et en sortie de l'alimentation.

Un quart du volume du convertisseur est consacré au refroidissement passif et à la réduction de l'ondulation de tension due à la conversion à découpage. La réduction de ces deux éléments est le levier principal de la réduction du volume du convertisseur, et par conséquent de son coût de production.

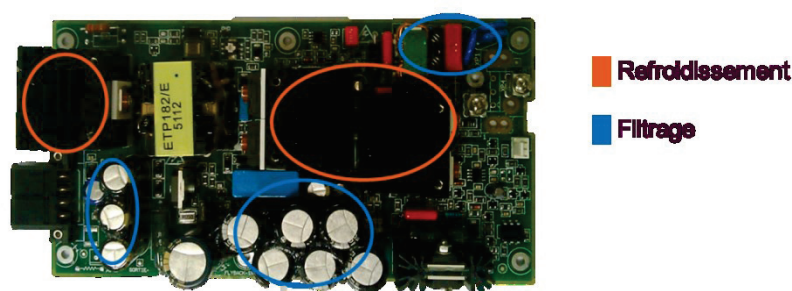


Figure 5 : Répartition des principales pertes en volume du convertisseur de référence Centralp 2008

2.3 Voies d'amélioration

L'amélioration des convertisseurs large plage ferroviaire, en vue d'accroître leur compétitivité industrielle doit donc s'orienter vers la réduction de l'encombrement du convertisseur, ce qui comme nous l'avons vu précédemment passe par la réduction des besoins en refroidissement des composants ainsi que par la réduction des éléments passifs du convertisseur, notamment les éléments de réduction de l'ondulation de tension d'entrée et de sortie. L'amélioration de chacun de ces deux points a été traitée au cours de cette thèse, avec deux objectifs intermédiaires distincts, chacun répondant à sa problématique propre.

2.3.1 Commutation douce

Nous avons choisi d'orienter nos travaux concernant la réduction des pertes dans le convertisseur vers la réduction des pertes en commutation dans les composants actifs. En effet, les convertisseurs large plage précédemment utilisés étaient des convertisseurs de type Flyback à commutation dure. Les pertes en commutations dans les éléments actifs comptaient alors parmi les premiers postes de perte dans le convertisseur. La réduction des pertes en commutation permet ainsi de réduire le volume des dissipateurs thermiques associés aux éléments actifs, tout en ayant des effets bénéfiques sur la compatibilité électromagnétique du convertisseur, celui-ci émettant moins de perturbations haute fréquence, principalement causées par les commutations dures [5].

2.3.2 Montée en fréquence

La réduction du volume des éléments passifs passe, elle, par l'augmentation de la fréquence de commutation du convertisseur. En effet, la fréquence fondamentale de l'ondulation en tension vue aux bornes du convertisseur est égale à la fréquence de commutation de celui-ci. L'augmentation de la fréquence de commutation permet par conséquent l'augmentation de la fréquence de coupure des filtres d'entrée-sortie, et la réduction en valeur des composants passifs de filtrage. Cette réduction de la valeur des composants de filtrage s'accompagne de la réduction en volume de ceux-ci.

La montée en fréquence de commutation du convertisseur est fortement liée à l'objectif précédent de réduction des pertes en commutation dans le convertisseur. En effet, les pertes en commutation sont proportionnelles à la fréquence de commutation, chaque commutation entraînant une perte d'énergie fixe à chaque commutation en régime stabilisé.

2.4 Objectifs chiffrés

Les objectifs fixés par le partenaire industriel concernant l'amélioration du convertisseur incluent la conformité à la norme EN-50155, mais également l'amélioration de plusieurs paramètres :

- Une réduction du volume actuel de 20%.
- Une augmentation de rendement actuel de 5%.
- Un triplement de la fréquence de commutation actuelle pour atteindre 200 kHz.

3 Etat de l'art des composants

3.1 Introduction

La conception de convertisseurs à découpage nécessite l'étude de plusieurs niveaux de fonctionnement des dispositifs, allant de la connaissance du fonctionnement des composants à celle de la topologie entière. La compréhension du comportement et des caractéristiques des composants d'une alimentation à découpage, qu'il s'agisse des composants passifs ou des composants actifs, est nécessaire afin d'appréhender les problématiques rencontrées au niveau du système. Les éléments parasites des composants pouvant influencer le comportement global du convertisseur, ces éléments doivent être connus et maîtrisés, permettant ainsi de supporter, voire même utiliser ces éléments parasites au sein de l'alimentation.

Cette étude de l'état de l'art s'est donc dans un premier temps focalisée sur les composants employés au sein des convertisseurs. Les investigations se sont ensuite concentrées sur le

comportement de ces composants dans le cadre d'une utilisation en électronique de puissance. Cet état de l'art s'achève enfin avec l'étude des diverses topologies pouvant répondre à nos problématiques et l'évaluation d'une méthodologie de sélection des topologies pertinentes.

3.2 Les condensateurs

3.2.1 Description

Les condensateurs utilisés dans les convertisseurs à découpage ont plusieurs applications, ils sont utilisés pour le filtrage des tensions d'entrée et de sortie du convertisseur, afin de réduire le bruit haute fréquence conduit par les câbles d'alimentation. Ils sont également utilisés afin de réduire les ondulations de tension en entrée et en sortie du convertisseur, ils assurent alors la transformation d'une tension alternative à la fréquence de commutation de l'alimentation en tension continue. Enfin, au sein de convertisseurs avancés, les condensateurs sont utilisés afin de fournir des sources de tension pendant des durées de l'ordre d'une période de commutation ou bien pour fournir des éléments résonants nécessaires au fonctionnement du convertisseur.

3.2.2 Technologies

Les condensateurs utilisés en électronique de puissances appartiennent à trois familles différentes et ont chacun leurs applications de prédilection :

- Les condensateurs électrolytiques, possédant de fortes capacités volumiques mais une faible tenue en courant et des capacités de filtrage se cantonnant aux basses fréquences. Ces composants sont généralement utilisés pour le filtrage basse fréquence aux entrées-sorties des convertisseurs, pour la réduction de l'ondulation de tension ainsi que pour les réserves d'énergie éventuelles.
- Les condensateurs céramiques, possédant des capacités volumiques plus faibles, mais une bonne stabilité en fréquence et des courants admissibles plus importants. Les condensateurs céramiques sont ainsi privilégiés pour les applications de filtrage haute fréquence, même si leur coût reste bien plus élevé que celui des condensateurs films.
- Les condensateurs films, supportent eux aussi des courants assez importants et s'ils sont plus volumineux que leurs homologues céramiques, ils restent nettement moins chers et sont plus résistants aux surtensions. Ils sont également employés dans le filtrage haute fréquence, ainsi que pour réaliser des éléments résonants dans les convertisseurs.

3.3 Le transformateur

Le transformateur est un élément nécessaire à nos applications pour de multiples raisons. D'une part, il permet l'isolation galvanique entre l'entrée et la sortie du convertisseur, protégeant ainsi le secondaire d'éventuels pics de surtension sur le réseau. D'autre part, le transformateur permet d'adapter les niveaux de tension au sein d'un convertisseur à découpage, en apportant une variable d'ajustement au rapport de conversion du convertisseur. Par exemple, au sein d'un convertisseur Forward ou Flyback, le rapport de conversion entre tensions d'entrée et de sortie est de la forme : $m * f(\alpha)$, avec m le rapport de transformation et α le rapport cyclique de la commande du convertisseur.

3.3.1 Description

Les transformateurs de puissance simples sont composés de trois éléments :

1. L'enroulement primaire,
2. L'enroulement secondaire,
3. Le noyau magnétique, qui canalise les lignes de champ magnétique et permet ainsi un transfert efficace de l'énergie entre les enroulements.

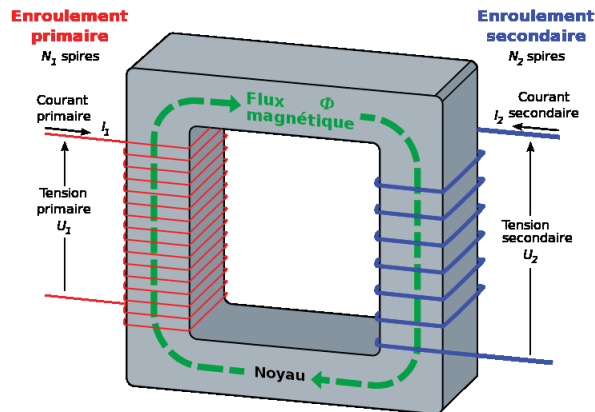


Figure 6 Transformateur idéal

Les rapports de tensions entre primaire et secondaire sont liés et égaux au rapport entre les nombres de spires de chacun des enroulements, aussi appelé rapport de transformation m :

$$m = \frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} \quad (1)$$

3.3.2 Modèle du transformateur réel

Le transformateur réel peut être modélisé comme suit afin de prendre en compte les éléments affectant le comportement des convertisseurs à découpage ainsi que les principales sources de déperditions d'énergies :

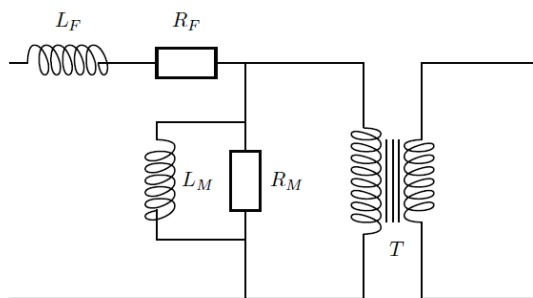


Figure 7 Modèle du transformateur réel

Apparaissent alors, en plus du transformateur idéal, deux inductances et deux résistances :

- R_F est la résistance série vue en entrée du convertisseur, elle représente la résistivité des enroulements du convertisseur, aussi nommée perte cuivre par association au matériau constituant les bobinages, à l'origine de ces pertes. Cette résistance doit être la plus faible possible afin de minimiser les pertes.

- R_M est la résistance représentant les pertes dans le noyau magnétique du convertisseur, aussi appelées pertes fer. Elle est idéalement infinie.
- L_M , l'inductance magnétisante, placée en parallèle du transformateur idéal, représente la magnétisation du noyau magnétique du transformateur, sa valeur est supposée infinie dans le cas d'un transformateur idéal.
- L_F , l'inductance de fuite, symbolise l'inductance série parasite ramenée au primaire du transformateur. Cette inductance est due aux imperfections du couplage entre les enroulements primaire et secondaire.

Ces éléments permettent d'obtenir un modèle de transformateur simple, utilisable en simulation. Ils permettent également d'appréhender des phénomènes physiques impactant le convertisseur et devant être pris en compte lors de la conception de celui-ci. Seuls les éléments capacitifs inhérents au transformateur ont été ici négligés, leur valeur dépendant principalement de la méthode de bobinage employée.

3.3.3 Modélisation

3.3.3.1 Les résistances R_F et R_M

Ces éléments résistifs sont à l'origine des pertes dans le transformateur. R_F sera ainsi non négligeable lorsque de forts courants traverseront les enroulements du transformateur, tandis que R_L sera plus sensible dans le cas de fortes variations de flux dans le noyau magnétique. Ces deux éléments sont déterminés à partir des caractéristiques physiques du transformateur, de la fréquence et de la forme des courants traversant les enroulements ainsi que du flux magnétique.

3.3.3.2 Modélisation de R_F

La résistance de fuite équivalente correspond à la résistance effective de l'enroulement lors du passage de courant dans celui-ci. Le convertisseur travaillant en haute fréquence, cette résistance n'est pas égale à la résistance DC. La résistance effective du conducteur est plus élevée du fait de plusieurs phénomènes :

- D'une part, l'effet de peau dans les conducteurs empêche l'utilisation de la totalité de la section du conducteur.
- D'autre part, les effets issus de la proximité entre les enroulements réduisent encore la section utilisable du conducteur.

La somme de ces deux effets a pour conséquence l'augmentation de la résistance série équivalente du conducteur avec l'augmentation de la fréquence de commutation du convertisseur.

3.3.3.3 Modélisation de R_M

Les pertes dans le noyau magnétique du convertisseur sont liées à deux phénomènes physiques :

- Les pertes par hystérésis, dues au cycle d'hystérésis de la magnétisation du matériau magnétique constituant le noyau. Ces pertes sont déterminées à partir des caractéristiques du matériau magnétique, de l'induction dans le noyau, de son volume ainsi que de la fréquence à laquelle le cycle d'hystérésis est parcouru.

- Les pertes par courant de Foucault, sont dues aux courants induits dans le matériau magnétique conducteur provoqués par les variations de flux dans le matériau magnétique. Ces pertes sont fonction des caractéristiques physiques du matériau, à l'amplitude et à la fréquence de variation du flux.

Le calcul de ces pertes est généralement effectué grâce à une fonction empirique dont les coefficients sont issus de mesures sur les matériaux magnétiques, permettant d'obtenir une estimation des pertes dans un transformateur dans le cas d'un flux sinusoïdal, le modèle de Steinmetz [6], dont l'équation est la suivante :

$$P_V = C \cdot f^\alpha \cdot \Delta B^\beta \quad (2)$$

P_V représente les pertes volumiques en $W \cdot m^{-3}$, f la fréquence en Hz, ΔB l'induction magnétique en T. C , α et β sont les coefficients de Steinmetz, spécifiques à chaque matériau magnétique.

3.4 Le MOSFET de puissance

3.4.1 Description

Dans une alimentation à découpage, les transistors sont utilisés comme interrupteurs. Ils sont donc utilisés dans deux zones de fonctionnement soit en blocage, soit en régime saturé. Ces transistors sont dimensionnés afin de causer un minimum de pertes lors de leur utilisation tout en supportant des courants et des tensions élevées.

Dans une application faible puissance, les transistors les plus couramment utilisés sont les MOSFET, plus facilement contrôlable car commandés en tension tandis que les transistors bipolaires sont commandés en courant. Cette simplicité du contrôle de la commutation des transistors MOSFET se faisant néanmoins au prix de pertes en conduction dans le transistor relativement importantes.

3.4.2 Éléments non-idéaux

Le MOSFET de puissance présente des caractéristiques physiques pouvant nuire à son fonctionnement et réduire ses performances ou éventuellement être utilisés par les concepteurs d'alimentations à découpage.

La diode intrinsèque entre drain et source, empêche un fonctionnement en interrupteur du transistor lorsque la tension de source est supérieure à la tension de drain et laisse passer le courant dans le sens Source-Drain.

La résistance Drain-Source ($R_{DS(on)}$), est la résistance, idéalement nulle, restant entre Drain et Source lorsque le transistor est passant. Dans les transistors de puissance, cette résistance est généralement conçue pour être minimale afin de limiter les pertes en conduction.

Les capacités parasites dans le transistor sont causées par la conception même du transistor à effet de champ. Ces capacités contraignent la vitesse de commutation des transistors, le temps de charge des capacités d'entrée déterminant les temps d'ouverture et de fermeture du transistor.

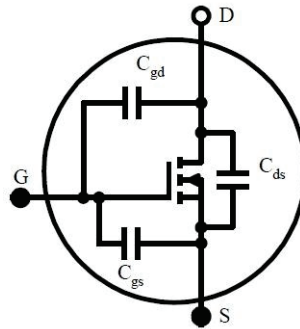


Figure 8 Les capacités parasites au sein du MOSFET de puissance.

3.4.3 Pertes en commutation et méthodes de commutation douce

Les commutations dans les transistors de puissance, du fait des éléments parasites au sein du transistor, dissipent de l'énergie. Les causes de ces pertes d'énergie dans les transistors lors des commutations sont connues, [7]. Il s'agit des pertes issues de la commande du transistor lors de la charge de sa capacité de grille, ainsi que des pertes occasionnées par les phases de transition au sein du canal du transistor.

4 Etat de l'art des topologies

4.1 Les alimentations à découpage isolées simples

Afin de répondre au cahier des charges, le convertisseur choisi doit assurer une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie de l'équipement. Cette isolation est réalisée à travers un transformateur, séparant ainsi totalement le circuit primaire du circuit secondaire.

Les convertisseurs permettant cette isolation peuvent être regroupés en deux familles en fonction de la méthode d'utilisation du transformateur :

- Les convertisseurs à transfert direct, qui permettent la mise en conduction simultanée du primaire et du secondaire afin de permettre un transfert direct de l'énergie.
- Les convertisseurs à transfert indirect, qui bloquent la circulation du courant au secondaire lors de la charge de l'enroulement primaire, utilisant ainsi le transformateur comme une paire d'inductances couplées dans laquelle primaire et secondaire sont en conduction alternativement.

4.1.1 Convertisseurs à transfert direct

4.1.1.1 Forward

Le convertisseur Forward fonctionne sur le principe du hacheur série [7], auquel un transformateur est ajouté afin d'assurer une isolation entre primaire et secondaire ainsi que de permettre l'ajout d'un rapport de transformation entre tensions d'entrée et de sortie. Le convertisseur génère une tension alternative en entrée du transformateur qui est ensuite redressée au secondaire, le rapport cyclique du découpage permettant de faire varier le rapport de conversion est :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = m\alpha \quad (3)$$

m étant le rapport de transformation et α le rapport cyclique de la commande du hacheur.

Ce convertisseur peut être réalisé avec seulement un interrupteur commandé, ce qui assure à la fois robustesse et faible coût de fabrication. Cette topologie est généralement utilisée dans la conversion DC/DC dans des gammes de puissance de l'ordre de la centaine de watts [8].

Celui-ci présente cependant deux défauts importants : d'une part il ne permet pas de réaliser des commutations douces dans sa forme initiale, rendant plus difficile la montée en fréquence de commutation. D'autre part, le rapport de conversion ne permet pas de réaliser un fonctionnement du convertisseur sur une large plage de tension sans atteindre des rapports cycliques importants, au-delà de 80% dans le cas du cahier des charges décrit précédemment. Ces deux caractéristiques du convertisseur Forward dans sa forme originelle le rendent donc impossible à utiliser tel quel dans le cadre de la conversion large plage.

4.1.1.2 Pont et demi-pont

Les convertisseurs en pont et demi-pont sont généralement utilisés pour de la conversion de forte puissance, ils permettent une utilisation plus optimisée du transformateur qui est utilisé de manière symétrique. Ceux-ci présentent néanmoins l'inconvénient d'un nombre plus élevé d'interrupteurs : 2 transistors et 2 diodes pour le demi-pont, quatre transistors et deux diodes pour le pont complet. De plus, le transformateur nécessite deux enroulements secondaires identiques, accroissant sa complexité et son coût de production. Cette topologie employée en forte puissance, au-delà de la centaine de watts ne trouve donc pas son application dans la conversion large plage 50 W, pour laquelle la compacité est un élément prépondérant. De plus leur rapport de conversion étant de la même forme que celui du convertisseur Forward, ils sont peu adaptés à un fonctionnement en large plage.

4.1.2 Convertisseurs à transfert indirect

Au contraire des convertisseurs vus précédemment, qui peuvent être employés dans des applications de plusieurs centaines de watts, la conversion à transfert indirect est, par sa nature même, limitée à des puissances inférieures à 100 W. En effet, dans le cas du transfert indirect d'énergie, celle-ci est stockée dans le transformateur dans une première phase, puis libérée au secondaire afin d'alimenter la charge. Ce fonctionnement est aussi appelé transfert d'énergie par inductances couplées, le transformateur pouvant être considéré comme une inductance chargée au primaire puis déchargée au secondaire. C'est cette nécessité de stocker l'énergie dans le transformateur qui limite les capacités de la conversion en transfert indirect pour les fortes puissances.

Le convertisseur Flyback, principal représentant de cette famille de topologie, car le plus ancien et le plus simple [9], possède une caractéristique extrêmement utile à la conversion large plage car son rapport de conversion est de la forme :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = m \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (4)$$

Ce rapport de conversion permet une plage de variation de la tension d'entrée plus large que celle proposée par le convertisseur Forward, autorisant des tensions d'entrée plus basses, Figure 9, couvrant ainsi la totalité de la plage des tensions requises par le cahier des charges.

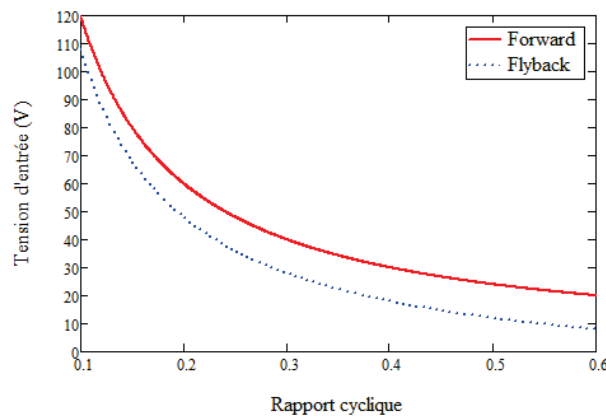


Figure 9 Comparaison des plages de tensions d'entrée assurées par les topologies Flyback & Forward.

Le convertisseur Flyback semble donc le plus adapté à la conversion large plage parmi les topologies classiques à commutation dure. Il est d'ailleurs à la base des convertisseurs large plage réalisés jusqu'à présent. Cependant, celui-ci reste un convertisseur à commutations dures. Ces commutations entraînant des pertes non négligeables et proportionnelles à la fréquence de découpage du convertisseur, une montée en fréquence de commutation, utile à la réduction du volume des éléments passifs, sera limitée par l'échauffement des transistors.

4.2 Les convertisseurs à commutation douce

Afin de permettre une montée en fréquence de commutation des convertisseurs sans accroissement significatif des pertes, les pertes en commutation, proportionnelles à la fréquence de commutation doivent être réduites. Pour cela, les convertisseurs DC/DC à commutation douce ont été étudiés. Afin de réaliser une commutation douce des interrupteurs, des éléments résonants sont ajoutés au sein des convertisseurs, les résonances étant employées afin de permettre des commutations à tension nulle (ZVS) ou à courant nul (ZCS).

Les convertisseurs permettant de réaliser ces commutations douces peuvent se classer en deux familles :

1. Les convertisseurs résonants, dont les éléments résonants travaillent lors des principales phases de fonctionnement du convertisseur, permettant généralement un transfert de courant sinusoïdal tel que dans le convertisseur LLC, [10].
2. Les convertisseurs quasi résonants, dont les éléments résonants ne fonctionnent que lors des phases de transitions afin de permettre des commutations douces, dont un exemple serait le convertisseur Forward à clamp actif, [11].

Ces deux familles de convertisseurs présentent une grande variété de topologies dérivées des topologies de base décrites dans la section précédente. Les topologies les plus représentatives sont décrites ci-dessous.

4.2.1 Convertisseurs résonants

Les convertisseurs résonants permettent de faibles pertes en commutation et ainsi un fonctionnement en haute fréquence. Ces topologies fonctionnent grâce à des éléments résonants ajoutés au circuit et permettant des résonances, en tension ou en courant, du même ordre de grandeur que la fréquence de commutation du convertisseur. Les quatre stratégies de résonance les plus couramment employées sont les topologies à résonance série, parallèle et à résonance série parallèles, ces deux dernières étant connues sous les dénominations LLC et LCC, [12].

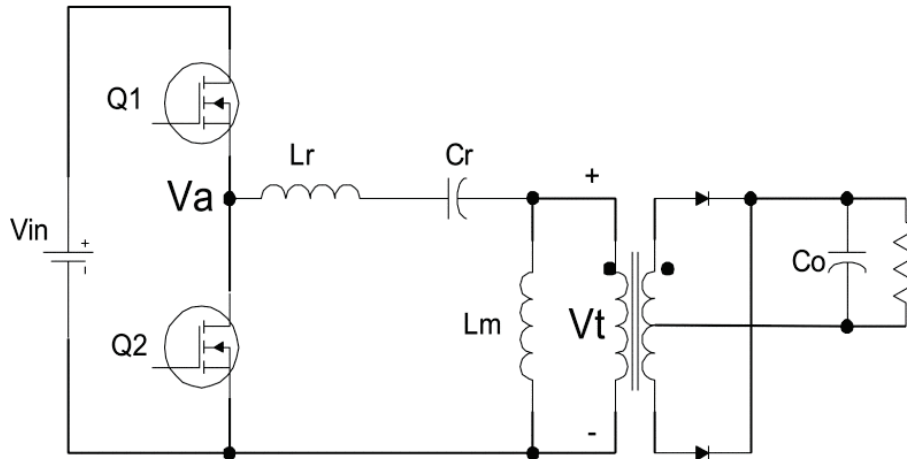


Figure 10 Convertisseur résonant LLC, [12].

4.2.2 Convertisseurs à quasi résonants

Les convertisseurs résonants imposent des périodes de résonance relativement longues, du même ordre que la période de commutation. Il en résulte de fortes valeurs pour les inductances et capacités résonantes, et donc un volume non négligeable pour celles-ci. De plus, l'amplitude des résonances apporte un stress supplémentaire aux composants. Les topologies quasi-résonantes permettent de réduire ce stress et ce surdimensionnement des éléments résonants en faisant intervenir la résonance sur un intervalle de temps plus court. La phase de résonance n'intervient alors que lors des phases de commutation afin de réduire la tension aux bornes des interrupteurs et de réaliser ainsi une commutation douce. En revanche, ces topologies n'assurent généralement pas le maintien d'une commutation douce au secondaire du convertisseur.

4.2.2.1 Topologies push-pull, pont et demi-pont

Les topologies en pont et demi-pont peuvent être adaptées à la quasi-résonance telle que celle présentée par Mishima, [13] Figure 11. Dans cette topologie demi-pont, une inductance est ajoutée en série de l'enroulement primaire du transformateur afin de permettre une commutation douce des transistors utilisés au primaire.

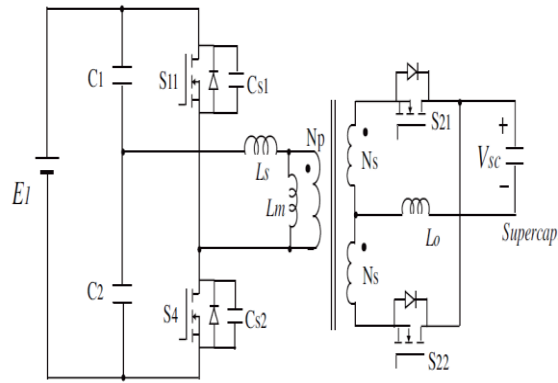


Figure 11 Convertisseur demi-pont quasi résonant, [13].

4.2.2.2 Circuits à clamp actif

Les circuits à clamp actif ont pour principale fonction de réduire le stress subi par les composants au primaire majoritairement dû aux surtensions induites par les inductances de fuite du transformateur [14]. Ces circuits peuvent également être utilisés afin de réaliser des résonances facilitant les transitions des interrupteurs. Les circuits active-clamp se rapprochent donc des convertisseurs quasi résonnants, nécessitant néanmoins un transistor et un condensateur supplémentaires au sein de la cellule de puissance ajoutée à la topologie d'origine.

Le clamp actif peut être employé dans les deux convertisseurs isolés les plus simples présentés précédemment : Le convertisseur Flyback et le convertisseur Forward.

Dans le cas du convertisseur Forward, le clamp actif permet à la fois de se passer du troisième enroulement de démagnétisation du transformateur, mais également de réaliser une commutation douce du transistor placé au primaire, [15], Figure 12.

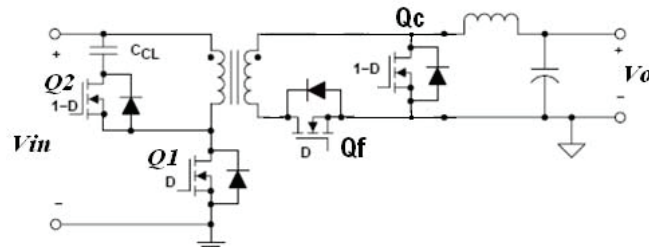


Figure 12 Convertisseur Forward à clamp actif, [15].

Au sein du convertisseur Flyback, le clamp est un dérivé actif de l'amortisseur RCD permettant d'écarter les pics de tension dus au courant de fuite au sein du transformateur, [16]. En plus d'assurer cette protection, le clamp actif permet de réaliser une commutation douce du transistor principal, autorisant ainsi la montée en fréquence de la commutation sans augmentation significative des pertes au sein du transistor, [17], Figure 13. En revanche, la commutation de la diode de redressement secondaire reste une commutation dure, à moins d'employer une capacité de clamp dimensionnée afin de produire la résonance ad hoc avec l'inductance magnétisante du transformateur, [18]. Il s'agit alors d'un convertisseur à la fois quasi résonant car résonant en transitoire, mais aussi résonant car utilisant une résonance de fréquence proche de celle de la commutation.

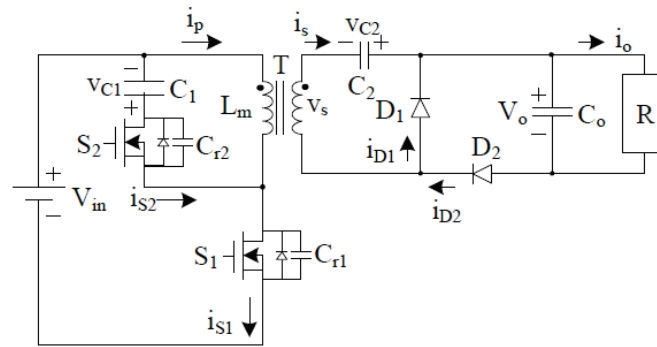


Figure 13 Convertisseur Flyback à clamp actif, [17].

4.3 Les convertisseurs large plage

Afin de permettre un fonctionnement sur une plage de rapports de conversion peu commune comme en témoigne la répartition des topologies étudiées en fonction de leur plage de tension d'entrée, Figure 17, les différentes techniques présentes dans la littérature permettant d'aboutir à un fonctionnement en large plage ont été étudiées.

4.3.1 Alimentations non isolées

Les convertisseurs large plage les plus performants restent les convertisseurs non-isolés, du fait de l'absence de transformateur, source de pertes importantes. Ainsi, un convertisseur Buck résonant peut assurer une plage de tension variant d'un facteur 10, entre 60 et 600 V, pour un rendement supérieur à 80%, [19], Figure 14. Cependant, l'absence d'isolation galvanique est rédhibitoire dans le cadre d'une application ferroviaire.

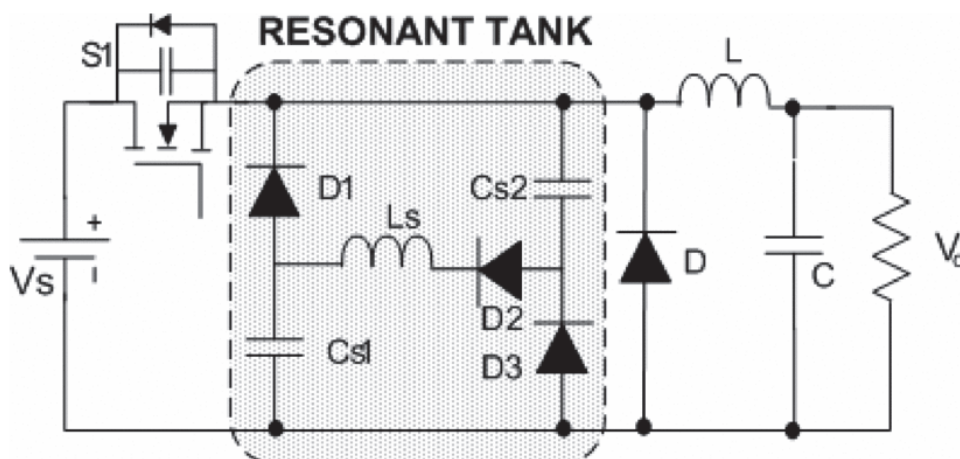


Figure 14 Convertisseur Buck résonant large plage, [19]

4.3.2 Range winding

Le rapport de conversion des convertisseurs isolés tels que le convertisseur Flyback en conduction continu et le convertisseur Forward, étudiés précédemment, dépend généralement de deux paramètres : le rapport cyclique de la commande et le rapport de transformation du transformateur. La stratégie de commande couramment employée vise à utiliser exclusivement la

commande du rapport cyclique des interrupteurs pour faire varier le ratio de conversion. Le transformateur du convertisseur ayant un rapport de conversion fixé par construction, celui-ci est en effet a priori fixe. Mais, l'ajout d'un enroulement supplémentaire, commutable, permet de choisir entre plusieurs rapports de transformation au sein du convertisseur, et d'étendre ainsi la plage de conversion.

Cette stratégie, appelée Range Winding, a été développée afin de permettre une meilleure utilisation des condensateurs de réserve d'énergie dans le cas de microcoupures sur des réseaux DC, [20] [21]. Ainsi, lorsque la tension d'entrée du convertisseur devient trop faible pour permettre une conversion avec un rapport cyclique raisonnable, des enroulements supplémentaires sont connectés en série de l'enroulement secondaire, modifiant le rapport de transformation et permettant une commutation à rapport cyclique plus faible, Figure 15.

Ces stratégies permettant un élargissement important de la plage de tension d'entrée du convertisseur, sont cependant coûteuses en matériel, avec l'ajout de deux enroulements de puissance supplémentaires au transformateur ainsi que de deux diodes et un transistor de puissance. Bien que ces stratégies présentent un intérêt non négligeable pour les topologies de forte puissance, de l'ordre du kilowatt, elles ne sont donc pas souhaitables pour une utilisation au sein d'une alimentation embarquée inférieure à 100 W, dont les contraintes en nombre de composants et en encombrement sont plus sévères.

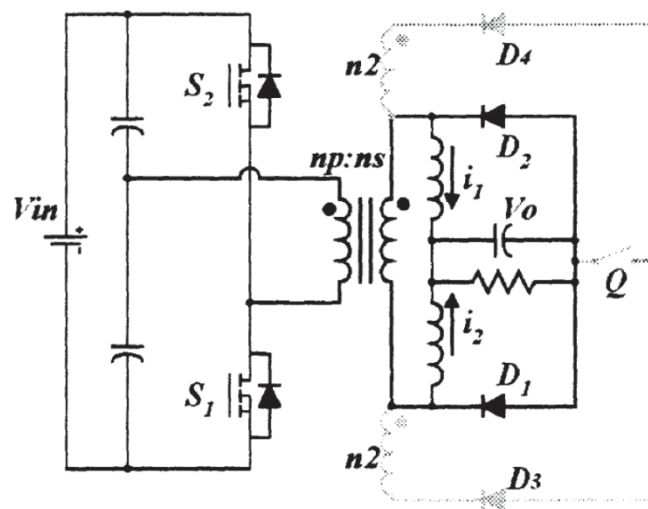


Figure 15 Stratégie de Range Winding sur un convertisseur en demi-pont, [21].

4.3.3 Convertisseur Flyback

Les convertisseurs Flyback sont, comme vu précédemment, des topologies assurant une très large gamme de tensions d'entrée. Avec une plage de tension pouvant s'étendre sur une décade, les topologies Flyback à clamp actif permettent d'assurer la totalité de la plage des tensions requises, [18] Figure 16. A l'issue de la première phase de recherches bibliographiques, cette famille de topologies apparaît donc comme la meilleure solution pour la conception d'un convertisseur large plage fournissant une puissance inférieure à 100 W.

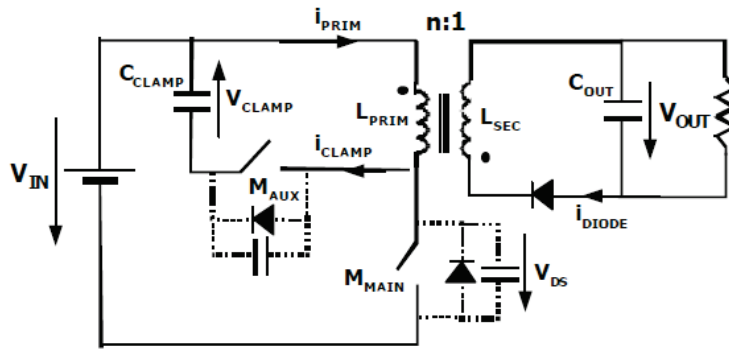


Figure 16 Convertisseur Flyback à clamp actif large plage, [18].

4.4 Comparatif des performances des topologies existantes

Afin de déterminer les performances envisageables pour le convertisseur large plage, un large éventail de topologies a été étudié, annexe 1. Au vu des performances observées dans la littérature, on peut constater que les topologies large plage sont peu courantes, la majorité des convertisseurs dits large plage se situant dans une plage de ratios de tension d'entrée inférieurs à 3 lorsqu'un facteur de l'ordre de 10 est requis par notre cahier des charges, Figure 17 et Figure 18.

Cependant, plusieurs topologies permettent de s'approcher des plages de tension d'entrée voulues pour un rendement proche de celui attendu.

Un ratio de 5 et un rendement de 86% est obtenu par [22] en utilisant un convertisseur Flyback quasi résonant fonctionnant soit en commutation en creux de tension soit en temps mort fixe selon la tension d'entrée.

Seules deux topologies ayant un ratio V_{in}/V_{out} supérieur à celui attendu au cahier des charges ont été trouvées au cours de la recherche bibliographique, Figure 17. La plus performante, [19], est un convertisseur Buck résonant, atteignant un rendement de 90%. Ces performances sont notamment atteintes grâce à l'absence d'isolation galvanique, et ne sont donc pas envisageables pour un convertisseur isolé. Les performances obtenues par [18] sont, elles, obtenues via un convertisseur Flyback isolé galvaniquement. Ce convertisseur possède des performances proches de celles attendues au cahier des charges, les améliorations technologiques survenues depuis 2002, avec la réduction des pertes en conduction et en commutation des transistors permettant d'apporter un gain significatif.

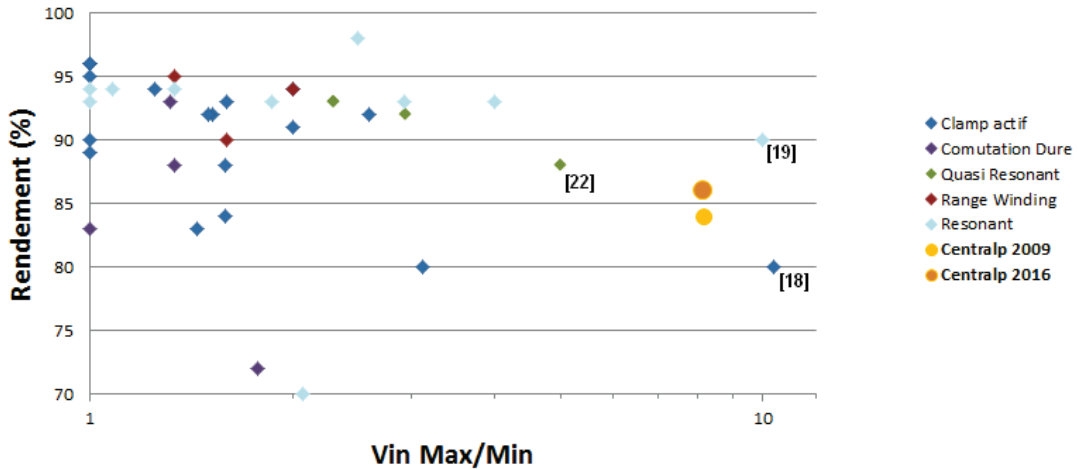


Figure 17 Rendement des convertisseurs issus de l'état de l'art en fonction de leur plage de tension d'entrée (Annexe 1)

L'étude de la répartition des fréquences de commutation des convertisseurs apporte pour sa part des informations sur les performances attendues en terme de montée en fréquence, Figure 18.

La majorité des convertisseurs étudiés se situe dans une plage de fréquences de 100 à 200 kHz, le convertisseur Flyback présenté par [18] présentant une fréquence de commutation de 150 kHz. Le triplement de fréquence attendu par rapport au convertisseur existant, de 65 kHz à 200 kHz, semble donc envisageable.

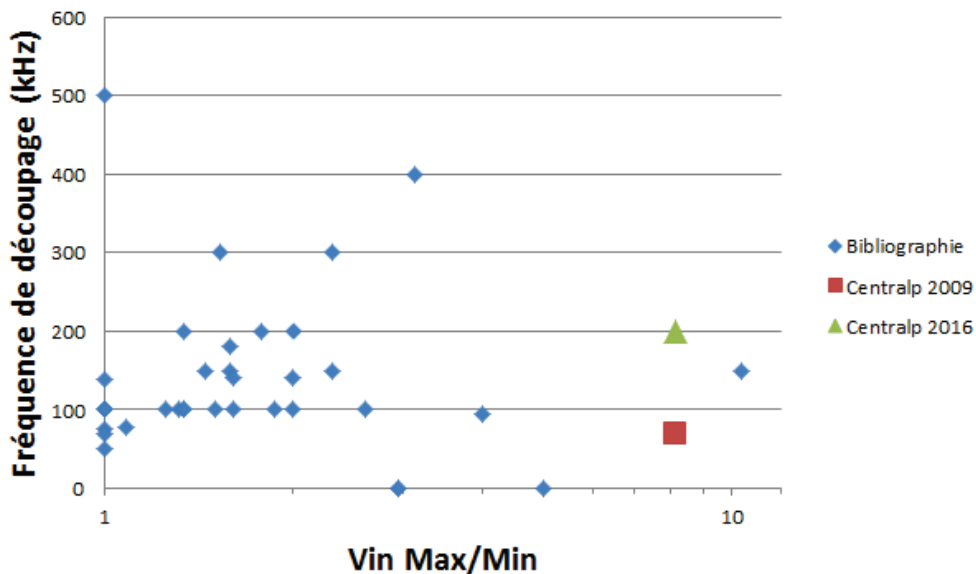


Figure 18 Fréquence de commutation des convertisseurs en fonction de leur plage de tension d'entrée.

5 Sélection des topologies pertinentes

Afin de vérifier la viabilité industrielle des convertisseurs envisagés à la suite de ce premier état de l'art, les contraintes subies par les composants de la cellule de puissance des convertisseurs pouvant répondre au cahier des charges ont été étudiées.

5.1 Facteur de charge

Le facteur de charge est un outil d'évaluation des contraintes subies par une topologie développé par B. Carsten, [23].

5.1.1 Description de la méthode

Cet outil utilise les deux grandeurs contraignant le dimensionnement d'un composant, la tension pic et le courant efficace.

En effet, la tension pic aux bornes d'un dipôle, ou entre drain et source pour un MOSFET, est un élément dimensionnant car un dépassement des valeurs prescrites par le constructeur peut entraîner des claquages de condensateurs ou la destruction de semi-conducteurs. Le courant efficace dimensionne pour sa part les pertes joules que doit supporter le composant.

Le produit de ces deux grandeurs donnant une valeur homogène à une puissance, est ensuite additionné pour tous les composants de la cellule de puissance pour être ensuite divisé par la puissance utile du convertisseur, donnant ainsi le facteur de charge, représentant les contraintes subies par les éléments de la cellule de puissance du convertisseur.

$$F_{Charge} = \frac{\sum I_{RMS} * V_{Pic}}{P_{sortie}} \quad (5)$$

5.1.2 Résultats obtenus

5.1.2.1 Structures de base

Dans un premier temps, le comparatif s'est porté sur les topologies qui semblaient les plus pertinentes au vu de l'étude bibliographique précédente, à savoir les topologies à clamp actif. Pour ce faire, nous avons étudié les différents types de clamp : haut/bas, et résonant, ainsi que les différents types de transfert d'énergie : indirect par la Flyback et direct par la Forward.

Les facteurs de charge obtenus (courbe Figure 19), ont permis d'identifier rapidement les topologies les moins viables pour une application large plage, telle que le Flyback clamp actif à deux interrupteurs (courbe bleu) dont les contraintes augmentent fortement aux rapports cycliques faibles, soit aux tensions les plus élevées.

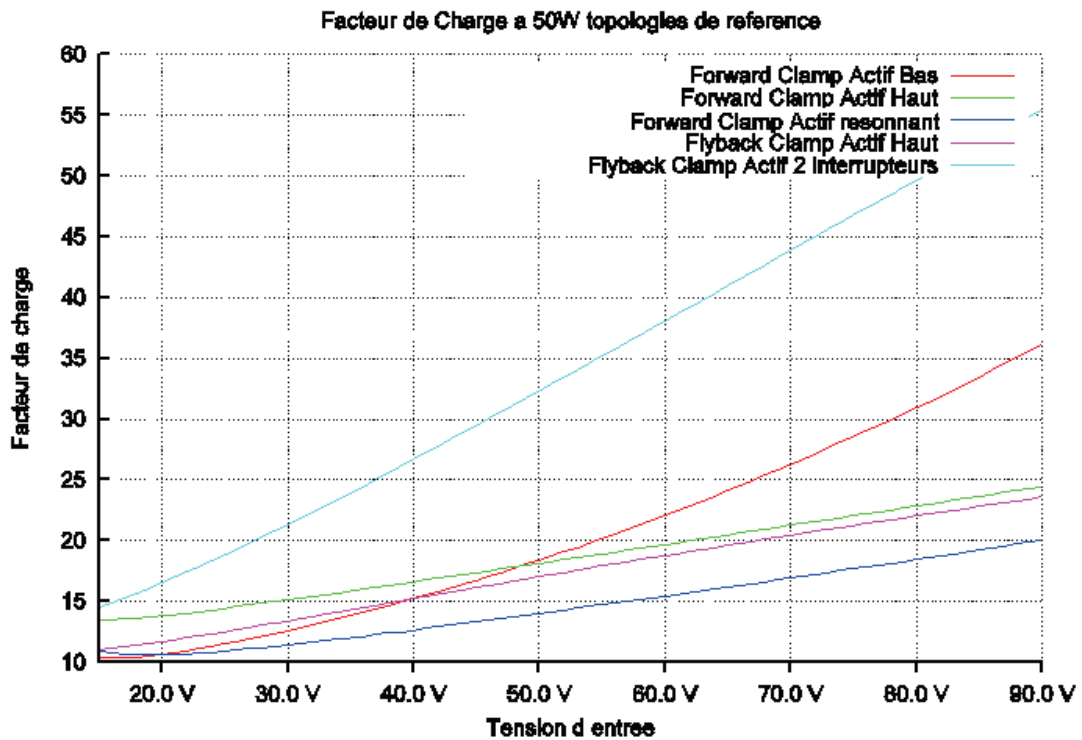


Figure 19 : Facteur de charge des principales topologies clamp actif Flyback & Forward

Cette première étude par facteur de charge favorise ainsi l'utilisation de clamp haut, permettant une importante réduction des contraintes sur les composants au primaire.

Dans le même temps, cette étude confirme l'équivalence en termes de contraintes sur les composants des topologies Forward et Flyback, au détail près que les contraintes sont plus fortes sur le transformateur dans la Flyback, et sur l'interrupteur principal dans la Forward.

5.1.2.2 Structures à transformateurs multiples et forward quasi-résonant

Les structures à transformateurs multiples sont, d'un point de vue industriel, un choix peu pertinent. En effet, le transformateur, élément critique du convertisseur, est également l'élément le plus encombrant et le plus coûteux. Néanmoins, nous avons voulu étudier cette piste afin de confirmer l'absence d'une importante différence de performances entre les topologies à 1 et 2 transformateurs qui pourrait rendre cette famille de topologies compétitive tels que le convertisseur Forward entrelacé présenté par [24], Figure 20, courbe verte.

Nous avons ainsi constaté que les contraintes sur les topologies résonnantes [25] (Figure 20, courbe rose) étaient bien trop fortes à faible tension d'alimentation, rendant le dimensionnement des composants problématique. Cette étude a également permis d'étudier l'effet des topologies reconfigurables par des techniques de « range-winding », dont l'impact sur le facteur de charge est immédiatement repérable, comme on peut le constater sur le graphique Figure 20 avec les facteurs de charges d'une même topologie avec (cyan) et sans (rouge) range winding, [26].

L'impact de la technique de « range winding », bien que réel reste donc limité et contrebalancé par le coût des composants nécessaires à sa mise en place.

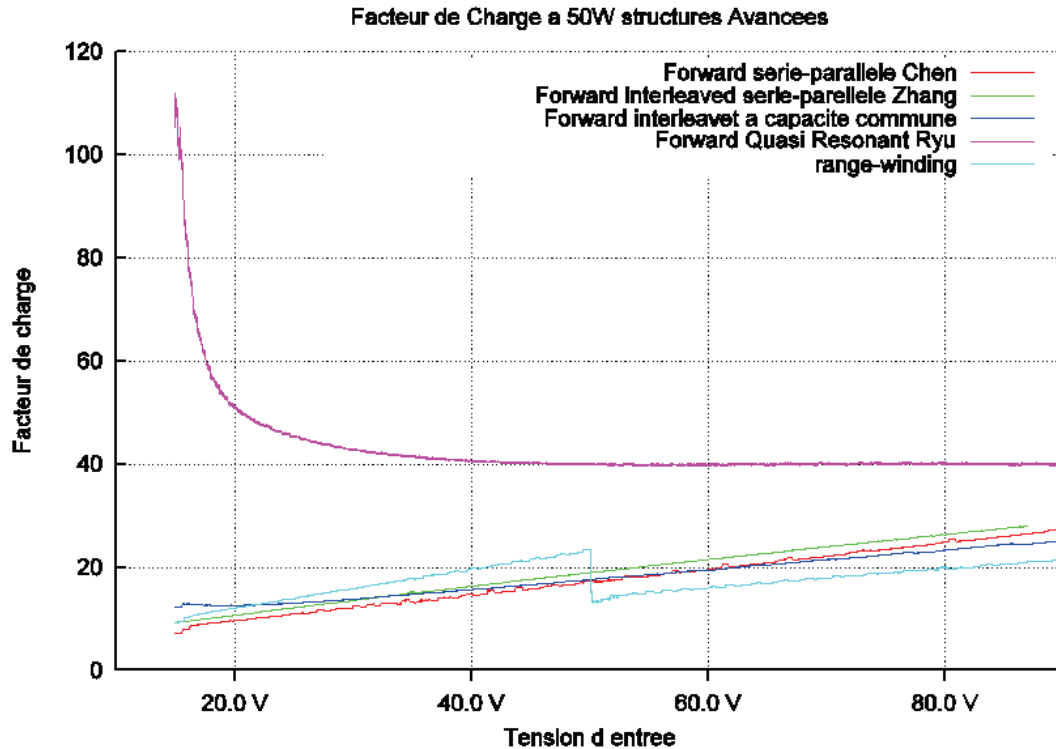


Figure 20 : Facteur de charge calculés pour plusieurs alimentations multi-transformateurs et pour une alimentation Forward quasi-résonnante

5.1.3 Limites de l'évaluation par facteur de charge

L'évaluation par facteur de charge permet certes une comparaison de deux topologies proches une-à-une mais dès que le nombre de composants est différent entre les topologies, cette évaluation est biaisée car elle accorde le même poids à tous les composants et obéit à une loi linéaire ne correspondant pas à la réalité physique des dimensions et du coût des composants.

5.2 Synthèse des topologies étudiées

Au cours de cette analyse des différents convertisseurs envisageables, plusieurs topologies se sont révélées inapplicables à une conversion large plage. Ces impossibilités d'emploi sont de nature diverses :

- Elles peuvent provenir d'une incompatibilité avec le cahier des charges, tels que le convertisseur Buck-Boost non isolé, ou les convertisseurs Forward qui ne peuvent supporter une plage de tension d'entrée suffisamment large.
- Elles peuvent également provenir des contraintes sur les composants, telles que les topologies résonantes qui impliquent de fortes contraintes en courant et en tension sur les composants, obligeant ainsi à un surdimensionnement de ceux-ci.

- Enfin, le contrôle des convertisseurs peut être un élément rédhibitoire, comme dans le cas des convertisseurs LLC et Flyback à clamp actif résonant qui nécessitent une commande en fréquence variable et dont la plage de variation de fréquence serait trop élevée dans le cas d'une forte variabilité de la tension d'entrée du convertisseur.










































Nom	Facteur de charge	Largeur de plage	Complexité	Coût	Caractéristique rédhibitoire
Flyback (équipement actuel)		 	 	 	Commutation dure
LLC [10]					Plage de fréquence nécessaire trop large
Range winding		 	 	 	
Buck-boost		 	 	 	Non isolé
Flyback à clamp actif résonant					Plage de fréquence trop large
Forward à clamp actif					Plage de conversion trop étroite
Forward à résonance secondaire [27]	 				Plage de conversion trop étroite
Flyback à clamp actif [17]		 			

Tableau 2 Synthèse des familles de topologies étudiées dans le cadre d'une conversion à large plage de tension d'entrée.

6 Conclusion

A l'issue de ce premier chapitre, les caractéristiques voulues pour la réalisation d'un convertisseur large plage utilisable dans le domaine ferroviaire ont été clairement définies, Tableau 1. Il en est de même pour les voies d'amélioration à suivre afin de réaliser un équipement moins encombrant et plus efficace que ses prédécesseurs : la réalisation d'un convertisseur à commutation douce ainsi que la montée en fréquence de commutation afin de diminuer d'une part le volume des dissipateurs thermiques et d'autre part celui des composants passifs.

L'étude du comportement et des caractéristiques des différents composants passifs et actifs intervenant dans les cellules de puissance des convertisseurs à découpage a été suivie d'une étude des différentes topologies des diverses alimentations envisageables. Dans un premier temps, l'étude des topologies s'est penchée sur les principales familles de topologies isolées existantes. Celle-ci s'est ensuite portée sur les deux principales problématiques du sujet en étudiant d'une part les topologies à commutation douce et d'autre part les topologies à large plage de tension.

Les topologies sélectionnées ont ensuite été étudiées sous l'aspect des contraintes supportées par les convertisseurs, mettant ainsi en exergue les fortes contraintes subies par les topologies à résonance primaire, Figure 20, ainsi que l'intérêt de la topologie Flyback à clamp actif haut pour la réduction des contraintes sur les composants, Figure 19.

Il résulte de cette étude préliminaire un démarcage de cette topologie Flyback, permettant d'assurer à la fois une commutation douce, isolée et large plage. Cependant, afin de ne pas focaliser

les travaux suivants sur une unique piste, une seconde topologie, à résonance secondaire [27], sera également étudiée afin d'étudier la possibilité de réaliser un convertisseur résonant subissant de faibles contraintes sur ses composants passifs.

Chapitre II

Description des solutions retenues

Quelles sont les solutions retenues à l'issue de la recherche bibliographique, sont-elles viables et quelles sont leurs limites ?

1 Introduction

Dans ce second chapitre, les deux topologies retenues à l'issue de la recherche bibliographique et de la comparaison par facteurs de charge effectuée au chapitre précédent seront analysées. La structure de ces topologies ainsi que les différentes étapes de leur fonctionnement seront précisément décrites. Ces éléments connus, les règles de dimensionnement appliquées aux deux topologies ainsi que les méthodes employées afin de modéliser leur fonctionnement et leurs performances attendues seront décrites. Enfin, ce chapitre sera conclu par l'énumération et la description des limites constatées lors du premier prototypage des convertisseurs.

2 Justification du choix des topologies retenues

A l'issue de la recherche bibliographique et de la comparaison des topologies, deux topologies ont été retenues afin de répondre au cahier des charges. Les critères de choix, qu'ils soient techniques ou économiques, sont explicités pour chacune des deux structures.

2.1 Convertisseur Forward résonant [17]

Le convertisseur Forward à résonance secondaire s'est démarqué lors de l'étude des facteurs de charge appliqués aux convertisseurs. En effet, dans les autres topologies résonantes étudiées, l'élément résonant était contraint par le courant maximal et la tension maximale d'alimentation. Ces très fortes contraintes rendaient l'utilisation de topologies telles que le convertisseur Flyback Active-Clamp résonant impossible du fait du surdimensionnement des capacités résonantes.

Au contraire des autres topologies résonantes étudiées, ce convertisseur permet d'utiliser une résonance du côté de l'enroulement secondaire du transformateur. Cette stratégie permet de limiter les contraintes en tension sur les condensateurs résonants. Ceux-ci ne sont alors plus soumis qu'à la tension de sortie du convertisseur, fixe et de seulement 12V pour notre application. La réduction des contraintes sur les composants de ce convertisseur et l'absence d'impact de la plage de tension d'entrée du convertisseur sur les composants résonants est suffisante pour susciter un intérêt approfondi dans le cadre de la conversion large plage pour application ferroviaire. De plus, cette topologie apporte un avantage important sur ses concurrentes par sa capacité à la commutation douce au niveau des diodes de redressement secondaire. Cet élément permet une réduction des pertes en commutation du convertisseur ainsi qu'une réduction des bruits de commutation en sortie de l'alimentation, réduisant ainsi les besoins en filtrage.

2.2 Convertisseur Flyback Active-Clamp

Le convertisseur Flyback Active-Clamp a pour principale qualité la possibilité d'opérer sur une large plage de tension d'alimentation [18]. Cette caractéristique provient du fonctionnement même de la famille des convertisseurs Flyback, dont la fonction de transfert de la forme : $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$, où α est le rapport cyclique de la commande, ce qui permet une variation de tension d'entrée supérieure à un facteur 15 dans des conditions raisonnables de variation du rapport cyclique.

La topologie Active-Clamp permet également d'assurer une commutation douce sous certaines conditions de tension et de courant décrites ultérieurement. La possibilité d'inclure une commutation douce dans la conversion était une nécessité, afin de permettre une amélioration des performances ainsi que d'autoriser une « montée en fréquence » du convertisseur sans subir d'augmentation des pertes dans les éléments actifs du convertisseur.

Le choix du type de « clamp », haut ou bas, s'est fait en fonction des problématiques pouvant être rencontrées au cours de l'industrialisation [28], et le choix s'est porté sur le clamp haut en fonction des contraintes du partenaire industriel. En effet, le convertisseur à clamp bas nécessite un transistor de type PMOS, moins adapté aux tensions élevées et offrant moins de choix chez les fabricants de composants de puissance, ce qui limitait la marge de manœuvre des concepteurs lors de la réalisation de l'équipement.

3 Description fonctionnelle

Dans cette partie, une description fonctionnelle des deux convertisseurs sera effectuée. Cette description a pour but d'appréhender le fonctionnement de chacune des deux topologies afin de permettre, dans un second temps, une meilleure compréhension des équations de fonctionnement ainsi que des méthodes de dimensionnement des convertisseurs.

3.1 Convertisseur Forward résonant

3.1.1 Description générale

Le convertisseur Forward résonant peut se décomposer en deux éléments distincts. Au primaire, un dispositif à clamp actif haut, et au secondaire un dispositif de redressement à double alternance associé à un pont diviseur de tension capacitif, Figure 21.

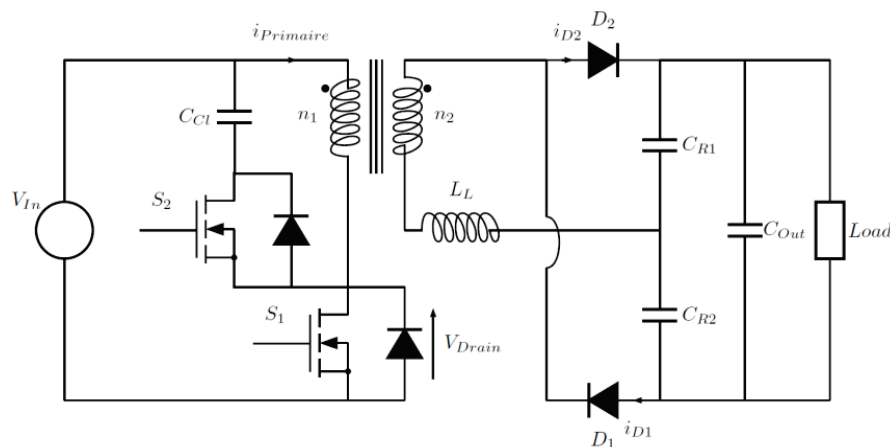


Figure 21 Topologie Forward à résonance secondaire

3.1.2 Description fonctionnelle en régime statique

Le fonctionnement en régime statique du convertisseur Forward résonant peut se décomposer en six étapes. Ce fonctionnement est décrit de manière exhaustive par [29] et étudié ici de manière chronologique :

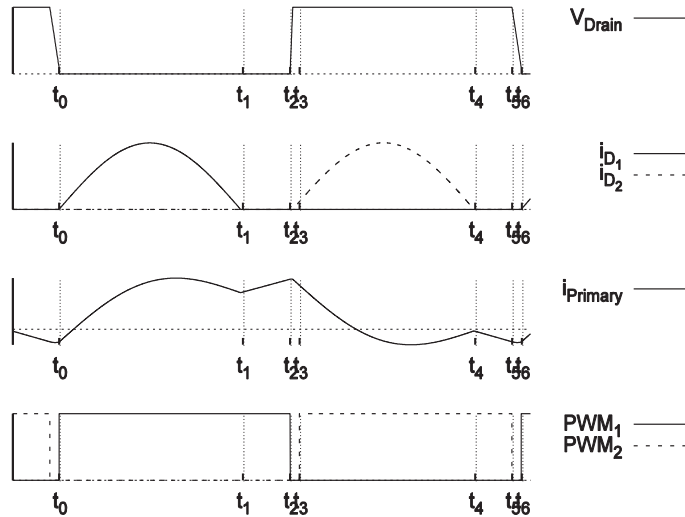


Figure 22 Principales formes d'onde du convertisseur Forward

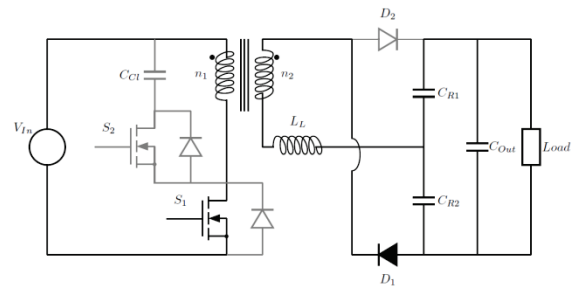
3.1.2.1 Phase 1 : $t_0 \rightarrow t_1$

Cette phase de fonctionnement correspond à la résonance entre l'inductance de fuite L_L et les capacités résonantes C_{R1} et C_{R2} à la fréquence f_r :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L \cdot (C_{R1} + C_{R2})}} \quad (6)$$

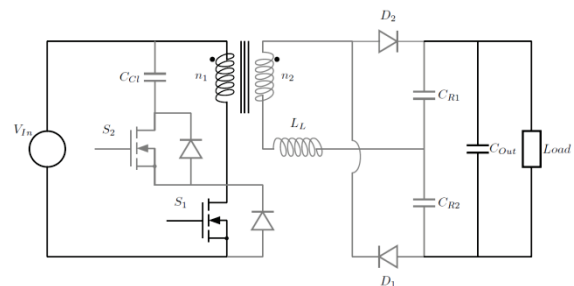
Lors de cette phase, la tension aux bornes du primaire du transformateur étant

positive, il y a transfert direct d'énergie au secondaire via la diode D_1 pendant une demi-période de résonance jusqu'à l'instant T_1 .



3.1.2.2 Phase 2 : $t_1 \rightarrow t_2$

A $t_1 = 1/2f_r$, le courant dans la diode D_1 devient nul, provoquant le blocage de la diode. La résonance, et le transfert d'énergie au secondaire sont alors bloqués tandis que le courant de charge de l'inductance magnétisante au primaire continue à croître linéairement et proportionnellement à la tension d'entrée V_{IN} .



3.1.2.3 Phase 3 : $t_2 \rightarrow t_3$

A l'instant t_2 , le transistor S_2 est bloqué, La capacité parasite drain-source du transistor est alors chargée jusqu'à la mise en conduction de la diode intrinsèque de S_2 . La tension aux bornes du primaire du

transformateur est alors égale à la tension aux bornes de la capacité de clamp C_{Cl} :

$$V_{Ccl} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} V_{in} \quad (7)$$

Avec α le rapport cyclique de la commande de t_1 , soit :

$$\alpha = \frac{t_2 - t_0}{t_6 - t_0} \quad (8)$$

Le courant magnétisant au primaire du transformateur décroît alors linéairement, la tension aux bornes du secondaire s'inverse et la diode D_2 entre en conduction. L'inductance de fuite au secondaire entre alors en résonance avec les capacités C_{R1} et C_{R2} , le transfert d'énergie s'effectue alors de la

3.1.2.4 Phase 4 : $t_3 \rightarrow t_4$

A la date t_3 , le transistor S_2 devient passant. La diode intrinsèque de S_2 étant déjà passante, la commutation est douce. Cette action n'a pas d'incidence sur le transfert d'énergie, la résonance et le transfert d'énergie se poursuivent jusqu'à t_4 .

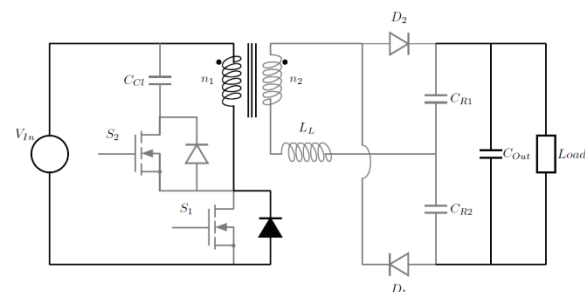
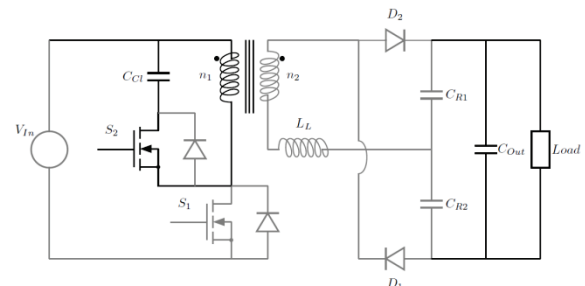
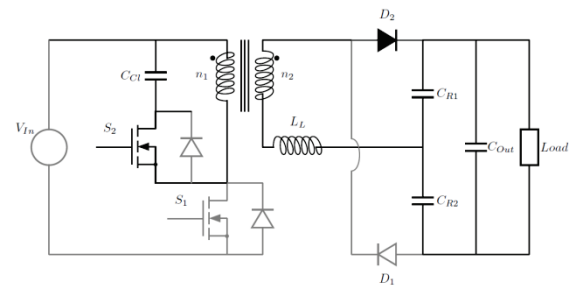
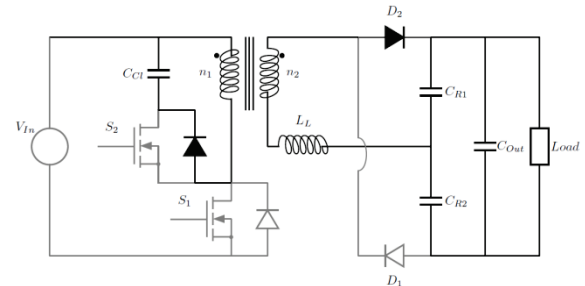
3.1.2.5 Phase 5 : $t_4 \rightarrow t_5$

La résonance s'arrête en t_5 , lorsque le courant traversant la diode D_2 devient nul. La charge de l'inductance magnétisante par la source de tension C_{Cl} se poursuit linéairement jusqu'à t_5 .

3.1.2.6 Phase 6 : $t_5 \rightarrow t_6$

A l'instant t_5 , le transistor S_2 est bloqué. A ce moment, le courant magnétisant doit être négatif afin de décharger la capacité drain-source parasite de S_1 . Une fois la tension de drain de S_1 à 0 V, La diode intrinsèque entre en conduction et le transistor S_1 peut réaliser une commutation douce, démarrant ainsi un nouveau cycle.

même manière que lors de la phase 2 : il s'agit encore une fois d'un transfert direct d'énergie, la capacité C_{Cl} servant cette fois-ci de source de tension et le courant circulant au secondaire à travers la diode D_2 .



3.2 Convertisseur Flyback Active-Clamp

3.2.1 Description générale

Le convertisseur Flyback active-clamp est un dispositif très proche du convertisseur Flyback simple, qui ne s'en démarque que par le remplacement de l'habituel écrêteur RCD de protection du MOSFET [30] [16], par un dispositif capacitif actif. Le secondaire du convertisseur est identique aux convertisseurs Flyback conventionnels avec un dispositif de redressement passif ou actif selon les applications.

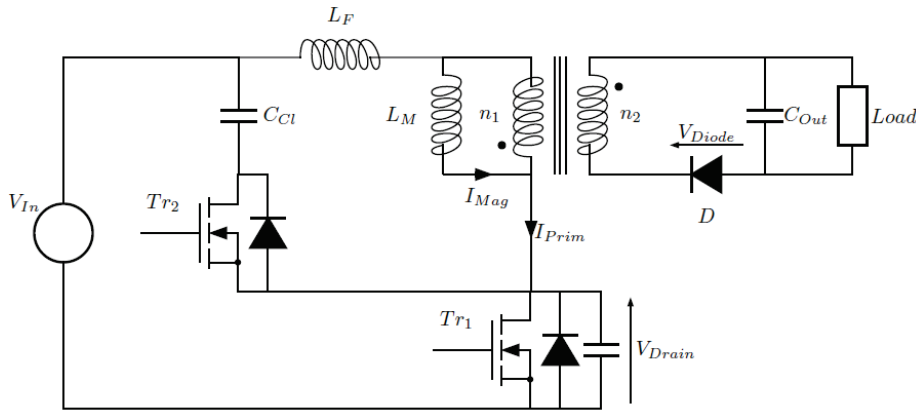


Figure 23 Convertisseur Flyback Active-clamp

3.2.2 Description fonctionnelle en régime statique

En régime permanent, le fonctionnement du convertisseur peut se décomposer en 6 étapes, Figure 24. Le fonctionnement du dispositif, expliqué avec précision par [17], est ici étudié chronologiquement et fonctionnellement, les aspects calculatoires étant abordés dans la partie suivante.

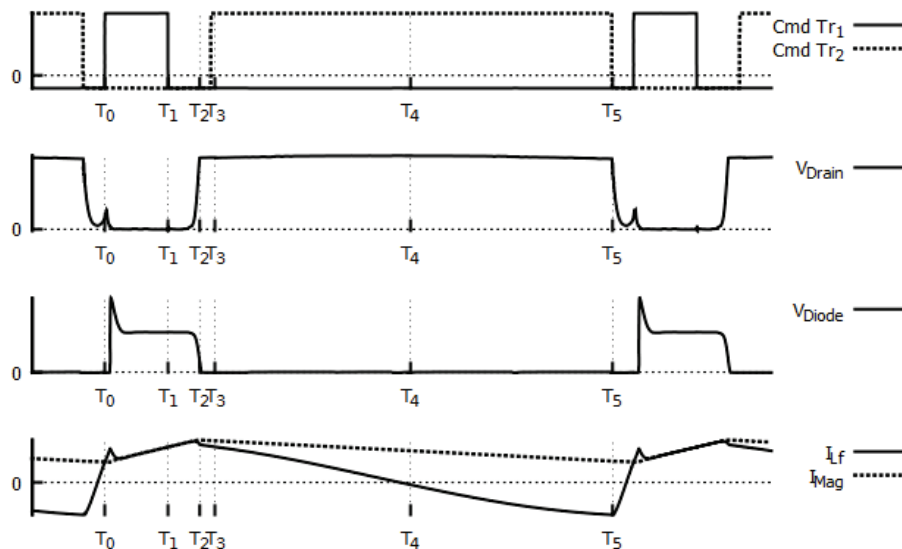


Figure 24 Principales formes d'onde du convertisseur Flyback Active-Clamp en régime statique

3.2.2.1 Phase 1 : $T_0 \rightarrow T_1$

Cette phase correspond à la période de chargement de l'inductance magnétisante. Le but de cette étape est le stockage d'énergie dans le transformateur, utilisé comme inductance couplée.

Lors de cette phase, le courant dans le circuit primaire (I_{lf}) croît linéairement, chargeant l'inductance magnétisante (L_M) du transformateur.

$$I_{L_F} = I_{L_F}(T_0) + \frac{V_{In}}{L_M + L_F} \cdot t \quad (9)$$

3.2.2.2 Phase 2 : $T_1 \rightarrow T_2$

La seconde phase commence lorsque le transistor Tr_1 est bloqué. Le couple d'inductances L_F et L_M en série entre alors en résonance avec la capacité drain-source de Tr_1 , C_{DS} . Le courant dans le circuit primaire charge alors C_{DS} . Cette charge s'arrête lorsque la tension de drain (V_{Drain}) atteint la tension de clamp, rendant ainsi passante la diode intrinsèque de T_2 .

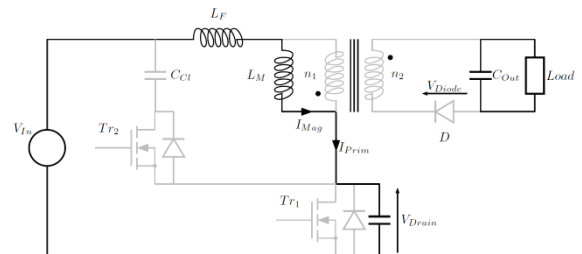
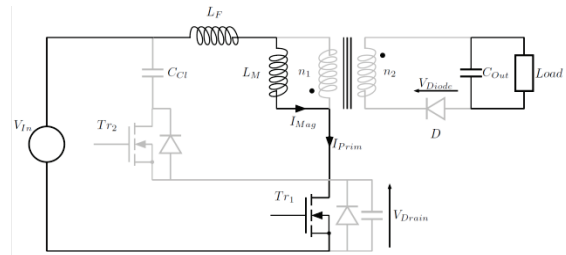
3.2.2.3 Phase 3 : $T_2 \rightarrow T_3$

Cette troisième phase est une phase d'attente de la commande du transistor Tr_2 . Lors de cette phase de fonctionnement, la diode intrinsèque du transistor Tr_2 est passante, permettant de limiter l'augmentation de V_{Drain} . Ce fonctionnement est à rapprocher de celui des écrêteurs RCD [30], qui permettent une protection du transistor Tr_1 contre les surtensions provoquées par l'inductance primaire chargeant C_{DS} .

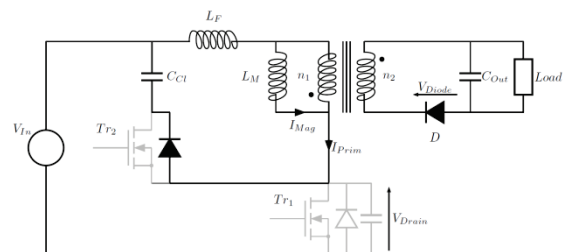
3.2.2.4 Phase 4 : $t_3 \rightarrow t_4$

Une fois la mise en conduction douce de Tr_2 réalisée, la décharge du transformateur se poursuit, commandée par la tension

Au cours de cette charge, aucun transfert d'énergie vers le secondaire n'a lieu, le secondaire étant bloqué par la diode de sortie. C'est alors la décharge de la capacité de sortie C_O qui assure le maintien de la tension de sortie.



Lors de cette phase de fonctionnement, la tension s'inverse aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur. Cette inversion de tension permet la mise en conduction de la diode de sortie, et ainsi la décharge du transformateur dans son secondaire.

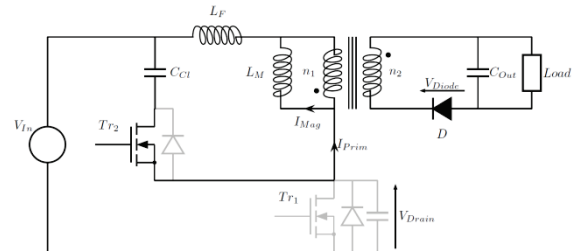
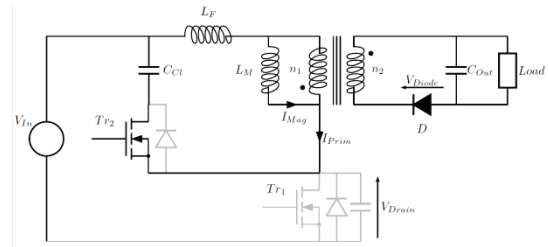


imposée par la capacité de clamp (C_{Cl}) qui entre en résonance avec L_F . Cette décharge se poursuit jusqu'à une inversion du courant

dans le circuit primaire (T_4). La mise en conduction du transistor Tr_2 doit donc nécessairement être réalisée avant T_4 pour permettre une commutation douce de celui-ci.

3.2.2.5 Phase 5 : $t_4 \rightarrow t_5$

Lorsque le courant s'inverse dans le circuit primaire, le transfert d'énergie s'effectue comme précédemment au secondaire, jusqu'à la commutation de Tr_2 .

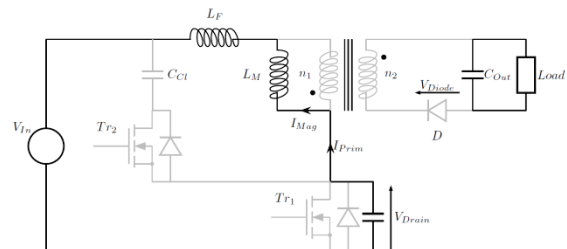


3.2.2.6 Phase 6 : $t_5 \rightarrow t_0$

Lorsque le transistor Tr_2 est bloqué, l'inductance de fuite va entrer en résonance avec la capacité drain-source de Tr_1 . Cette résonance va provoquer la décharge de C_{DS} et deux scénarii peuvent alors se produire :

- L'amplitude de la résonance est suffisante pour permettre une décharge totale de C_{DS} . Dans ce cas, la diode intrinsèque de Tr_1 devient passante, permettant alors une commutation douce de Tr_1 à T_0 .

- L'amplitude de la résonance est insuffisante pour permettre une décharge totale du condensateur. La résonance se poursuit alors jusqu'à la commutation de Tr_1 (T_0) qui sera alors une commutation dure.



4 Modélisation des composants

Afin de permettre une modélisation simple du convertisseur aboutissant à un outil de dimensionnement fonctionnel et à des calculs de pertes, le comportement des composants du convertisseur a été modélisé et simplifié suivant deux cas d'utilisation distincts :

- Dans un premier temps, un modèle comportemental simple pour les composants a été utilisé. Ce modèle ne prend en compte que les éléments utiles à la description du comportement général du convertisseur, les éléments parasites négligeables devant d'autres phénomènes tels que les inductances parasites des MOSFET en série avec les enroulements du transformateur.
- Dans un second temps, les pertes au sein du convertisseur ont dû être modélisées. Les modèles employés ont permis de définir des pertes approximatives dans chaque composant afin de dimensionner le dispositif de refroidissement éventuel, ainsi que d'obtenir une estimation du rendement du convertisseur.

4.1 Modèle comportemental

4.1.1 Le transistor principal Tr_1

Le transistor principal (Tr_1) peut être simplifié par rapport au modèle conventionnel dans le cas d'un modèle comportemental.

- La résistance série drain-source (R_{DSon}), peut être négligée : sa valeur inférieure à la centaine de milli ohms ne donnant pas lieu à une tension V_{DS} supérieure au volt lorsque le transistor est passant.
- La capacité de grille, C_{GS} , et la résistance de grille, R_G , ne sont pas prises en compte dans le comportement du convertisseur, les pilotes des transistors devant être dimensionnés par la suite afin de permettre une commutation rapide, afin de ne pas impacter le comportement de la cellule de puissance.
- La diode intrinsèque du transistor doit être prise en compte. En effet, celle-ci participe à la commutation douce du transistor, en entrant en conduction lorsque le courant passe de source à drain dans le cas de la phase 6 de fonctionnement du convertisseur.
- La capacité drain-source (C_{DS}) intervient dans les phases de transition $T_1 \rightarrow T_2$ et $T_5 \rightarrow T_6$. Cette capacité drain source est un des éléments résonant à l'origine de cette phase de fonctionnement, cruciale car à l'origine des conditions de commutation des transistors Tr_1 et Tr_2 .

Le modèle de notre transistor tel qu'il est employé dans notre modélisation comportementale est alors celui présenté Figure 25.

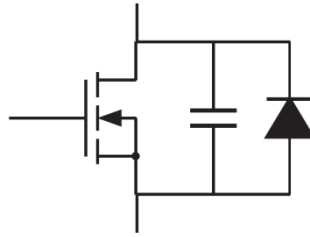


Figure 25 Modèle comportemental du MOSFET Tr_1

4.1.2 Le transistor de clamp Tr_2

Le transistor de clamp assure l'écrêtage de la tension de drain du MOSFET principal ainsi que l'inversion de la tension aux bornes du transformateur. Il peut, tout comme le transistor Tr_1 être simplifié dans le cadre de l'étude du comportement de la cellule de puissance du convertisseur.

La résistance série drain-source ($R_{DS(on)}$), peut être négligée : tout comme dans le cas de Tr_1 , une résistance inférieure à $100m\Omega$ apporte une surtension négligeable lors du passage de quelques ampères.

La diode intrinsèque a une grande importance dans le fonctionnement du convertisseur. Celle-ci assure l'écrêtage de la tension de drain de Tr_1 à l'instant T_2 . De plus, c'est la mise en conduction de cette diode intrinsèque qui permet la commutation douce de Tr_2 .

La capacité drain source de Tr_2 , contrairement à celle de Tr_1 , peut être négligée dans le comportement global du convertisseur. En effet, alors que la commutation douce du transistor Tr_1 requiert des conditions précises pour être réalisée, les conditions de commutation douce de Tr_2 sont toujours réalisées au sein de cette topologie. L'impact de cette capacité sur le comportement du convertisseur peut alors être négligé.

Le MOSFET auxiliaire peut donc être modélisé de la manière suivante pour l'étude du comportement du convertisseur :

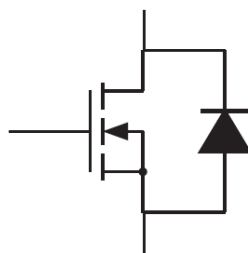


Figure 26 Modèle comportemental du MOSFET Tr_2

4.1.3 La diode de sortie

La tension de seuil de la diode de sortie, de l'ordre de $0,5\text{ V}$, est non négligeable face à la tension de sortie de 12 V . Celle-ci est donc incluse dans le modèle de fonctionnement du composant.

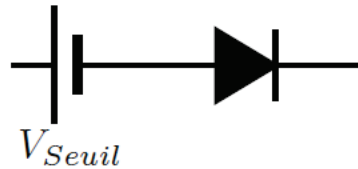


Figure 27 Modèle comportemental de la diode de sortie

4.1.4 Le transformateur

Les éléments résistifs du transformateur ont été négligés dans le modèle comportemental. En effet, une résistance de quelques dizaines de milliohms n'a qu'un impact de l'ordre de la centaine de millivolts, valeur négligeable face à des tensions supérieures à 15V.

Les éléments inductifs réels au sein du transformateur, inductance de fuite L_F causée par les défauts de couplage entre enroulements et inductance magnétisante L_M , causée par la perméabilité du matériau magnétique, ont, elles, été incluses dans le modèle de fonctionnement de notre convertisseur [8]. En effet, l'inductance magnétisante, élément de stockage de l'énergie dans le cadre d'une utilisation dite en « inductances couplées » du transformateur est l'élément central du principe de fonctionnement de l'alimentation Flyback.

L'inductance de fuite est un élément important dans le fonctionnement du clamp actif, par le chargement de la capacité C_{DS} lors de la phase t_1-t_2 , mais également par la décharge de cette même capacité lors de la phase t_5-t_0 de fonctionnement du convertisseur.

Le modèle comportemental utilisé pour décrire les phases de fonctionnement du convertisseur inclue donc l'inductance de fuite ramenée au primaire, l'inductance magnétisante au primaire et le transformateur idéal :

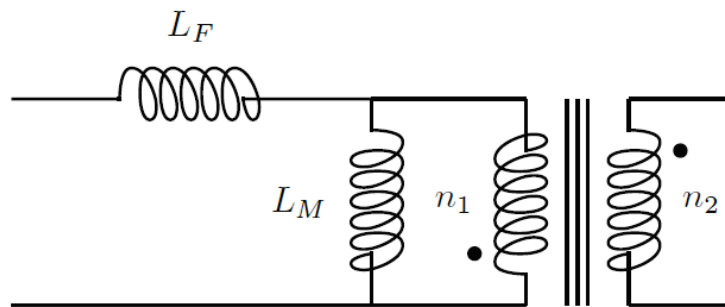


Figure 28 Modèle comportemental du transformateur

4.2 Modèle de pertes

Pour établir le modèle de pertes, une première approximation a été effectuée concernant le fonctionnement du convertisseur : celui-ci devant fonctionner en commutation douce, les pertes en commutation du convertisseur sont supposées nulles, à l'exception des pertes dans la grille des transistors. Ce postulat utilisé lors du premier dimensionnement du convertisseur sera ensuite revu lors de l'adaptation des topologies présentées aux contraintes du cahier des charges.

4.2.1 Transistors

Au cours de cette étude de la cellule de puissance, les pertes associées aux éléments qui sont directement impliqués dans son fonctionnement ont été au centre de la réflexion contrairement aux pertes associées à la commande des transistors qui seront traitées lors de la conception du circuit de commande des transistors.

Les pertes en conduction sont issues de la résistance drain-source du transistor (R_{DSon}). Cette résistance, négligée dans le cas du modèle comportemental ne l'est plus dans le cas du modèle de pertes. Les pertes par effet joule dans cette résistance ont lieu lors de la conduction du transistor, la puissance de ces pertes en conduction est donc :

$$P_{Conduction_{Tr1}} = F_{sw} \cdot (T_1 - T_0) \cdot R_{DSon} \cdot I_{Lf_{RMS}}^2 \quad (10)$$

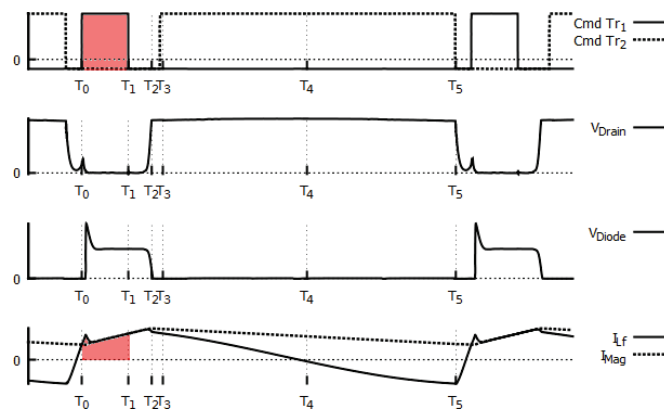


Figure 29 Illustration de l'intervalle de temps à l'origine des pertes en conduction de Tr_1

De même, la conduction dans le transistor Tr_2 a lieu de T_3 à T_5 . Les pertes sont donc calculées ainsi :

$$P_{Conduction_{Tr2}} = F_{sw} \cdot (T_5 - T_3) \cdot R_{DSon} \cdot I(T_3, T_5)_{Lf_{RMS}}^2 \quad (11)$$

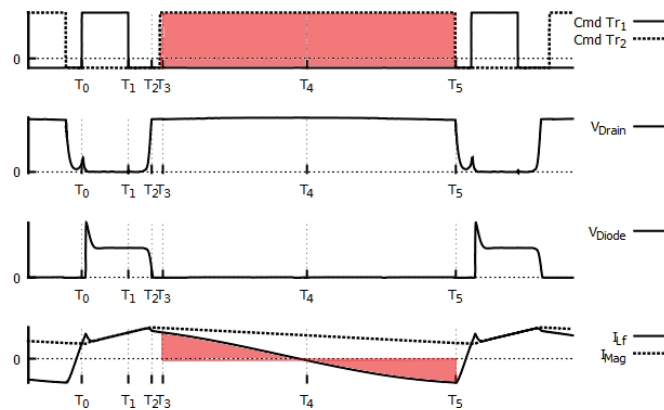


Figure 30 Illustration de l'intervalle de temps à l'origine des pertes en conduction de Tr_2

Ces pertes en conduction peuvent être majorées lors de la mise en conduction des diodes intrinsèques. En effet, ces dernières étant moins bonnes conductrices que le transistor lorsque celui-

ci est passant, leur utilisation entraîne des pertes semblables à celles d'une diode silicium du fait de la chute de tension à leurs bornes. Cependant, l'intervalle de temps correspondant à la conduction de la diode intrinsèque de T_2 est l'intervalle $T_2 \rightarrow T_3$. Cet intervalle de temps est une étape transitoire qui doit être minimisée dans le cadre d'une gestion correcte des temps morts de la commande des transistors. La durée de cet intervalle est minime face à la durée de la période de conduction des transistors.

4.2.2 Condensateurs

Les pertes dans les condensateurs sont généralement modélisées par le facteur de dissipation $\tan(\delta)$ fourni par le fabricant du composant. La résistance série équivalente est alors ³:

$$R_{ESR} = \frac{\tan(\delta)}{2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot C} \quad (12)$$

Le circuit de clamp ne voyant « passer » du courant que de T_2 à T_5 , les pertes dans le condensateur de clamp C_{Cl} s'expriment donc ainsi :

$$P_{C_{Cl}} = R_{ESR} \cdot I(T_2, T_5)_{L_{f_{RMS}}}^2 \quad (13)$$

4.2.3 Diode de redressement secondaire

La diode D de redressement secondaire du convertisseur subit des pertes en conduction, mais également des pertes en commutation, dues au fait que contrairement aux transistors Tr_1 et Tr_2 , celle-ci ne bénéficie pas d'une commutation douce.

Les pertes en conduction dans la diode sont estimées par une fonction du courant moyen et du courant efficace traversant la diode. Les paramètres de cette fonction sont généralement donnés par le constructeur du composant⁴. L'équation des pertes en conduction est de la forme :

$$P_{Diode_{Conduction}} = A \cdot I_{moyen} + B \cdot I_{RMS}^2 \quad (14)$$

Les pertes en commutation dans la diode de redressement secondaire sont pour leur part assimilées aux pertes dues à la charge recouvrée Q_r et correspondent donc à :

$$P_{Diode_{Commutation}} = \frac{1}{2} Q_r V_D f_{sw} \quad (15)$$

V_D étant la tension aux bornes de la diode à l'instant de la commutation.

On constate ici que la commutation de la diode de sortie du convertisseur entrainera des pertes proportionnelles à la fréquence de commutation dans le cas du convertisseur Flyback active-clamp, tandis que dans le cas du convertisseur Forward, la commutation naturelle de la diode annule les pertes en commutation dues à Q_r .

³ <http://www.wima.com/EN/dissipation.htm>

⁴ Cf. Datasheets des diodes de puissance ST.

4.2.4 Transformateur

Pour l'évaluation des pertes dans le transformateur, les deux sources de déperdition d'énergie ont été étudiées : les pertes en conduction dans le circuit électrique et les pertes fer dans le circuit magnétique.

4.2.4.1 Pertes en conduction

Les pertes en conduction, aussi nommées pertes cuivre sont dues à la résistance des enroulements primaire et secondaire. Cette résistance, proportionnelle à la longueur du conducteur, est également influencée par la fréquence de commutation du convertisseur. En effet, la section utile du conducteur peut être différente de la section réelle du fil employé. Cet élément a été pris en compte dans le dimensionnement du convertisseur afin que le rayon des brins soit inférieur à l'épaisseur de peau.

Cette épaisseur de peau pouvant donc en première approximation être négligée dans le cas d'un bon dimensionnement des brins composant les enroulements, c'est-à-dire un rayon de brins inférieur à l'épaisseur de peau, afin que la totalité de la section du conducteur soit utilisée par le courant circulant dans les enroulements du transformateur. Le calcul des pertes en conduction dans le transformateur revient alors à faire le calcul des pertes dans une résistance montée en série avec le transformateur idéal :

$$\begin{cases} P_{CuivrePrim} = R_{Prim} \cdot I_{L_{FRMS}}^2 \\ P_{CuivreSec} = R_{Sec} \cdot I_{D_{RMS}}^2 \end{cases} \quad (16)$$

$$P_{Cuivre} = P_{CuivrePrim} + P_{CuivreSec} \quad (17)$$

4.2.4.2 Pertes Fer

Les pertes fer, dues aux courants de Foucault dans le matériau magnétique, ainsi qu'aux pertes magnétiques par hystérésis, peuvent être déterminées à partir du modèle de Steinmetz [6] [31] :

$$P_V = C \cdot f^\alpha \cdot \Delta B^\beta \quad (18)$$

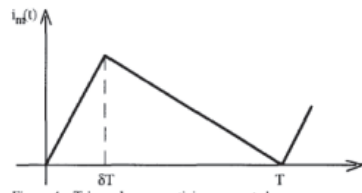


Figure 4: Triangular magnetizing current shape

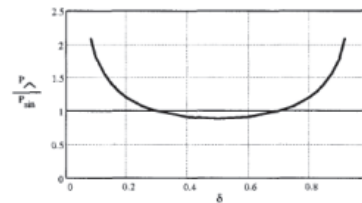


Figure 5: Specific core losses of the current shown in Fig. 4 with a sine wave current as reference

Figure 31 Comparatif des pertes fer causées par un signal sinus et un signal triangulaire de même fréquence [32]

Ce modèle de pertes a été créé pour un courant sinusoïdal, mais peut être appliqué à des signaux de formes différentes en employant une fréquence sinusoïdale équivalente [32]. Les travaux d'Albach [32] ont été vérifiés dans le cas de formes de courant magnétisant triangulaire. Ceux-ci

montrent une différence de pertes faible comparativement à une forme sinusoïdale de même fréquence, dans le cas d'une utilisation à rapport cyclique entre 20 et 80 %. Cette plage de rapports cycliques correspond en grande partie au domaine de fonctionnement de la commande du convertisseur choisi.

Dans le cadre du modèle de fonctionnement du convertisseur choisi, le courant de magnétisation triangulaire a donc été assimilé au courant sinusoïdal de même fréquence dans le calcul des pertes fer dans le transformateur. Les pertes fer dans le transformateur deviennent ainsi :

$$P_{Fer} = P_V \cdot V_e \quad (19)$$

V_e étant le volume effectif du noyau magnétique et P_V les pertes volumiques issues de l'équation de Steinmetz.

A l'issu de cette réflexion sur la modélisation des pertes, tous les éléments de la cellule de puissance sont associés à une équation de pertes permettant d'évaluer les performances du convertisseur. Une fois ces modèles ainsi que les modèles comportementaux définis, il reste à dimensionner le convertisseur pour l'application définie au chapitre précédent et à adapter les caractéristiques des composants dimensionnés à ces modèles pour obtenir une approximation du comportement et du rendement du convertisseur.

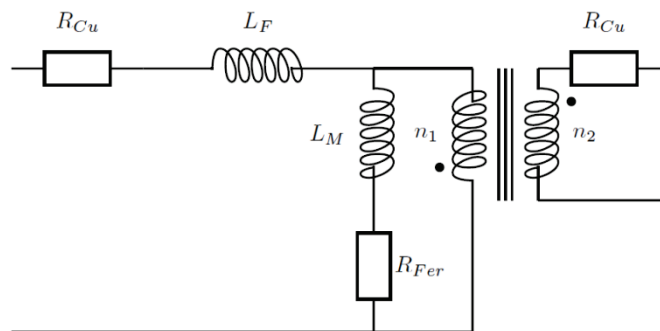


Figure 32 Modèle de pertes du transformateur

5 Dimensionnement

Lors de cette phase des travaux, les règles de dimensionnement proposées par les concepteurs initiaux des topologies utilisées ont été vérifiées puis adaptées. Les règles de dimensionnement initialement prévues pour ces topologies n'étant pas nécessairement adaptées aux gammes de fonctionnement requises par le cahier des charges, il a fallu étudier les limites du fonctionnement du convertisseur dans la configuration proposée ainsi que l'impact des contraintes techniques imposées par le cahier des charges sur le fonctionnement du convertisseur.

5.1 Convertisseur Flyback Active-Clamp

Le dimensionnement du convertisseur Flyback est décrit de manière précise par BR Lin [17]. Son protocole de dimensionnement a été suivi afin d'effectuer une première estimation des caractéristiques nécessaires pour la réalisation d'un convertisseur fonctionnant dans les mêmes conditions de ZVS sur toute sa plage de fonctionnement.

5.1.1 Algorithme de dimensionnement

L'algorithme de dimensionnement proposé par Lin [17] a été implémenté sous Mathcad afin de permettre de réaliser avec le même outil de calcul le dimensionnement des composants, la simulation des formes de courants et tensions en jeu dans le calcul des pertes et des caractéristiques des composants, ainsi que le calcul des pertes lui-même.

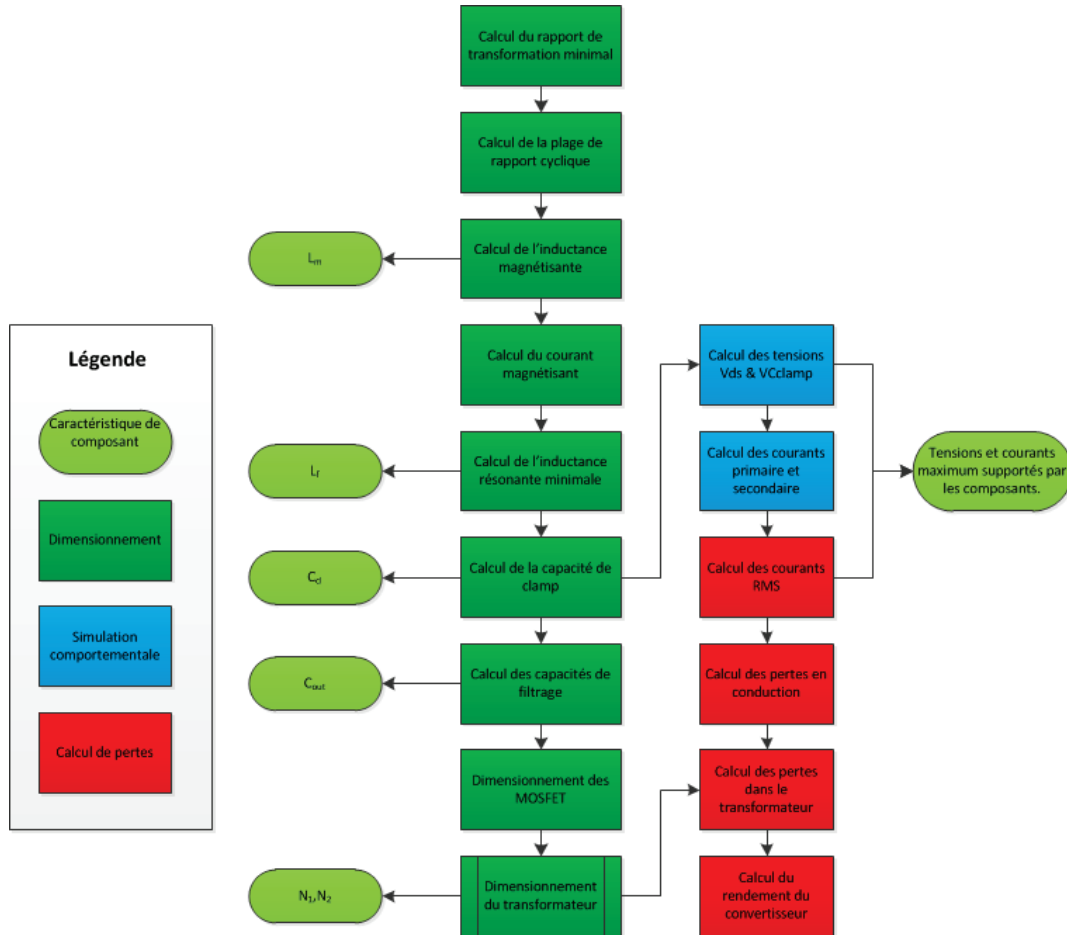


Figure 33 Algorithme général de dimensionnement du convertisseur Flyback

5.1.1.1 Dimensionnement du convertisseur

La première étape du dimensionnement du convertisseur consiste à calculer le rapport de transformation minimal du transformateur nécessaire à la réalisation de la conversion de la tension minimale d'entrée vers la tension de sortie. Cette valeur minimale de rapport de transformation est fonction du rapport cyclique maximal que le concepteur tolère pour la commande du convertisseur.

$$m = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_{in\ min}}{V_{out}} \frac{\alpha_{max}}{1 - \alpha_{max}} \quad (20)$$

La plage de rapports cycliques en fonction de la tension d'alimentation peut alors être calculée et tracée afin de vérifier la faisabilité de la commande :

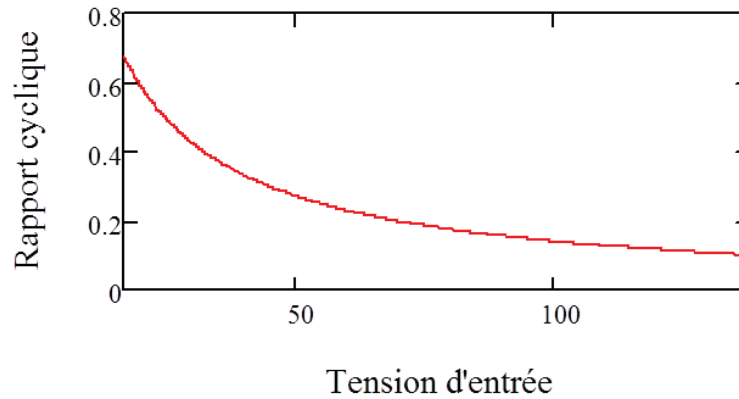


Figure 34 Résultat de calcul de l'évolution des rapports cycliques pour le convertisseur Flyback

Une fois la plage de rapports cycliques vérifiée, le dimensionnement des éléments du convertisseur débute avec le calcul de l'inductance magnétisante au primaire, L_M . Cette inductance magnétisante est évaluée en fonction de l'ondulation de courant que l'on veut appliquer au convertisseur. Cette valeur est donc un compromis entre le taux d'ondulation de courant maximal que l'on tolère dans le convertisseur et la taille physique du transformateur. Une ondulation de courant importante est à l'origine d'un accroissement important du courant efficace au primaire du convertisseur, sa réduction est donc un élément important pour le maintien de bonnes performances au sein du convertisseur. De plus, l'ondulation de courant doit être suffisamment faible pour permettre un fonctionnement en mode continu du convertisseur Flyback. À l'opposé, une forte valeur de L_M nécessite un transformateur plus volumineux ce qui implique des coûts de matière première et un encombrement plus importants.

Le calcul de l'ondulation de courant pour permettre une conduction continue au sein du transformateur est abondamment décrit dans la littérature technique⁵ :

$$L_M = \frac{(V_{in} \cdot \alpha)^2}{2P_{in}f_{sw}K} \quad (21)$$

K étant le taux d'ondulation, nécessairement inférieur à 1 pour permettre un fonctionnement en conduction continue.

Une fois l'inductance magnétisante établie, on peut déterminer le courant moyen et l'ondulation de courant dans l'inductance magnétisante :

$$I_{DC} = \frac{P_{in}}{V_{in} \cdot \alpha(V_{in})} \quad (22)$$

$$\Delta_I = \frac{V_{in} \cdot \alpha(V_{in})}{L_M \cdot f_{sw}} \quad (23)$$

D'où le courant maximal nommé « pic » :

⁵ AN-4137 Fairchild, AN-1262 ST, AN-8033 Fairchild et thèse de R Watson III 1998.

$$I_{pic} = I_{DS} + \frac{\Delta I}{2} \quad (24)$$

Une fois cette valeur de courant « pic » obtenue, le calcul de la valeur de l'inductance résonante permettant de réaliser une décharge complète de la capacité drain source du transistor Tr_1 est effectué. Pour réaliser cette décharge, l'énergie stockée dans l'inductance L_F à l'instant de l'entrée en résonance avec C_{DS} doit être supérieure à l'énergie stockée dans C_{DS} . La condition de commutation douce de Tr_1 s'exprime ainsi :

$$\frac{1}{2}C_{DS}V(T_5)_{DS}^2 < \frac{1}{2}L_F I(T_5)_{LF}^2 \quad (25)$$

La tension $V(T_5)_{DS}$ à l'instant de la commutation est égale à la tension d'entrée ajoutée à la tension aux bornes du primaire du transformateur, imposée par la sortie du convertisseur lors de la phase de transfert d'énergie :

$$V(T_5)_{DS} = V_{IN} + nV_{out} \quad (26)$$

Le courant $I(T_5)_{LF}$ est égal au courant pic dans l'inductance magnétisante du convertisseur.

D'où l'équation de dimensionnement de l'inductance résonnante suivante :

$$L_F \geq \frac{C_{DS} \cdot (V_{IN} + nV_{out})^2}{I_{pic}^2} \quad (27)$$

Cette contrainte de dimensionnement est donc fonction de la tension d'alimentation et du courant « pic » au primaire, lui-même fonction de la tension d'alimentation et de la puissance consommée par la charge du convertisseur. La condition la plus défavorable à une commutation douce correspond au cas d'une quantité d'énergie importante dans C_{DS} et d'une quantité faible d'énergie dans l'inductance résonante à l'instant de la commutation. Ce cas se produit donc lorsque le convertisseur voit sa tension maximale d'alimentation en entrée, et une charge minimale. L'équation de dimensionnement de l'inductance résonnante devient alors :

$$L_F = \frac{C_{DS} \cdot (V_{IN_{MAX}} + nV_{out})^2}{\left[\frac{P_{in_{MIN}}}{V_{in_{MAX}} \cdot \alpha(V_{in_{MAX}})} + \frac{V_{in_{MAX}} \cdot \alpha(V_{in_{MAX}})}{2L_M \cdot f_{sw}} \right]^2} \quad (28)$$

La capacité de clamp est le dernier élément à dimensionner pour permettre la simulation de la cellule de puissance. Afin de permettre un courant maximal dans l'inductance de fuite lors de la commutation à T_5 , la résonance entre l'inductance de fuite et la capacité de clamp qui a lieu de T_3 à T_5 , doit être telle que son amplitude maximale est atteinte en T_5 . L'intervalle de temps de T_3 à T_5 correspond alors à une demi-période de résonance de l'ensemble L_F - C_{Cl} .

L'équation de dimensionnement de C_{Cl} est donc :

$$C_{Cl} = \frac{1}{L_F} \cdot \left[\frac{1 - \alpha(V_{in_{MAX}})}{f_{sw}} \cdot \frac{1}{\pi} \right]^2 \quad (29)$$

Une fois les éléments de la cellule de puissance dimensionnée, la capacité de lissage en sortie du convertisseur peut être dimensionnée, en fonction de l'ondulation de tension tolérée en sortie.

5.1.1.2 Dimensionnement du transformateur

Le dernier élément de la cellule de puissance à dimensionner est le transformateur, qui par le nombre de ses paramètres internes a un statut particulier. En effet, un transformateur se caractérise à la fois par son rapport de transformation, mais aussi par le nombre de tours de chaque enroulement, l'inductance magnétisante et l'inductance de fuite du transformateur.

Dans un premier temps, il a fallu déterminer les types de transformateurs pertinents et les références disponibles pour notre application. En partenariat avec l'encadrement industriel, le choix des formes de transformateurs s'est porté sur deux formes : PQ et ETD, ces deux formes étant adaptées à nos gammes de puissances, dont les entrefers peuvent être modifiés simplement et permettant une fabrication manuelle des transformateurs afin de réaliser et modifier rapidement des prototypes.

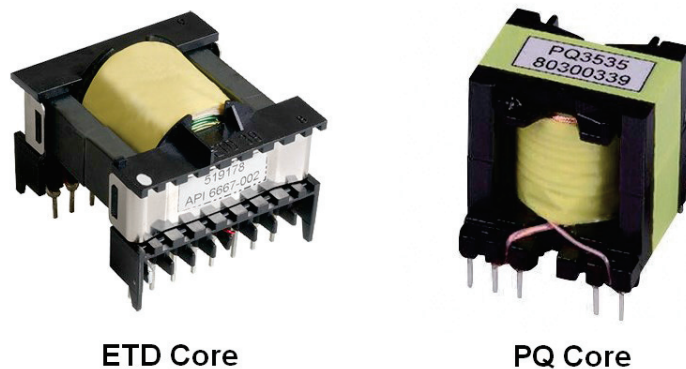


Figure 35 Transformateurs ETD et PQ

Une fois le type de transformateur choisi, ses caractéristiques physiques peuvent être modifiées par le choix du matériau et de l'entrefer. Le matériau est choisi pour ses faibles pertes dans les conditions d'utilisation choisies, et l'entrefer est choisi afin d'optimiser le nombre d'enroulements et les pertes au sein du transformateur.

La première étape de dimensionnement est le calcul du nombre de tours des enroulements primaire et secondaire nécessaires pour parvenir à la valeur voulue d'inductance magnétisante et de rapport de transformation :

$$n_1 = \sqrt{\frac{L_M}{A_l}} \quad (30)$$

$$n_2 = \frac{n_1}{m} \quad (31)$$

A_l étant le facteur d'inductance, dépendant des caractéristiques du transformateur ainsi que de la taille de l'entrefer au sein du circuit magnétique.

La seconde étape de calcul consiste à dimensionner le circuit électrique : il s'agit de déterminer les caractéristiques des conducteurs au primaire et au secondaire afin de permettre des pertes en conduction minimales et un remplissage optimal de la fenêtre d'enroulement.

Dans un premier temps, on calcule le diamètre maximal des brins utiles en fonction de la fréquence de commutation du convertisseur. Ainsi, toute la section du brin peut être utilisée.

$$D_{max} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho_{cu}}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_{sw}}} \quad (32)$$

On détermine ensuite le nombre de brins nécessaires n_b en fonction de la densité maximale de courant admissible, J_{max} et du courant efficace maximal dans l'enroulement :

$$n_b = \frac{\frac{I_{max}}{J_{max}}}{\left(\frac{D_{max}}{2}\right)^2 \pi} \quad (33)$$

Une fois le nombre de brins, leur section et le nombre de tours par enroulement déterminés, la faisabilité du bobinage est vérifiée. L'espace utilisable pour les bobinages étant limité, la section totale des deux bobinages doit être inférieure à la surface de la fenêtre de bobinage. Si le rapport entre section nécessaire et section de la fenêtre utile, appelé foisonnement, est proche ou supérieur à 1, le dimensionnement est impossible avec les paramètres utilisés. Dans ce cas, le processus de dimensionnement doit être réitéré, soit avec un entrefer et donc un nombre de tours différent, soit avec une forme de transformateur différente.

Une fois le circuit électrique dimensionné, le dimensionnement du circuit magnétique est vérifié. Dans un premier temps, l'induction maximale est calculée à partir du courant maximal au primaire dans le transformateur ainsi que de l'aire effective du circuit magnétique A_e :

$$B_m = \frac{L_M \cdot I_{pic}}{A_e \cdot n_1} \quad (34)$$

Cette valeur d'induction est ensuite utilisée afin de déterminer les pertes fer dans le transformateur en utilisant le modèle de Steinmetz comme expliqué dans la partie modélisation des composants de ce chapitre. Dans le cas où l'induction est trop importante, ou les pertes fer sont trop élevées, le dimensionnement du transformateur doit être réévalué dans l'optique de réduire cette induction, donc soit en augmentant le nombre de tours des enroulements du transformateur, soit en choisissant une autre géométrie permettant une aire effective du circuit magnétique plus importante.

Une fois ces étapes achevées, la totalité des éléments de la cellule de puissance du convertisseur Flyback Active-Clamp sont dimensionnés. Afin de valider le dimensionnement, les

perles dans les différents composants doivent encore être évaluées en utilisant les modèles de pertes définis précédemment et les courants efficaces calculés à partir de la modélisation comportementale définie dans la partie suivante.

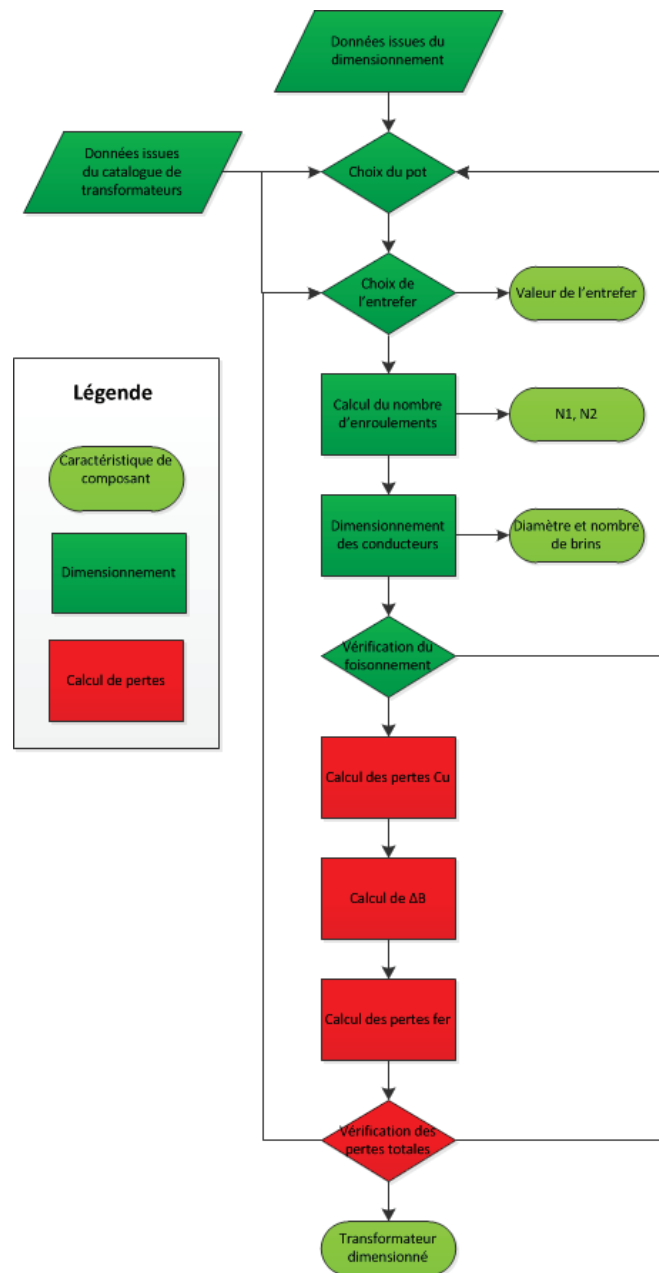


Figure 36 Algorithme de dimensionnement du transformateur

5.2 Convertisseur Forward résonant

Le dimensionnement du convertisseur forward résonant, décrit par plusieurs auteurs [33] [27], permet de réaliser une commutation douce à la fois des transistors au primaire et des diodes de redressement secondaires. Cette méthode de dimensionnement a donc été suivie afin d'augmenter la fréquence de commutation du convertisseur tout en assurant des pertes minimales.

5.2.1 Algorithme de dimensionnement

L'algorithme de dimensionnement du convertisseur a été réalisé sous Mathcad. Ce document inclut à la fois le dimensionnement du convertisseur en fonction du cahier des charges et des

éventuels degrés de liberté laissés au concepteur, ainsi qu'une approximation des pertes au sein de la cellule de puissance afin de vérifier la viabilité de la topologie et du dimensionnement.

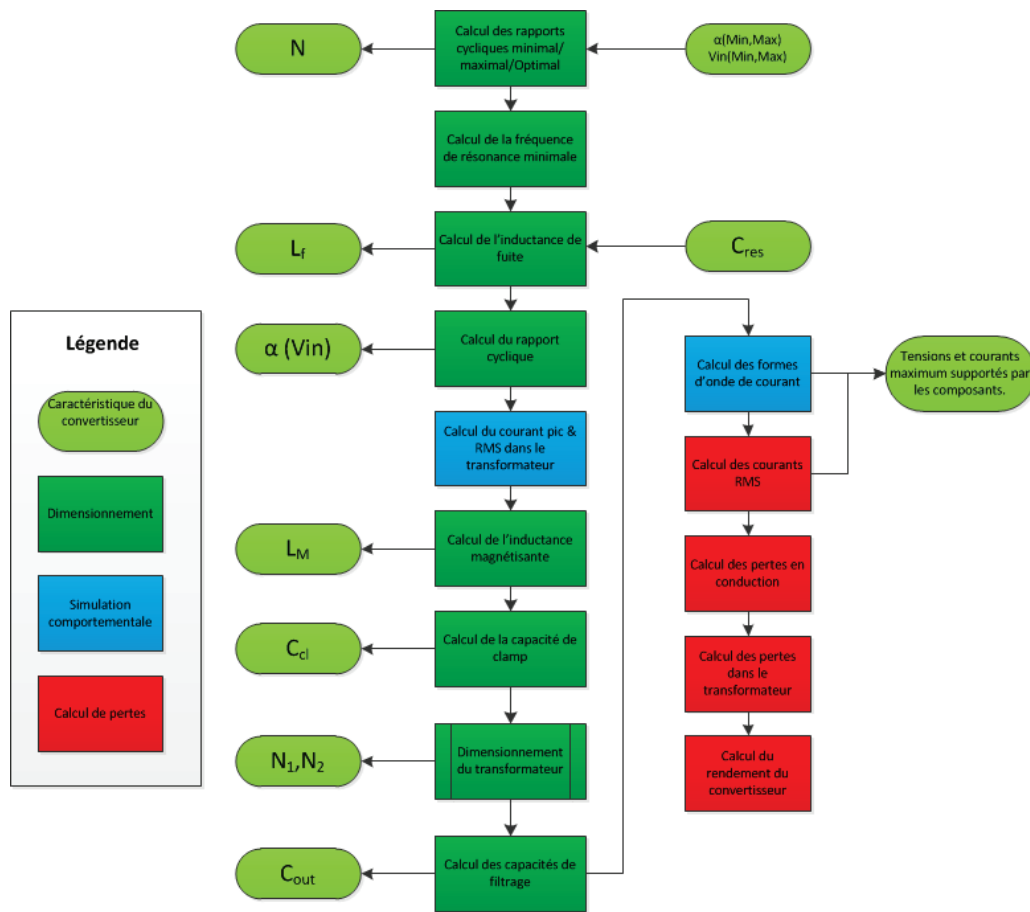


Figure 37 Algorithme de dimensionnement du convertisseur Forward à résonance secondaire

5.2.2 Dimensionnement du convertisseur

La première étape du dimensionnement du convertisseur est la détermination du rapport d'enroulements du transformateur permettant un fonctionnement dans une plage de rapports cycliques raisonnable, définie au préalable :

$$\begin{cases} m_{min} = \frac{V_{IN_{min}}}{(1 - \alpha_{max})V_{out}} \\ m_{max} = \frac{V_{IN_{max}}}{(1 - \alpha_{min})V_{out}} \end{cases} \quad (35)$$

α étant le rapport cyclique de la commande du transistor principal S_1 .

Une fois cette plage de rapport de transformation déterminée, une valeur médiane peut être sélectionnée afin de permettre un fonctionnement dans une plage de rapports cycliques aussi étroite que possible.

Une fois le rapport d'enroulement déterminé, la fréquence de résonance de l'ensemble $L_f - C_{r1} // C_{r2}$ est calculée à partir de la fréquence de commutation définie au préalable pour le

convertisseur et du rapport cyclique minimal. Cette fréquence de résonance est définie afin de permettre une commutation douce des diodes de sortie en toutes conditions. Pour cela, l'intervalle de temps accordé à la résonance (Phase 1 ou phase 4) doit être supérieur à une demi-période de résonance pour réaliser une commutation naturelle des diodes de redressement secondaire :

$$f_{resonance} = \frac{f_{sw}}{2 \cdot \alpha_{min}} \quad (36)$$

L'obtention de cette fréquence de résonance permet de dimensionner les éléments résonants. La valeur des capacités résonantes peut être fixée par le concepteur afin de choisir des valeurs de composants standardisées. La valeur de l'inductance de fuite nécessaire est décrite par :

$$L_f = \frac{N^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{resonance}^2 \cdot 2C_{res}} \quad (37)$$

N étant le rapport d'enroulement et C_{res} la valeur de capacité résonante fixée par le concepteur.

Les éléments résonants étant fixés, l'inductance magnétisante L_m est calculée par approximations successives à partir du calcul du rapport cyclique de la commande en fonction de la tension d'entrée et de la valeur minimale de L_m permettant une commutation douce des transistors sur toute la plage de fonctionnement :

$$\begin{cases} \alpha(V_{in}) = 1 - \frac{V_{in} \cdot L_m}{N \cdot V_{out} \cdot (L_m + L_f)} \\ L_{m_{min}} = \frac{\rho \cdot N^2 \cdot \alpha(V_{in_{min}}) \cdot (1 - \alpha(V_{in_{min}}))^2}{2 \cdot \frac{P_{out_{max}}}{V_{out}} \cdot f_{sw}} \end{cases} \quad (38)$$

avec ρ le rendement estimé du convertisseur qui serait proche de 90% (résultats issus de publications précédentes).

La résolution de ce système permet d'obtenir la valeur de l'inductance magnétisante minimale nécessaire. Cette information permet ensuite de calculer la valeur de la capacité de clamp C_{Cl} permettant de fournir une référence de tension lors de la phase de transfert d'énergie depuis le clamp (phase 4). Lors de cette phase de fonctionnement, la capacité C_{Cl} entre en résonance avec l'inductance magnétisante primaire L_m . Cette capacité doit donc être dimensionnée afin que la période de commutation du convertisseur soit négligeable face à la période de résonance de C_{Cl} - L_m . En prenant un facteur 10 entre la période de résonance et la période de commutation, nous obtenons la relation :

$$C_{Cl} = \frac{100}{(2 \cdot \pi \cdot f_{sw})^2} \quad (39)$$

Une fois ces éléments dimensionnés, le transformateur doit être défini afin de correspondre aux caractéristiques en rapport de transformation, en inductance magnétisante et en inductance de fuite calculés précédemment.

5.2.3 Dimensionnement du transformateur

Le dimensionnement du transformateur obéit aux mêmes règles que pour le dimensionnement du convertisseur Flyback. En effet, même si le fonctionnement et l'utilisation du transformateur sont différents : inductances couplées dans le cas du Flyback et transformateur dans le cas du Forward, le processus de dimensionnement reste semblable car les deux convertisseurs utilisent les mêmes paramètres de départ qui sont :

- Le rapport de transformation N ,
- L'inductance magnétisante L_m ,
- L'inductance de fuite L_f .

Le transformateur du convertisseur Forward est donc dimensionné grâce au même outil que celui présenté dans la section précédente concernant le convertisseur Flyback et résumé Figure 36.

6 Modélisation & simulation

6.1 Convertisseur Flyback Active-Clamp

Une fois la méthode de dimensionnement mise au point, le comportement du convertisseur dimensionné doit être simulé afin de vérifier si le comportement du convertisseur obéit à nos attentes. La modélisation du convertisseur est passée par deux méthodes employées en parallèle :

D'une part l'utilisation de notre outil de dimensionnement sous Mathcad pour déterminer les tensions et courants dans le convertisseur en régime stationnaire. D'autre part, la simulation utilisant un logiciel déjà éprouvé pour la simulation de convertisseurs DC-DC : LTSpice.

6.1.1 Modélisation Mathcad

Le dimensionnement du convertisseur nécessitant le calcul de plusieurs grandeurs caractéristiques des courants et tensions circulant au sein du convertisseur, le coût en temps de l'amélioration du document de calcul afin d'obtenir les formes d'ondes des courants et tensions caractéristiques au sein du convertisseur est minime. De plus, l'obtention des formes d'onde de courant permet de calculer les courants efficaces circulant au sein du convertisseur. Ces courants efficaces étant à la base d'une partie des calculs de pertes effectués pour déterminer le rendement du convertisseur, le calcul des formes d'ondes au sein du même document de calcul devient nécessaire à la poursuite du dimensionnement du convertisseur.

Les phases de fonctionnement successives ont été décrites précédemment dans la partie « Description fonctionnelle en régime statique ». Le fonctionnement du convertisseur est connu dans chacune de ces périodes, permettant de mettre en équation les tensions aux bornes des éléments et les courants circulant dans les circuits primaires et secondaires. Cette phase de calcul indiquée dans l'algorithme de dimensionnement du convertisseur Figure 33 conduit aux équations des formes d'onde en régime statique suivantes :

- I_{mag} , le courant dans l'inductance magnétisante, utilisé pour permettre le calcul des pertes fer au sein du transformateur.
- $I_{primaire}$, courant circulant au sein du circuit primaire du transformateur, ce courant est à l'origine des pertes en conduction au sein du transformateur et de l'inductance de fuite.
- I_{Clamp} , le courant circulant dans le circuit de clamp. Ce courant est à l'origine des pertes en conduction dans le transistor de clamp Tr_2 ainsi que dans le condensateur C_{Cl} .
- I_{TR1} , est le courant traversant le transistor Tr_1 causant les pertes en conduction dans celui-ci.
- I_{sec} est le courant circulant dans le circuit secondaire. Ce courant est à l'origine des pertes cuivre dans le secondaire du transformateur ainsi que la cause des pertes en conduction dans la diode de redressement secondaire D.

6.1.2 Simulation LTSpice

La simulation via un logiciel tel que LTSpice a permis d'obtenir rapidement les formes d'onde des tension et courant dans le convertisseur tout en utilisant des modèles de composants plus fins que ceux utilisés pour la modélisation Mathcad, tels que les non linéarités des diodes et des transistors. Cet outil est cependant plus limité pour le dimensionnement du convertisseur car les données issues de la simulation LTSpice, par leur volume et la durée de simulation nécessaire, ne sont pas raisonnablement exploitables sous Mathcad pour le calcul des pertes dans les composants. De plus, en cas de changement de paramètres, les modélisations Mathcad peuvent être réalisées en quelques dizaines de secondes lorsqu'une simulation en régime statique sous LTSpice d'un convertisseur Flyback peut prendre plusieurs minutes.

Le simulateur LTSpice n'a donc été utilisé dans un premier temps que pour vérifier les qualités du modèle défini sous Mathcad en comparant les courbes de courant obtenues sous Mathcad et celles obtenues sous LTSpice.

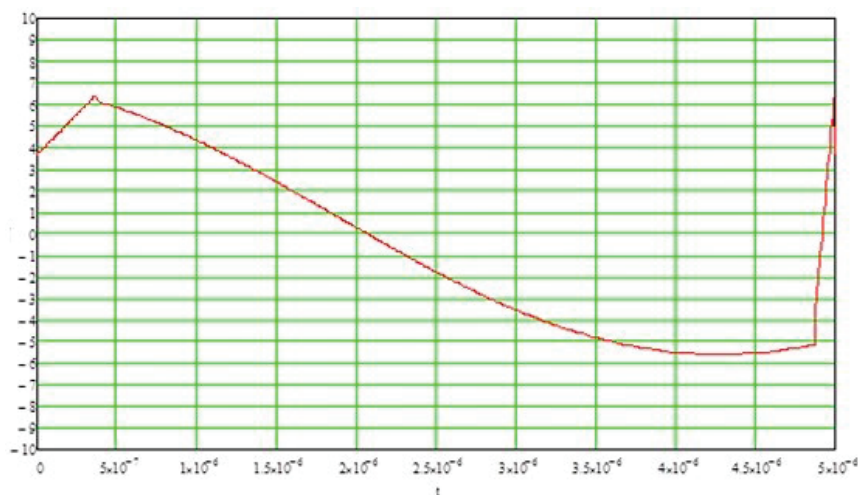


Figure 38 Forme d'onde du courant primaire simulée sous Mathcad pour $60V_{IN}$ -50W

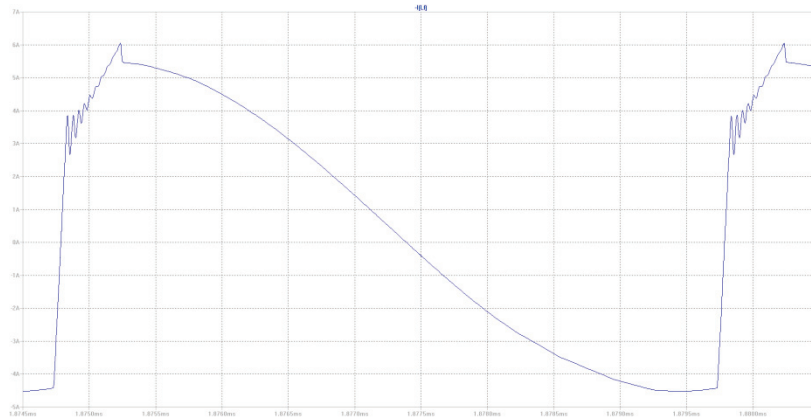


Figure 39 Forme d'onde du courant primaire simulée sous LTSpice pour 60VIN-50W

Les formes de courant obtenues sous Mathcad sont semblables à celles obtenues sous LTSpice. De plus, les valeurs d'amplitudes de courant et de courant efficace calculées par les deux méthodes montrent une erreur inférieure à 10%, ce qui permet d'employer la modélisation Mathcad sans que les erreurs dues aux approximations du modèle n'impactent le dimensionnement du convertisseur et l'étude de la faisabilité de la topologie.

6.2 Convertisseur Forward résonant

La modélisation Mathcad du convertisseur Forward a été réalisée dans le même objectif que celle du convertisseur Flyback : Permettre d'obtenir rapidement une approximation des contraintes supportées par les éléments du convertisseur afin d'évaluer la viabilité de la topologie en fonction du cahier des charges. Pour cela, les formes de courants sont dans un premier temps calculées à partir des équations de fonctionnement définies dans la partie Description fonctionnelle en régime statique. Les formes de courant suivantes, nécessaires au dimensionnement des éléments du convertisseur puis des pertes dans ceux-ci, sont calculées :

- I_{prim} le courant circulant dans l'enroulement primaire du transformateur, utilisé par la suite pour le dimensionnement de l'enroulement primaire du transformateur ainsi que pour le calcul ultérieur des pertes en conduction dans celui-ci.
- I_{S1} , le courant circulant dans le transistor S_1 , égal au courant I_{prim} lors des phases 1 & 2 et nul lors des autres phases de fonctionnement. La valeur d' I_{S1} conditionne le courant maximal supporté par S_1 .
- I_{S2} , le courant circulant dans le transistor S_2 , identique à celui circulant au primaire du transformateur lorsque celui-ci est passant. Ce courant permet de déterminer le courant maximal admissible par S_2 ainsi que par C_{Cl} .
- I_{sec} , le courant circulant au secondaire du transformateur, sert au dimensionnement et au calcul des pertes de l'enroulement secondaire du transformateur.
- I_{D1} et I_{D2} sont les courants circulant respectivement dans D_1 et D_2 . Ces deux formes de courant sont obtenues à partir d' I_{sec} et permettent le dimensionnement des diodes de redressement ainsi que le calcul des pertes dans ces diodes.
- I_{C1} et I_{C2} , les courants traversant C_1 et C_2 sont également calculées à partir d' I_{sec} qui est égal à la somme de ceux-ci. Le calcul de ces courants permet de dimensionner les condensateurs ainsi que de déterminer les pertes dues à leur résistance équivalente série.

Tout comme pour le convertisseur Flyback, la vraisemblance du modèle Mathcad a été testées face à une simulation LTSpice permettant de prendre en compte des éléments perturbateurs plus fins tels que les capacités parasites des composants ainsi que les résistances séries équivalentes.

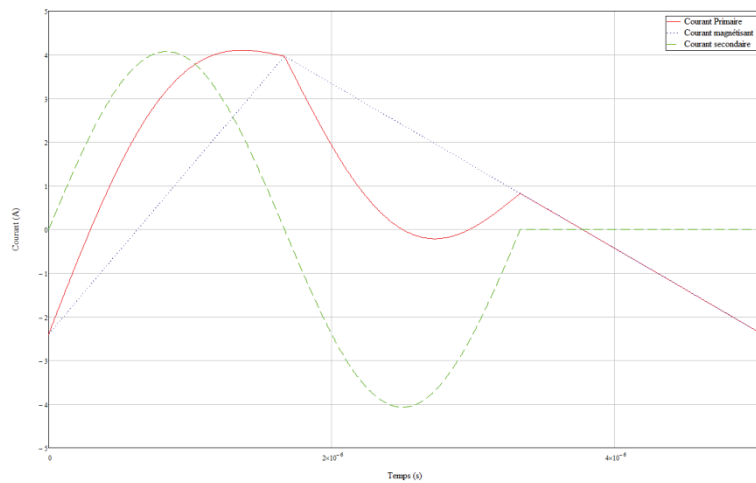


Figure 40 Formes d'ondes de courant primaire, magnétisant et secondaires du convertisseur Forward sous 56V_{IN} 50W simulées sous Mathcad

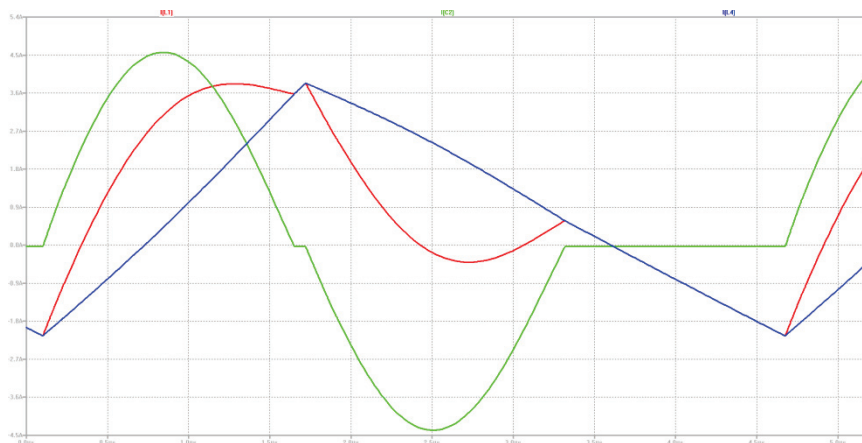


Figure 41 Formes d'ondes de courant primaire, magnétisant et secondaires du convertisseur Forward sous 56VIN 50W simulées sous LTSpice

Les formes d'onde comparées dans les deux simulations sont semblables comme constaté sur les deux figures ci-dessus, le comportement global du convertisseur étant bien défini à partir des fonctionnements simplifiés des composants.

En revanche, les valeurs d'amplitudes et de valeur moyenne subissent un léger écart, ici de l'ordre de 10%. Cet écart, négligeable pour une première approximation, est ici dû à la simplification du comportement des composants, considérés sans pertes dans le modèle Mathcad. Il en résulte une chute de tension et par conséquent une pente moins forte de la charge de l'inductance magnétisante du transformateur constatée sur le modèle LTSpice incluant ces résistances parasites, Figure 41.

Ce modèle Mathcad permet donc d'avoir une approximation globale du comportement du convertisseur, permettant d'appréhender les caractéristiques principales de formes de courant et de tensions au sein de celui-ci et de calculer une valeur approchée des pertes et performances du

convertisseur rapidement. Ce modèle rapide ne dispense cependant pas le concepteur d'une vérification sous un simulateur Spice afin de vérifier l'impact des éléments parasites sur le comportement du convertisseur.

7 Evaluation des pertes

Les pertes sont évaluées à partir des formes de courant obtenues en simulation et contrôlées par comparaison avec les formes de courant obtenues sous LTSpice. Ces formes de courant sont ensuite employées avec les modèles de pertes des composants décrits précédemment. L'utilisation de Mathcad permet de calculer rapidement les pertes au sein d'un composant dans une plage de fonctionnement. Ainsi, une cartographie des pertes en conduction dans chacun des composants du convertisseur en fonction des tensions d'alimentation ainsi que de la puissance consommée par la charge du convertisseur a pu être réalisée.

Alors que les simulations Spice nécessitent un temps de calcul de plusieurs minutes pour chaque configuration, les calculs Mathcad peuvent être effectués sur toute la plage de fonctionnement du convertisseur en une fois et dans le même temps.

8 Résultats du dimensionnement

8.1 Convertisseur Forward résonant

8.1.1 Résultats

8.1.1.1 Dimensionnement

Dès le premier dimensionnement, les limitations dues à la plage de gain statique du convertisseur sont apparues. En effet, ce convertisseur n'atteint pas les spécifications du cahier des charges du convertisseur voulu initialement par l'industriel : Le calcul de la plage de dimensionnement donne une faisabilité du convertisseur avec un rapport cyclique variant de 9% à 91%. Un tel convertisseur nécessiterait le transfert de la totalité de l'énergie nécessaire à la charge sur seulement 18% de la durée de chaque période de découpage.

L'impact de ces ondulations de courant est particulièrement important sur les capacités résonantes et les diodes de redressement secondaires avec des courants efficaces et pics importants et nécessitant un fort surdimensionnement de ces composants :

Diode		Condensateur	
I_{RMS}	I_{Pic}	I_{RMS}	I_{Pic}
22 A	36 A	11 A	18 A

Tableau 3 Courants supportées par les éléments secondaires pour un convertisseur Forward large plage 50 W

Concernant le dimensionnement des condensateurs, avec un facteur de dissipation de l'ordre de $6 \cdot 10^{-3}$ correspondant aux performances d'un condensateur film $1 \mu F / 63 V$ en polypropylène récent⁶, les pertes dans les condensateurs sont de 0,2 W par condensateur, amenant un échauffement incompatible avec la durée de vie requise pour l'application envisagée.

⁶ Condensateur Vishay BFC241671005

Les contraintes sur les diodes sont également trop importantes pour permettre une réalisation industriellement viable du convertisseur : les normes ferroviaires imposant un courant efficace dans celles-ci inférieur à 30% du courant efficace maximal toléré par la diode, le courant efficace maximal devrait donc être supérieur à 70 A, ce qui est incompatible avec les diodes CMS ou traversantes privilégiées pour ces applications.

Le choix de cette topologie est donc incompatible avec le cahier des charges initial prévoyant de couvrir la totalité des plages de tensions données par la norme EN-50155 pour une charge de 12 V/50 W.

En revanche, une application doublant la puissance prévue au cahier des charges initial sur 50% de la plage nominale étant envisagée pour d'autres applications, le cahier des charges appliqué au convertisseur Forward a été revu en termes de plage de tension d'entrée, de sortie et de puissance :

Plage de tension d'entrée	14.4 V – 72 V
Tension de sortie	24 V
Puissance de sortie	100 W
Fréquence de commutation	≥140kHz

Tableau 4 Eléments modifiés pour le cahier des charges du convertisseur Forward

Le dimensionnement réalisé à partir du cahier des charges modifié permet de réaliser un convertisseur fonctionnant sur une plage de rapports cyclique plus réduite allant de 17% à 83% doublant ainsi la durée de transfert d'énergie par rapport à la configuration précédente.

Les caractéristiques obtenues pour la cellule de puissance sont alors les suivantes :

Composant	Valeur	Courant efficace maximal	Tension pic maximale
C _{Cl}	1 μF	8,5 A	75 V
Tr ₁		8,5 A	90 V
Tr ₂		8,5 A	90 V
D ₁ -D ₂		16 A	25 V
C _{R1} -C _{R2}	680nF	8 A	25 V
Transformateur			
Rapport de transformation	3,5 :1		
L _M	15 μH		
L _F	1,2 μH		
Primaire	7 tours	6A	
Secondaire	2 tours	6A	
Noyau	PQ26/20		
Enroulements	0,6mm x 10 brins		

Tableau 5 Caractéristiques du convertisseur Forward obtenues à l'issue du premier dimensionnement

8.1.1.2 Performances

Les performances du convertisseur Forward 100 W ont été simulées sous LTSpice à partir des modèles de pertes définis précédemment. Celles-ci sont homogènes sur l'ensemble de la plage de fonctionnement avec une variation de seulement 2% entre minimum et maximum de rendement, le rendement minimal étant atteint dans le cas d'un rapport cyclique ½, correspondant à une tension

d'alimentation de 45 V. Ce résultat, proche des performances issues de l'état de l'art étudié au chapitre précédent, démontre l'intérêt de cette topologie pour une application industrielle.

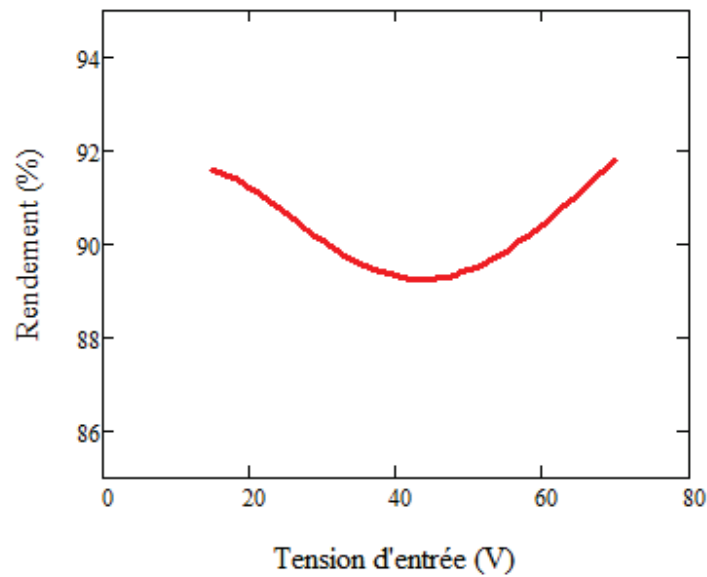


Figure 42 Rendement du convertisseur Forward à résonance secondaire 100 W en fonction de la tension d'alimentation

8.1.1.3 Evaluation des pertes

La simulation à 100 W des pertes, Figure 42, et leur répartition par source, Figure 43, apporte des informations plus précises que le rendement brut exposé précédemment. Les pertes dans les diodes de redressement et dans le transformateur sont prépondérantes. Les pertes dans les MOSFET sont pour leurs parts négligeables face aux pertes dans les diodes. Les pertes dans les condensateurs résonants, bien que faibles face aux pertes dans les autres composants, dégradent prématurément les condensateurs, par l'augmentation de température qu'elles provoquent.

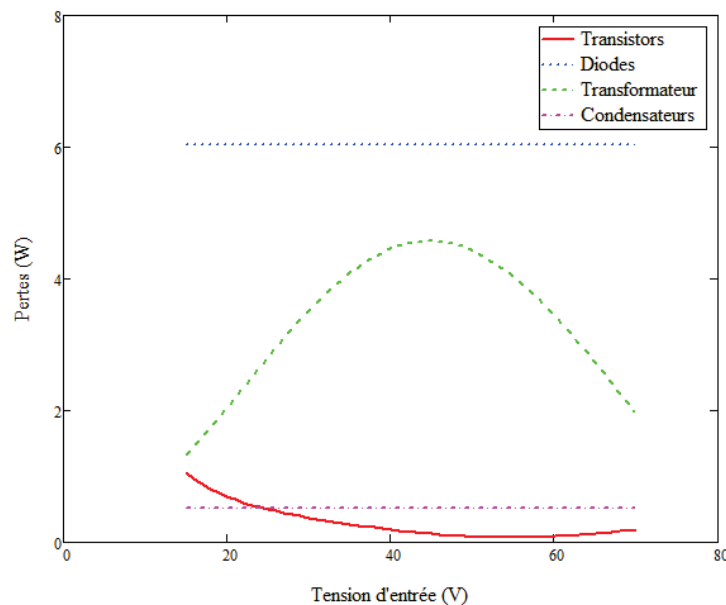


Figure 43 Répartition des pertes dans les composants pour le convertisseur Forward 100 W en fonction de la tension d'alimentation

8.1.2 Analyse

8.1.2.1 Dimensionnement

Le dimensionnement a permis dans un premier temps de constater l'impossibilité de réaliser un convertisseur conforme à la totalité du cahier des charges industriel tout en respectant un dimensionnement des composants suffisamment raisonnable pour permettre une viabilité industrielle du produit.

En revanche, l'application d'un second cahier des charges pour un autre projet de l'industriel, dont la plage de tension d'alimentation est plus réduite, a montré la capacité de ce convertisseur à égaler l'état de l'art. Le convertisseur dimensionné est tout à fait réalisable en l'état actuel des technologies de composants disponibles sur le marché industriel et donc réalisable. Deux points critiques demeurent cependant à l'issue de ce premier dimensionnement :

- Le courant efficace supporté par les diodes de redressement, celui-ci est uniquement fonction de la puissance de sortie et, compte tenu des marges de sécurité, atteint des valeurs proches de celles supportées au maximum par les diodes Schottky traversantes du commerce.
- Le courant efficace supporté par les condensateurs résonants, bien que deux fois moins important que celui traversant les diodes de sortie, ce courant impose un surdimensionnement des condensateurs afin de limiter l'échauffement et le vieillissement prématuré des capacités.

8.1.2.2 Performances

Les performances du convertisseur sont proches de celles observées sur des convertisseurs à plage de tension d'entrée identiques au chapitre précédent. La diminution de ces performances au milieu de la plage de fonctionnement, principal domaine de travail du convertisseur dans le cadre d'une utilisation industrielle, est un point à améliorer. En effet, c'est la performance minimale du convertisseur dans son domaine de fonctionnement statique qui fixera le dimensionnement des dispositifs de refroidissement du convertisseur. L'essentiel de l'effort d'amélioration des performances doit donc se tourner vers la zone centrale de la plage de fonctionnement du convertisseur afin d'assurer a minima des performances égales entre le centre et les extrema de la plage de fonctionnement de l'alimentation Forward à résonance secondaire.

La répartition des pertes au sein du convertisseur indique que ce sont les pertes au sein du transformateur qui sont à l'origine de la réduction des performances du convertisseur. Ces pertes varient dans un rapport 2,5 entre la tension minimale d'alimentation et la tension médiane de la plage de tension d'entrée.

La raison de l'augmentation de ces pertes est l'augmentation de l'amplitude du courant magnétisant au sein du transformateur, celle-ci étant fonction du rapport cyclique du transformateur et donc fonction de la tension d'alimentation, Figure 44. Ce doublement de l'amplitude du courant magnétisant provoque l'augmentation des pertes fer au sein du transformateur et donc la diminution du rendement total du convertisseur.

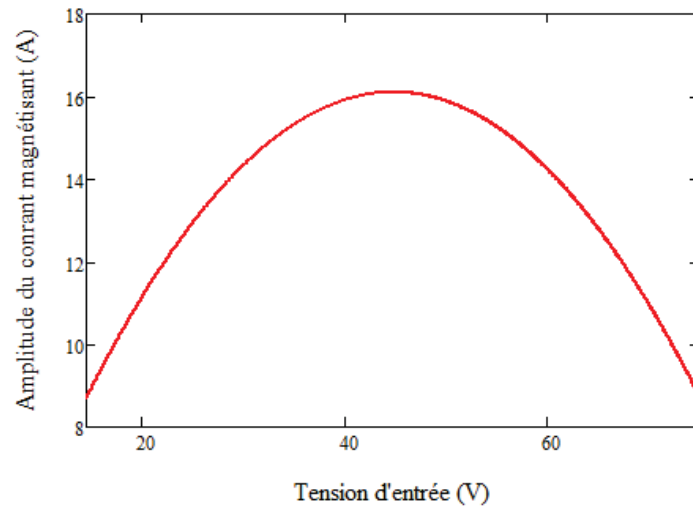


Figure 44 Amplitude du courant magnétisant en fonction de la tension d'entrée

Le fonctionnement de la topologie Forward à résonance secondaire devra donc être adapté afin de réduire l'amplitude du courant magnétisant et ainsi améliorer les performances du convertisseur pour une application large plage.

8.2 Convertisseur Flyback Active-Clamp

8.2.1 Résultats

8.2.1.1 Dimensionnement

Le premier dimensionnement du convertisseur a été effectué dans le but d'obtenir une commutation douce du MOSFET principal à toutes tensions d'alimentation et à des charges de 30%, soit 15 W.

Les caractéristiques des composants de la cellule de puissance ainsi dimensionnées sont les suivantes :

Composant	Valeur	Courant efficace maximal	Tension pic maximale
C_{Cl}	1 μ F	4 A	32 V
Tr_1		5,3 A	155 V
Tr_2		4 A	155 V
D		6A	137 V
Transformateur			
Rapport de transformation	1 :1		
L_M	18 μ H		
L_F	25 μ H		
Primaire	9 tours	6A	
Secondaire	9 tours	6A	
Noyau	PQ32/20		
Enroulements	0,3mm x 3 brins		

Tableau 6 Caractéristiques des convertisseurs Flyback obtenues à l'issue du premier dimensionnement

8.2.1.2 Performances

Ce premier dimensionnement a permis d'analyser les performances attendues pour ce convertisseur, en ne prenant en compte que les pertes en conduction dans le convertisseur, auxquelles doivent encore s'ajouter les pertes dues au contrôle et à la commande du convertisseur ainsi que les pertes issues des filtres et protections inhérents à un convertisseur industriel. Ce résultat nous permet néanmoins d'avoir une approximation des performances pouvant être atteintes par le convertisseur ainsi que des domaines de fonctionnements les plus critiques.

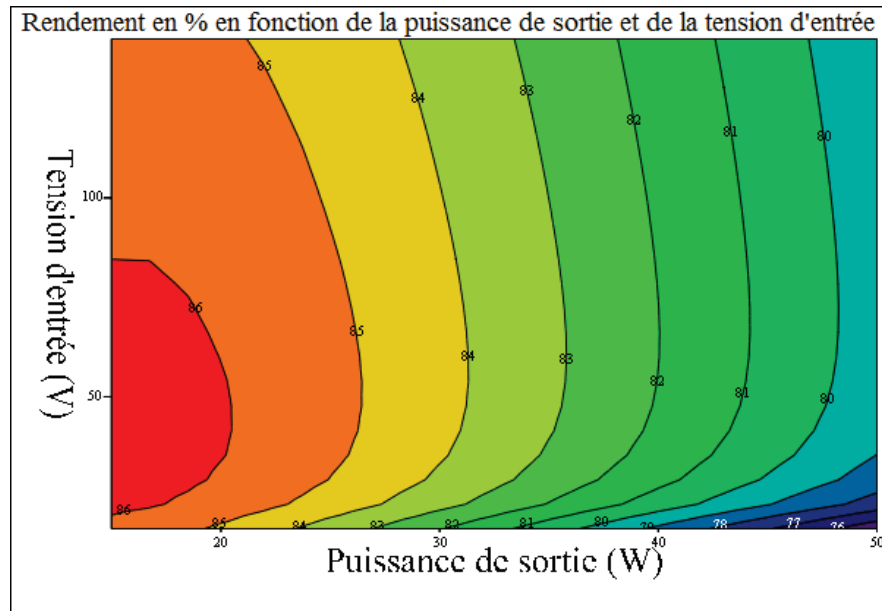


Figure 45 Rendement calculé du convertisseur en fonction des tensions d'alimentation et puissances de sortie dans le cas d'une commutation douce sur toute la plage de fonctionnement.

Ce premier dimensionnement a permis de démontrer que la topologie Flyback Active-Clamp permettait de réaliser un convertisseur assurant des performances de l'ordre de 80% sur la majorité de la plage de conversion voulue par le cahier des charges. Les plages critiques du domaine de fonctionnement du convertisseur ont également pu être déterminées par cette technique. Le fonctionnement en basse tension d'alimentation ainsi que le fonctionnement à pleine charge étant les plus critiques au vu de leurs performances moindres.

8.2.1.3 Evaluation des pertes

Le calcul individuel des pertes dans chacun des composants permet d'observer quels composants sont à l'origine des pertes les plus importantes et dans quelles conditions ces pertes sont les plus critiques.

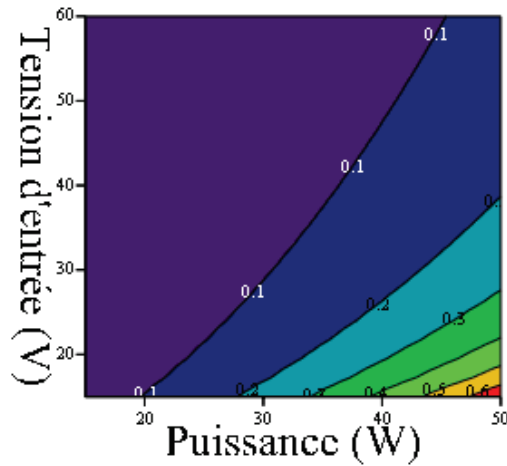


Figure 46 Pertes en conduction (en Watt) dans le transistor Tr_1

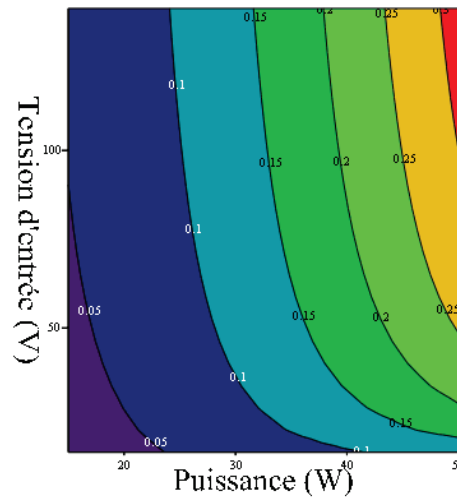


Figure 47 Pertes en conduction (en Watt) dans le transistor Tr_2

Concernant les transistors, on peut constater que le composant subissant les plus fortes pertes en conduction est le MOSFET Tr_1 , qui voit passer un courant important, notamment à forte charge et forte tension d'entrée et subissant alors des pertes en conduction pouvant atteindre 0,6 W. Le MOSFET auxiliaire est pour sa part davantage mis à contribution à forte tension et forte charge, mais avec des pertes maximales moindres, nécessitant donc un refroidissement moins important que le transistor principal.

Les pertes dans le transformateur sont quant à elles bien plus conséquentes (Figure 48), avec des pertes attendues de plus de 5 W à pleine charge. Le transformateur est donc bien le premier poste de consommation d'énergie au sein de la cellule de puissance, étant à lui seul responsable de la moitié des pertes au sein du convertisseur. Les pertes sont les plus importantes à forte charge et faible tension, ce qui s'explique par l'effet d'un plus fort courant causant des pertes en conduction plus élevées cumulé à une plus forte amplitude de courant à forte charge et faible tension, à l'origine de pertes fer plus importantes.

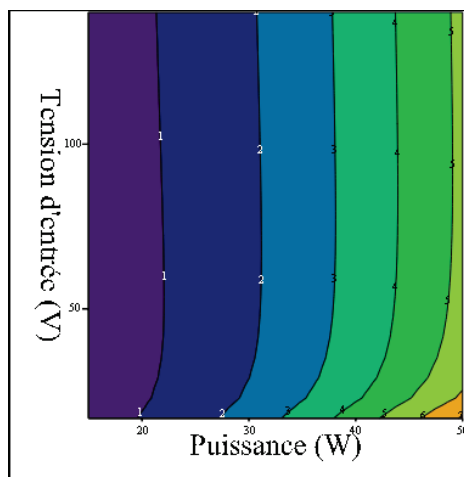


Figure 48 Pertes dans le transformateur (en Watt) en fonction de la tension d'entrée et de la puissance consommée par la charge.

Le calcul intermédiaire des pertes dans le convertisseur nous permet d'analyser l'origine des pertes dans le transformateur. On constate ainsi que les pertes en conduction sont prépondérantes dans le transformateur, avec des pertes allant jusqu'à 4 W, augmentant à la fois avec la puissance consommée par la charge et avec la diminution de la tension d'alimentation. Dans le premier cas, ce sont les pertes au secondaire du transformateur qui causent l'échauffement, et dans le second, c'est l'ajout des pertes en conduction au primaire qui aggrave les pertes cuivre totales.

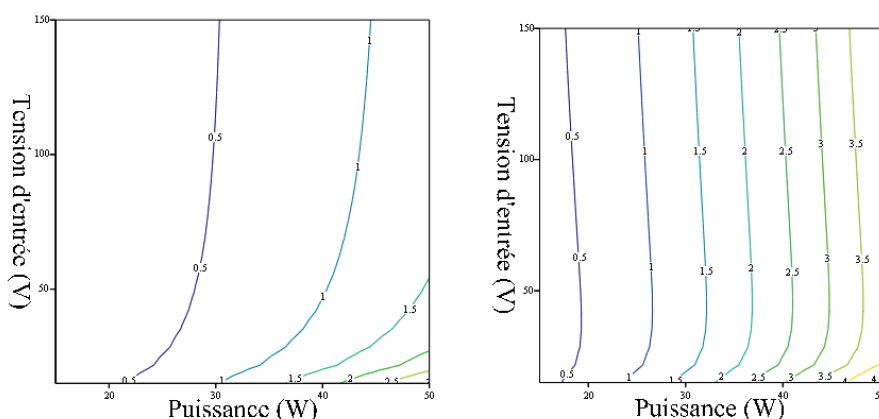


Figure 49 Pertes Fer (à gauche) et pertes Cuivre (à droite) en fonction de la charge et de la tension d'alimentation.

La situation la plus défavorable du point de vue des pertes fer correspond à la situation la plus défavorable pour les pertes en conduction, à savoir une forte charge et une faible tension d'alimentation. Cette situation devra donc servir de référence pour le dimensionnement du convertisseur.

8.2.2 Analyse

8.2.2.1 Dimensionnement

Le premier dimensionnement du convertisseur Flyback a permis de constater que les contraintes en tension et en courant sur les composants étaient tout à fait supportables par des composants du commerce avec des MOSFET 250 V ou des diodes 200 V. Ces tensions et courants supportés par les composants au sein de la cellule de puissance confirment l'étude des facteurs de

charge effectuée au chapitre précédent. En effet, c'est l'absence de fortes surtensions ou de courant efficace important qui avait imposé le choix de la topologie Flyback Active-Clamp, face à une topologie résonante dont une étude des facteurs de charge montrait des contraintes importantes sur les composants au circuit primaire.

La création de cet outil de dimensionnement aura également permis de créer une méthode qui accélèrera les futurs dimensionnements de convertisseurs utilisant cette topologie. Ce document de calcul sera adapté et utilisé dans le développement des prochains prototypes de convertisseur Flyback active-clamp ainsi qu'à terme dans la conception des convertisseurs pour application industrielle.

8.2.2.2 *Performances*

Les performances globales estimées du convertisseur sont suffisantes pour permettre une conception utilisable en application industrielle. Les performances obtenues par la simulation sont proches de celles définies au cahier des charges et grâce à l'outil de modélisation employé, les points d'amélioration ont pu être identifiés :

- Les pertes dans le transformateur, notamment les pertes en conduction doivent être réduites. Cette diminution des pertes devra passer par un redimensionnement des conducteurs afin de réduire leur résistance.
- Les pertes dans la diode de sortie, importantes à forte charge, pourront être réduites par le choix de diodes plus adaptées à ce nouveau convertisseur, ou par l'utilisation d'un redressement synchrone.

8.2.2.3 *Limites de fonctionnement en commutation douce*

Ce premier dimensionnement a également permis de constater une valeur aberrante lors du dimensionnement du convertisseur. En effet, le dimensionnement de l'inductance de fuite dans le but de réaliser une résonance sous toutes conditions de tension d'alimentation et à charge réduite impose une très forte valeur d'inductance. L'inductance de fuite devient, dans les conditions définies par le cahier des charges, largement supérieure à la valeur de l'inductance magnétisante du transformateur. La réalisation d'une telle inductance nécessite l'ajout d'un composant supplémentaire de dimensions conséquentes au sein de la cellule de puissance, l'inductance de fuite intégrée au transformateur ne pouvant s'élever à de telles valeurs.

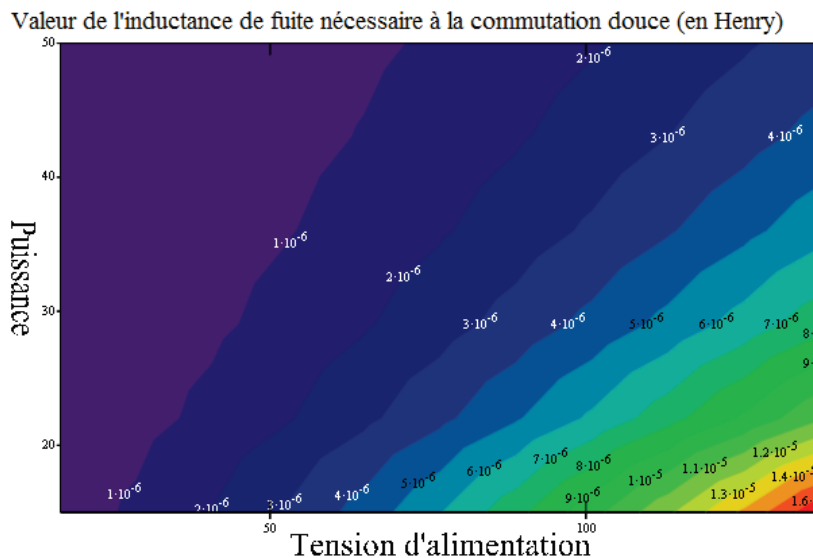


Figure 50 Valeur de l'inductance résonante minimale pour réaliser une commutation douce du convertisseur en fonction de la tension d'alimentation et de la charge du convertisseur

Cette impossibilité de conception d'un convertisseur à commutation douce sur toute la plage de fonctionnement entraîne une modification de la stratégie de dimensionnement de l'inductance de fuite qui doit se faire à la fois en fonction du besoin de commutation douce et des limites techniques imposées par la fabrication du transformateur.

La valeur de l'inductance de fuite permettant une commutation douce peut être calculée en fonction de la tension d'alimentation et de la puissance consommée par la charge du convertisseur grâce à l'outil de calcul mis en place sous Mathcad (Figure 50). Une limite fixée par l'encadrement industriel de 15% d'inductance de fuite a pour but de permettre une intégration de l'inductance résonante au sein du transformateur, afin de limiter à la fois le nombre de composants et le volume du convertisseur.

Ce compromis amène à un abandon du souhait initial d'une commutation douce en toute circonstances et donc à un redimensionnement du convertisseur dont les conséquences seront vues au chapitre suivant.

9 Conclusion

Dans ce chapitre, deux topologies de convertisseurs performants adaptés à une large plage de tensions d'alimentation ont été décrites. Ces deux topologies ont été sélectionnées pour leurs aptitudes à supporter une large plage de tension d'entrée ainsi que des commutations douces à l'issue de la recherche bibliographique effectuée au chapitre précédent. Le fonctionnement de ces deux topologies a été décrit, ainsi que les méthodes de dimensionnement de chacune. Une fois les algorithmes de dimensionnement des topologies décrits, les deux topologies ont été modélisées dans l'optique de déterminer les contraintes sur les composants ainsi que d'estimer les pertes dans les principaux éléments de chaque convertisseur.

Les modélisations des convertisseurs ont permis de déterminer le potentiel de chacune des deux topologies envisagées, le convertisseur Flyback active clamp pouvant être utilisé pour une

conversion large plage 14,4 V-154 V, tandis que le convertisseur Forward à résonance secondaire ne peut être employé que sur une plage réduite de 14,4 V à 72 V.

Ces modélisations ont également permis de déterminer quels étaient les points limitant la réalisation et les performances de chacun des deux convertisseurs :

- Concernant le convertisseur Forward, la grande amplitude du courant magnétisant nuit aux performances du transformateur qui subit de fortes variations de ses pertes fer en fonction de la tension d'alimentation.
- Concernant le convertisseur Flyback, le surdimensionnement de l'inductance de fuite pour permettre une commutation douce des MOSFETS empêche une intégration de l'inductance résonante au sein du transformateur, ce qui impacte le volume, le coût ainsi que les performances du convertisseur.

Au cours du chapitre suivant, les stratégies mises en place afin de réduire ces éléments limitant les qualités de ces deux convertisseurs seront décrites puis appliquées à des prototypes de convertisseurs large-plage.

Chapitre III

Adaptation et amélioration du convertisseur Forward à résonance secondaire pour une adaptation à une large plage de tension d'entrée.

Comment passer outre les limitations des topologies retenues et améliorer leurs performances ?

1 Introduction

Le convertisseur Forward à résonance secondaire est limité dans son fonctionnement en large plage par l'important courant magnétisant circulant au sein de son transformateur. Dans le cadre d'un fonctionnement avec une fréquence de commutation fixe tel que défini par [33], un compromis entre faibles contraintes et large plage de fonctionnement en commutation douce doit être trouvé.

L'utilisation d'une commande en fréquence variable proposée dans ce chapitre permet à la fois de maintenir de bonnes performances en commutation du convertisseur afin de permettre une montée en fréquence, mais également une minimisation des pertes dues au courant magnétisant dans le transformateur.

La fréquence optimale de commutation du convertisseur sera définie dans un premier temps. Celle-ci sera ensuite mise en œuvre au sein du convertisseur dimensionné au chapitre précédent afin de comparer les performances du convertisseur dans le cas d'une commande en fréquence fixe et une commande à fréquence optimale.

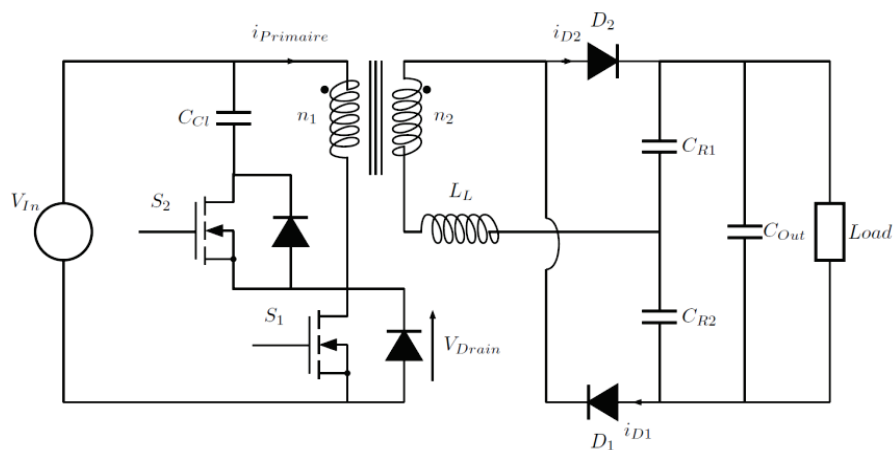


Figure 51 Schéma du convertisseur Forward clamp actif résonant.

2 Optimisation du convertisseur

2.1 Détermination de la fréquence de commutation optimale

Plusieurs paramètres devront être étudiés afin de déterminer une fréquence optimale de commutation du convertisseur Forward à résonance secondaire :

- La nécessité de maintenir une commutation douce des transistors et des diodes au sein du convertisseur.
- Le besoin de minimiser les contraintes en tension et en courant sur les composants et de réduire par la même occasion les pertes dans plusieurs éléments de la cellule de puissance.

2.1.1 Maintien de la commutation douce

Le convertisseur forward à redressement secondaire doit permettre d'effectuer intégralement les deux phases de transfert d'énergie présentées au chapitre précédent afin de maintenir une commutation douce des diodes de redressement secondaire. Ces deux phases de transfert d'énergie

ont une durée identique, égale à une demi-période de résonance de l'ensemble composé de l'inductance de fuite du transformateur et des condensateurs résonants placés au secondaire (C_{R1} & C_{R2}).

La fréquence de résonance f_{res} de l'ensemble résonant étant :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L \cdot (C_{R1} + C_{R2})}} \quad (40)$$

La durée de ces deux phases de fonctionnement est donc égale à :

$$T_{Res} = \pi\sqrt{L_L \cdot (C_{R1} + C_{R2})} \quad (41)$$

La première phase de transfert d'énergie peut se réaliser jusqu'à la commutation naturelle de la diode D_1 , ou bien être interrompue dans le cas d'une commutation du transistor S_1 . La période de conduction du transistor S_1 est égale à la période de commutation du convertisseur, multipliée par le rapport cyclique de la commande de S_1 , α , cette commande en rapport cyclique étant utilisée afin de définir le rapport de conversion du convertisseur. D'où la condition de réalisation de la commutation douce à l'issue de la première phase de transfert :

$$f_{sw} \leq \frac{\alpha}{T_{Res}} \quad (42)$$

De la même manière, la seconde phase de résonance se termine soit par la fin de la demi-période de résonance de l'ensemble L_L - C_R et la commutation naturelle de D_2 , soit par la commutation du transistor S_2 , mettant brutalement fin à la résonance et au transfert d'énergie à travers le transformateur. La durée des transitoires étant négligée dans ce calcul, la période de conduction de S_2 peut être assimilée à $(1 - \alpha)/f_{sw}$. La condition de fréquence de commutation maximale permettant de réaliser une commutation douce de D_2 s'écrit donc :

$$f_{sw} \leq \frac{1 - \alpha}{T_{Res}} \quad (43)$$

La fréquence de commutation maximale est donc définie en fonction du rapport cyclique du convertisseur, c'est-à-dire que les contraintes sont respectivement :

$$f_{sw} \leq \begin{cases} \frac{\alpha}{T_{Res}}, & \text{si } \alpha \leq 0.5 \\ \frac{1 - \alpha}{T_{Res}}, & \text{si } \alpha \geq 0.5 \end{cases} \quad (44)$$

Cette fréquence de commutation maximale est donc une fonction triangulaire, dont la valeur maximale est égale à la fréquence de résonance de l'ensemble L_L - C_R , centrée sur $\alpha=0,5$, Figure 52.

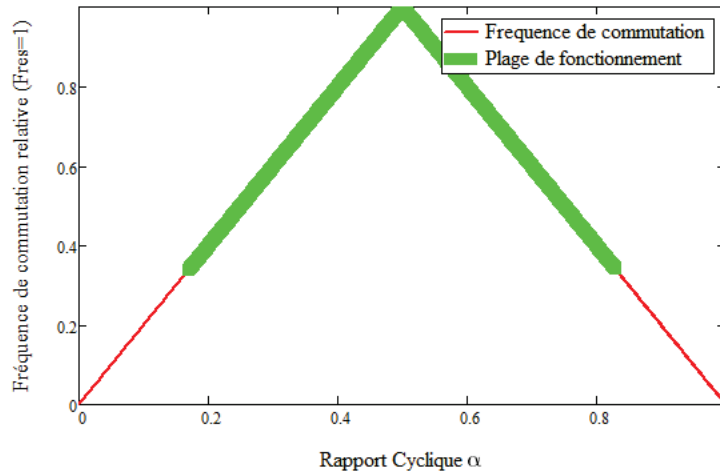


Figure 52 Fréquence de commutation relative en fonction du rapport cyclique de la commande.

2.1.2 Minimisation des pertes et des contraintes au secondaire

L'excursion du courant magnétisant circulant au primaire du transformateur est proportionnelle à la durée de conduction du transistor S_1 , donc proportionnelle à α/f_{sw} . En effet, au cours de cette phase de conduction de S_1 , le courant dans l'inductance magnétisante (L_m) du transformateur croît linéairement suivant une pente proportionnelle à la tension d'entrée du convertisseur, Figure 53. Ainsi, la variation de l'amplitude du courant magnétisant circulant au primaire du transformateur est :

$$\Delta I_m = \frac{\alpha \cdot V_{In}}{f_{sw} \cdot L_m} \quad (45)$$

Le courant secondaire évolue également avec la variation de la fréquence de commutation. En effet, le courant ne circulant au secondaire que lors des phases de résonance et le courant moyen dans la charge étant fixé par la tension et la puissance consommée par la charge, Figure 53, l'amplitude des ondulations de courant au secondaire va s'accroître avec la réduction de la fréquence de découpage du convertisseur.

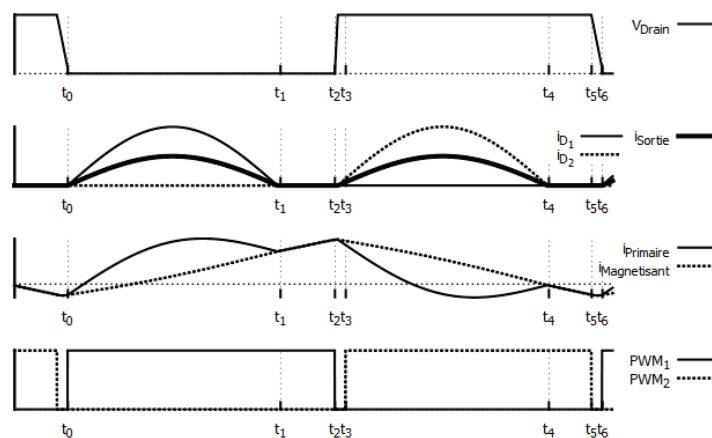


Figure 53 Principales formes d'ondes de courant et tension au sein du convertisseur Forward à résonance secondaire

L'amplitude du courant en sortie étant égale à la moitié de celle du courant dans les diodes de redressement (cf. chapitre 2), l'amplitude du courant dans les diodes au secondaire peut s'obtenir à partir du calcul du courant moyen en sortie du convertisseur :

$$\langle I_{sortie} \rangle = f_{sw} \int_0^{\frac{1}{f_{sw}}} I_{sortie} dt = 2f_{sw} \int_0^{\frac{1}{f_{res}}} \frac{I_{picD}}{2} \sin(2\pi f_{res} t) dt \quad (46)$$

L'amplitude du courant dans les diodes de sortie est donc :

$$I_{picD} = \pi \langle I_{sortie} \rangle \frac{f_{res}}{f_{sw}} \quad (47)$$

Cette amplitude du courant est donc directement proportionnelle au ratio $\frac{f_{res}}{f_{sw}}$. Le courant RMS supporté par une diode prenant une part importante dans les pertes en conduction dans celle-ci (cf. chapitre 2), le calcul du courant RMS permettra de mettre en évidence l'impact de la fréquence de commutation sur les pertes au sein des diodes de redressement secondaire. Elle est donnée par :

$$I_{RMSD} = I_{picD} \sqrt{\frac{f_{sw}}{4f_{res}}} = \pi \langle I_{sortie} \rangle \sqrt{\frac{f_{res}}{4f_{sw}}} \quad (48)$$

Ce courant RMS est lui aussi fonction du rapport entre la fréquence de résonance et la fréquence de commutation, une augmentation de la fréquence de commutation réduisant le courant RMS traversant les diodes, Figure 54.

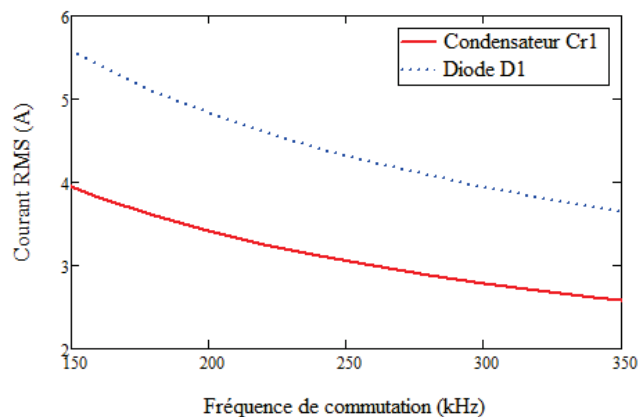


Figure 54 Courant RMS dans les diodes de redressement secondaires et dans les condensateurs résonants en fonction de la fréquence de commutation pour un fonctionnement à 100W et une tension d'entrée de 45V

Un calcul analogue permet de déterminer le courant RMS circulant dans les capacités résonantes secondaires :

$$I_{RMS_{C_{res}}} = \pi \langle I_{sortie} \rangle \sqrt{\frac{f_{res}}{8f_{sw}}} \quad (49)$$

Tout comme pour les diodes, le courant RMS décroît avec l'augmentation de la fréquence de commutation, Figure 54. Dans le cas des capacités résonantes, le courant RMS détermine les pertes en conduction dans les condensateurs et par l'échauffement ainsi provoqué, la durée de vie des condensateurs [34] [35].

Les pertes en conduction dans les diodes de redressement ainsi que dans les capacités résonantes ont été calculées dans le cas d'une conversion sous 100 W et une tension d'entrée de 45 V afin d'évaluer l'impact sur le rendement du convertisseur de la variation de la fréquence de commutation du convertisseur, Figure 55. Dans le cas du convertisseur dimensionné au chapitre précédent, une augmentation de la fréquence de commutation de 180 kHz à 350 kHz apporte une réduction de 35% des pertes dans les diodes de redressement secondaire, soit plus de 1,5% de rendement pour le convertisseur dans son ensemble.

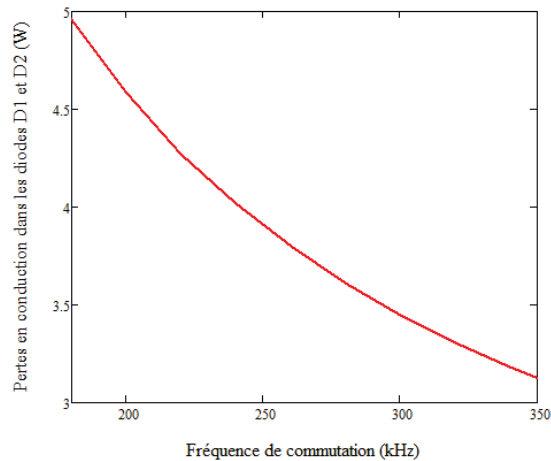


Figure 55 Pertes dans les diodes de redressement secondaire pour un fonctionnement à 100W-45V_{IN} en fonction de la fréquence de commutation

De la même manière, les pertes dans les capacités résonantes seront divisées par 2, Figure 56. Bien que la réduction des pertes nous semble faible pour impacter visiblement le rendement du convertisseur, car inférieures à 100 mW, la diminution du courant RMS dans les condensateurs permet de réduire les contraintes de dimensionnement de ceux-ci et ainsi le nombre d'éléments pour une durée de vie équivalente.

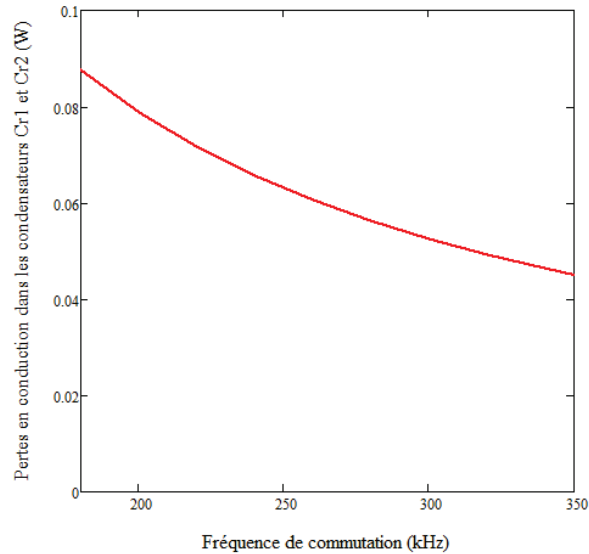


Figure 56 Pertes dans les capacités résonantes secondaires pour un fonctionnement à 100W-45VIN en fonction de la fréquence de commutation

Afin de réduire les pertes en conduction au sein du convertisseur, aussi bien dans les diodes de redressement secondaire que dans les capacités résonantes, il convient donc de maximiser la fréquence de commutation de la commande, tout en maintenant les conditions de commutation douce.

2.1.3 Réduction des pertes dans le transformateur

La réduction de l'amplitude du courant magnétisant au sein du primaire du transformateur agit principalement sur les pertes fer. En effet, d'après le modèle de Steinmetz décrit au chapitre précédent, les pertes sont fonction de l'induction magnétique maximale et donc de l'amplitude du courant magnétisant au sein du transformateur, ΔI_m .

Les pertes fer provoquées par la variation de fréquence ont été calculées dans le cas du convertisseur 100W pour une tension d'entrée de 45 V. Pour une fréquence de commutation comprise entre 180 kHz et 350 kHz, les pertes fer au sein d'un transformateur PQ26/20 sont réduites de 35%, soit 0,9 W, Figure 57. Cette réduction des pertes permet une augmentation significative du rendement du convertisseur ainsi qu'une diminution de l'échauffement du transformateur.

Tout comme dans le cas de la réduction des pertes dans les diodes de redressement secondaire, une augmentation de la fréquence de commutation a un impact positif sur les pertes Fer au sein du transformateur.

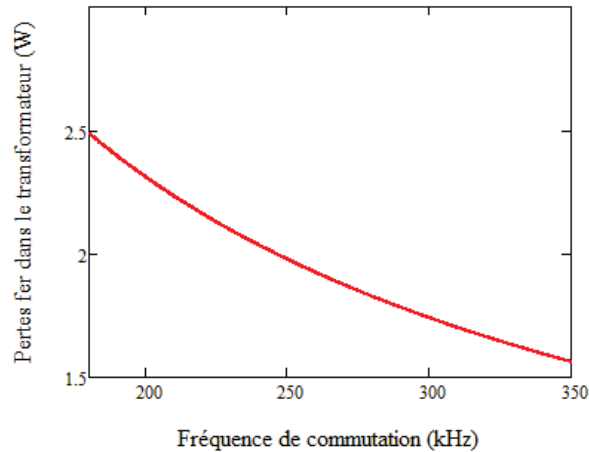


Figure 57 Pertes Fer au sein du transformateur pour un fonctionnement à 100W-45VIN en fonction de la fréquence de commutation

2.1.4 Définition de la fréquence de commutation optimale

Le maintien de la commutation douce au sein du convertisseur contraint la fréquence maximale de commutation du convertisseur. Cette contrainte n'est pas constante mais fonction du rapport cyclique du convertisseur :

$$f_{sw} \leq \begin{cases} \frac{\alpha}{T_{Res}}, & \text{si } \alpha \leq 0.5 \\ \frac{1-\alpha}{T_{Res}}, & \text{si } \alpha \geq 0.5 \end{cases} \quad (50)$$

Dans le même temps, la minimisation des pertes dues à l'amplitude du courant résonant et à celle du courant magnétisant au sein du convertisseur impose une fréquence de commutation aussi haute que possible.

La fonction fréquence de commutation optimale du convertisseur devient ainsi égale à la fréquence maximale permettant une commutation douce :

$$f_{sw} = \begin{cases} \frac{\alpha}{T_{Res}}, & \text{si } \alpha \leq 0.5 \\ \frac{1-\alpha}{T_{Res}}, & \text{si } \alpha \geq 0.5 \end{cases} \quad (51)$$

2.2 Dimensionnement du prototype

Une fois la fonction fréquence de commutation optimale définie, celle-ci a été appliquée en simulation puis sur un prototype afin d'estimer le gain apporté par une stratégie de contrôle en fréquence variable face à un contrôle en fréquence fixe.

2.2.1 Caractéristiques

Les caractéristiques du convertisseur choisi pour évaluer les performances d'une stratégie de commande en fréquence variable sont celles définies au chapitre précédent. Il s'agit de réaliser un

convertisseur assurant un fonctionnement en commutation douce, sur une plage de 14,4 V à 72 V, pour une tension de sortie de 24 V et une puissance maximale de 100 W. La fréquence minimale de commutation choisie pour le convertisseur est de 140 kHz, soit 10 kHz en deçà de la fréquence minimale de mesure des bruits conduits selon la norme de compatibilité électromagnétique EN-61000 6-4. Le choix de cette fréquence minimale de commutation a pour but, dans le cas d'une utilisation à fréquence de commutation fixe, de permettre d'atténuer la contrainte de filtrage sur le fondamental du bruit généré par le découpage, celui-ci étant hors du spectre étudié par la norme.

Il résulte donc du dimensionnement les caractéristiques et contraintes suivantes sur les composants de la cellule de puissance, analysées au chapitre précédent :

Composant	Valeur	Courant RMS maximal	Tension pic maximale
C_{Cl}	1 μ F	8,5 A	75 V
Tr_1		8,5 A	90 V
Tr_2		8,5 A	90 V
D_1 - D_2		16 A	25 V
C_{R1} - C_{R2}	680nF	8 A	25 V
Transformateur			
Rapport de transformation	3,5 :1		
L_M	15 μ H		
L_F	1,2 μ H		
Primaire	7 tours	6A	
Secondaire	2 tours	6A	
Noyau	PQ26/20		
Enroulements	0,6mm x 10 brins		

Tableau 7 Caractéristiques du convertisseur Forward

2.2.2 Fréquence optimale

La fréquence de commutation optimale théorique est calculée à partir de sa définition décrite dans la section précédente ainsi que des caractéristiques du convertisseur dimensionné. Cette fréquence de commutation optimale est une fonction triangulaire atteignant un maximum de 430kHz pour une tension d'entrée de 45 V, la fréquence minimale de commutation fixée à 140 kHz étant atteinte pour la tension minimale d'entrée de 14,4 V, Figure 58.

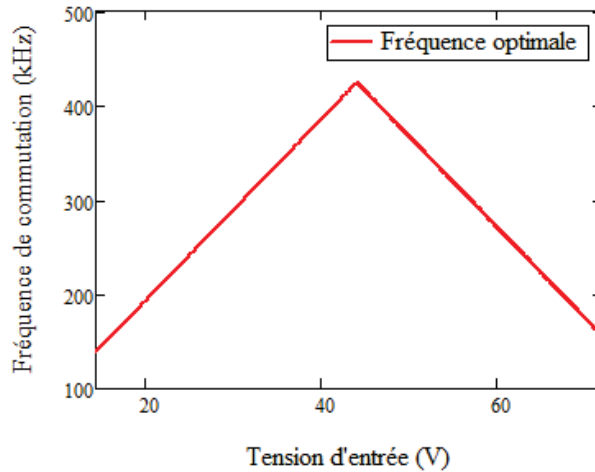


Figure 58 Fréquence optimale de commutation théorique en fonction de la tension d'entrée pour le convertisseur Forward 100 W.

2.2.3 Simulation des performances

Une fois le fonctionnement en fréquence variable défini, les performances du convertisseur ont pu être simulées sous Mathcad afin d'évaluer l'impact de la fréquence de commutation du convertisseur sur son rendement, Figure 59.

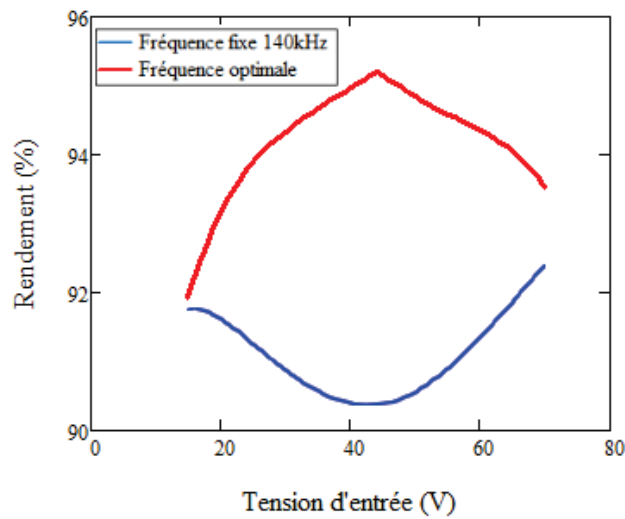


Figure 59 Performances simulées du convertisseur en fréquence fixe et en fréquence variable à 100 W.

Les performances des deux stratégies de contrôle sont égales en basse tension, du fait d'une fréquence de commutation identique. Les performances divergent ensuite avec l'augmentation de la tension d'alimentation, du fait de l'évolution des courants RMS et de l'amplitude du courant magnétisant dans le transformateur comme décrit dans la section précédente.

Dans le cas du fonctionnement à fréquence fixe, les performances décroissent avec l'augmentation du rapport cyclique du fait de l'augmentation de l'amplitude du courant au sein du transformateur. Au-delà de la tension correspondant au rapport cyclique $\frac{1}{2}$, l'amplitude du courant magnétisant décroît à nouveau, avec pour conséquence l'augmentation du rendement du convertisseur.

Dans le cas du fonctionnement à fréquence optimale, la réduction du courant RMS au secondaire par l'augmentation de la fréquence de commutation permet une augmentation du rendement du convertisseur jusqu'à la tension correspondant à la fréquence de commutation maximale et au rapport cyclique $\frac{1}{2}$. Au-delà de cette tension, les performances décroissent du fait de la diminution de la fréquence de commutation.

Les simulations de performances montrent un écart de performances entre les deux stratégies de commande pouvant aller jusqu'à 5% de rendement. De plus, la différence entre les minima de rendement sur la plage de fonctionnement du convertisseur, est de près de 2%. Le rendement minimal du convertisseur dimensionnant les éléments de refroidissement, ce gain permet une réduction du coût ainsi que du volume de l'équipement. Compte tenu du gain significatif attendu pour ce convertisseur, la poursuite de l'étude sur un équipement réel s'avère pertinente.

2.3 Réalisation

Afin de réaliser rapidement un prototype permettant de vérifier l'intérêt de la conversion en fréquence variable, celui-ci a été réalisé sur platine d'expérimentation, Figure 60. Les performances en termes de réduction des éléments parasites issus du circuit et de rendement énergétique peuvent certes s'avérer moindre que ceux attendus avec une réalisation sur PCB, du fait d'une section de conducteurs et d'un routage moins optimisés. Néanmoins, le fonctionnement général du convertisseur reste identique, notamment du point de vue du comportement des composants actifs et du transformateur, ce qui permet de vérifier l'impact du contrôle en fréquence variable sur les pertes au sein du convertisseur.

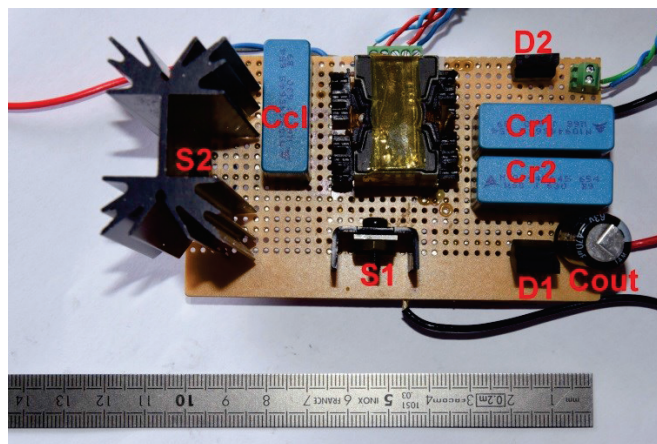


Figure 60 Maquette du convertisseur Forward à résonance secondaire.

2.3.1 Implantation de la commande en fréquence variable

2.3.1.1 Choix du contrôleur

La commande du convertisseur a été réalisée à partir d'un microcontrôleur. L'utilisation d'un microcontrôleur dans le cadre de la commande d'une alimentation à découpage permet de réaliser des commandes variables tant en rapport cyclique qu'en délai entre les signaux et en fréquence, la gestion des délais permettant de prendre en compte les retards à la commutation des transistors ainsi que d'éviter une conduction simultanée des deux transistors. Cette souplesse d'utilisation apporte une plus grande simplicité dans l'évaluation d'une technique de commande de convertisseur, la quasi-totalité des paramètres de la commande pouvant être paramétrés de manière logicielle, sans modifications physiques de l'équipement.

Le microcontrôleur choisi pour réaliser la commande est un STM32F4 de ST Microelectronics, Figure 61. Ce microcontrôleur a été retenu pour sa simplicité d'utilisation et d'implémentation via une carte d'évaluation, ainsi que pour les caractéristiques suivantes, nécessaire à la régulation des convertisseurs testés :

Élément	Caractéristique	Valeur	Application
Horloge			
	Fréquence	168 MHz	Détermine la précision de la MLI
Convertisseur Analogique-Numérique			
	Nombre de convertisseurs	3	Mesures de tension et de courant
	Précision	12 bits	Précision supérieure à celle requise par le cahier des charges
Modulation de Largeur d'Impulsion			
	Nombre de Canaux	4	Possibilité de contrôler les MOSFET au primaire et éventuellement un redressement synchrone.
	Pas de la MLI	5.7ns	Le pas de la MLI doit permettre une plus grande précision de la régulation que celle requise par le cahier des charges.

Tableau 8 Caractéristiques du microcontrôleur

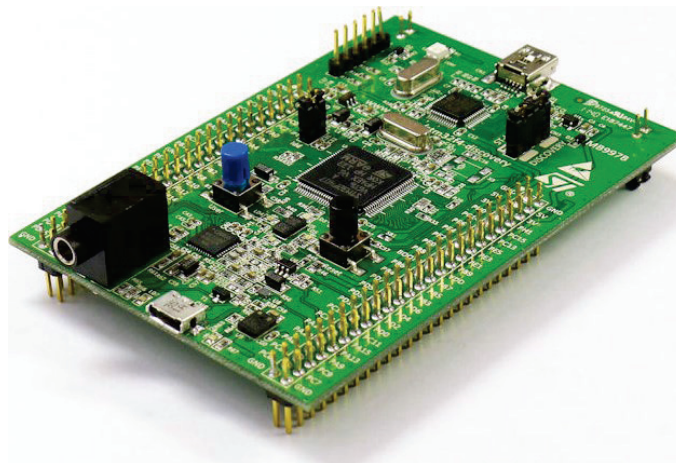


Figure 61 Carte d'évaluation du microcontrôleur STM32F4

Afin de permettre la régulation du convertisseur, le contrôleur doit permettre d'effectuer la mesure de la tension de sortie du convertisseur. Cette mesure doit être assez précise pour permettre de détecter l'erreur maximale tolérée sur la tension délivrée par l'alimentation à découpage [36] [37]. Le contrôleur STM32F4 permet une résolution de 12 bits, soit, pour une tension de sortie de 24 V, un pas de : $\Delta V = 24V/2^{12} = 6mV$. Ce pas, inférieur à 1‰, est largement au-delà des besoins du convertisseur pour assurer la précision de la mesure de tension de sortie dans le cadre de la régulation de tension, celle-ci devant être au maximum de 2% (Cf. Tableau 1, p.20).

Contrairement aux MLI analogiques, les durées d'impulsions dans les MLI numériques varient de manière discrète. Afin de permettre une bonne régulation de la tension de sortie, ce pas doit avoir pour effet une variation de la tension de sortie inférieure à la variation maximale tolérée au cahier des charges, [36]. Dans le cas du convertisseur Forward à résonance secondaire, l'horloge du microcontrôleur, cadencée à 168MHz permet, pour une fréquence de commutation de 350kHz, une erreur de rapport cyclique de 2‰, soit une erreur sur la tension de sortie due à la quantification

inférieure à 50 mV, de l'ordre 4%, Figure 62. Cette erreur étant bien inférieure à la précision requise par le cahier des charges pour la tension de sortie du convertisseur, l'utilisation du microcontrôleur STM32 n'aura donc pas d'impact significatif sur la précision de la régulation.

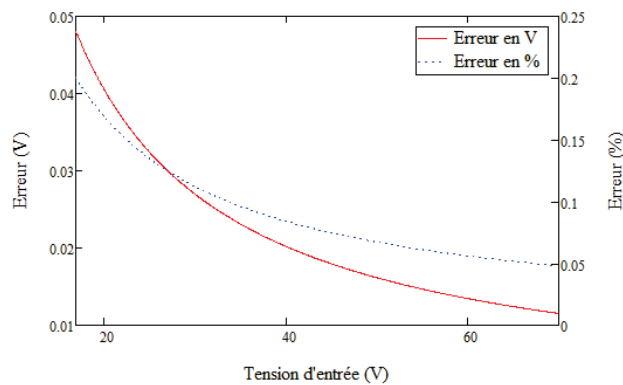


Figure 62 Erreur sur la tension de sortie due au pas de la MLI en fonction de la tension d'entrée du convertisseur Forward

2.3.1.2 Implémentation de l'algorithme de maintien de la fréquence optimale

Afin de maintenir la fréquence de commutation optimale telle que définie dans la section précédente, l'algorithme de contrôle du rapport cyclique effectue à chaque changement de rapport cyclique un calcul de la fréquence de commutation optimale, Figure 63. La fréquence de mise à jour du rapport cyclique et de la fréquence est ici de $\frac{1}{5}$ de la fréquence de commutation afin de ralentir la boucle de régulation et d'améliorer sa stabilité.

L'information de la valeur du rapport cyclique étant directement accessible dans la mémoire du microcontrôleur, l'implémentation du suivi de la fréquence optimale ne nécessite pas l'ajout d'éléments physiques supplémentaires au sein du convertisseur.

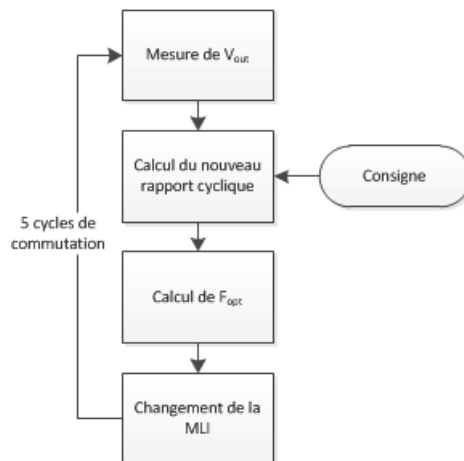


Figure 63 Algorithme de suivi de la fréquence optimale

2.3.2 Choix des composants

2.3.2.1 Liste des composants

Les composants choisis pour la réalisation du prototype de convertisseur ont été dimensionnés afin de correspondre aux contraintes imposées par la norme SNCF STM-E-001, définissant les marges de sécurité sur les tensions, courants et puissances auxquels sont soumis les composants.

Composant	Référence	Caractéristiques
MOSFETS	Infineon IPP075N15N3	100 A, 150 V, 6,2 mΩ
Diodes	ST Microelectronics STPS30L45CFP	15 A, 45 V,
Capacités résonantes	EPCOS B32654	680 nF, 630 V
Capacité de clamp		
Transformateur	PQ 26/20	Matériau 3F3

Tableau 9 Caractéristiques des composants choisis pour la maquette du convertisseur Forward.

2.3.2.2 Réalisation du transformateur

Dans le but de maximiser la section utile du conducteur au sein du transformateur, les enroulements de celui-ci ont été réalisés à partir d'un ruban cuivre de largeur égale à celle du pot de transformateur, Figure 64. L'épaisseur de peau du cuivre pour une fréquence de 430kHz étant de 100 μm , un ruban cuivre de 66 μm ⁷ permet d'utiliser la totalité de la section du conducteur. L'isolation entre les différentes couches du ruban conducteur est assurée par du film adhésif d'une épaisseur de 25 μm et assurant une tension de claquage supérieure à 7500 V⁸.

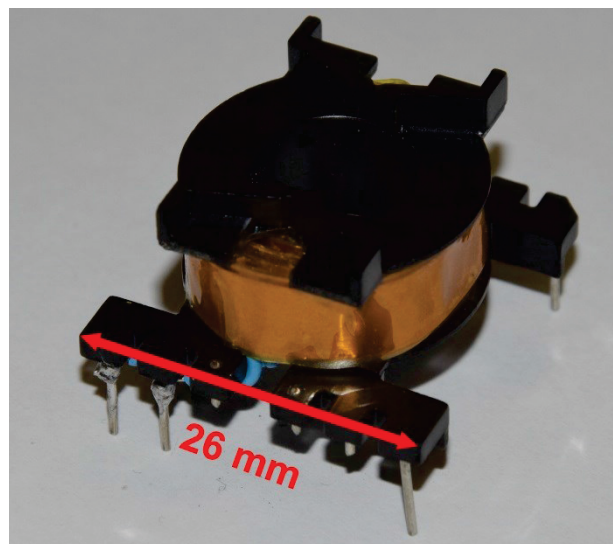


Figure 64 Bobinage à rubans de cuivre et isolation en film Kapton.

2.4 Résultats

Les mesures effectuées sur le convertisseur ont permis de valider l'utilité de la commande en fréquence variable du convertisseur dans le but d'améliorer son rendement. Elles ont également permis de déterminer la fréquence effective optimale de commutation du convertisseur.

2.4.1 Fréquence optimale réelle

Afin de permettre une commutation douce des MOSFETS un délai doit être inséré entre la fin de la résonance des capacités C_{Res} et la commande des MOSFETS. Ce délai correspondant aux phases 3 & 6 du cycle de fonctionnement du convertisseur décrites au chapitre précédent. Ces délais sont dus aux phases de décharge et de charge de la capacité drain-source du transistor S_1 . En l'absence de ce délai, les transistors effectuent une commutation dure, occasionnant des variations de tension brutales ainsi qu'une augmentation des pertes en commutation.

⁷ 3M™, 1181 Tape Copper Foil

⁸ 3M™, Polyimide Film Electrical Tape 92

L'ajout de ces délais entraîne une réduction de la fréquence optimale de commutation qui devient :

$$f_{opt\ Réelle} = \frac{1}{\frac{1}{f_{opt}} + 2 \cdot \delta} \quad (52)$$

δ étant le délai à la commutation d'un transistor.

La mesure du temps mort nécessaire entre les commandes des deux MOSFETS s'effectue à partir du délai nécessaire à la décharge et à la charge de la capacité de drain du MOSFET principal. La période de décharge de la capacité drain-source de S_1 , phase 6, est la plus longue des deux phases transitoires, durant près de 300 ns, contre moins de 100 ns pour le délai à la mise en conduction de la diode intrinsèque de S_2 , Figure 65. C'est donc cette phase n°6 qui est l'élément contraignant la durée de temps mort à la commande des MOSFETS, entraînant l'allongement de la période d'un cycle de fonctionnement du convertisseur de $2\delta = 600\text{ ns}$ et la réduction de la fréquence optimale réelle de commutation du convertisseur, Figure 66.

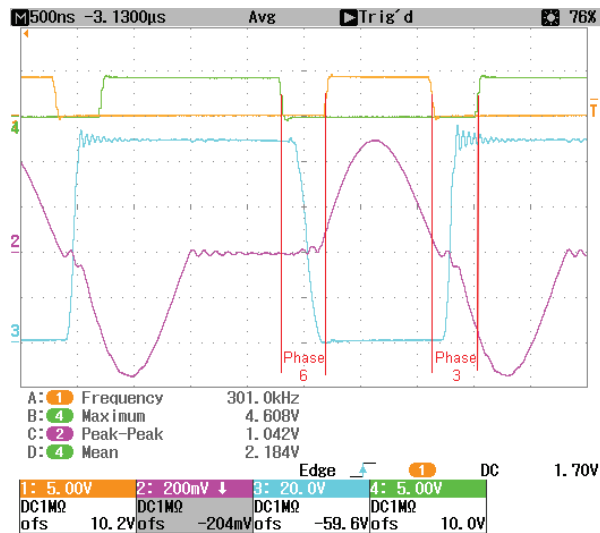


Figure 65 Temps morts à la commande du convertisseur Forward.

V_{Drain} (Bleu), PWM 1&2 (Orange & Vert), Courant traversant C_{Res} (Magenta)

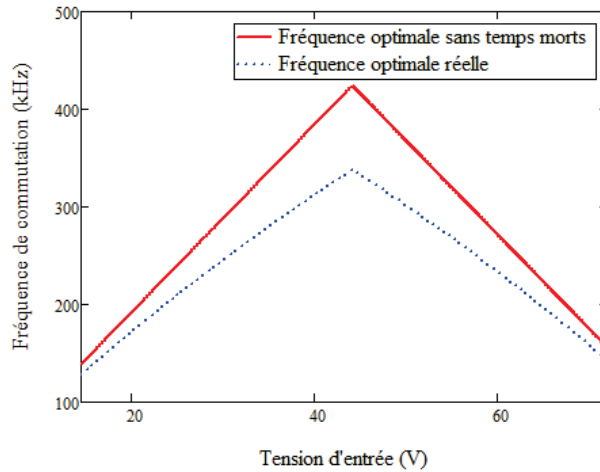


Figure 66 Fréquence optimale de la commande du convertisseur Forward avec prise en compte des transitoires.

2.4.2 Performances

2.4.2.1 Commutations douces

Les commutations douces des MOSFETS et des diodes de redressement secondaire sont effectivement maintenues en toutes circonstances par l'asservissement de la fréquence de commutation. La comparaison des tensions de sortie avant filtrage du convertisseur dans le cas d'une commutation dure et d'une commutation douce confirme l'intérêt de la fréquence maximale de commutation pour la réduction du bruit haute fréquence créé par la commutation dure des diodes.

La commutation douce, Figure 67 gauche, permet de minimiser, voir annuler, le bruit provoqué par la résonance des capacités de jonction des diodes avec l'inductance au secondaire du transformateur. Au contraire, la commutation dure, Figure 67 droite, provoque de fortes oscillations de tension en haute fréquence. Ces oscillations, ici de l'ordre de 23MHz, provoquent un fort bruit conduit en sortie du convertisseur, avec une augmentation du bruit conduit de 16dBm à la fréquence de la résonance parasite.

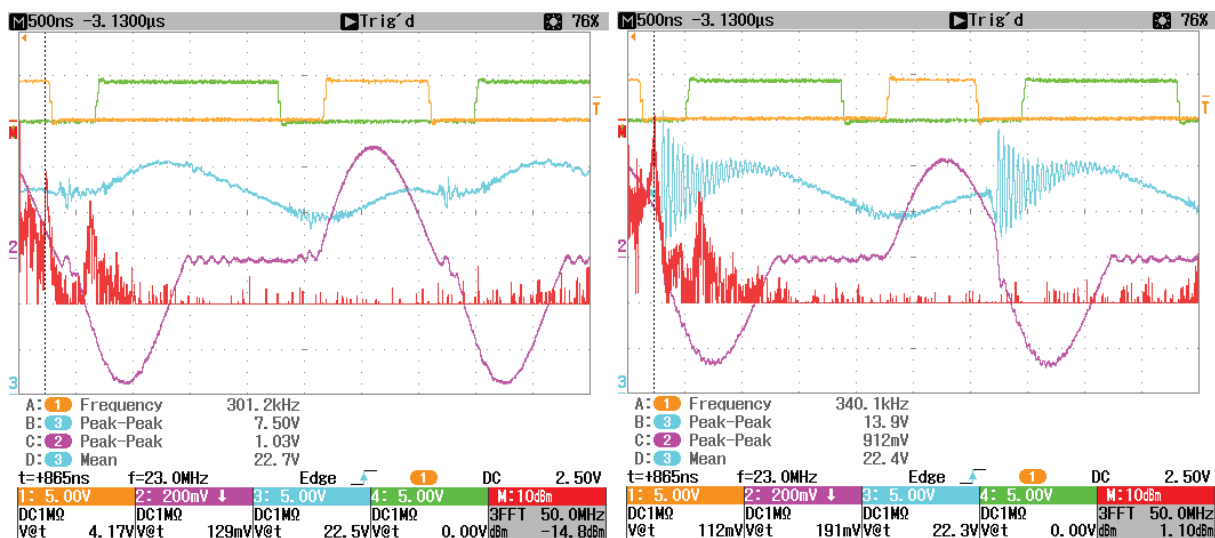


Figure 67 Commutation douce (Gauche) et dure (Droite) des diodes de redressement secondaire.

Signaux de commande des MOSFETS (Orange & Vert), Courant dans les condensateurs (Magenta, 1A=50mV), Tension de sortie avant filtrage (temporel : Bleu, FFT : rouge)

Ces observations confirment l'intérêt du maintien d'une commutation douce des diodes de redressement secondaire dans le but de réduire les bruits conduits en haute fréquence causés par les commutations de diodes.

2.4.2.2 Rendement

Le second élément à l'origine de la définition de la fréquence de commutation optimale est le fait qu'une basse fréquence de commutation entraîne l'allongement inutile des phases de charge de l'inductance magnétisante du transformateur et la réduction du temps alloué au transfert d'énergie. Les simulations réalisées précédemment confirment l'impact de ces effets d'une fréquence de commutation trop basse sur les performances du convertisseur, Figure 59.

Les mesures de performances à 50 W réalisées sur une plage de tension d'entrée comprise entre 20 et 70 V confirment les bonnes performances du convertisseur avec un rendement atteignant la valeur de 89% à la tension d'entrée minimale et jusqu'à 93% à la tension de 50 V, Figure 68.

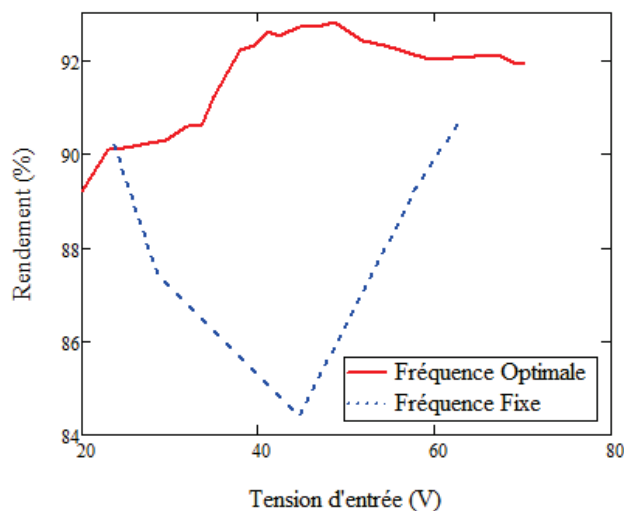


Figure 68 Rendement du convertisseur à fréquence optimale et fréquence fixe.

La fréquence fixe permettant une commutation douce sur la totalité de la plage de fonctionnement du convertisseur est de 140 kHz. A cette fréquence, les performances du convertisseur se dégradent fortement lorsque celui-ci travaille autour du rapport cyclique $\frac{1}{2}$, ici pour une tension d'entrée de 50 V. Cette dégradation des performances du convertisseur au centre de sa plage de fonctionnement, attendue par la simulation, se confirme.

Ainsi, la fréquence optimale de commande du convertisseur Forward à résonance secondaire définie au début de ce chapitre permet à la fois de maintenir une commutation douce de tous les interrupteurs du convertisseur, mais également de maximiser son rendement sur la totalité de sa plage de fonctionnement.

3 Conclusions sur le convertisseur Forward

Bien que ne permettant pas de réaliser une conversion sur la totalité de la plage de tension d'entrée requise par les normes ferroviaires, le convertisseur Forward Active-Clamp à résonance secondaire possède des qualités pouvant apporter leur utilité dans la conversion DC/DC embarquée.

En effet, le transfert direct d'énergie permet son utilisation pour des puissances plus élevées que le convertisseur Flyback car celui-ci est handicapé par la nécessité de stocker l'énergie magnétique dans le transformateur. De plus, la commutation douce de la totalité des interrupteurs permet une montée en fréquence de commutation sans crainte d'un échauffement excessif des MOSFETS ou des diodes.

La principale limitation de ce convertisseur tel que présenté dans la littérature dans le cadre d'une utilisation ferroviaire restait son incapacité à maintenir ces qualités sur une large plage de tension d'entrée. L'utilisation d'un contrôleur régulant la fréquence de commutation en fonction du rapport cyclique de la commande a permis de passer outre cette limitation, en faisant fonctionner le convertisseur à la fréquence la plus optimale possible quelle que soit la tension d'alimentation.

Cette stratégie a permis l'utilisation du convertisseur Forward sur une plage de tension allant de 20 V à 70 V, permettant ainsi une utilisation potentielle conforme aux standards de tension ferroviaire 24 V et 48 V. Dans cette plage de fonctionnement, le convertisseur atteint des performances supérieures à 90% tout en fonctionnant à des fréquences de commutation allant de 140 kHz à 340 kHz, induisant ainsi des fréquences de filtrage plus élevées et ainsi des volumes plus faibles.

N.B. : Un prototype sur plaque à trous fonctionnant jusqu'à 1 MHz a été réalisé avec les mêmes composants pour un rendement médiocre de 78% à 30 W, Figure 69. Ce sont les MOSFETS et le transformateur qui limitent la montée en fréquence du convertisseur, la durée des transitoires devenant presque plus importante que celle des phases de conduction. Un changement de technologie de transistors vers le GaN et un changement de technologie de transformateur vers le Planar permettraient une amélioration significative des performances en haute fréquence et une éventuelle montée en fréquence au-delà du MHz, réduisant fortement les volumes des passifs de la cellule de puissance et des filtres.

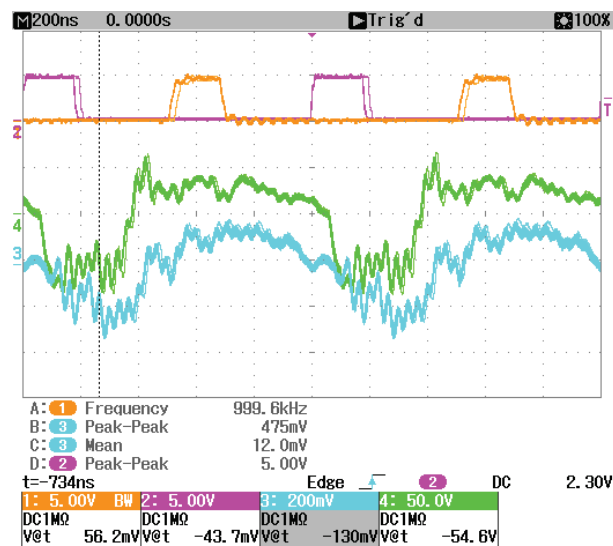


Figure 69 Conversion à 1 MHz.

Signaux de commande (Orange & Magenta), tension de drain (Vert) et courant dans l'enroulement secondaire (Bleu, 1A=50mV)

Chapitre IV

Adaptation du convertisseur Flyback Active-Clamp à une large plage de tension

Comment réduire les pertes lors d'une commutation en creux de tension dans une topologie large plage?

1 Introduction

Dans ce dernier chapitre, les moyens employés pour permettre un fonctionnement optimal du convertisseur choisi, l'alimentation Flyback Active-Clamp Figure 70, seront décrits. Dans un premier temps, la stratégie de dimensionnement du convertisseur sera adaptée afin de permettre une réalisation industriellement viable du convertisseur. Cette stratégie sera ensuite testée sur un prototype dont les différents aspects technologiques seront décrits. La dernière partie de ce chapitre traitera des techniques employées afin d'optimiser les commutations des transistors et de rendre le convertisseur moins sensible, voire insensible, aux variations technologiques des éléments résonants qui le composent.

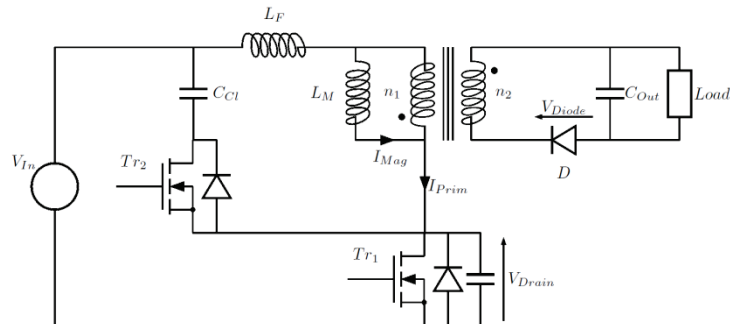


Figure 70 Schéma du convertisseur Flyback à Clamp actif.

2 Stratégie de dimensionnement du convertisseur Flyback

L'étude du convertisseur Flyback Active-Clamp réalisée dans le second chapitre aboutit au constat de l'impossibilité de concevoir un convertisseur Flyback Active-clamp fonctionnant en commutation douce sur toute la plage de tension d'entrée requise, à savoir 14,4 - 154 V. En effet, de telles contraintes imposent un surdimensionnement de l'inductance de fuite, ce qui est incompatible avec des contraintes de performance élevée et de faible encombrement. Cette topologie possède cependant d'importants atouts : la possibilité de fonctionner sur une large plage de tension et les faibles pertes en commutations propices à la montée en fréquence de commutation. Une nouvelle stratégie de dimensionnement du convertisseur a donc été mise en place afin de permettre un fonctionnement optimal de la topologie restant dans les limites de la faisabilité industrielle de ses composants.

2.1 Stratégie de commutation mixte

2.1.1 Description de la stratégie

Le compromis qui a été réalisé est l'abandon de la commutation douce du transistor Tr_1 sous certaines conditions de charge et de tension d'alimentation. En effet, même si la commutation douce ne sera pas réalisée à forte tension d'alimentation, la résonance entre C_{DS} et L_F permet l'oscillation de la tension de drain de Tr_1 , et donc dans le cas d'un contrôle adéquat, la commutation à faible tension du transistor Tr_1 (Figure 71) qui, à défaut de s'effectuer sans pertes, se fera avec des pertes moindres comparée à une commutation dure.

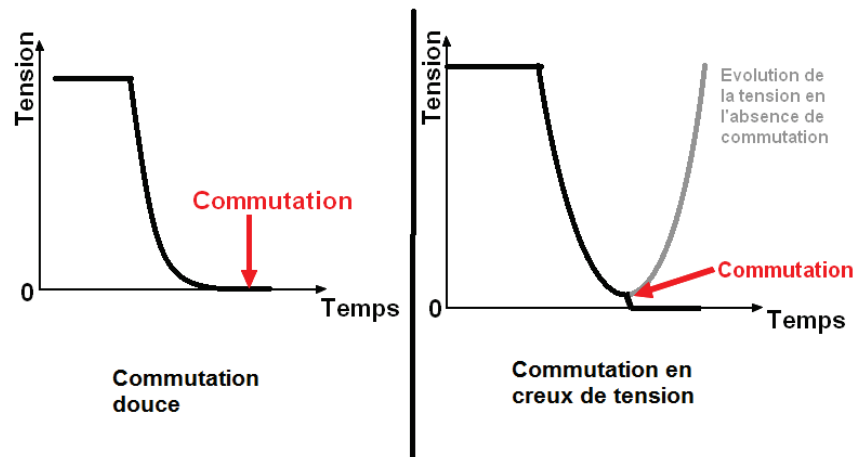


Figure 71 Illustration des deux stratégies de commutation

La valeur minimale de l'inductance de fuite nécessaire à la commutation douce étant connue à partir des équations de dimensionnement du convertisseur, cf. Chapitre 2, une fois la valeur maximale de l'inductance de fuite considérée comme réalisable fixée, la cartographie des domaines de fonctionnement du convertisseur peut être tracée, Figure 72, afin de déterminer précisément dans quelle plage de tension-charge la commutation douce peut être réalisée.

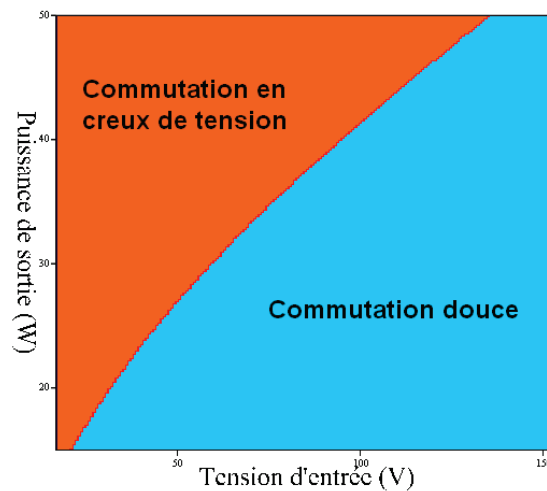


Figure 72 Domaines de fonctionnement en creux de tension et en commutation douce du convertisseur en fonction de la tension d'entrée et de la charge.

Afin de déterminer l'utilité de cette stratégie face à une stratégie de commutation dure ou face à une stratégie d'ajout d'une inductance résonante placée en série avec le transformateur, les pertes associées à chacune des stratégies de commutation ont été étudiées.

2.1.2 Evaluation des pertes

L'évaluation des pertes pour chacune des stratégies de commutation passe par une modélisation des pertes en commutation jusque-là ignorées volontairement lors de la conception du convertisseur. En effet, le postulat initial pour la conception du convertisseur étant une commutation douce sur la totalité de la plage de fonctionnement, les pertes en commutation pouvaient être considérées comme nulles. Dans la nouvelle stratégie de commutation présentée ci-dessus, la

tension de commutation n'étant plus nulle, les pertes en commutation apparaissent et, selon la tension de commutation, peuvent ne plus être négligeables.

2.1.2.1 *Modèle des pertes en commutation*

Les pertes en commutation au sein du convertisseur ont été largement documentées dans la littérature [8] [38] [7]. Ces pertes se composent de trois parties :

- Les pertes issues de la commande [39], correspondant à l'énergie injectée dans la grille du transistor afin de le faire commuter :

$$P_g = Q_g V_g f_{sw} \quad (53)$$

- Les pertes intrinsèques correspondent à la phase durant laquelle la tension et le courant varient au sein du transistor. Cette variation étant approchée par une rampe de pente constante, conduit à :

$$P_i = \frac{1}{2} I_d V_d (t_{montée} + t_{descente}) f_{sw} \quad (54)$$

- Les pertes capacitatives. Ces pertes sont dues à la dissipation de l'énergie stockée dans la capacité drain-source (C_{DS}) du transistor lors de l'ouverture du transistor :

$$P_c = \frac{1}{2} C_d V_d^2 f_{sw} \quad (55)$$

Les temps de commutation étant courts, de l'ordre de 10 nanosecondes, dans le cas des transistors employés dans le convertisseur dimensionné précédemment⁹, le facteur P_i reste faible face à un facteur P_c évoluant avec le carré de la tension de drain du transistor. Le ratio P_c/P_i est ainsi de 6 pour 1 dans le cas d'une charge de 30 W et une tension d'entrée de 110 V. Les pertes capacitatives sont donc le point de focalisation de l'amélioration des performances en commutation du convertisseur.

2.1.2.2 *Evaluation des pertes en commutation dans le cadre du convertisseur Flyback Active-Clamp*

Les pertes intrinsèques issues de la commutation du MOSFET Tr_1 se composent des pertes à l'ouverture et des pertes à la fermeture du transistor sachant que chacune de ces phases subit des pertes différentes.

L'ouverture du transistor peut se dérouler de deux façons différentes selon la tension d'entrée et la puissance consommée par la charge comme décrit au début de ce chapitre :

- S'il y a commutation à zéro de tension, les pertes intrinsèques sont alors nulles, tout comme les pertes capacitatives. Subsistent alors seulement les pertes issues de la commande.
- Si la commutation s'effectue en creux de tension, les pertes intrinsèques sont également nulles dans le cas d'une commande effectuée au minimum de tension. En

⁹ Infineon CoolMOS C6, IPW60R041C6.

effet, tandis que la tension V_{DS} est une fonction sinusoïdale du temps, le courant au primaire est une fonction cosinus, dont le passage à 0 A coïncide donc avec le minimum de V_{DS} , Figure 73.

Les pertes capacitatives sont, elles, non nulles. La capacité drain-source du transistor n'étant pas totalement déchargée, la commutation dissipe la charge restante dans la capacité C_{DS} .

La fermeture du transistor entraîne exclusivement des pertes intrinsèques, la charge de C_{DS} n'entraînant pas en elle-même de dissipation d'énergie.

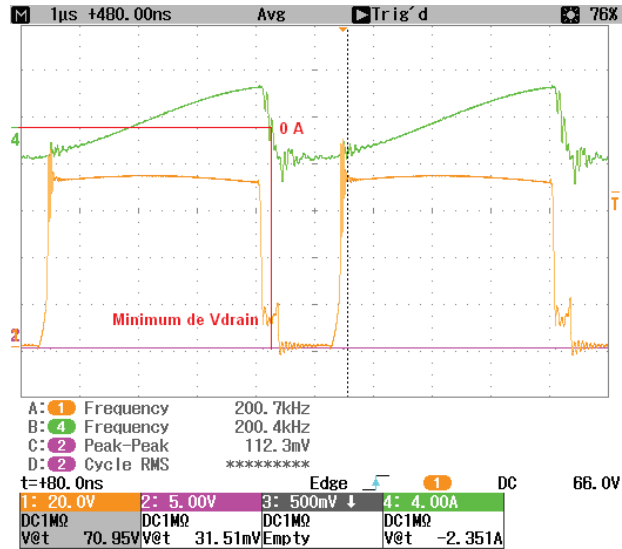


Figure 73 Illustration du courant nul (Vert) lors du passage au minimum de V_{DS} (Orange)

Dans le cadre du dimensionnement réalisé pour permettre un fonctionnement jusqu'à 50 W sur toute la plage de tension d'entrée requise au cahier des charges, les pertes en commutation ont été simulées afin de comparer les pertes intrinsèques, Figure 74, et les pertes capacitatives, Figure 75.

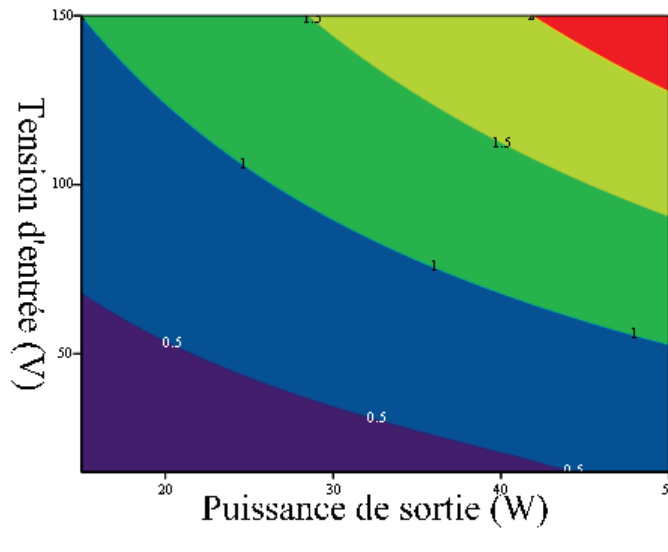


Figure 74 Pertes intrinsèques en Watts simulées dans un transistor CoolMOS C6 au sein du convertisseur Flyback active clamp

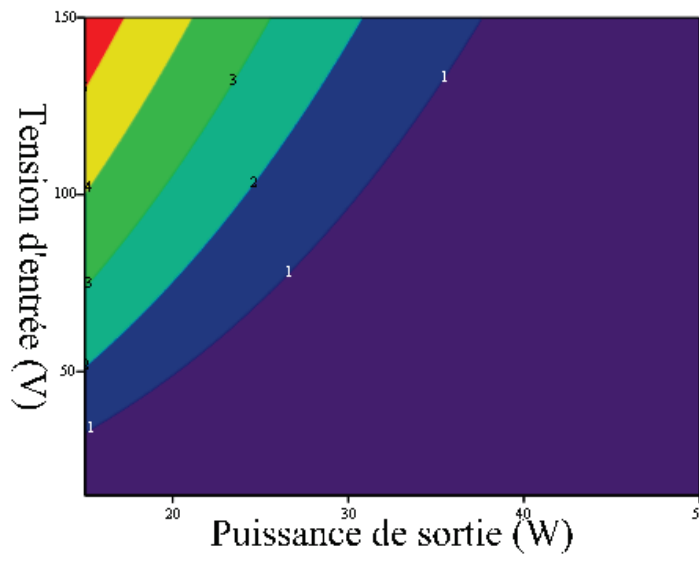


Figure 75 Pertes capacitives simulées dans un transistor CoolMOS C6 au sein du convertisseur Flyback active clamp

Les pertes intrinsèques n'ayant lieu que lors de la phase de fermeture du MOSFET, celles-ci restent non prépondérantes à l'exception de la configuration haute tension et forte charge cumulant un fort courant circulant au primaire et une tension élevée aux bornes de Tr_1 .

Les pertes capacitives sont les plus importantes, pouvant atteindre la valeur de 5 W (Figure 75) dans la configuration la plus défavorable : haute tension d'entrée et faible charge. Cette configuration correspond à la tension minimale de drain la plus élevée. Celles-ci restent néanmoins inférieures au Watt sur la majorité de la plage de fonctionnement du convertisseur grâce à la résonance abaissant la tension de drain pour la commutation au contraire du convertisseur Flyback dont les pertes capacitives dans l'interrupteur ne sont fonction que de la tension d'alimentation, Figure 76.

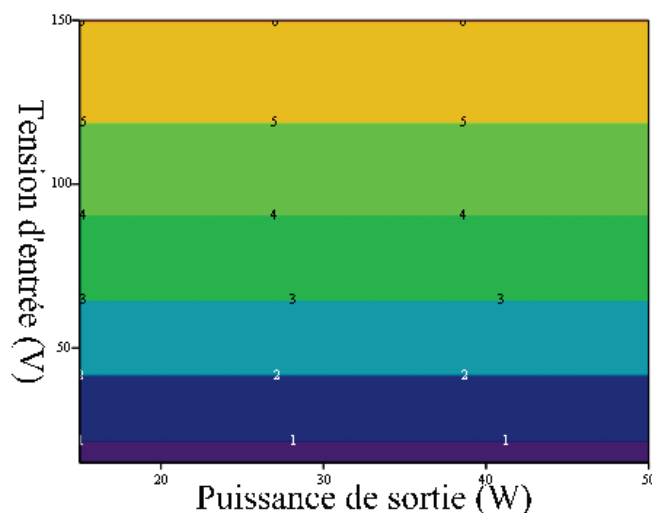


Figure 76 Pertes capacitives simulées dans un transistor CoolMOS C6 au sein du convertisseur Flyback conventionnel.

2.1.2.3 Conclusion sur le gain théorique de la méthode de commutation

Les pertes en commutation ont un impact fort sur les performances du convertisseur Flyback conventionnel. L'emploi du convertisseur Flyback clamp actif permet de réduire les pertes en

commutation au sein des transistors. Bien qu'un fonctionnement en commutation douce du convertisseur est impossible à réaliser compte tenu du cahier des charges du projet. Un fonctionnement mixte de la commutation, alliant commutation douce et à défaut commutation en creux de tension, permet de réduire les pertes en commutation sur la totalité de la plage de fonctionnement du convertisseur.

Le compromis consistant à limiter la valeur de l'inductance de fuite du transformateur et ainsi la plage de commutation douce, même s'il a un impact sur les performances du MOSFET, semble donc toujours plus efficace qu'un convertisseur à commutation dure avec un gain de 1 à 5 W sur les pertes capacitives dans le MOSFET Tr_1 selon la tension et la puissance d'entrée, Figure 77.

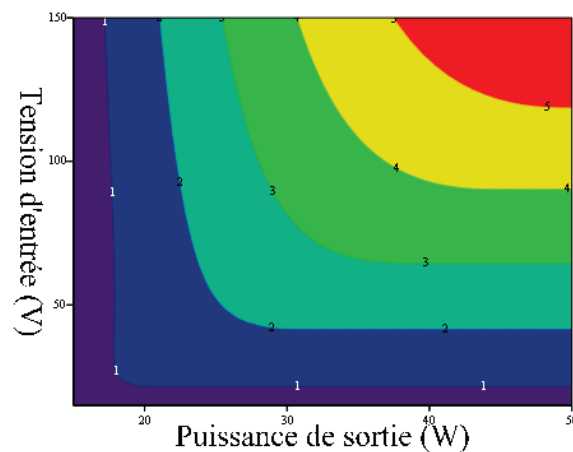


Figure 77 Gain en Watts sur les pertes capacitives entre convertisseur Flyback active clamp et convertisseur Flyback à commutation dure.

2.2 Dimensionnement du prototype

Une fois la stratégie de commutation mixte établie et le gain potentiel de cette stratégie confirmé, le dimensionnement est de nouveau effectué de la même manière qu'expliqué dans le chapitre précédent à l'exception notable du dimensionnement de l'inductance de fuite du transformateur. Ainsi, alors que conformément aux dimensionnements proposés dans la littérature [18] [17] l'inductance de fuite était initialement dimensionnée pour réaliser une commutation douce en toutes circonstances, l'inductance de fuite du transformateur est maintenant fixée en fonction des contraintes industrielles afin de permettre une intégration de celle-ci dans le transformateur plutôt que l'ajout d'une inductance externe en série avec le transformateur.

Le dimensionnement a été effectué avec pour contrainte une inductance « résonante » totale de l'ordre de 20 à 25% de l'inductance magnétisante au primaire, permettant une réalisation de celle-ci par un bobinier. Le dimensionnement de l'inductance magnétisante étant identique dans les deux méthodologies de dimensionnement, l'inductance magnétisante L_M est donc de $18 \mu\text{H}$ et l'inductance « résonante » totale inférieure à $4 \mu\text{H}$. Lors du premier dimensionnement, décrit au chapitre 2, l'inductance de résonance nécessaire à une commutation douce sur la totalité de la plage de fonctionnement devait être de $25 \mu\text{H}$.

Le premier dimensionnement du convertisseur avait abouti à des pertes importantes au sein du transformateur, notamment en termes de pertes en conduction qui d'après les simulations effectuées pouvait être responsable de la perte de 5 à 8 points de rendement au sein du

convertisseur. Afin de permettre de minimiser ces pertes en conduction, le choix de la forme de transformateur s'est fait en faveur d'un pot plus volumineux, le PQ 32/30, permettant une section de cuivre plus importante et donc des pertes en conduction moindres.

Il résulte du dimensionnement réalisé avec l'algorithme cité au chapitre précédent et adapté à la stratégie de commutation mixte, la liste des caractéristiques suivantes pour les composants de la cellule de puissance :

Composant	Valeur	Courant RMS maximal	Tension pic maximale
C_{Cl}	1 μ F	4 A	32 V
Tr_1		5,3 A	155 V
Tr_2		4 A	155 V
D		6A	137 V
Transformateur			
Rapport de transformation	1 :1		
L_M	18 μ H		
L_F	4 μ H		
Primaire	10 tours	6A	
Secondaire	10 tours	6A	
Noyau	PQ32/30-3F3		
Enroulements	Cf. section suivante		

Tableau 10 Caractéristiques des composants de la cellule de puissance du convertisseur Flyback à Clamp actif.

Une fois cette liste de caractéristiques déterminée, les performances ont pu être estimées pour le convertisseur, Figure 78.

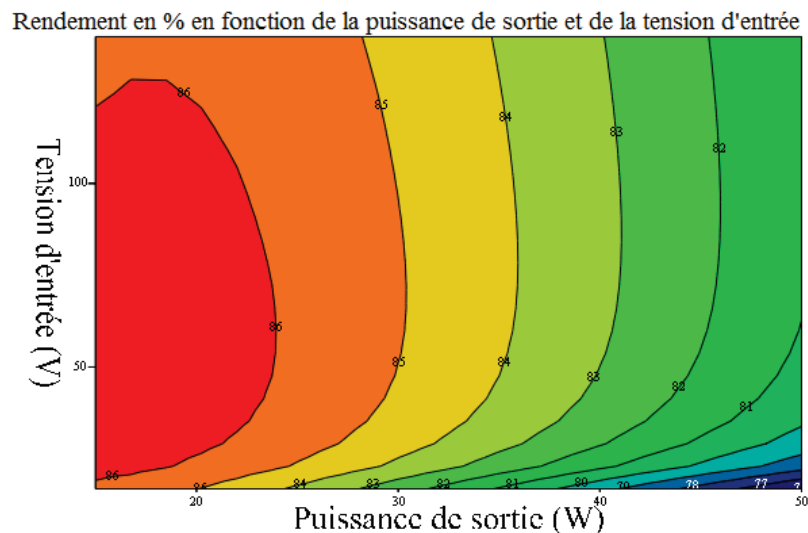


Figure 78 Performances simulées du convertisseur Flyback à clamp actif.

Ce second dimensionnement du convertisseur, dont les résultats de simulation sont conformes aux performances attendues (cf. cahier des charges), a servi de référence pour la construction du prototype réalisé afin de vérifier les résultats de simulations ainsi que pour tester plusieurs pistes d'améliorations technologiques décrites dans les sections suivantes.

3 Prototypage et améliorations technologiques

3.1 Améliorations technologiques

Afin d'améliorer les performances du convertisseur pour une application industrielle, plusieurs aspects technologiques du convertisseur ont été étudiés au cours de ce dernier chapitre. La nécessité pour l'industriel de parvenir à un produit final utilisable, réalisable et commercialisable, nous a amené à étudier les possibilités de réalisation pratique du transformateur nécessaire à la conversion. Les spécificités de ce transformateur en termes de fréquence d'utilisation ainsi que de caractéristiques d'inductance de fuite ont nécessité une étude de l'impact des différents types d'enroulements utilisables ainsi que des structures de bobinages permettant des performances optimales du transformateur.

Dans cette section, nous présenterons dans un premier temps les méthodes de réduction des pertes en conduction par le choix des conducteurs et de la technique de bobinage. Puis la technique de réglage de l'inductance de fuite permettant de réaliser, au sein du convertisseur Flyback Active-Clamp, une inductance résonante de forte valeur sera abordée.

Enfin, la dernière partie de cette section, consacrée aux améliorations techniques étudiées pour le convertisseur Flyback Active-Clamp, traitera du redressement au secondaire dans le cas de nos contraintes de large plage de tension d'alimentation avec l'étude comparative du redressement passif et actif.

3.1.1 Le transformateur

Comme vu à la suite du premier dimensionnement du convertisseur Flyback au chapitre 2, les pertes en conduction au sein du transformateur sont un élément limitant du fonctionnement de celui-ci, notamment à forte charge et faible tension d'alimentation, lorsque les courants au sein du convertisseur sont les plus importants.

Afin de minimiser ces pertes, plusieurs techniques peuvent être employées : l'utilisation de conducteurs multibrins, de fil de Litz (Figure 80) et de rubans en cuivre.

Dans cette section, ces techniques d'amélioration des performances du transformateur seront décrites puis étudiées. L'impact de chacune de ces méthodes sur le convertisseur sera également abordé avant de conclure sur la viabilité de ces techniques dans le cadre du projet de réalisation d'un convertisseur large plage de tension pour les applications ferroviaires.

3.1.1.1 Stratégies de bobinage

Du fait de l'augmentation de la fréquence de commutation du convertisseur, l'effet de peau sur les bobinages du transformateur devient un paramètre non négligeable car l'épaisseur de peau passe de 270 μm à 60 kHz à 150 μm à 200 kHz dans le cuivre. Afin de permettre une section de conducteur suffisante, et ainsi une résistance AC minimale, il devient donc nécessaire d'utiliser un conducteur multibrin ou un conducteur à rubans.

Ces deux stratégies ont été testées et comparées sur un transformateur PQ32/30 au sein d'un convertisseur Flyback pour un fonctionnement à 60 V_{IN} et 30 W, Tableau 11. Pour le conducteur en rubans, deux stratégies de bobinage ont été testées :

- Un empilement des enroulements primaire et secondaire, chacun effectuant 10 tours, Figure 79 gauche.
- Un entrecroisement des bobinages, les enroulements primaires et secondaires sont divisés en 2x5 tours et sont alternés afin de diminuer les effets de proximité, Figure 79 droite.

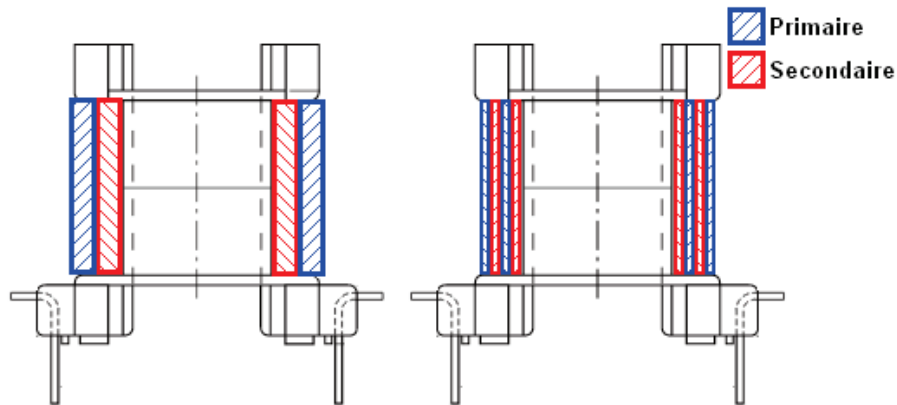


Figure 79 Schéma de bobinage à rubans simple (gauche) et entrecroisé (droite).

Technique	Caractéristiques	Rendement
Rubans	Enroulements empilés	75%
Rubans	Enroulements entrelacés	80%
Multibrins	7 brins-0,2mm	77%
Multibrins	12 brins-0,15mm	81%
Fil de Litz	160 brins-50µm	83%

Tableau 11 Comparaison des performances des stratégies de bobinage

Le bobinage à rubans permet de maximiser la section de conducteur contrairement aux bobinages multibrins. En revanche, cette stratégie maximise les effets de proximité entre les enroulements, augmentant ainsi de manière importante la résistance AC des bobinages [40]. L'impact de l'effet de proximité est d'autant plus important que le nombre de tours successifs du même enroulement est important, ce qui se constate sur les essais réalisés avec une différence de rendement de 5% entre un bobinage empilé et un bobinage entrecroisé, Tableau 11.

Les bobinages multibrins réduisent le nombre de couches empilées dans le transformateur, les brins étant empilés cote à cote tandis que les couches de ruban cuivre imposaient une épaisseur de conducteur par tour. L'effet de proximité entre couches de bobinage est ainsi moindre, en revanche celui-ci reste important entre les brins lorsque la section du conducteur reste proche de l'épaisseur de peau comme le décrit [41]. L'utilisation de fil de Litz, dont les 160 brins individuellement isolés ont un diamètre de $\frac{1}{3}$ de l'épaisseur de peau permet ainsi de s'affranchir de l'effet de proximité dans les bobinages du transformateur, [41].



Figure 80 Fil de Litz

3.1.1.2 L'inductance de fuite

Comme vu au début de ce chapitre, le dimensionnement d'un convertisseur large plage de tension d'entrée permettant une commutation douce en toutes circonstances aboutit à un surdimensionnement de l'inductance de résonance, qui n'est autre que l'inductance de fuite du transformateur ramenée au primaire, L_F . Pour notre application industrielle, nous avons choisi de ne pas augmenter le nombre de composants en intégrant l'inductance résonante au transformateur, dans le but de limiter le coût en composants, le volume du convertisseur, ainsi que les pertes au sein du convertisseur. Dans cette section, la méthode d'intégration de l'inductance résonante au sein du transformateur sera abordée, puis les performances du convertisseur avec inductance résonante intégrée seront comparées à celles du même convertisseur à inductance résonante externe afin de déterminer le gain en rendement de cette stratégie de fabrication du transformateur.

3.1.1.3 Méthode de réglage de l'inductance de fuite intégrée au transformateur

L'inductance de fuite au sein du transformateur est due à l'imperfection du couplage entre les enroulements. Cette inductance est généralement minimisée dans les convertisseurs à découpages classiques tels que les convertisseurs Flyback et Forward. En effet, dans le cas de ces deux convertisseurs, l'inductance de fuite provoque des surtensions nécessitant l'ajout d'un circuit écrêteur afin de protéger les transistors [42]. Dans le cas du convertisseur Flyback Active-Clamp, l'inductance de fuite n'est plus un handicap devant être réduit à une valeur minimale, mais un allié qu'il convient d'intégrer et de dimensionner convenablement.

Le type de transformateur choisi, PQ32/30, se prête bien à cette intégration par sa forme allongée autorisant les enroulements empilés ainsi que l'installation d'un séparateur, nécessaires à la confection d'un transformateur à fuite réglable. L'inductance de fuite peut être augmentée par l'accroissement de l'écartement, noté ε sur la Figure 81, entre les enroulements primaires et secondaires, [43] [44]. La valeur de l'inductance de fuite peut également être approchée à partir de l'équation fournie par [44], [45] et [46]:

$$L_F = \frac{4\pi N^2 P}{D} \left(\frac{h_1 + h_2}{3} + \varepsilon \right) nH \quad (56)$$

N représentant le rapport de transformation, P la longueur d'un enroulement en centimètres, h_1 , h_2 , ε et D les cotes en centimètres présentées dans le schéma de la Figure 81.

Dans la pratique, l'inductance de fuite du transformateur a pu être réglée au moment du bobinage par l'ajout de deux circlips de 1,4mm d'épaisseur en fibre de verre entre les enroulements primaires et secondaires, permettant la réalisation d'une inductance de fuite de $3\mu\text{H}$, Figure 82.

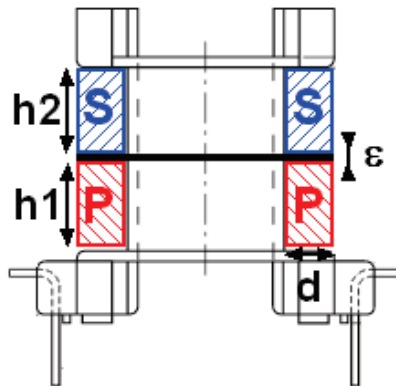


Figure 81 Bobinage du transformateur PQ32/30 incluant une inductance de fuite réglable.

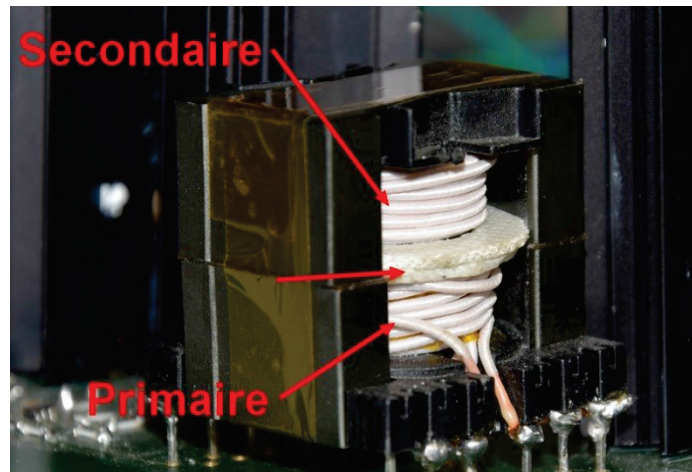


Figure 82 Réalisation du transformateur à inductance résonante intégrée.

3.1.1.4 Comparaison des performances à une fuite externe

L'intégration de l'inductance résonante au sein du transformateur améliore deux aspects du convertisseur :

La surface du convertisseur est réduite par la suppression de l'inductance externe, l'inductance externe¹⁰ permettant un courant de $4 A_{\text{RMS}}$ et une résistance DC de l'ordre du mΩ ayant une surface de 2cm^2 contre 10cm^2 pour le transformateur, soit une augmentation de 20% de la surface occupée par les éléments magnétiques, Figure 83.

¹⁰ Coilcraft SER1400

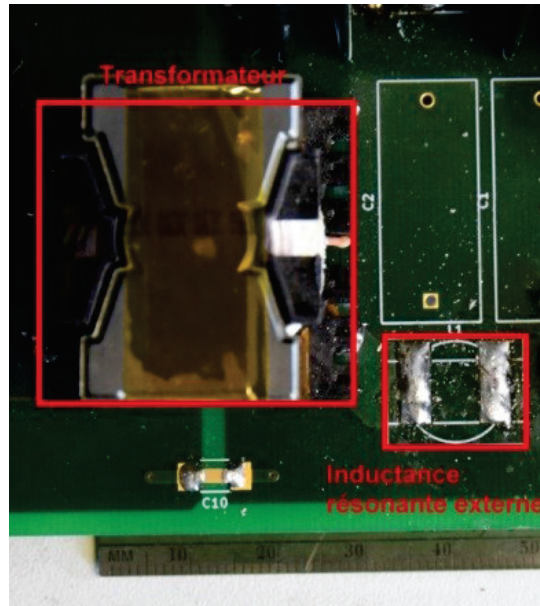


Figure 83 Comparaison des surfaces occupées par l'inductance résonante externe et le transformateur.

Le rendement du convertisseur est augmenté par la suppression d'un composant dont les pertes pouvaient atteindre 3% de rendement pour un fonctionnement à 30 W, Figure 84. Cette différence de pertes au sein du convertisseur est localisée dans l'inductance résonante externe. En effet, celle-ci subit à la fois des pertes en conduction DC et AC, mais également des pertes Fer. La forte amplitude du courant au sein du primaire du transformateur provoque ainsi un accroissement important des pertes au sein de l'inductance résonante externe. Au contraire, lorsque l'inductance résonante est intégrée au transformateur, il n'y a pas de changement du nombre d'enroulements du transformateur et donc aucun impact sur les pertes en conduction au sein du transformateur. Les pertes Fer supplémentaires sont pour leur part inexistantes, l'inductance de fuite du transformateur étant une inductance à air.

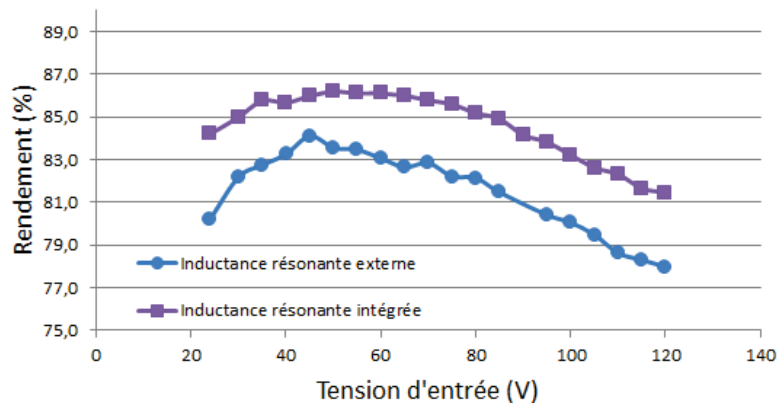


Figure 84 Rendements comparé du convertisseur Flyback avec inductance résonante interne et externe pour une charge de 30 W.

3.1.1.5 Conclusions sur l'inductance de fuite

L'intégration d'une inductance résonante au sein du transformateur nécessite un changement de technique de bobinage afin de contrôler un écart important entre les bobinages primaires et secondaires du transformateur. Cette technique, déjà employée dans les convertisseurs LLC permet

une économie de surface importante au sein du convertisseur avec la suppression d'un composant occupant 20% de la surface du transformateur, ainsi qu'une réduction des pertes avec un rendement mesuré augmentant de 3% à 30 W sur la totalité de la plage de fonctionnement du convertisseur.

L'accroissement des qualités du convertisseur dues à l'intégration de l'inductance résonante justifie l'intérêt du dimensionnement à inductance résonante réduite effectué dans la section précédente. En effet, l'utilisation du convertisseur Flyback à commutation douce sur la totalité de la plage de fonctionnement du convertisseur aurait nécessité l'utilisation d'une inductance résonante de 25 μH qui est impossible à réaliser au sein du transformateur, une inductance externe aurait donc été nécessaire. Or cette inductance externe possédant une résistance DC de l'ordre du $\text{m}\Omega$ ¹¹ aurait nécessité d'être aussi volumineuse que le transformateur afin de réaliser des performances en pertes Fer et pertes Cuivre similaires à celles observées sur les mesures précédentes pour un surcoût proche du coût du transformateur lui-même.

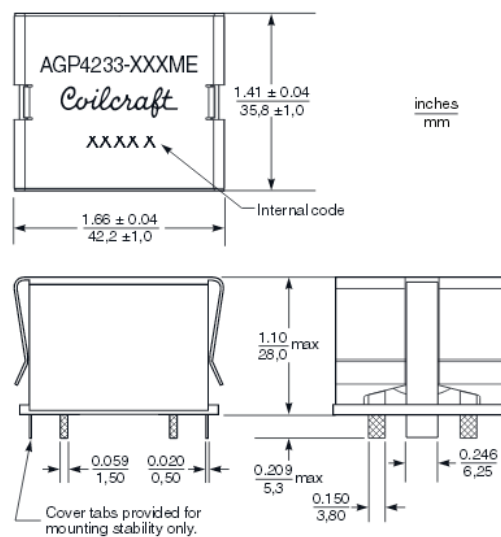


Figure 85 Dimensions d'une inductance 22 μH , 2 $\text{m}\Omega$, AGP4233

3.1.1.6 Conclusions sur l'amélioration du transformateur

Le transformateur est l'élément le plus volumineux du convertisseur et le plus complexe de la cellule de commutation du fait des nombreux paramètres pouvant être modifiés : géométrie, matériau, câbles et méthodes de bobinages. La géométrie et le volume du transformateur ont été choisis en fonction des performances attendues du transformateur lors du dimensionnement du convertisseur, cf. Chapitre 2. En revanche, le type de brins choisi pour la réalisation des bobinages ne se limite pas au simple respect de l'épaisseur de peau du conducteur. Du fait du nombre de tours importants des bobinages (10 au primaire & autant au secondaire) les effets de proximité rendent difficile l'utilisation de bobinages à rubans comme utilisé pour le convertisseur Forward au chapitre précédent. L'utilisation de bobinage en fils de Litz a permis de minimiser ces effets de proximité en assurant une résistance AC des enroulements proche de leur résistance DC, assurant ainsi des pertes en conduction minimales et un rendement maximal.

Un élément spécifique au fonctionnement de cette topologie est l'importante inductance résonante. Cette inductance a pu être intégrée au transformateur par le réglage de son inductance

¹¹ Coilcraft AGP4233

de fuite. L'intégration de cette inductance s'est avérée nécessaire afin d'atteindre un rendement du convertisseur supérieur à 85% tout en n'ajoutant pas de composant magnétique supplémentaire. Une fois les bobinages et l'inductance optimisés, le gain en performances du transformateur a ainsi pu croître de près de 9% face à des bobinages à brins de 200 μm associés à une inductance résonante externe.

3.1.2 Le redressement secondaire

Une fois le transformateur optimisé, il reste une seconde source de pertes importantes, l'interrupteur de redressement secondaire. En effet, contrairement au convertisseur Forward à résonance secondaire décrit dans le chapitre 3, la diode de redressement ne fonctionne pas en commutation douce ce qui ajoute une contrainte de minimisation de la capacité de jonction afin de réduire les pertes issues de la commutation ainsi que le bruit issu de la résonance de la capacité de jonction [47]. La capacité de jonction d'une diode étant d'autant plus importante que les pertes en conduction sont faibles, du fait de l'accroissement de la section de la diode, un compromis entre les pertes en conduction et la valeur de la capacité de jonction doit être réalisé.

Une solution couramment employée dans la conversion à fort courant de sortie afin de réduire les pertes en conduction de l'interrupteur consiste à employer un transistor en parallèle de la diode de redressement, il s'agit du redressement synchrone, Figure 86. Cette technique permet d'employer un transistor possédant une résistance de l'ordre de 10 $\text{m}\Omega$ lorsque une diode de redressement secondaire adaptée possède une résistance série équivalente de l'ordre de 8 $\text{m}\Omega$ ¹² à ajouter aux pertes issues de la chute de tension dans la diode, 750 mV.

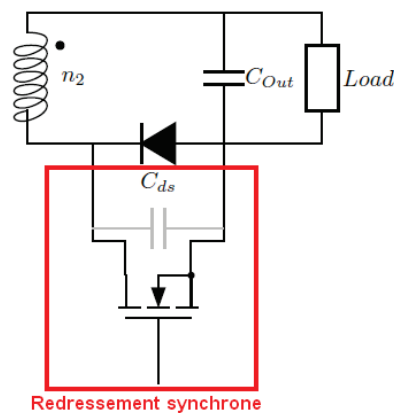


Figure 86 Schéma du secondaire du convertisseur Flyback dans le cas de l'utilisation d'un redressement synchrone.

Afin de limiter les problématiques liées à l'isolation galvanique entre primaire et secondaire, un contrôleur autonome de redressement synchrone a été utilisé¹³. Ce contrôleur permet une commande autonome du MOSFET de redressement secondaire par mesure de la tension aux bornes de l'enroulement secondaire. Le schéma d'application réalisé par TI, Figure 87, a été appliqué afin d'évaluer les performances de cette stratégie de commutation face à un redressement passif.

¹² Diode de redressement secondaire STTH6003

¹³ Texas instruments, UCC24630

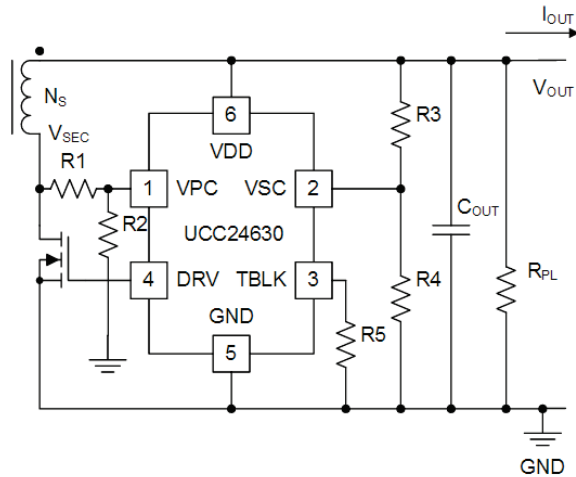


Figure 87 Schéma d'application du contrôleur UCC24630

La mesure de tension aux bornes du MOSFET est nécessaire au calcul du temps de conduction du transistor par le contrôleur. Or cette tension subit un pic et une résonance due à l'inductance de fuite ramenée au secondaire avec la capacité parasite parallèle à l'interrupteur, Figure 88. Dans le cas d'un redressement synchrone, cette capacité parasite est augmentée du fait de l'ajout en parallèle de la diode d'un MOSFET dont la capacité drain-source est supérieure à celle de la capacité de jonction de la diode (jusqu'à 1 décade pour les MOSFET à très faible $R_{DS(on)}$). Il importe donc d'atténuer suffisamment la résonance aux bornes de cette capacité parasite via un snubber afin que la mesure de tension par le contrôleur soit cohérente et permette d'appliquer les bons temps de conduction au MOSFET.

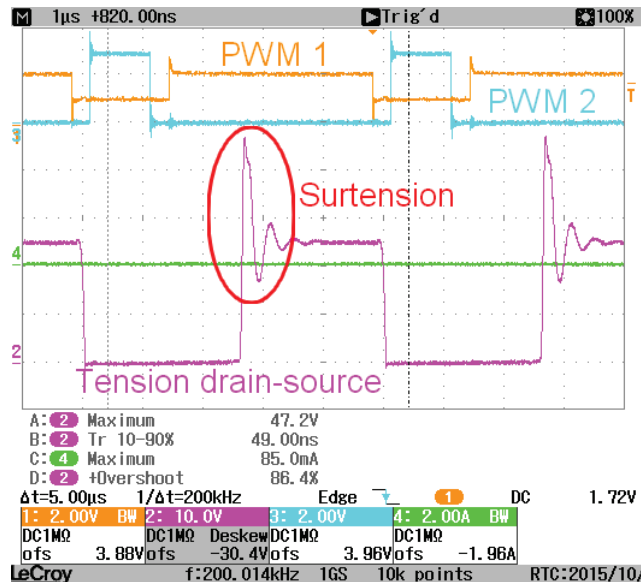


Figure 88 Tension drain-source aux bornes du transistor de redressement synchrone

Afin de réaliser un amortissement correct du secondaire, il faut que la capacité du snubber soit égale à la capacité parasite de l'interrupteur. Or les pertes dans le snubber sont égales à :

$C_{snubber} V_{DS}^2 f_{sw}$. Ces pertes sont donc proportionnelles à C_{DS} et il faut donc minimiser cette capacité afin de permettre de réduire les pertes dans le snubber, prépondérantes en haute tension.

Ainsi, pour un MOS très faible R_{DSon} mais ayant une forte capacité parasite tel que le IPP075N15N3 (5mΩ, 5,5nF), les pertes dans le snubber seront supérieures aux pertes dans la diode seule avec son snubber adapté dès 30V de tension d'alimentation pour une charge de 30W, Figure 89.

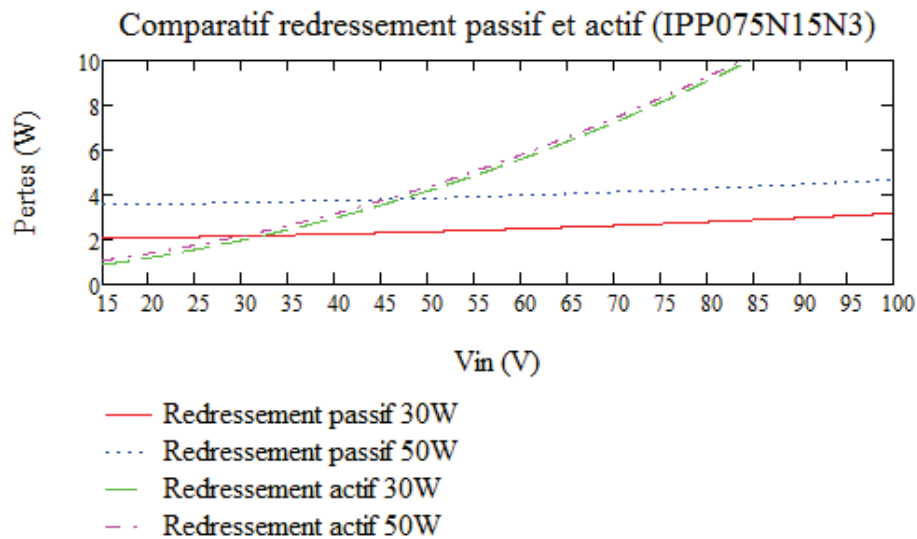


Figure 89 Simulation Mathcad des performances du redressement passif et du redressement actif utilisant le transistor IPP075N15N3

Le résultat de simulation précédent calculé sous Mathcad est cohérent avec la mesure des performances globales du convertisseur, montrant une baisse du rendement par rapport au redressement passif significatif dès 30V. L'amélioration du rendement est significative pour le redressement synchrone lorsque la tension d'alimentation est faible, ici le gain est de 1 à 1,5 points de rendement pour une tension d'alimentation inférieure à 20 V et une charge de 30 W, dans le cas de l'utilisation du transistor IPP320N20, Figure 90.

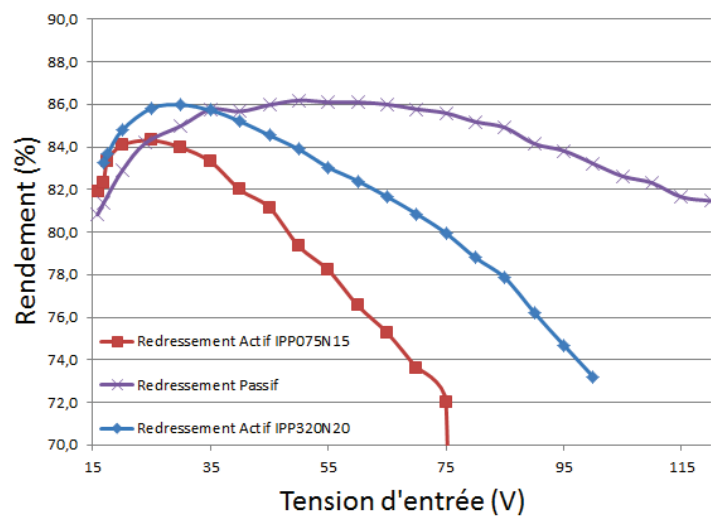


Figure 90 Rendements comparés du redressement passif et du redressement actif pour une charge de 30 W.

Un compromis entre la capacité drain-source du MOSFET et la résistance drain-source du transistor doit donc être réalisé afin de minimiser la consommation du snubber sans que la valeur de la résistance ne devienne trop importante pour réaliser un gain significatif par rapport à l'utilisation d'une diode. Le meilleur compromis obtenu au cours des essais pour un transistor 200 V est le transistor IPP320N20 ($R_{DSon} = 28 \text{ m}\Omega$, $C_{DS} = 1,77 \text{ nF}$). Les simulations sous Mathcad confirment cependant l'absence d'intérêt de cette stratégie au-delà d'une tension d'entrée de 55 V pour une charge de 30 W, Figure 91.

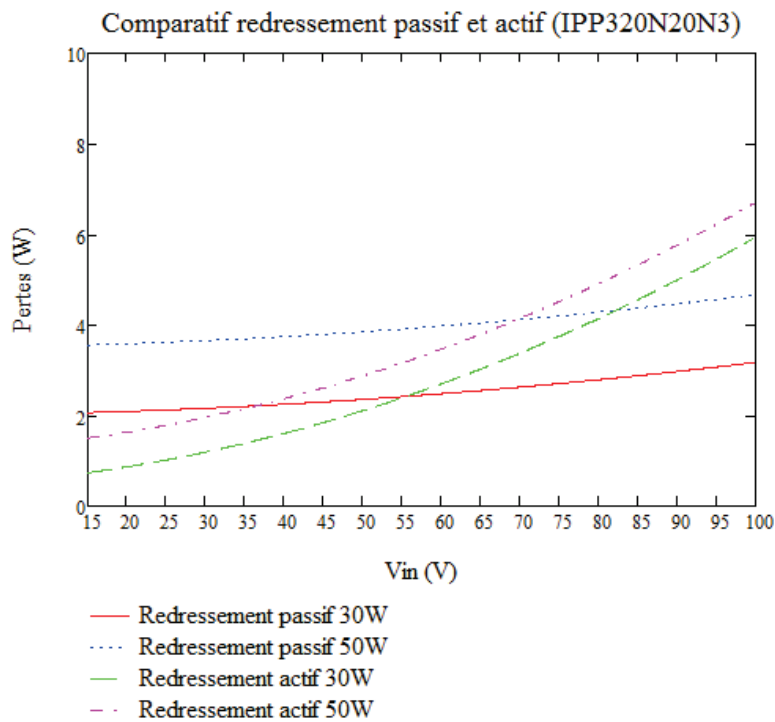


Figure 91 Simulation Mathcad des performances du redressement passif et du redressement actif utilisant le transistor IPP320N20N3.

L'amélioration des performances du convertisseur avec la réduction des capacités drain-source des MOSFET est également confirmée sur le prototype avec une augmentation de la plage de tension d'entrée favorable au redressement synchrone face au redressement passif. Néanmoins, la consommation du snubber en haute tension d'entrée rend impossible l'utilisation du redressement synchrone dans le cadre d'un convertisseur Flyback à clamp actif à large plage de tension d'entrée. Le redressement secondaire passif reste donc la solution la plus efficace pour ce type d'application tant que les capacités drain-source des transistors utilisables pour ces applications seront supérieures aux capacités de jonction des diodes de redressement.

3.2 Performances du prototype

Le prototypage du convertisseur sur PCB, Figure 93, a permis d'effectuer des mesures de performances réelles du convertisseur et de constater des performances analogues à celles obtenues en simulation, avec pour une charge de 30 W un rendement maximal de 86% et supérieur à 80% sur une large plage de tension d'entrée allant de 15 V à 154 V, assurant ainsi un gain de 1 à 2% par rapport aux convertisseurs à commutation dure actuellement sur le marché et fonctionnant à une fréquence de commutation 3 fois inférieure à celle de notre prototype, Figure 92.

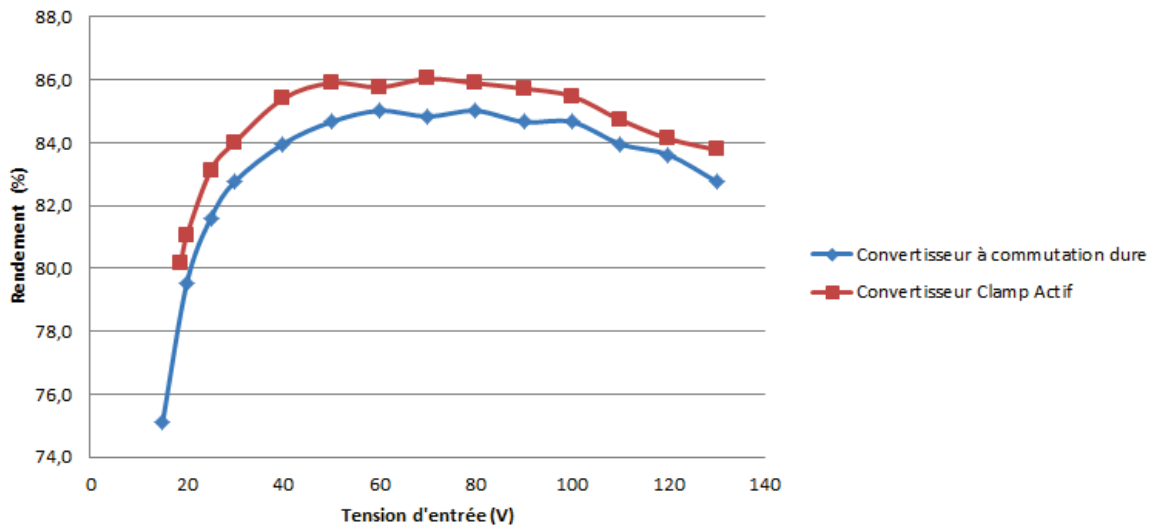


Figure 92 Comparaison des performances du prototype à celle des convertisseurs déjà commercialisés.

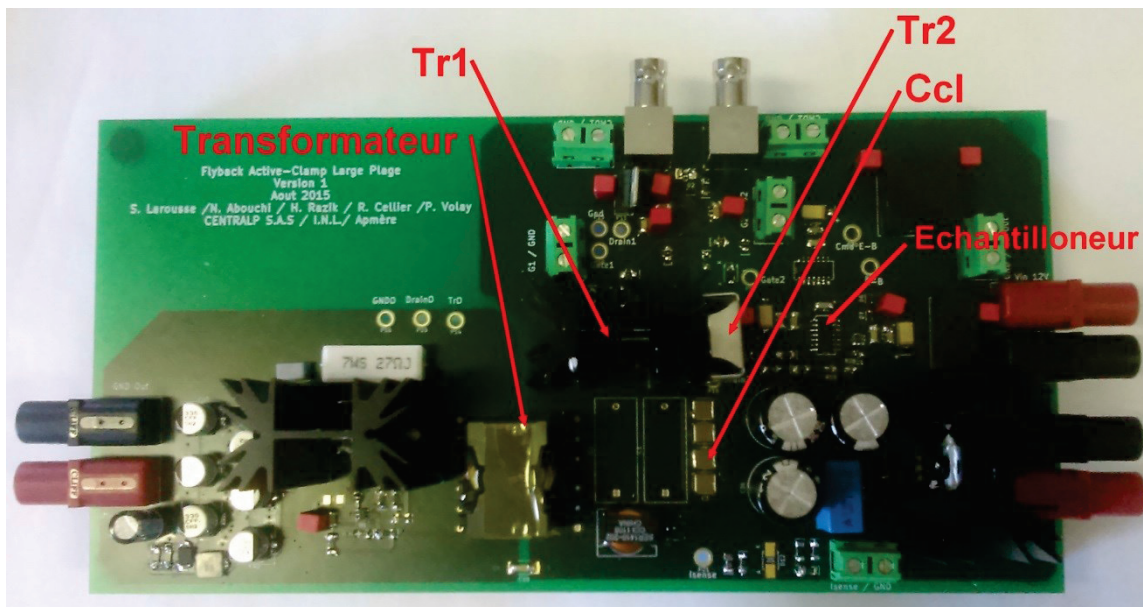


Figure 93 Prototype du convertisseur Flyback à clamp actif.

3.2.1 Gains apportés par les améliorations technologiques

Les améliorations technologiques décrites précédemment ont permis de minimiser les pertes dans le convertisseur sur la totalité de sa plage de fonctionnement. Malgré l'impossibilité de réaliser une commutation douce des MOSFET dans toutes les situations de fonctionnement, une stratégie de commutation mixte, utilisant soit une commutation douce, soit une commutation en creux de tension a pu être réalisée. De plus, le transformateur du convertisseur a été dimensionné et réalisé afin de permettre une intégration de l'inductance résonante de la cellule de puissance, réduisant ainsi le nombre de composant et augmentant de près de 3% les performances du convertisseur par rapport à une conversion utilisant une inductance externe. A contrario, l'impossibilité d'utiliser un redressement synchrone compétitif a été confirmée, le fonctionnement à tension d'entrée élevée provoquant des pertes importantes dans le snubber de protection du MOSFET de redressement.

3.2.2 Impact des temps morts sur les performances

Lors des premières mesures des performances du convertisseur, une forte variabilité des performances du convertisseur en fonction de la durée des temps morts de la MLI a été constatée. Cette variabilité des performances s'explique par la nécessité de commuter au minimum de la tension de drain du transistor Tr_1 pour minimiser ses pertes en commutation.

La résonance de la tension de drain de Tr_1 étant fonction de la valeur des éléments résonants du convertisseur, la durée des temps mort à la commande des MOSFETs a donc dû être réglée manuellement au cours des premiers essais en fonctionnement du convertisseur. Cette phase de réglages a été l'occasion de constater la forte interdépendance entre les durées de temps morts et les performances du convertisseur, Figure 94. En effet, les performances du convertisseur peuvent varier de près de 2 W pour une variation de temps mort de 150 ns lorsque la tension d'entrée est en deçà de 110 V. Au-delà des 110 V la situation se dégrade plus rapidement avec une perte de 5% de rendement pour une variation de temps mort de 50 ns à 134 V de tension d'entrée.

De plus, l'optimum de temps mort à la commutation semble varier avec la tension d'alimentation, ce qui nécessite une analyse plus fine du comportement des éléments intervenant dans la résonance de la tension.

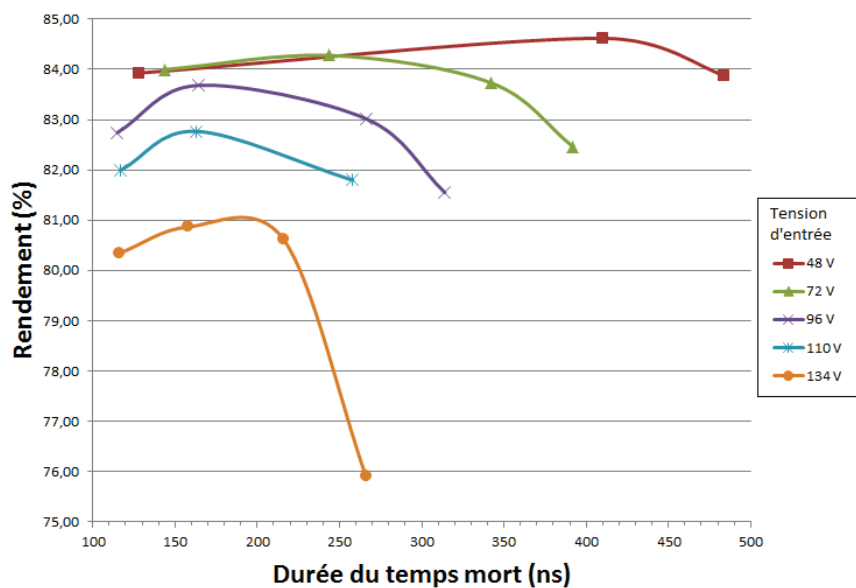


Figure 94 Evolution des performances du convertisseur en fonction de la durée du temps mort des commandes et de la tension d'entrée pour une charge de 30 W.

4 Variabilité de la résonance de la tension V_{DS}

Dans cette section, la variabilité de fréquence de résonance de la tension de drain du transistor Tr_1 a été étudiée afin de déterminer les causes des variations de temps mort optimal observées dans la section précédente, Figure 94. Dans un premier temps, la principale cause de variabilité de la résonance a été identifiée et quantifiée. Dans une seconde partie, les conséquences de cette variabilité sur les performances du convertisseur ont été calculées.

4.1 Causes de la variabilité de la résonance

4.1.1 Rappel sur la résonance de V_{DS}

La résonance de V_{DS} est provoquée par l'entrée en résonance de l'inductance de fuite L_F au primaire du transformateur et de la capacité drain-source du transistor Tr_1 , Figure 95 et Figure 96. Ces deux éléments étant les seuls responsables de la résonance à l'origine de la commutation en creux de tension du convertisseur, ce sont les causes de variations de ceux-ci qui ont été étudiées afin de déterminer l'origine de l'évolution de la fréquence de résonance de V_{Drain} avec la tension d'entrée du convertisseur.

La résonance entre L_F et C_{DS} est une fonction sinusoïdale du temps dont la fréquence est égale à :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_{DS}}} \quad (57)$$

Le délai entre le début de cette résonance étant d'un quart de période afin d'obtenir une tension V_{Drain} minimale, ce temps mort optimal (T_{opt}), illustré Figure 97, se définit donc ainsi :

$$T_{opt} = \frac{1}{2}\pi\sqrt{L_F C_{DS}} \quad (58)$$

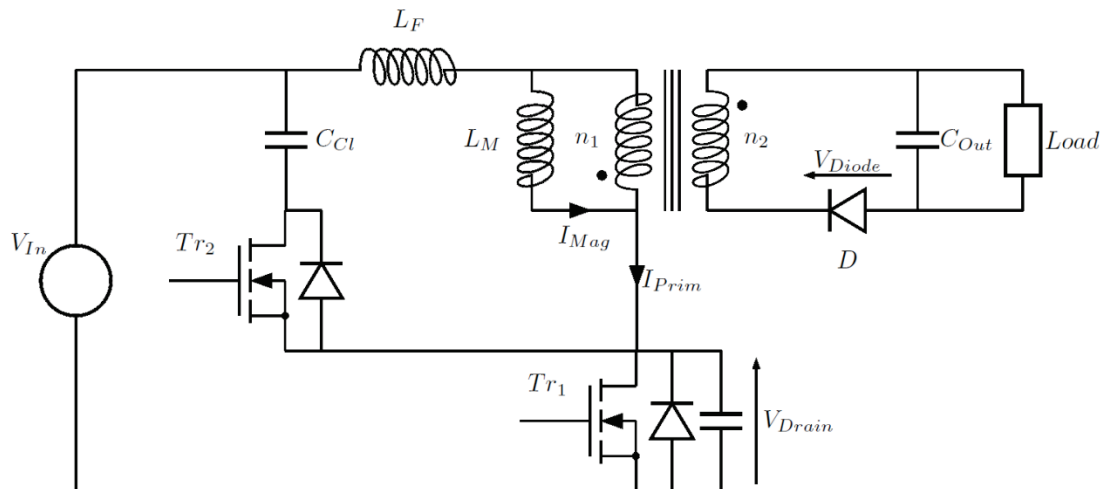


Figure 95 Schéma du convertisseur Flyback à clamp actif.

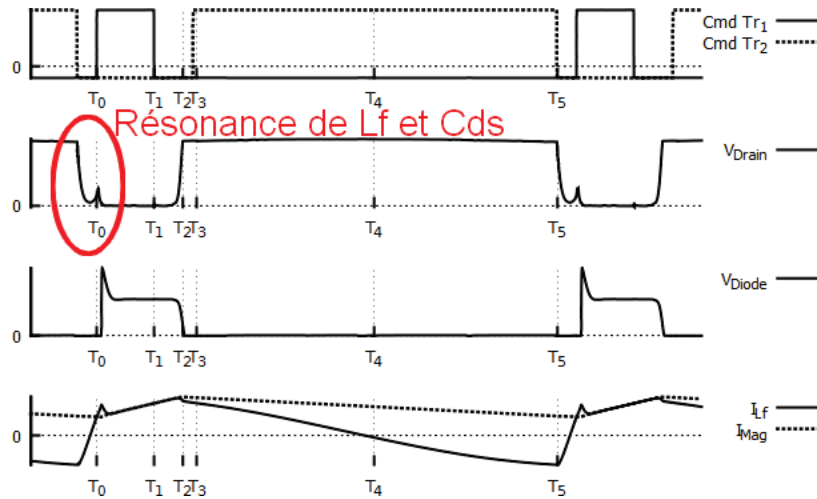


Figure 96 Principales formes d'ondes de tension et de courant observées sur le convertisseur Flyback à clamp actif.

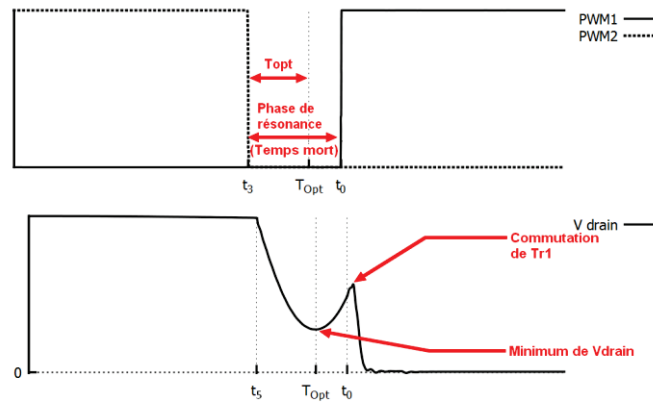


Figure 97 Détail de la résonance de la tension de drain

4.1.2 L'inductance résonante L_F

L'inductance L_F est construite au sein du transformateur. Celle-ci ne varie pas mais sa valeur, fixée lors de la fabrication du transformateur peut différer de celle prévue. Les caractéristiques sont généralement données avec une marge de 10% par les fabricants de transformateurs.

Le temps mort optimal permettant une commutation à tension minimale du MOSFET Tr_1 subit donc lui aussi des variations mais celles-ci restent atténuées par le facteur v intervenant dans la définition de T_{opt} . Une variabilité de 10% de la valeur de L_F ne faisant varier que de 10 ns la valeur de T_{opt} , la variabilité de l'inductance de fuite n'impacte donc pas suffisamment la résonance pour avoir un effet notable sur le comportement du convertisseur, Figure 98.

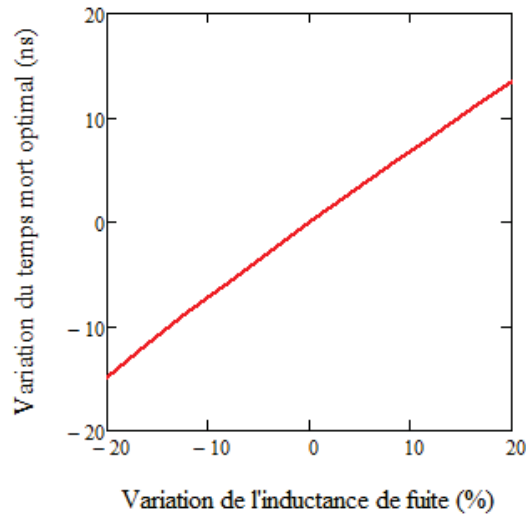


Figure 98 Impact des variations de l'inductance L_f sur le temps mort optimal.

4.1.3 La capacité Drain-Source

La capacité drain-source du transistor Tr_1 est un élément parasite du circuit. Cette capacité varie peu en production, celle-ci étant liée à la surface de la jonction au sein du transistor dont les caractéristiques ne subissent pas de variation notable [48].

4.1.3.1 Variation de C_{DS} en fonction de V_{Drain}

Si la valeur de C_{DS} ne varie pas par rapport aux valeurs prévues par le constructeur du transformateur, la valeur de cette capacité varie en fonction de la tension drain-source qui lui est appliquée [49]. En effet, la capacité drain-source du transistor évolue avec l'épaisseur de la zone de charge d'espace de sa jonction P/N lorsque le transistor est bloqué. Ce phénomène est amplifié dans les transistors CoolMOS du fait de la surface importante de la jonction entre drain et source du transistor [47] [48].

La capacité de sortie du transistor « CoolMOS C6 » employé peut ainsi varier d'un facteur 20 dans la plage de fonctionnement du convertisseur, Figure 99. Cette forte réduction de la capacité C_{DS} avec l'augmentation de V_{Drain} entraîne la réduction de la fréquence de résonance de l'ensemble C_{DS} - L_f . L'augmentation de la tension réduit donc la valeur de T_{opt} .

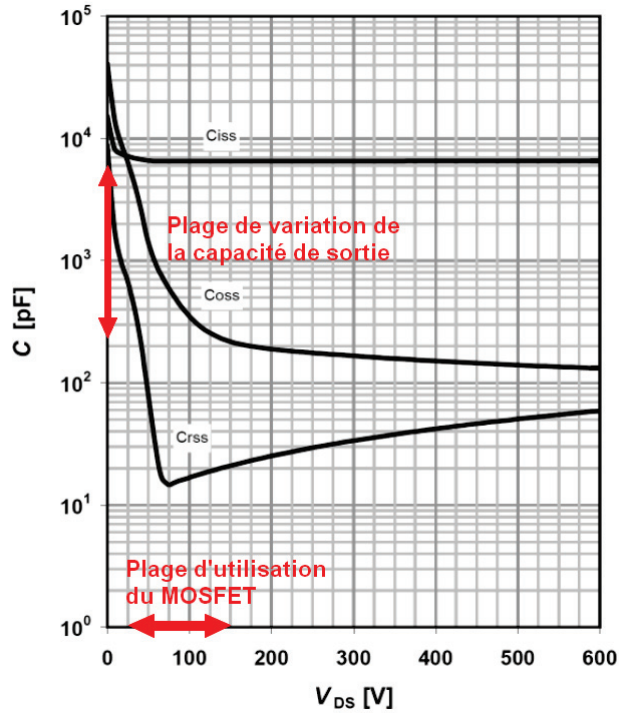


Figure 99 Evolution de la capacité CDS du MOSFET IPW60R041C6 dans la plage de fonctionnement du convertisseur.

4.1.3.2 Linéarisation de C_{DS}

C_{DS} étant une capacité non-linéaire fonction de V_{Drain} , celle-ci doit être linéarisée en fonction de la charge totale accumulée afin de retranscrire son comportement lors de sa décharge, [38]. La valeur de C_{DS} linéarisée en fonction de la charge devient ainsi :

$$C_{DSQ}(V_{Drain}) = \frac{1}{V_{Drain}} \int_0^{V_{Drain}} C_{Drain}(V_{Drain}) dV_{Drain} \quad (59)$$

Sa linéarisation à partir des données fournies par le constructeur (Figure 99) permet d'effectuer des modélisations du comportement de la résonance en fonction de la tension V_{DS} et par extension de la tension d'entrée, la tension de drain étant égale à $V_{in}+V_{out}$ pour un rapport de transformation unitaire (Cf. chapitre 2).

Les modélisations de V_{Drain} en fonction de V_{IN} montrent ainsi une importante variation de la période de résonance, Figure 100. Entre 60 et 134 V de tension d'entrée, la durée de T_{Opt} est réduite de 70 ns. Tandis que la variation de C_{DS} est généralement négligée dans la modélisation du comportement du convertisseur Flyback à clamp actif, [17] [18], celle-ci ne peut plus être considérée comme constante du fait d'un fonctionnement en creux de tension sur une large plage de tension d'entrée sans prendre le risque d'un fort accroissement des pertes en commutation comme constaté lors des précédentes mesures réalisées à diverses valeurs de temps mort, Figure 94.

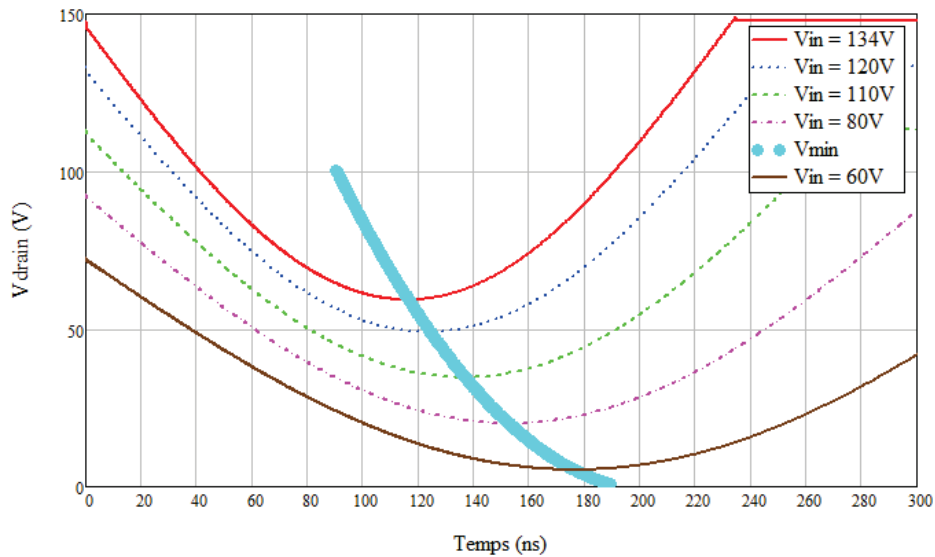


Figure 100 Evolution de la tension V_{Drain} avec la tension d'entrée du convertisseur.

4.2 Impact de la variabilité de C_{DS}

Comme vu précédemment, la variabilité de C_{DS} en fonction de la tension V_{Drain} est la principale cause de variation du temps mort optimal à la commutation de Tr_1 . Or, les temps morts à la commutation dans les convertisseurs Flyback à clamp actifs sont généralement fixés une fois pour toutes au moment de la conception du convertisseur, [50] [51]. Afin de déterminer la faisabilité d'une commande à temps mort fixe, permettant d'employer un contrôleur standard pour la commande du convertisseur, les pertes en commutations au sein du transistor Tr_1 en fonction de la tension d'entrée ont été simulées dans trois configurations, Figure 101:

1. Dans la première configuration, le temps mort est fixé afin de permettre une commutation douce sur la plus grande plage de tension d'entrée. Ce temps mort a été défini pour la limite de commutation douce sous une charge de 30 W, soit un temps mort de 190 ns.
2. Dans la seconde configuration, le temps mort est fixé en fonction du temps mort optimal à la tension d'entrée maximale, afin de limiter les pertes en commutations dans la configuration la plus défavorable, ce temps mort est donc égal au temps mort optimal dans le cas de la tension maximale d'entrée du convertisseur, soit 95 ns pour une tension d'entrée de 154 V.
3. La troisième configuration considère un temps mort variable. Dans ce cas, une approximation affine du temps mort optimal en fonction de la tension d'entrée a été réalisée. Cette configuration permet d'évaluer les pertes minimales envisageables sur la totalité de la plage de fonctionnement du convertisseur tout en maintenant une plage de commutation douce (ZVS) aussi large que possible.

La première caractéristique, optimisée pour les basses tensions, permet de maintenir une commutation douce jusqu'à une tension d'entrée de 60 V. Mais cette configuration entraîne un important décalage entre temps mort optimal et temps mort effectif en haute tension. Cette différence augmentant avec la tension d'entrée, les pertes en commutation augmentent au sein de Tr_1 jusqu'à dépasser les 4 W à la tension maximale en entrée du convertisseur, 154 V.

La seconde caractéristique, optimisée pour la tension maximale, permet de minimiser les pertes en commutation. En revanche, les pertes en commutations sont supérieures de $\frac{1}{2} W$ aux pertes minimales lorsque le convertisseur fonctionne au centre de sa plage de tension d'entrée, entre 60 et 90 V. Cette seconde caractéristique présente également pour inconvénient de ne pas maintenir une commutation douce en basse tension, la commutation ayant lieu avant que la tension V_{Drain} ne descende à 0 V. Cette perte de la commutation douce entre 20 V et 60 V entraîne, outre une augmentation des pertes en basse tension, une augmentation des bruits conduits causés par la commutation dure de Tr_1 .

Enfin, la troisième configuration permet à la fois un maintien de la commutation douce jusqu'à 60 V, mais également la minimisation des pertes en commutation sur la totalité de la plage de fonctionnement du convertisseur. Cette configuration optimale nécessite en revanche de pouvoir faire varier le temps mort à la commande des MOSFETs, paramètre habituellement fixé dans les convertisseurs actuellement industrialisés.

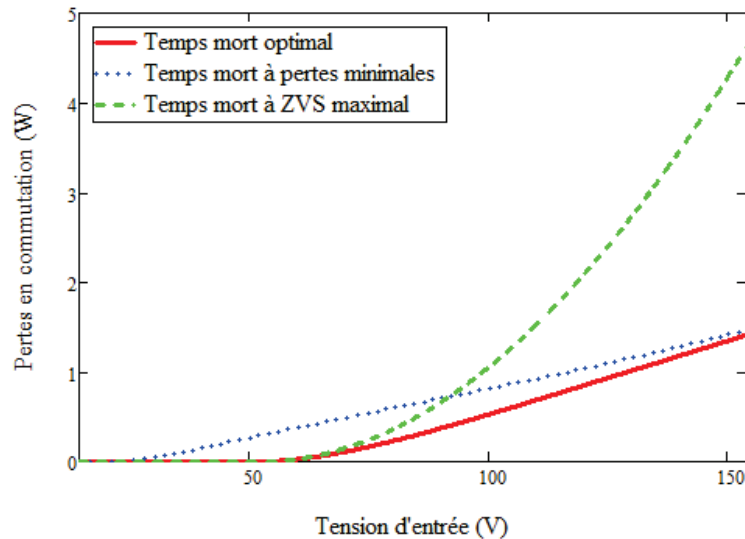


Figure 101 Comparaison des pertes en commutation au sein de Tr_1 en fonction de la tension d'entrée et de la valeur du temps mort choisie.

Afin de minimiser les pertes en commutation tout en maximisant la plage de fonctionnement en commutation douce du convertisseur, il faut donc permettre un suivi du temps mort à la commutation. Ce dispositif n'étant pas proposé par les équipements industriels actuels, nous avons initié un contrôle permettant de réaliser la fonction de suivi du temps mort optimal.

5 Stratégies de suivi du minimum de tension

Deux stratégies du suivi de minimum de V_{Drain} ont été développées. Ces deux techniques basées sur des mesures et des méthodes différentes sont présentées. Celles-ci ont été testées sur la maquette de convertisseur réalisée précédemment à l'aide d'un microcontrôleur, permettant d'implémenter les algorithmes choisis.

5.1 Adaptation par mesure de la tension d'alimentation

5.1.1 Description de la stratégie

Cette première stratégie s'appuie sur la caractérisation du comportement de la capacité C_{DS} en fonction de la tension d'entrée du convertisseur. En effet, une fois le comportement de $C_{DS}(V_{in})$ connu, la durée de T_{Opt} en fonction de la tension d'entrée, $T_{Opt}(V_{in})$, peut être estimée précisément sachant que la valeur de C_{DS} ne varie pas de façon significative entre deux composants de la même référence.

La variable déterminant la valeur de T_{Opt} est donc la tension d'entrée du convertisseur. Cette tension peut aisément être mesurée par un convertisseur analogique-numérique (CAN) basse fréquence, fonctionnant en deçà de 1 MHz. Cette caractéristique est un avantage, face aux stratégies employées dans la détection de creux de tension pour les convertisseurs Flyback quasi-résonants qui malgré des fréquences de résonance inférieures au mégahertz nécessitent une intégration de la chaîne de détection au sein de la commande du MOSFET pour limiter les temps de propagation du signal, [52] [53]. De plus, le temps de propagation des signaux de commande au sein du driver employé est supérieur à 65 ns^{14} . Ce délai rend impossible une commande agissant sur le MOSFET dès la détection du creux de tension comme réalisé par [54], un retard de l'ordre de 70 ns se matérialisant par des pertes dépassant 1 W pour une tension d'entrée de 120 V, Figure 102.

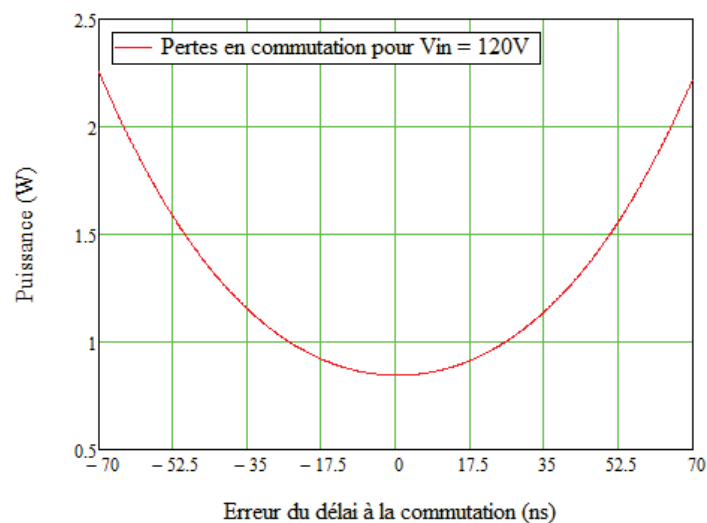


Figure 102 Simulation des pertes en commutation en fonction de l'écart entre le temps mort et T_{Opt} .

Afin de simplifier la stratégie de contrôle du temps mort et de limiter la capacité de calcul nécessaire, dans le but d'implémenter ultérieurement ce contrôle sur FPGA ou sur une machine d'états, le contrôle fonctionne avec un nombre réduit de valeurs de temps morts. Cette technique permet d'employer une simple table de correspondance (look-up table ou LUT) nécessitant peu d'espace mémoire et minimisant les calculs au sein du convertisseur, Figure 103.

¹⁴ Analog devices, ADUM 7223.

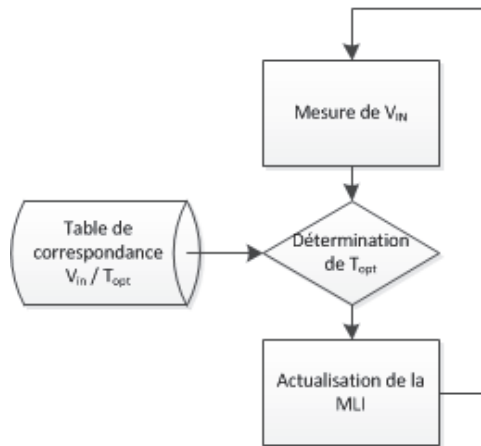


Figure 103 Méthode de suivi du creux de tension par mesure de V_{IN} .

5.1.2 Implémentation sur le prototype

L'implémentation du suivi de creux de tension a été réalisée sur un microcontrôleur STM32. Il est identique à celui employé dans le contrôle du convertisseur Forward à résonance secondaire au chapitre précédent.

Afin d'évaluer le gain de cette stratégie de commande, celle-ci a été comparée à la commande à temps mort fixe permettant la plage de ZVS maximale présentée dans la section précédente. Comme prévu, la fréquence de résonance de V_{DS} décroît avec l'augmentation de la tension d'alimentation, provoquant dans le cas de la commande à temps mort fixe un décalage entre l'instant de la commutation et le minimum de V_{DS} , Fig.104.

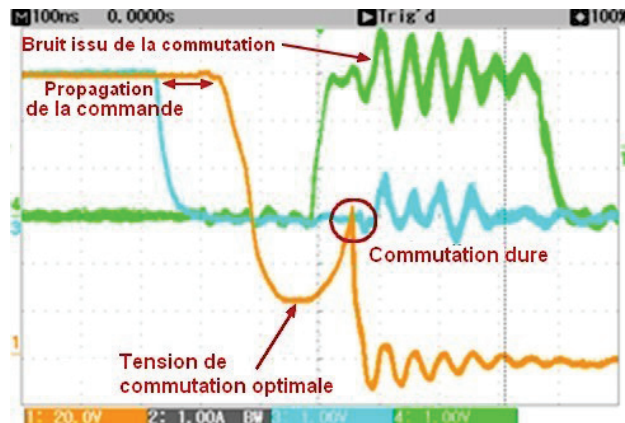


Fig.104 Commutation à temps mort fixe et 120 V de tension d'entrée. V_{Drain} (Orange), Commande de Tr_1 (Vert) et Commande de Tr_2 (Bleu).

L'impact de cette tension de commutation élevée sur les signaux de commande des MOSFETs a également pu être observé, avec des ondulations importantes de la tension de commande de grille, Fig.104 allant jusqu'à provoquer des commutations spontanées et indésirables de Tr_1 au-delà de 130 V de tension d'entrée avec pour conséquence la destruction de Tr_1 .

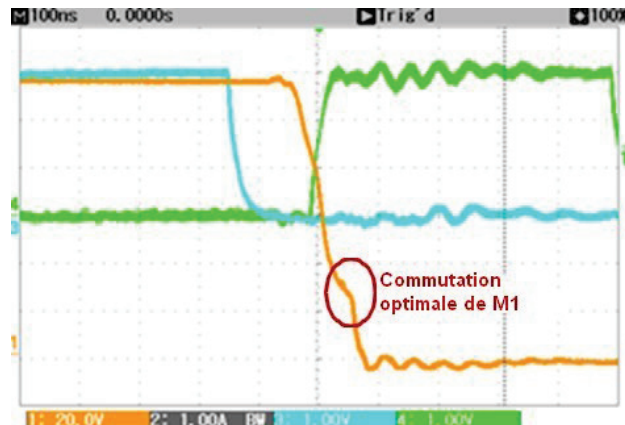


Fig.105 Commutation à temps mort fonction de V_{IN} et 120 V de tension d'entrée. V_{Drain} (Orange), Commande de Tr_1 (Vert) et Commande de Tr_2 (Bleu).

Au contraire du fonctionnement à temps mort fixe, la commande à temps mort fonction de V_{IN} suit le minimum de V_{DS} . Elle permet ainsi une commutation minimisant les bruits de commutation, Fig.105.

5.1.3 Résultats obtenus

L'impact du suivi de tension se fait également sentir sur les performances du convertisseur, avec un écart atteignant les 2% de rendement entre la commutation à temps mort fixe et la commutation à temps mort fonction de V_{IN} , pour une tension d'entrée de 130 V, Figure 106.

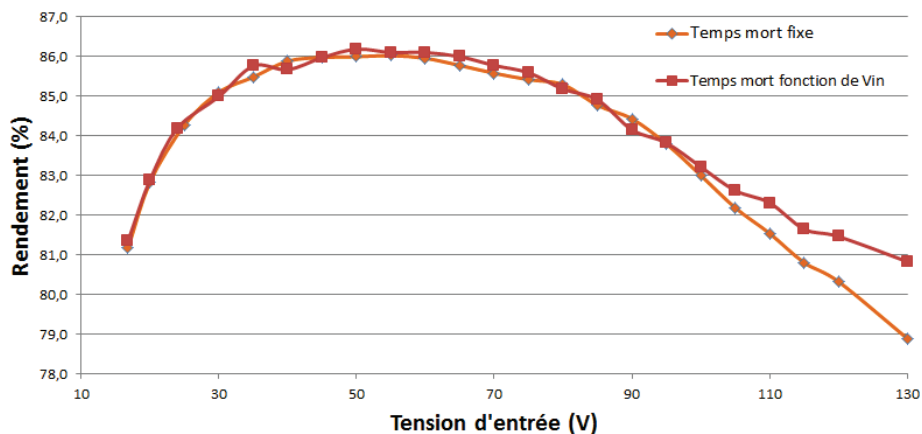


Figure 106 Rendements comparés de la commande à temps-mort fixe et de la commande fonction de V_{IN} pour une charge de 30 W.

L'accroissement des performances du convertisseur à haute tension d'entrée est localisé sur le transistor Tr_1 . Celui-ci commutant à tension de drain moindre, les pertes en commutation y sont réduites, ce qui se manifeste par une diminution notable de l'ordre de 10°C de la température de Tr_1 , Figure 107.

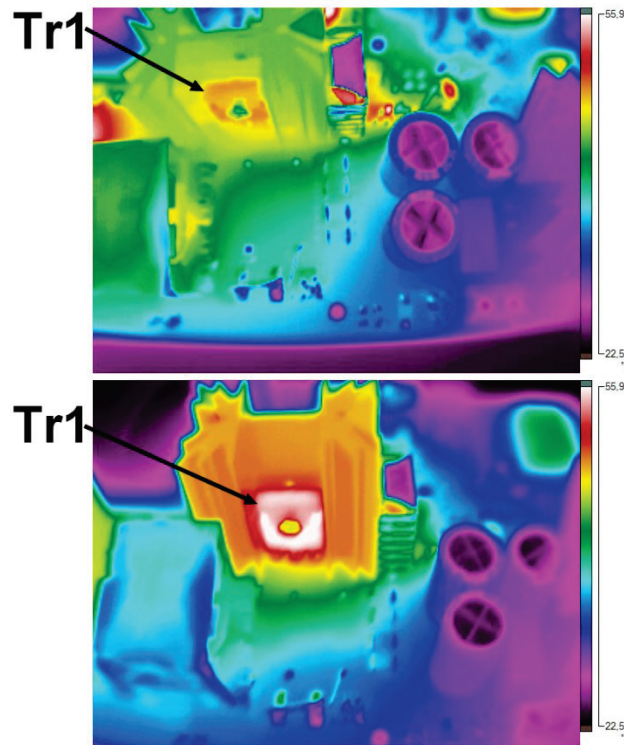


Figure 107 Echauffement de Tr_1 dans le cas d'une commutation à temps mort fonction de V_{IN} (haut) et à temps mort fixe (Bas) pour une tension d'entrée de 130 V.

5.2 Suivi direct du creux de tension

La stratégie précédente permet un suivi du creux de tension et ainsi une minimisation des pertes en commutation de Tr_1 . Cette stratégie ne reposant pas sur une mesure directe du creux de tension, mais sur une caractéristique mesurée avant la mise en fonctionnement du convertisseur. Elle nécessite une phase de caractérisation des éléments résonants, devant être renouvelée à chaque modification de la topologie ou des références de composants employés.

Afin de pallier cette contrainte, une seconde stratégie employant une mesure directe du creux de tension a été étudiée.

5.2.1 Description de la stratégie

La stratégie couramment employée dans les convertisseurs quasi-résonants consiste en une détection du creux de tension et une commutation réalisée quelques dizaines de nanosecondes plus tard, [52] [53] [54]. Cette technique n'est pas adaptée à la résonance au sein du convertisseur Flyback clamp actif du fait de la fréquence de résonance plus élevée et du coût important de la conception d'un ASIC¹⁵ pour de petites séries.

Une stratégie pouvant être employée malgré la fréquence élevée de la résonance est présentée par [55]. Cette stratégie de Perturbation et Observation (P&O), est déjà abondamment employée dans la conversion d'énergie photovoltaïque afin de maximiser la puissance transmise par le convertisseur (Maximum Power Point Tracking, MPPT) [56] [57].

¹⁵ ASIC : Application-Specific Integrated Circuit, ou circuit intégré spécifique à une application.

La stratégie P&O appliquée au convertisseur Flyback à clamp actif consiste à modifier la durée du temps mort d'une durée δt avant la commutation de Tr_1 et à mesurer la nouvelle valeur de la tension de V_{Drain} quelques nanosecondes avant la commutation. Cette mesure, comparée à celle effectuée avec la valeur de temps mort précédente, permet de déterminer le sens d'évolution de V_{Drain} : Si la tension a augmenté (cas de la transition $T_3 \rightarrow T_4$, Figure 108), c'est que la durée du temps mort a été modifiée dans une direction défavorable, éloignant le temps mort du temps mort optimal. Au contraire, si la tension a diminué (transition $T_1 \rightarrow T_2$), le temps mort évolue vers le temps mort optimal. En fonction du résultat de cette comparaison, la durée du temps mort est à nouveau modifiée pour se rapprocher de T_{Opt} , Figure 109. Une fois le minimum de tension atteint, le temps mort oscille ainsi autour de T_{Opt} .

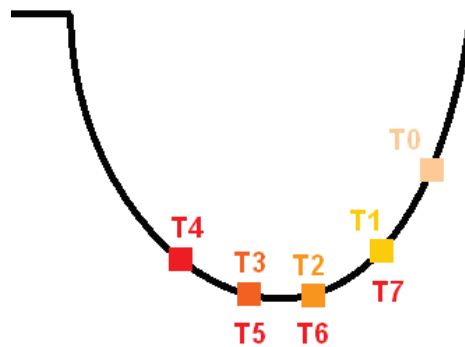


Figure 108 Illustration de l'algorithme P&O pour la recherche du minimum de tension.

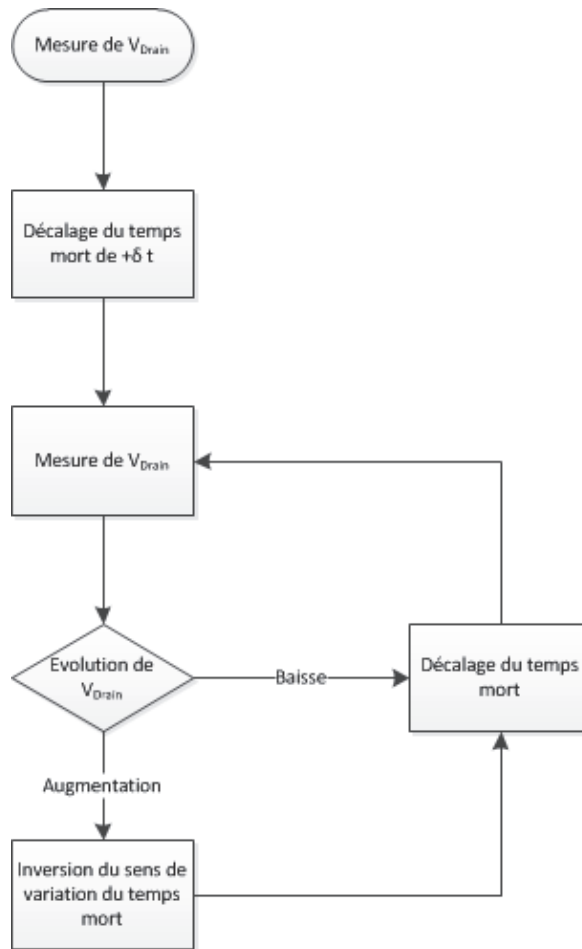


Figure 109 Algorithme Perturber & Observé appliqué au convertisseur Flyback à résonance secondaire.

5.2.2 Limites techniques & imprécision

L'implémentation de l'algorithme P&O, même si celui-ci fonctionne à une fréquence d'échantillonnage faible, inférieure ou égale à la fréquence de commutation du convertisseur, nécessite tout de même une précision importante de la commutation : l'algorithme cherchant à minimiser la tension échantillonnée, celle-ci doit être la plus proche possible de la tension à l'instant de la commutation afin de limiter le déphasage entre l'instant de la commutation et le minimum de tension.

L'évaluation du décalage acceptable entre temps mort réel et temps mort optimal peut être réalisée à partir de la mesure des pertes causées sur l'erreur du temps mort réalisée précédemment, Figure 102. Un écart de 40 ns entre l'instant de la commutation et le minimum de tension du convertisseur pouvant provoquer une augmentation non négligeable des pertes de $\frac{1}{2} W$, le délai entre échantillonnage et commutation effective doit être inférieur à 40 ns.

Afin de permettre une stabilisation proche du minimum de V_{Drain} , le pas de décalage de la commande de commutation doit être tel que lorsque la tension échantillonnée oscille autour du minimum de tension, le décalage avec le minimum de tension n'ai pas d'impact significatif sur les performances de la commutation. Pour cela, la précision du générateur de MLI a été exploitée à son maximum avec un pas de variation du temps mort δt de 12 ns.

De plus, pour permettre de détecter les variations de V_{Drain} , l'échantillonneur bloqueur doit avoir une vitesse de balayage (slew-rate) et une bande passante suffisamment élevées pour détecter les variations survenues pendant l'intervalle δt . Les microcontrôleurs destinés à la conversion DC/DC tels que les Piccolo de Texas Instruments ainsi que le contrôleur STM32 utilisé au cours des essais ne permettent pas une telle précision. Avec une durée d'échantillonnage minimale de 18 ns et une constante de temps de l'échantillonneur de 24 ns, le STM32 n'est pas adapté à un échantillonnage rapide et ne répond pas à nos attentes.

Malgré une conversion analogique-numérique nécessaire de 200 kHz tout à fait à la portée des microcontrôleurs utilisés, l'intégralité de la chaîne d'acquisition de la tension V_{Drain} ne peut donc être réalisée sur le même composant. L'échantillonnage-blocage de V_{Drain} doit être réalisé par un composant externe au microcontrôleur afin que la mesure soit suffisamment rapide et précise. Pour cela, un échantillonneur-bloqueur à large bande passante (710MHz) et faible délai de propagation (3 ns) a été ajouté à la chaîne d'acquisition de signal, le circuit de restauration de signal OPA 615 de Texas Instruments, permettant une configuration en échantillonneur-bloqueur haute vitesse, Figure 110.

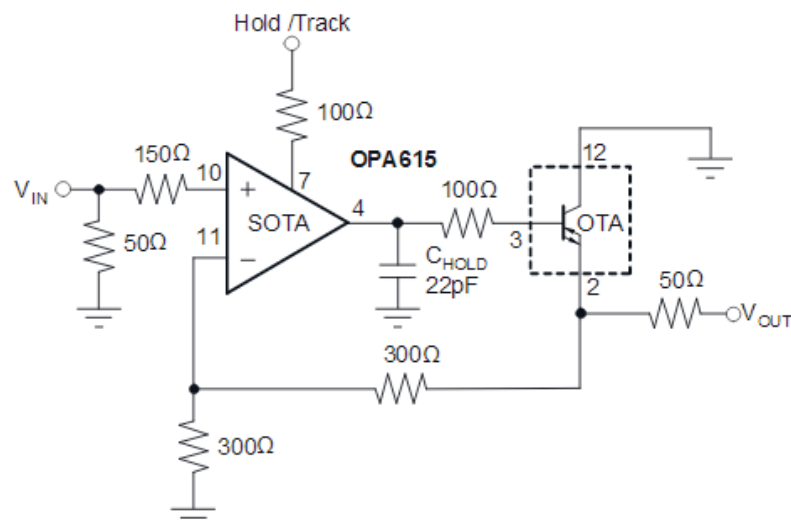


Figure 110 Circuit d'application de l'OPA 615 en configuration échantillonneur-bloqueur (extrait de la note d'application TI)

L'échantillonnage-blocage de V_{Drain} est donc réalisé via l'OPA 615, contrôlé par la commande du microcontrôleur associé à la commande de Tr_1 . La valeur de V_{Drain} est alors bloquée dans la capacité de stockage, notée C_{Hold} Figure 110. Le CAN du microcontrôleur peut alors mesurer cette tension lors de la phase de blocage, après la commutation de Tr_1 , pendant plus de 200 ns, Figure 111. Ce décalage des mesures permet de réduire l'impact des bruits de commutation sur la tension mesurée tout en maintenant une durée d'échantillonnage suffisamment longue pour obtenir une mesure fine de V_{Drain} par le microcontrôleur.

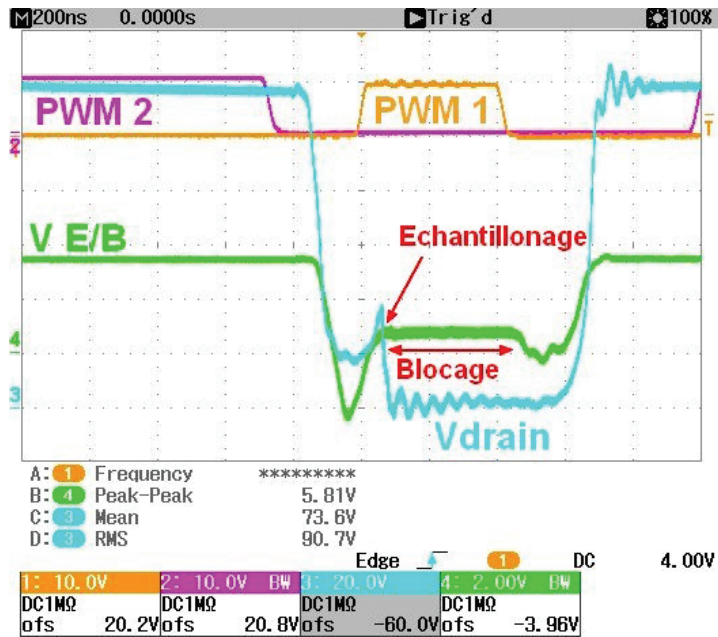


Figure 111 Tension échantillonnée (Vert), tension de drain (Bleu) et commandes des MOSFETS.

5.2.3 Implémentation sur le prototype

L'échantillonneur-bloqueur est placé sur le prototype, près de la cellule de puissance, Figure 112, afin de limiter les couplages sur les pistes de transmission du signal, le signal échantillonné est ensuite lu par le microcontrôleur.

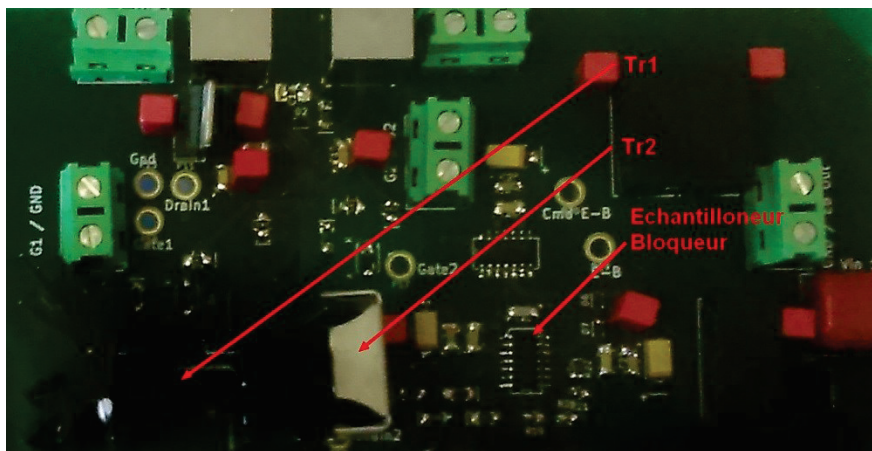


Figure 112 Détail du prototype : l'échantillonneur-bloqueur.

5.2.4 Résultats obtenus

La stratégie de suivi de creux de tension par mesure directe de la tension de drain permet un suivi du creux de tension réel de V_{Drain} . Comme attendu, le délai à la commutation de Tr_1 oscille entre plusieurs valeurs, signe du fonctionnement permanent de l'algorithme, Figure 113. Le retard entre le centre des oscillations et T_{Opt} est également présent, de l'ordre de 30 ns. Ce faible retard a un impact limité sur les performances du convertisseur, celui-ci fonctionne donc avec des performances en commutation quasi-optimales.

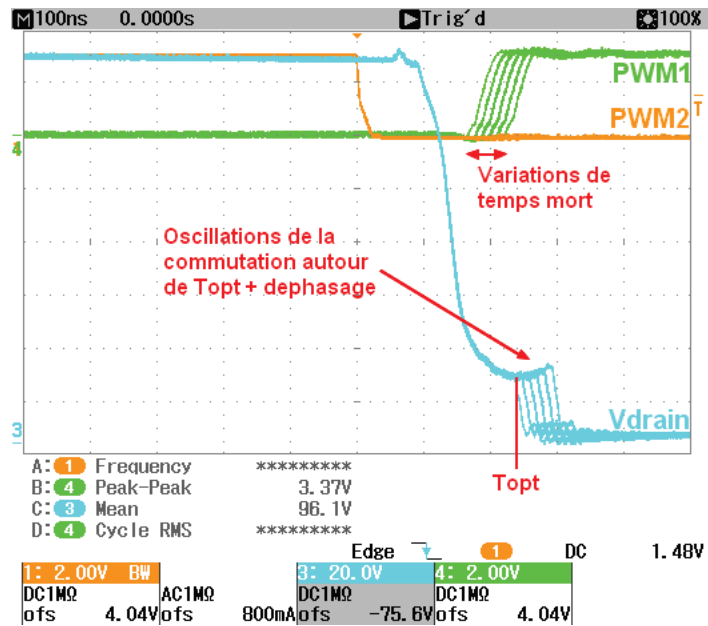


Figure 113 Creux de tension de V_{Drain} (Bleu) dans le cas du suivi de creux par algorithme P&O.

Les performances du convertisseur suivent les performances en commutation, avec un accroissement du rendement du convertisseur comparé au temps mort fixe. Cette augmentation des performances est visible, Figure 114, dès le passage en commutation en creux de tension et une amélioration des performances de 1% dès les 100 V de tension d'entrée, augmentant jusqu'à 2% sous 130 V.

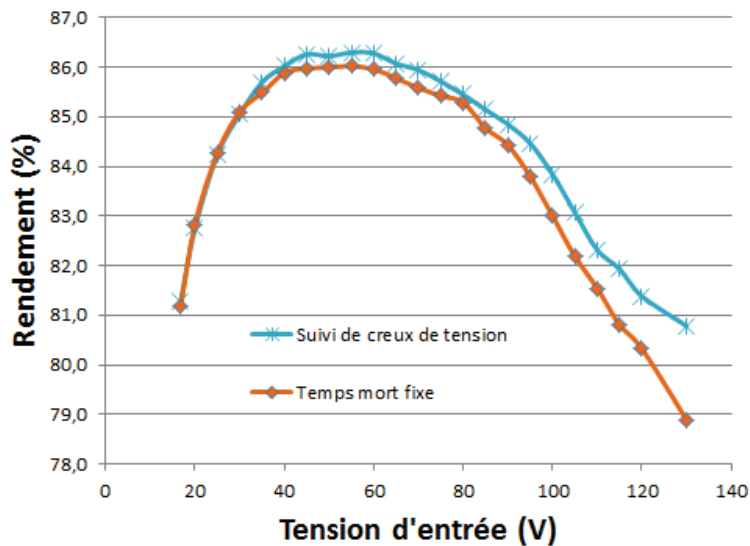


Figure 114 Performances comparées du temps mort fixe et du suivi de creux de tension pour une charge de 30 W

Malgré une complexité et un coût en nombre de composants légèrement supérieur avec l'ajout de 8 composants passifs et d'un composant actif, la stratégie de suivi de creux de tension montre ainsi des performances intéressantes face à une commutation à temps mort fixe.

5.3 Comparaison des stratégies

5.3.1 Sur le transistor optimal

Dans le cadre de l'utilisation d'un transistor dont les caractéristiques sont connues, les performances des deux stratégies d'adaptation des temps morts sont semblables, Figure 115.

Quelques fluctuations dans les performances de la commande fonction de la tension d'entrée sont à noter, celles-ci étant la conséquence d'un manque de finesse de la discrétisation des valeurs de temps morts (dans cette application, seuls 3 états ont été utilisés). Le gain apporté par les deux stratégies de commandes est donc quasi identique et permet un accroissement du gain supérieur à 2% à 130 V, intégralement localisé dans le transistor de puissance.

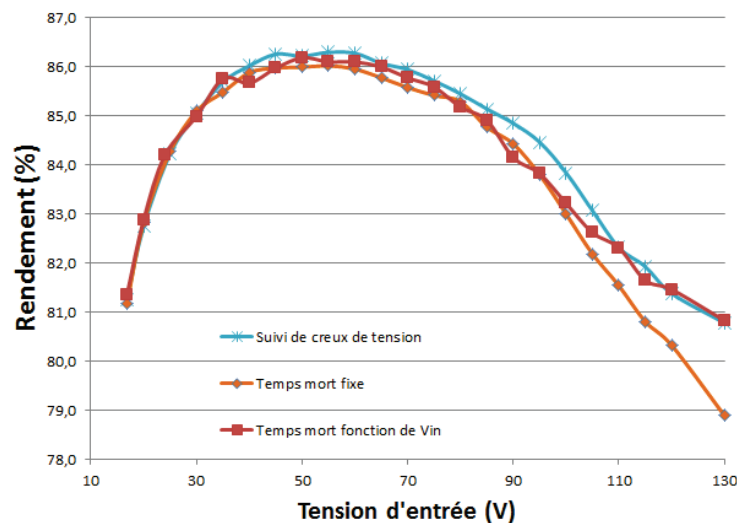


Figure 115 Comparatif des performances des stratégies d'adaptation des temps morts sur un CoolMOS C6 pour une charge de 30 W.

5.3.2 Sur un transistor de caractéristiques différentes

Afin de tester la robustesse de la stratégie de suivi direct de creux de tension face à des caractéristiques de composant inconnues, le transistor Tr_1 du convertisseur a été remplacé par un autre transistor du même constructeur, un CoolMOS C7¹⁶. La capacité drain-source de ce transistor ayant un comportement différent de celle du C6 précédemment employé, les valeurs de temps mort optimal diffèrent. Ce changement des caractéristiques de la résonance de V_{Drain} a un impact négatif sur les performances du convertisseur dans le cas d'une commande à temps mort fonction de V_{IN} , cette fonction n'étant plus valide en cas de changement, même mineur, du modèle de transistor.

En revanche, la commande à suivi direct du creux de tension s'adapte automatiquement à la nouvelle forme de résonance et suit le minimum de tension de V_{Drain} , permettant une amélioration significative des performances face à la stratégie précédente, et ce sans aucune modification préalable de l'algorithme de suivi, Figure 116.

¹⁶ Transistor CoolMOS C7, IPW65r019c7.

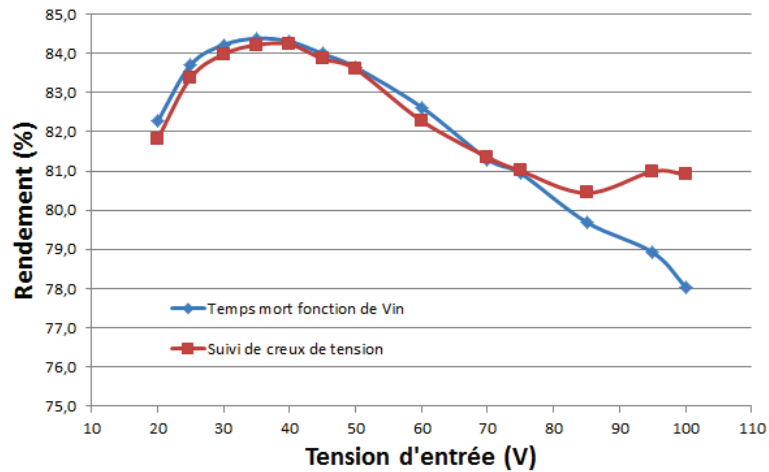


Figure 116 Comparatif des performances des stratégies d'adaptation des temps morts sur un CoolMOS C7 pour une charge de 30 W.

5.4 Conclusion sur les stratégies de suivi de creux de tension

Les deux stratégies de minimisation de V_{Drain} se montrent efficaces sur un transistor connu, Figure 115, mais seule la mesure directe de V_{Drain} permet un fonctionnement sans a priori réduisant les pertes en commutation sur un transistor aux caractéristiques inconnues et sans réglage spécifique de l'algorithme, Figure 116. Cette mesure directe présente cependant un handicap léger face à la technique de mesure de V_{IN} , celle-ci nécessitant un composant supplémentaire afin de permettre l'échantillonnage rapide de V_{Drain} , augmentant le coût du convertisseur de 5 \$ US et la surface de circuit imprimé utilisé de 1 cm².

Technique	Mesure de V_{IN}	Mesure directe de V_{Drain}	Temps mort fixe
Rendement	👍	👍👍	👎
Complexité	👍	👎	👍👍
Flexibilité	👎	👍	👎
Coût	👍	👎	👍👍

Tableau 12 Comparaison des performances des stratégies de suivi du minimum de tension.

Chacune de ces deux stratégies voit cependant une application industrielle, le choix de la technique devant reposer sur les besoins de l'industriel concernant le coût du convertisseur ou l'indépendance de l'algorithme face aux variations des références de composants.

6 Conclusion

Le convertisseur Flyback à clamp actif est la topologie la plus adaptée à la conversion sur une large plage de tensions d'entrée avec des rapports de conversion pouvant varier au-delà d'un facteur 10. Son dimensionnement dans le but de réaliser une commutation douce sur l'intégralité de sa plage de fonctionnement s'avérant impossible, une stratégie de commutation mixte, employant une commutation douce en basse tension et une commutation en creux de tension dans le cas d'une tension d'alimentation plus élevée.

Le besoin d'employer ce convertisseur dans un contexte industriel a abouti à plusieurs études et améliorations technologiques de la cellule de puissance améliorant significativement les performances ainsi que l'encombrement du transformateur tandis que l'étude du redressement

secondaire actif a montré les limites des performances de cette technique dans le cadre d'une conversion large plage.

Les premiers essais sur le convertisseur Flyback ont montré une problématique nouvelle apportée par l'utilisation de la commutation en creux de tension sur une large plage de tension. L'impact de la variabilité de la capacité drain-source des transistors CoolMOS devient non négligeable et nécessite un suivi des délais à la commutation afin de maintenir les faibles pertes en commutation des transistors, mais également d'éviter leur destruction lors d'une utilisation du convertisseur dans la partie haute de sa plage de fonctionnement.

Afin de traiter cette nouvelle problématique, deux stratégies d'optimisation des commutations ont été mises en place, permettant de réaliser un accroissement significatif des performances du convertisseur au-delà de 100 V de tension d'alimentation. Ces deux stratégies ont pu être testées sur le convertisseur Flyback à Clamp actif, démontrant leur fiabilité en conditions réelles et montrant chacune leurs avantages propres, à savoir :

- Une facilité d'implémentation et un faible coût pour l'adaptation du suivi de creux de tension en fonction de la tension d'alimentation.
- Une adaptabilité à des variations imprévues et des changements de caractéristiques des composants pour le suivi direct du creux de tension.

Le prototype de convertisseur que nous avons réalisé, Figure 93, et employant cette stratégie de suivi de creux de tension aura permis d'accroître de plus de 1% les performances de la conversion par rapport au convertisseur ferroviaire préexistant. Ce gain en performance est également accompagné d'une multiplication par 3 de la fréquence de commutation de l'alimentation à découpage, passant de 65 kHz à 200 kHz. Grâce à cette montée en fréquence, l'ondulation de courant en entrée et l'ondulation de tension en sortie du convertisseur sont fortement réduites, ce qui permet de réduire la valeur des capacités chimiques employées pour la suppression d'ondulation. Les valeurs de capacités de filtrage étant inversement proportionnelles aux fréquences de commutation, [17], les valeurs et le volume des capacités chimiques employées ont été divisés par 3.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Au cours de ce travail de thèse, nous avons eu pour objectif de réaliser un convertisseur DC/DC employable sur la totalité du domaine de fonctionnement prescrit par les normes ferroviaires. Afin de permettre une évolution significative des performances et de l'encombrement du convertisseur face aux équipements existants, notre convertisseur devait fonctionner à une fréquence de commutation supérieure grâce à une topologie permettant une réduction des pertes en commutation de ses composants actifs.

Dans un premier temps, le cahier des charges a été défini, mettant en exergue les fortes contraintes issues de la variabilité de la tension d'entrée du convertisseur. Les deux principales pistes permettant la réduction de l'encombrement du convertisseur, la réduction des radiateurs et des éléments passifs ont été décrites. Les méthodes choisies pour y parvenir furent la réduction des pertes en commutation dans les transistors afin de réduire les besoins en refroidissement, et l'augmentation de la fréquence de commutation pour réduire le volume des éléments passifs nécessaires à la réduction de l'ondulation de tension.

Une étude de l'état de l'art concernant les convertisseurs DC/DC à commutation douce et la conversion large plage a montré la rareté de cette problématique, les convertisseurs dits large plage se limitant généralement à une variation de tension de l'ordre d'un facteur 2 à 3 lorsque les tensions en jeu dans l'environnement ferroviaire peuvent varier d'un facteur 10. Il en résulte néanmoins un intérêt pour deux topologies prometteuses qui ont été étudiées plus précisément dans la suite de ce mémoire : le convertisseur Forward à résonance secondaire et le convertisseur Flyback à clamp actif.

Le convertisseur forward à résonance secondaire, bien que ne présentant pas les caractéristiques voulues concernant la plage de tension d'entrée admise, a été adapté afin de fonctionner sur la moitié de cette plage à une puissance double de celle prévue initialement, répondant ainsi à un autre besoin du partenaire industriel. Pour permettre un fonctionnement optimal de ce convertisseur malgré une amplitude de tension importante, une commande optimisant la fréquence de commutation du convertisseur a été conçue puis implantée sur un prototype. Les simulations puis les mesures sur le prototype ont montré une amélioration substantielle des performances du convertisseur, celui-ci fonctionnant à sa fréquence de commutation optimale en toutes circonstances.

Le convertisseur Flyback à clamp actif possède pour sa part les caractéristiques requises pour un fonctionnement conforme au cahier des charges initial. Son dimensionnement a montré l'impossibilité de l'utiliser en commutation douce sur la totalité de sa plage de fonctionnement dans le cas d'une utilisation industrielle viable. Une stratégie de dimensionnement permettant un fonctionnement hybride des commutations des transistors a donc été réalisée, associant commutation douce en basse tension et commutation en creux de tension lorsque la tension d'entrée dépasse les 50 V.

Cette topologie assurant la commutation douce de ses transistors en exploitant les capacités de sortie de ceux-ci, une attention particulière a été portée sur le comportement de ces capacités face à de fortes variations de tension. La forte variabilité des capacités drain-source des MOSFETs employés nous a imposé la conception de dispositifs d'optimisation des commutations permettant de minimiser les pertes. Dans cette optique, deux stratégies d'optimisation des commutations en creux de tension ont été réalisées, permettant de réaliser une amélioration de près de 2% de

rendement du convertisseur à haute tension d'alimentation par rapport à une conversion sans suivi de creux de tension.

La somme de ces améliorations réalisées sur la topologie Flyback à clamp actif a permis d'une part d'améliorer le rendement du convertisseur ferroviaire, passant de 85% à 86%, et d'autre part de multiplier par 3 sa fréquence de commutation, divisant ainsi par 3 le besoin en capacité de filtrage aux entrées et sortie du convertisseur divisant d'autant le volume des condensateurs nécessaires au bon fonctionnement du convertisseur.

Perspectives

L'étude du convertisseur Flyback a montré que la majorité des contraintes en dimensionnement et en commande sont issues de la forte valeur de la capacité drain-source de transistor, ainsi que de sa forte variabilité en tension. L'utilisation de technologies dont la fiabilité est encore en cours d'amélioration tels que les transistors de puissance en Nitrure de Galium (GaN) permettant une forte baisse de la valeur de cette capacité, les transistors GaN pourront rapidement ouvrir la voie à un convertisseur ferroviaire fonctionnant en commutation douce sur la totalité de la plage de tension d'entrée de celui-ci. D'autre part, un accroissement plus important de la fréquence de commutation rendu possible par les transistors GaN, en permettant une réduction de l'amplitude du courant au sein du transformateur permettra l'utilisation de transformateurs planar, jusqu'à présent incompatible avec le nombre important d'enroulements nécessaires au fonctionnement optimal du transformateur.

Concernant le convertisseur Forward à résonance secondaire, l'augmentation des fréquences de commutation et de la compacité du convertisseur est également envisageable avec l'utilisation des transistors GaN et des transformateurs Planar, la vitesse de commutation de MOSFETs classiques employés étant actuellement le seul facteur limitant la fréquence de fonctionnement du convertisseur en deçà du Mégahertz.

Publications

Ces travaux concernant les convertisseurs Forward puis les convertisseurs Flyback ont fait l'objet d'une diffusion au cours de trois conférences internationales : ECCE Asia 2015 [58], ECCE Asia 2016 [59] et PCIM 2016 [60], ainsi que lors d'une conférence nationale, SGE 2016 [61].

Table des illustrations

Figure 1 Plages de tension d'alimentation couvertes par les principales normes électriques.	18
Figure 2 Illustration des 5 standards de tension ferroviaire et du cumul des plages de fonctionnement.	18
Figure 3 Console de commande de train utilisant un convertisseur DC/DC large plage.	19
Figure 4 Plages de tensions d'entrée requises par la norme ferroviaire EN-50155	21
Figure 5 : Répartition des principales pertes en volume du convertisseur de référence Centralp 2008	22
Figure 6 Transformateur idéal	25
Figure 7 Modèle du transformateur réel	25
Figure 8 Les capacités parasites au sein du MOSFET de puissance.	28
Figure 9 Comparaison des plages de tensions d'entrée assurées par les topologies Flyback & Forward.	30
Figure 10 Convertisseur résonant LLC, [12].	31
Figure 11 Convertisseur demi-pont quasi résonant, [13].	32
Figure 12 Convertisseur Forward à clamp actif, [15].	32
Figure 13 Convertisseur Flyback à clamp actif, [17].	33
Figure 14 Convertisseur Buck résonant large plage, [19]	33
Figure 15 Stratégie de Range Winding sur un convertisseur en demi-pont, [21].	34
Figure 16 Convertisseur Flyback à clamp actif large plage, [18].	35
Figure 17 Rendement des convertisseurs issus de l'état de l'art en fonction de leur plage de tension d'entrée.	36
Figure 18 Fréquence de commutation des convertisseurs en fonction de leur plage de tension d'entrée.	36
Figure 19 : Facteur de charge des principales topologies clamp actif Flyback & Forward	38
Figure 20 : Facteur de charge calculés pour plusieurs alimentations multi-transformateurs et pour une alimentation Forward quasi-résonnante	39
Figure 21 Topologie Forward à résonance secondaire	46
Figure 22 Principales formes d'onde du convertisseur Forward	47
Figure 23 Convertisseur Flyback Active-clamp	49
Figure 24 Principales formes d'onde du convertisseur Flyback Active-Clamp en régime statique	49
Figure 25 Modèle comportemental du MOSFET Tr_1	53
Figure 26 Modèle comportemental du MOSFET Tr_2	53
Figure 27 Modèle comportemental de la diode de sortie	54
Figure 28 Modèle comportemental du transformateur	54
Figure 29 Illustration de l'intervalle de temps à l'origine des pertes en conduction de Tr_1	55
Figure 30 Illustration de l'intervalle de temps à l'origine des pertes en conduction de Tr_2	55
Figure 31 Comparatif des pertes fer causées par un signal sinus et un signal triangulaire de même fréquence [32]	57
Figure 32 Modèle de pertes du transformateur	58
Figure 33 Algorithme général de dimensionnement du convertisseur Flyback	59
Figure 34 Résultat de calcul de l'évolution des rapports cycliques pour le convertisseur Flyback	60
Figure 35 Transformateurs ETD et PQ	62
Figure 36 Algorithme de dimensionnement du transformateur	64
Figure 37 Algorithme de dimensionnement du convertisseur Forward à résonance secondaire	65
Figure 38 Forme d'onde du courant primaire simulée sous Mathcad pour $60V_{IN}$ -50W	68
Figure 39 Forme d'onde du courant primaire simulée sous LTSpice pour $60V_{IN}$ -50W	69
Figure 40 Formes d'ondes de courant primaire, magnétisant et secondaires du convertisseur Forward sous $56V_{IN}$ 50W simulées sous Mathcad	70
Figure 41 Formes d'ondes de courant primaire, magnétisant et secondaires du convertisseur Forward sous $56V_{IN}$ 50W simulées sous LTSpice	70
Figure 42 Rendement du convertisseur Forward à résonance secondaire 100 W en fonction de la tension d'alimentation	73

Figure 43 Répartition des pertes dans les composants pour le convertisseur Forward 100 W en fonction de la tension d'alimentation	73
Figure 44 Amplitude du courant magnétisant en fonction de la tension d'entrée	75
Figure 45 Rendement calculé du convertisseur en fonction des tensions d'alimentation et puissances de sortie dans le cas d'une commutation douce sur toute la plage de fonctionnement.	76
Figure 46 Pertes en conduction (en Watt) dans le transistor Tr_1	77
Figure 47 Pertes en conduction (en Watt) dans le transistor Tr_2	77
Figure 48 Pertes dans le transformateur (en Watt) en fonction de la tension d'entrée et de la puissance consommée par la charge.	78
Figure 49 Pertes Fer (à gauche) et pertes Cuivre (à droite) en fonction de la charge et de la tension d'alimentation.	78
Figure 50 Valeur de l'inductance résonante minimale pour réaliser une commutation douce du convertisseur en fonction de la tension d'alimentation et de la charge du convertisseur	80
Figure 51 Schéma du convertisseur Forward clamp actif résonant.	85
Figure 52 Fréquence de commutation relative en fonction du rapport cyclique de la commande.	87
Figure 53 Principales formes d'ondes de courant et tension au sein du convertisseur Forward à résonance secondaire	87
Figure 54 Courant RMS dans les diodes de redressement secondaires et dans les condensateurs résonants en fonction de la fréquence de commutation pour un fonctionnement à 100W et une tension d'entrée de 45V	88
Figure 55 Pertes dans les diodes de redressement secondaire pour un fonctionnement à 100W-45V _{IN} en fonction de la fréquence de commutation	89
Figure 56 Pertes dans les capacités résonantes secondaires pour un fonctionnement à 100W-45V _{IN} en fonction de la fréquence de commutation	90
Figure 57 Pertes Fer au sein du transformateur pour un fonctionnement à 100W-45V _{IN} en fonction de la fréquence de commutation	91
Figure 58 Fréquence optimale de commutation théorique en fonction de la tension d'entrée pour le convertisseur Forward 100 W.	93
Figure 59 Performances simulées du convertisseur en fréquence fixe et en fréquence variable à 100 W.	93
Figure 60 Maquette du convertisseur Forward à résonance secondaire.	94
Figure 61 Carte d'évaluation du microcontrôleur STM32F4	95
Figure 62 Erreur sur la tension de sortie due au pas de la MLI en fonction de la tension d'entrée du convertisseur Forward	96
Figure 63 Algorithme de suivi de la fréquence optimale	96
Figure 64 Bobinage à rubans de cuivre et isolation en film Kapton.	97
Figure 65 Temps morts à la commande du convertisseur Forward.	98
Figure 66 Fréquence optimale de la commande du convertisseur Forward avec prise en compte des transitoires.	99
Figure 67 Commutation douce (Gauche) et dure (Droite) des diodes de redressement secondaire.	99
Figure 68 Rendement du convertisseur à fréquence optimale et fréquence fixe.	100
Figure 69 Conversion à 1 MHz.	101
Figure 70 Schéma du convertisseur Flyback à Clamp actif.	105
Figure 71 Illustration des deux stratégies de commutation	106
Figure 72 Domaines de fonctionnement en creux de tension et en commutation douce du convertisseur en fonction de la tension d'entrée et de la charge.	106
Figure 73 Illustration du courant nul (Vert) lors du passage au minimum de V_{DS} (Orange)	108
Figure 74 Pertes intrinsèques en Watts simulées dans un transistor CoolMOS C6 au sein du convertisseur Flyback active clamp	108
Figure 75 Pertes capacitatives simulées dans un transistor CoolMOS C6 au sein du convertisseur Flyback active clamp	109

Figure 76 Pertes capacitives simulées dans un transistor CoolMOS C6 au sein du convertisseur Flyback conventionnel.	109
Figure 77 Gain en Watts sur les pertes capacitives entre convertisseur Flyback active clamp et convertisseur Flyback à commutation dure.	110
Figure 78 Performances simulées du convertisseur Flyback à clamp actif.	111
Figure 79 Schéma de bobinage à rubans simple (gauche) et entrecroisé (droite).	113
Figure 80 Fil de Litz	114
Figure 81 Bobinage du transformateur PQ32/30 incluant une inductance de fuite réglable.	115
Figure 82 Réalisation du transformateur à inductance résonante intégrée.	115
Figure 83 Comparaison des surfaces occupées par l'inductance résonante externe et le transformateur.	116
Figure 84 Rendements comparé du convertisseur Flyback avec inductance résonante interne et externe pour une charge de 30 W.	116
Figure 85 Dimensions d'une inductance 22 μ H, 2 m Ω , AGP4233	117
Figure 86 Schéma du secondaire du convertisseur Flyback dans le cas de l'utilisation d'un redressement synchrone.	118
Figure 87 Schéma d'application du contrôleur UCC24630	119
Figure 88 Tension drain-source aux bornes du transistor de redressement synchrone	119
Figure 89 Simulation Mathcad des performances du redressement passif et du redressement actif utilisant le transistor IPP075N15N3	120
Figure 90 Rendements comparés du redressement passif et du redressement actif pour une charge de 30 W.	120
Figure 91 Simulation Mathcad des performances du redressement passif et du redressement actif utilisant le transistor IPP320N20N3.	121
Figure 92 Comparaison des performances du prototype à celle des convertisseurs déjà commercialisés.	122
Figure 93 Prototype du convertisseur Flyback à clamp actif.	122
Figure 94 Evolution des performances du convertisseur en fonction de la durée du temps mort des commandes et de la tension d'entrée pour une charge de 30 W.	123
Figure 95 Schéma du convertisseur Flyback à clamp actif.	124
Figure 96 Principales formes d'ondes de tension et de courant observées sur le convertisseur Flyback à clamp actif.	125
Figure 97 Détail de la résonance de la tension de drain	125
Figure 98 Impact des variations de l'inductance L_f sur le temps mort optimal.	126
Figure 99 Evolution de la capacité CDS du MOSFET IPW60R041C6 dans la plage de fonctionnement du convertisseur.	127
Figure 100 Evolution de la tension V_{Drain} avec la tension d'entrée du convertisseur.	128
Figure 101 Comparaison des pertes en commutation au sein de Tr_1 en fonction de la tension d'entrée et de la valeur du temps mort choisie.	129
Figure 102 Pertes en commutation en fonction de l'écart entre le temps mort et T_{Opt} .	130
Figure 103 Méthode de suivi du creux de tension par mesure de V_{IN} .	131
Fig.104 Commutation à temps mort fixe et 120 V de tension d'entrée. V_{Drain} (Orange), Commande de Tr_1 (Vert) et Commande de Tr_2 (Bleu).	131
Fig.105 Commutation à temps mort fonction de V_{IN} et 120 V de tension d'entrée. V_{Drain} (Orange), Commande de Tr_1 (Vert) et Commande de Tr_2 (Bleu).	132
Figure 106 Rendements comparés de la commande à temps-mort fixe et de la commande fonction de V_{IN} pour une charge de 30 W.	132
Figure 107 Echauffement de Tr_1 dans le cas d'une commutation à temps mort fonction de V_{IN} (haut) et à temps mort fixe (Bas) pour une tension d'entrée de 130 V.	133
Figure 108 Illustration de l'algorithme P&O pour la recherche du minimum de tension.	134
Figure 109 Algorithme Perturber & Observé appliqué au convertisseur Flyback à résonance secondaire.	135

<i>Figure 110</i>	<i>Circuit d'application de l'OPA 615 en configuration échantillonneur-bloqueur (extrait de la note d'application TI)</i>	136
<i>Figure 111</i>	<i>Tension échantillonnée (Vert), tension de drain (Bleu) et commandes des MOSFETS.</i>	137
<i>Figure 112</i>	<i>Détail du prototype : l'échantillonneur-bloqueur.</i>	137
<i>Figure 113</i>	<i>Creux de tension de V_{Drain} (Bleu) dans le cas du suivi de creux par algorithme P&O.</i>	138
<i>Figure 114</i>	<i>Performances comparées du temps mort fixe et du suivi de creux de tension pour une charge de 30 W</i>	138
<i>Figure 115</i>	<i>Comparatif des performances des stratégies d'adaptation des temps morts sur un CoolMOS C6 pour une charge de 30 W.</i>	139
<i>Figure 116</i>	<i>Comparatif des performances des stratégies d'adaptation des temps morts sur un CoolMOS C7 pour une charge de 30 W.</i>	140

Bibliographie

- [1] J. F. McElroy, «A System of Electric Lighting for Cars,» *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, vol. XXI, pp. 197-207, Jan 1903.
- [2] A. Milnes, «Transistor circuits and applications,» *Electrical Engineers, Journal of the Institution of*, vol. 3, n° 135, pp. 592-594, November 1957.
- [3] *DO-160G Environmental conditions and tests for airborne equipment*, 2010.
- [4] *EN-50155 Applications ferroviaires - Équipements électroniques utilisés sur le matériel roulant*, 2007.
- [5] P. Caldeira, R. Liu, D. Dalal et W. Gu, «Comparison of EMI performance of PWM and resonant power converters,» chez *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, 1993.
- [6] C. P. Steinmetz, «On the Law of Hysteresis,» *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. IX, n° 11, pp. 619-758, Jan 1892.
- [7] J.-P. Ferrieux et F. Forest, *Alimentations à découpage Convertisseurs à résonance*, 3 éd., Dunod, Éd., Dunod, 1999, pp. 56-58.
- [8] R. w. Erickson et D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2 éd., KAP, Éd., KAP, 2001, p. 377.
- [9] A. Ioinovici, *Power Electronics and Energy Conversion Systems*, vol. Volume 1, Wiley, Éd., Wiley, 2013.
- [10] B. Yang, F. Lee, A. Zhang et G. Huang, «LLC resonant converter for front end DC/DC conversion,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, 2002.
- [11] D. H. Park, H. Kim et Y. Sun, «A development of the off-line active clamp ZVS forward converter for telecommunication applications,» chez *Telecommunications Energy Conference, 1997. INTELEC 97., 19th International*, 1997.
- [12] B. Yang, «Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System,» Blacksburg, Virginia, 2003.
- [13] T. Mishima et E. Hiraki, «ZVS-SR bidirectional DC-DC converter for supercapacitor-applied automotive electric energy storage systems,» chez *2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2005.
- [14] R. Watson, F. Lee et G. Hua, «Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 11, n° 11, pp. 162-169, Jan 1996.
- [15] H. Huang, «Design guidelines on the effect of resonant transitions of forward converter on efficiency with active clamp,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008*.

Twenty-Third Annual IEEE, 2008.

- [16] R. Ridley, Flyback Converter Snubber Design, S. P. Magazine, Éd., Switching Power Magazine, 2005.
- [17] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, K.-C. Chen et D. Wang, «Analysis, design and implementation of an active clamp flyback converter,» chez *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, 2005.
- [18] P. Alou, O. Garcia, J. Cobos, J. Uceda et M. Rascon, «Flyback with active clamp: a suitable topology for low power and very wide input voltage range applications,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, 2002.*
- [19] T. Senanayake, «Novel zero-current / zero-voltage transition DC-DC converter,» chez *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013 IEEE 10th International Conference on*, 2013.
- [20] B. Yang, P. Xu et F. Lee, «Range winding for wide input range front end DC/DC converter,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE, 2001.*
- [21] J. H. Park, M. R. Zolghadri, B. Kimiaghali, A. Homaifar et F. C. Lee, «LQG controller for asymmetrical half-bridge converter with range winding,» chez *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on*, 2004.
- [22] R. Stracquadaini, «Mixed Mode control (Fixed off Time amp; Quasi Resonant) for flyback converter,» chez *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010.
- [23] B. Carsten, «Converter component load factors : A performance limitation of various topologies,» Oltronics Canada ltd..
- [24] G. Zhang, X. Wu, W. Yuan, J. Zhang et Z. Qian, «A New Interleaved Active-Clamp Forward Converter with Parallel Input and Series-Parallel Output,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, 2009.*
- [25] S.-H. Ryu, J.-H. Ahn, B.-K. Lee et K.-S. Cho, «Single-switch ZVZCS quasi-resonant CLL isolated DC-DC converter for low-power 32inch LCD TV,» chez *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, 2013.*
- [26] S.-J. Chen, S.-P. Yang et M.-F. Cho, «Analysis and design of an interleaved series input parallel output ZVS forward converter,» chez *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on*, 2009.
- [27] L. Jong-Jae, J.-M. Kwon, K. Eung-Ho et B.-H. Kwon, «Dual Series-Resonant Active-Clamp Converter,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, n° 12, pp. 699-710, Feb 2008.
- [28] S. Mappus, «SLUA322,» 2004.
- [29] B. R. Lin, Y. Huang, C.-Y. Tung, J. J. Chen et J. J. Shieh, «Active-clamp ZVS converter with step-up voltage conversion ratio,» chez *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE*

Conference on, 2009.

- [30] G.-B. Koo, «Application Note AN-4147 Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters,» 2006.
- [31] K. Venkatachalam, C. Sullivan, T. Abdallah et H. Tacca, «Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters,» chez *Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings. 2002 IEEE Workshop on, 2002*.
- [32] M. Albach, T. Durbaum et A. Brockmeyer, «Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches,» chez *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE, 1996*.
- [33] J. Chen et B. R. Lin, «Analysis of ZVS/ZCS soft-switching dual-resonant converter,» chez *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on, 2009*.
- [34] R. Gallay, «Metallized Film Capacitor Lifetime Evaluation and Failure Mode Analysis,» chez *CAS-CERN Accelerator School: Power Converters, 2015*.
- [35] «Aluminium electrolytic capacitors life expectancy».
- [36] L. Balogh, «A Practical Introduction to Digital Power Supply Control,» 2005.
- [37] L. Corradini, D. Maksimovic, P. Mattavelli et R. Zane, *Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters*, I. Press, Éd., Wiley, 2015.
- [38] D. Costinett, D. Maksimovic et R. Zane, «Circuit-Oriented Treatment of Nonlinear Capacitances in Switched-Mode Power Supplies,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, n° 12, pp. 985-995, Feb 2015.
- [39] C. Mößlacher et O. Guillemant, «Simple design techniques for optimizing efficiency and overvoltage spike of synchronous rectification in DC to DC converters,» 2012.
- [40] A. W. Lotfi, P. M. Gradzki et F. C. Lee, «Proximity effects in coils for high frequency power applications,» *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 28, n° 15, pp. 2169-2171, Sep 1992.
- [41] R. Wojda et M. Kazimierczuk, «Winding resistance of litz-wire and multi-strand inductors,» *Power Electronics, IET*, vol. 5, n° 12, pp. 257-268, Feb 2012.
- [42] R. Ridley, *Conception des amortisseurs pour Convertisseur Flyback*, S. P. Magazine, Éd., Switching Power Magazine, 2006.
- [43] H.-S. Choi, «AN4137,» 2003.
- [44] W. M. Flanagan, *Handbook of transformer design and applications*, MGH, Éd., MGH, 1993, p. section 10.6.

- [45] N. M. T. M. U. W. P. Robbins, *Power electronics : converters, applications, and design*, John Wiley & Sons, 2003.
- [46] C. W. T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*, 4th ed éd., CRC Press, 2011.
- [47] M. H. Rashid, *Power electronics*, third edition éd., P. E. International, Éd., Tom Robbins, 2004.
- [48] L. Lorenz, G. Deboy, A. Knapp et M. Marz, «COOLMOSTM-a new milestone in high voltage power MOS,» chez *Power Semiconductor Devices and ICs, 1999. ISPSD '99. Proceedings., The 11th International Symposium on*, 1999.
- [49] «AN-9010 MOSFET Basics,» 2010.
- [50] S. Mappus, «SLUA303,» 2004.
- [51] «UCC 289x Current mode active clamp PWM controller,» 2009.
- [52] Y. C. Kang, C. C. Chiu, M. Lin, C. P. Yeh, J. M. Lin et K. H. Chen, «Quasiresonant Control With a Dynamic Frequency Selector and Constant Current Startup Technique for 92 % Peak Efficiency and 85 % Light-Load Efficiency Flyback Converter,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° %19, pp. 4959-4969, Sept 2014.
- [53] J. Park, Y. J. Moon, M. G. Jeong, J. G. Kang, S. H. Kim, J. C. Gong et C. Yoo, «Quasi-Resonant (QR) Controller With Adaptive Switching Frequency Reduction Scheme for Flyback Converter,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° %16, pp. 3571-3581, June 2016.
- [54] J. Zhang, H. Zeng et X. Wu, «An Adaptive Blanking Time Control Scheme for an Audible Noise-Free Quasi-Resonant Flyback Converter,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n° %110, pp. 2735-2742, Oct 2011.
- [55] P.-C. Hsieh, C.-J. Chang et C.-L. Chen, «A primary-side-control quasi-resonant flyback converter with tight output voltage regulation and self-calibrated valley switching,» chez *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, 2013.
- [56] I. V. Banu, R. Beniuga et M. Istrate, «Comparative analysis of the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods,» chez *2013 8TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL ENGINEERING (ATEE)*, 2013.
- [57] N. Femia, D. Granozio, G. Petrone, G. Spagnuolo et M. Vitelli, «Predictive Adaptive MPPT Perturb and Observe Method,» *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 43, n° %13, pp. 934-950, July 2007.
- [58] S. Larousse, H. Razik, R. Cellier, P. Lombard et P. Volay, «Control optimization of a dual resonant converter for 15-75V input voltage application,» chez *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015 9th International Conference on*, 2015.

- [59] S. Larousse, H. Razik, R. Cellier, N. Abouchi et P. Volay, «Active Dead-time optimization for wide range Flyback active-clamp converter,» chez *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*, 2016.
- [60] S. Larousse, H. Razik, R. Cellier, N. Abouchi et P. Volay, «Self-calibrated valley switching for wide range Flyback active-clamp DC-DC converter» chez *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2016-ECCE Asia) (IPEMC 2016-ECCE Asia)*, Hefei, P.R. China, 2016.
- [61] S. Larousse, H. Razik, R. Cellier, N. Abouchi et P. Volay, «Stratégie de suivi de creux de tension pour convertisseur Flyback active-clamp,» chez *SGE 2016*, 2016.
- [62] P. Barrade, *Electronique de Puissance Méthodologie et convertisseurs élémentaires*, EPFL, Éd., Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.
- [63] K.-B. Park, G.-W. Moon et M.-J. Youn, «Two-Switch Active-Clamp Forward Converter With One Clamp Diode and Delayed Turnoff Gate Signal,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, n° 110, pp. 4768-4772, 2011.
- [64] S. Yang, Z. Qian, Q. Ouyang et F. Peng, «An improved active-clamp ZVS forward converter circuit,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008.
- [65] X. Wang, F. Tian et I. Batarseh, «High Efficiency Parallel Post Regulator for Wide Range Input DC-DC Converter,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, n° 12, pp. 852-858, March 2008.
- [66] S.-S. Lee, S.-W. Choi et G.-W. Moon, «High-Efficiency Active-Clamp Forward Converter With Transient Current Build-Up (TCB) ZVS Technique,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, n° 11, pp. 310-318, 2007.
- [67] Y.-K. Lo, T.-S. Kao et J.-Y. Lin, «Analysis and Design of an Interleaved Active-Clamping Forward Converter,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, n° 14, pp. 2323-2332, 2007.
- [68] J. J. Chen, B. R. Lin, M.-H. Yu et H. K. Chiang, «Active-clamping dual resonant converter,» chez *Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on*, 2009.
- [69] P. Rong, W. Chen et Z. Lu, «A novel active clamped dual switch flyback converter,» chez *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, 2009.
- [70] R. Severns, «DESIGN OF SNUBBERS FOR POWER CIRCUITS,» unknown.
- [71] P. C. Todd, «Snubber Circuits: Theory , Design and Application,» 1993.
- [72] T. Arsenov, «Leakage-energy recuperating winding self-supplies a dc/dc converter,» 2013.
- [73] V. D. Vogman, «Nondissipative Clamping Benefits DC-DC Converters,» 2005.

- [74] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, C.-E. Huang et D. Wang, «Analysis, Design and Implementation of an Active Clamp Forward Converter with Synchronous Rectifier,» chez *TENCON 2005 2005 IEEE Region 10*, 2005.
- [75] Y. Ma, Q. Ouyang, X. Xie et Z. Qian, «An Improved Synchronous Rectification Circuit in Active-clamp Forward Converter,» chez *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, 2007.
- [76] Y.-K. Lo et J.-Y. Lin, «Active-Clamping ZVS Flyback Converter Employing Two Transformers,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, n° 16, pp. 2416-2423, 2007.
- [77] K.-B. Park, C.-E. Kim, G.-W. Moon et M.-J. Youn, «Three-Switch Active-Clamp Forward Converter With Low Switch Voltage Stress and Wide ZVS Range for High-Input-Voltage Applications,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, n° 14, pp. 889-898, 2010.
- [78] E. Adib et H. Farzanehfard, «Analysis and Design of a Zero-Current Switching Forward Converter With Simple Auxiliary Circuit,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, n° 11, pp. 144-150, 2012.
- [79] K.-B. Park, G.-W. Moon et M.-J. Youn, «Series-Input Series-Rectifier Interleaved Forward Converter With a Common Transformer Reset Circuit for High-Input-Voltage Applications,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, n° 11, pp. 3242-3253, 2011.
- [80] D. Murthy-Bellur et M. Kazimierczuk, «Active-clamp ZVS two-switch flyback converter,» chez *Circuits and Systems (ISCAS), 2011 IEEE International Symposium on*, 2011.
- [81] T.-J. Liang, J.-H. Lee, S.-M. Chen, J.-F. Chen et L.-S. Yang, «Novel Isolated High-Step-Up DC-DC Converter With Voltage Lift,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, n° 14, pp. 1483-1491, April 2013.
- [82] L. Ritu et G. S. Anitha, «Design and development of high frequency high efficiency multiple outputs forward converter based on UCC2891,» *International Journal of Electrical Engineering & Technology (IJEET)*, vol. 4, pp. 115-125, 2013.
- [83] T. Halder, «An improved hybrid energy recovery soft switching snubber for the Flyback converter,» chez *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on*, 2012.
- [84] Y. Xi, P. Jain et G. Joos, «A zero voltage switching flyback converter topology,» chez *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*, 1997.
- [85] C.-S. Liao et K. Smedley, «Design of high efficiency Flyback converter with energy regenerative snubber,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008.
- [86] S. Mangat, M. Qiu et P. Jain, «A modified asymmetrical pulse-width-Modulated resonant DC/DC converter topology,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, n° 11, pp. 104-111, 2004.

- [87] S. H. Kang, D. Maksimovic et I. Cohen, «Efficiency Optimization in Digitally Controlled Flyback DC-DC Converters Over Wide Ranges of Operating Conditions,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, n° 18, pp. 3734-3748, 2012.
- [88] S. H. Kang, D. Maksimovic et I. Cohen, «On-line efficiency optimization in flyback dc-dc converters over wide ranges of operating conditions,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, 2011.
- [89] G.-B. Koo, S.-C. Moon et J.-T. Kim, «A new valley-detection method for the quasi-resonance switching,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010.
- [90] J.-M. Kwon, W.-Y. Choi et B.-H. Kwon, «Single-Switch Quasi-Resonant Converter,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, n° 14, pp. 1158-1163, April 2009.
- [91] A. Rathore, A. K. S. Bhat et R. Oruganti, «Wide range ZVS active-clamped L-L type current-fed DC-DC converter for fuel cells to utility interface: Analysis, design and experimental results,» chez *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009.
- [92] X. Huang, W. Du, W. Yuan, J. Zhang et Z. Qian, «A novel variable frequency soft switching method for Flyback converter with synchronous rectifier,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010.
- [93] W. Chen, P. Rong, Z. Lu et S. Ye, «A Novel Hybrid Operational Mode Wide Range Input ZVS Front-end Dc-Dc Converter Aiming at Optimized Overall Performance,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, Feb..
- [94] B. Choi, S. Lee, V. Thai et C. Rim, *A Novel Single SiC Switch Based ZVZCS Tapped Boost Converter*, vol. PP, 2013, pp. 1-1.

Annexes

Annexe 1 : Table de synthèse des topologies étudiées

Référence	Année	Vin Minimal	Vin Maximum	Vout	Pmax	fréquence de commutation	Technologie	Isolation (1/0)	Vin Maximum/Minimum	Rendement	Famille
1	2007	48	48	5	100	100	FWD AC TCB	1	1	96	Clamp actif
2	2009	36	72	12	240	140	FWD AC IL	1	2	91	Clamp actif
3	2007	42	64	5	50	300	FWD AC SR	1	1,52	92	Clamp actif
4	2007	85	135	12	190	150	FWD IL AC	1	1,59	84	Clamp actif
5	2007	85	135	24	190	180	FB AC 2 trafo	1	1,59	88	Clamp actif
6	2008	375	375	190	400	100	AC R secondaire	1	1	96	Clamp actif
7	2008	230	230	14,4	144	100	FWD AC Aide Res.	1	1	90	Clamp actif
8	2009	127	330	18,6	93	100	FB AC 2SW	1	2,6	92	Clamp actif
9	2010	250	400	48	300	100	FWD AC 2SW	1	1,6	93	Clamp actif
10	2012	150	150	32	200	100	FWD AC Sec.	1	1	89	Clamp actif
11	2011	200	400	48	300	100	FB AC 2 switch	1	2	94	Clamp actif
12	2011	320	400	48	300	100	FWD IL AC	1	1,25	94	Clamp actif
13	2011	40	60	10	300	100	FB AC 2 switch	1	1,5	92	Clamp actif
14	2013	24	24	200	200	50	FB AC 2 switch	1	1	95	Clamp actif
15	2002	36	373	5	10	150	FB AC	1	10,36	80	Clamp actif
16	2013	16	50		50	400	FWD AC	1	3,12	80	Clamp actif
17	2005	90	130	12	120	150	FB AC classique	1	1,44	83	Clamp actif
18	2012	190	250	48	240	100	FB Hybrid Snubber	1	1,32	93	Commutation Dure
19	1997	90	160	5	50	200	FB Snubb.regen	1	1,78	72	commutation Dure
20	2008	300	400	24	50	100	FB Snubb.regen	1	1,33	88	Commutation Dure
21	2004	80	80	5	35	500	FWD Assym.	1	1	83	Commutation Dure
22	2010	75	375	12	60	0	FB QR -fixed time	1	5	88	Quasi résonant
23	2012	130	300	18	54	150	FB QR Digitally Optimized	1	2,31	93	Quasi résonant
24	2011	130	300	18	54	300	FB QR Optimized	1	2,31	93	Quasi résonant
25	2010	90	265	16	64	0	FB QR SR	1	2,94	92	Quasi résonant
26	2009	90	264	48	160	0	FB R primaire	1	2,93	93	résonant
27	2009	380	410	170	270	78	AC R secondaire	1	1,08	94	résonant
28	2009	380	380	190	400	76	ACQR secondaire	1	1	94	résonant
29	2009	22	41	350	200	100	HB LL	1	1,87	93	résonant
30	2009	380	380	190	400	139	AC R secondaire	1	1	93	résonant
31	2010	150	310	5	10				2,07	70	résonant
32	2013	310	310	12	72	70	FB R Primaire	1	1	0	résonant
33	2009	200	800	54	540	95	L ² C	1	4	93	résonant
34	2002	300	400	48	1000	200	LLC	1	1,33	94	résonant
38		60	600	15	4,5	500	Buck resonant	0	10	90	résonant
39	2013	100	250	300	450	50	Boost resonant	0	2,5	98	résonant
35	2001	300	400	48	960	100	FWD Range Win.	1	1,33	95	Range Winding
36	2008	250	400	12	480	140	Parallel post reg.	1	1,6	90	Range Winding
37	2009	200	400	48	240	200	FB-FWD Reconfigurable	1	2	94	Range Winding
Centralp 2009	2009	16,8	137	24	50	70	FB	1	8,15	84	Commutation Dure
Objectif	2016	16,8	137	24	50	200	FB AC	1	8,15	86	Clamp actif

Annexe 2 : Liste des références du tableau de synthèse

- [1] S.-S. Lee, S.-W. Choi et G.-W. Moon, «High-Efficiency Active-Clamp Forward Converter With Transient Current Build-Up (TCB) ZVS Technique,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, n° 11, pp. 310-318, 2007.
- [2] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, C.-E. Huang et D. Wang, «Analysis, Design and Implementation of an Active Clamp Forward Converter with Synchronous Rectifier,» chez *TENCON 2005 2005 IEEE Region 10*, 2005.
- [3] Y. Ma, Q. Ouyang, X. Xie et Z. Qian, «An Improved Synchronous Rectification Circuit in Active-clamp Forward Converter,» chez *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, 2007.
- [4] Y.-K. Lo, T.-S. Kao et J.-Y. Lin, «Analysis and Design of an Interleaved Active-Clamping Forward Converter,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, n° 14, pp. 2323-2332, 2007.
- [5] Y.-K. Lo et J.-Y. Lin, «Active-Clamping ZVS Flyback Converter Employing Two Transformers,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, n° 16, pp. 2416-2423, 2007.
- [6] L. Jong-Jae, J.-M. Kwon, K. Eung-Ho et B.-H. Kwon, «Dual Series-Resonant Active-Clamp Converter,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, n° 12, pp. 699-710, Feb 2008.
- [7] S. Yang, Z. Qian, Q. Ouyang et F. Peng, «An improved active-clamp ZVS forward converter circuit,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008.
- [8] P. Rong, W. Chen et Z. Lu, «A novel active clamped dual switch flyback converter,» chez *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, 2009.
- [9] K.-B. Park, C.-E. Kim, G.-W. Moon et M.-J. Youn, «Three-Switch Active-Clamp Forward Converter With Low Switch Voltage Stress and Wide ZVS Range for High-Input-Voltage Applications,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, n° 14, pp. 889-898, 2010.
- [10] E. Adib et H. Farzanehfard, «Analysis and Design of a Zero-Current Switching Forward Converter With Simple Auxiliary Circuit,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, n° 11, pp. 144-150, 2012.
- [11] K.-B. Park, G.-W. Moon et M.-J. Youn, «Two-Switch Active-Clamp Forward Converter With One Clamp Diode and Delayed Turnoff Gate Signal,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, n° 110, pp. 4768-4772, 2011.
- [12] K.-B. Park, G.-W. Moon et M.-J. Youn, «Series-Input Series-Rectifier Interleaved Forward Converter With a Common Transformer Reset Circuit for High-Input-Voltage Applications,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, n° 111, pp. 3242-3253, 2011.

- [13] D. Murthy-Bellur et M. Kazimierczuk, «Active-clamp ZVS two-switch flyback converter,» chez *Circuits and Systems (ISCAS), 2011 IEEE International Symposium on*, 2011.
- [14] T.-J. Liang, J.-H. Lee, S.-M. Chen, J.-F. Chen et L.-S. Yang, «Novel Isolated High-Step-Up DC-DC Converter With Voltage Lift,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, n° 14, pp. 1483-1491, April 2013.
- [15] P. Alou, O. Garcia, J. Cobos, J. Uceda et M. Rascon, «Flyback with active clamp: a suitable topology for low power and very wide input voltage range applications,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, 2002.
- [16] L. Ritu et G. S. Anitha, «Design and development of high frequency high efficiency multiple outputs forward converter based on UCC2891,» *International Journal of Electrical Engineering & Technology (IJEET)*, vol. 4, pp. 115-125, 2013.
- [17] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, K.-C. Chen et D. Wang, «Analysis, design and implementation of an active clamp flyback converter,» chez *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, 2005.
- [18] T. Halder, «An improved hybrid energy recovery soft switching snubber for the Flyback converter,» chez *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on*, 2012.
- [19] Y. Xi, P. Jain et G. Joos, «A zero voltage switching flyback converter topology,» chez *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*, 1997.
- [20] C.-S. Liao et K. Smedley, «Design of high efficiency Flyback converter with energy regenerative snubber,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008.
- [21] S. Mangat, M. Qiu et P. Jain, «A modified asymmetrical pulse-width-Modulated resonant DC/DC converter topology,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, n° 11, pp. 104-111, 2004.
- [22] R. Stracquadaini, «Mixed Mode control (Fixed off Time amp; Quasi Resonant) for flyback converter,» chez *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010.
- [23] S. H. Kang, D. Maksimovic et I. Cohen, «Efficiency Optimization in Digitally Controlled Flyback DC-DC Converters Over Wide Ranges of Operating Conditions,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, n° 18, pp. 3734-3748, 2012.
- [24] S. H. Kang, D. Maksimovic et I. Cohen, «On-line efficiency optimization in flyback dc-dc converters over wide ranges of operating conditions,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, 2011.
- [25] X. Huang, W. Du, W. Yuan, J. Zhang et Z. Qian, «A novel variable frequency soft switching method for Flyback converter with synchronous rectifier,» chez *Applied Power Electronics Conference*

and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, 2010.

- [26] J.-M. Kwon, W.-Y. Choi et B.-H. Kwon, «Single-Switch Quasi-Resonant Converter,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, n° 14, pp. 1158-1163, April 2009.
- [27] B. R. Lin, Y. Huang, C.-Y. Tung, J. J. Chen et J. J. Shieh, «Active-clamp ZVS converter with step-up voltage conversion ratio,» chez *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on*, 2009.
- [28] J. J. Chen, B. R. Lin, M.-H. Yu et H. K. Chiang, «Active-clamping dual resonant converter,» chez *Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on*, 2009.
- [29] A. Rathore, A. K. S. Bhat et R. Oruganti, «Wide range ZVS active-clamped L-L type current-fed DC-DC converter for fuel cells to utility interface: Analysis, design and experimental results,» chez *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009.
- [30] J. Chen et B. R. Lin, «Analysis of ZVS/ZCS soft-switching dual-resonant converter,» chez *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on*, 2009.
- [31] G.-B. Koo, S.-C. Moon et J.-T. Kim, «A new valley-detection method for the quasi-resonance switching,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010.
- [32] P.-C. Hsieh, C.-J. Chang et C.-L. Chen, «A primary-side-control quasi-resonant flyback converter with tight output voltage regulation and self-calibrated valley switching,» chez *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, 2013.
- [33] G. Zhang, X. Wu, W. Yuan, J. Zhang et Z. Qian, «A New Interleaved Active-Clamp Forward Converter with Parallel Input and Series-Parallel Output,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, 2009.
- [34] B. Yang, F. Lee, A. Zhang et G. Huang, «LLC resonant converter for front end DC/DC conversion,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, 2002.
- [35] B. Yang, P. Xu et F. Lee, «Range winding for wide input range front end DC/DC converter,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, 2001.
- [36] X. Wang, F. Tian et I. Batarseh, «High Efficiency Parallel Post Regulator for Wide Range Input DC-DC Converter,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, n° 12, pp. 852-858, March 2008.
- [37] W. Chen, P. Rong, Z. Lu et S. Ye, «A Novel Hybrid Operational Mode Wide Range Input ZVS Front-end Dc-Dc Converter Aiming at Optimized Overall Performance,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, Feb.

- [38] T. Senanayake, «Novel zero-current / zero-voltage transition DC-DC converter,» chez *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013 IEEE 10th International Conference on*, 2013.
- [39] B. Choi, S. Lee, V. Thai et C. Rim, *A Novel Single SiC Switch Based ZVZCS Tapped Boost Converter*, vol. PP, 2013, pp. 1-1.