

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LITTÉRATURE	7
CHAPITRE 2 CONCEPTION DU 1 ^{ER} ÉTAGE : BOOST PFC CRM	17
2.1 Spécifications du 1 ^{er} étage	17
2.2 Justification du choix de la topologie Boost PFC CrM	18
2.3 Conception du premier étage : Boost PFC CrM	20
2.3.1 Description du fonctionnement de la topologie	20
2.3.2 Dimensionnement des composants	23
2.4 Simulation	30
2.5 La fabrication du convertisseur	32
2.6 Résultats obtenus	33
2.7 Conclusion	35
CHAPITRE 3 CONCEPTION DU 2 ^E ÉTAGE : HB-LLC	37
3.1 Spécification du 2 ^e étage	37
3.2 Justification du choix de la topologie HB-LLC	38
3.3 Conception du 2 ^e étage : Half-Bridge LLC	42
3.3.1 Description du fonctionnement de la topologie	42
3.3.2 Dimensionnement des composants	50
3.4 Simulation	68
3.5 La fabrication du convertisseur	71
3.6 Résultats obtenus	72
3.7 Conclusion	77
CHAPITRE 4 CONCEPTION DU CONVERTISSEUR SEPIC PFC CRM	79
4.1 Spécification du convertisseur SEPIC PFC CrM	79
4.2 Justification du choix de la topologie	79
4.3 Conception du convertisseur SEPIC PFC CrM	82
4.3.1 Description du fonctionnement de la topologie	82
4.3.2 Dimensionnement des composants	85
4.4 La fabrication du convertisseur	93
4.5 Résultats obtenus	94
4.6 Conclusion	100
CHAPITRE 5 COMPARAISON DES TOPOLOGIES	101
CONCLUSION	109
BIBLIOGRAPHIE	111

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 0.1	Spécifications du convertisseur 4
Tableau 2.1	Spécifications du 1 ^{er} étage 17
Tableau 3.1	Spécifications du 2 ^e étage 37
Tableau 3.2	Paramètres du transformateur intégré 60
Tableau 4.1	Spécifications du convertisseur 79
Tableau 4.2	Paramètres des inductances couplées..... 92

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 0.1	Corrélation entre le courant et le flux lumineux (Fiche Technique NSPW510DS)..... 1
Figure 0.2	Tension V_F en fonction de la température ambiante (Fiche Technique NSPW510DS) 2
Figure 0.3	Plage d'opération du convertisseur..... 4
Figure 0.4	Diagramme fonctionnel : Convertisseur à 2 étages..... 5
Figure 0.5	Diagramme fonctionnel : Convertisseur à 1 étage..... 5
Figure 1.1	Arbre des topologies 7
Figure 1.2	Circuit résonant SRC 10
Figure 1.3	Circuit résonant SRC (FHA) 10
Figure 1.4	Fonction de transfert du circuit résonant SRC..... 11
Figure 1.5	Circuit résonant PRC 12
Figure 1.6	Circuit résonant PRC (FHA) 12
Figure 1.7	Fonction de transfert du circuit résonant PRC..... 13
Figure 1.8	Circuit résonant LLC 14
Figure 1.9	Circuit résonant LLC (FHA) 14
Figure 1.10	Fonction de transfert du circuit résonant LLC..... 15
Figure 2.1	Diagramme fonctionnel du convertisseur..... 17
Figure 2.2	Topologie du convertisseur Boost 18
Figure 2.3	Fonction de transfert du convertisseur Boost 19
Figure 2.4	Circuit équivalent de la topologie BOOST lorsque l'interrupteur conduit..... 21
Figure 2.5	Circuit équivalent de la topologie BOOST lorsque l'interrupteur est ouvert 22

Figure 2.6	Puissance maximale tirée du réseau en fonction du temps.....	24
Figure 2.7	Formes d'ondes idéalisées du mode de conduction critique (CrM)	25
Figure 2.8	Fréquence de commutation sur un demi-cycle de réseau	28
Figure 2.9	Circuit de simulation du Boost PFC CrM	30
Figure 2.10	Formes d'ondes de simulation du Boost PFC CrM	31
Figure 2.11	Convertisseur Boost PFC CrM	32
Figure 2.12	Formes d'ondes I_{L1} et V_{Bus} ($V_{InRMS}=120V$, $P_{Out} = 105W$)	33
Figure 2.13	Formes d'ondes I_{L1} et V_{Bus} ($V_{InRMS}=277V$, $P_{Out} = 105W$)	34
Figure 3.1	Topologie HB-LLC	38
Figure 3.2	Gain du circuit LLC	39
Figure 3.3	Effet du ratio de l'inductance L_P sur l'inductance L_S	41
Figure 3.4	Forme simplifiée du circuit LLC	42
Figure 3.5	Tension générée par les interrupteurs Q_1 et Q_2	43
Figure 3.6	Circuit de la sortie du convertisseur.....	44
Figure 3.7	Courant de sortie et courant au secondaire en fonction du temps	44
Figure 3.8	Approximation FHA de la tension V_{Sec} en fonction du temps.....	45
Figure 3.9	Approximation FHA du circuit de sortie	46
Figure 3.10	Forme simplifiée du circuit LLC	47
Figure 3.11	Impédance du circuit LLC.....	48
Figure 3.12	Méthode graphique	52
Figure 3.13	Méthode graphique	53
Figure 3.14	Modèle équivalent de transformateur	54
Figure 3.15	Circuit résonant LLC	54
Figure 3.16	Circuit résonant LLC avec magnétiques intégrés	55

Figure 3.17	Circuit résonant LLC avec magnétiques intégrés	55
Figure 3.18	Mesure de l'inductance L1SO	57
Figure 3.19	Mesure de l'inductance L1SS	58
Figure 3.20	Mesure de l'inductance L2PO	58
Figure 3.21	Mesure de l'inductance L2PS	59
Figure 3.22	Transformateur intégré final	61
Figure 3.23	Gain circuit LLC ($V_{Out} = 250V$)	62
Figure 3.24	Gain circuit LLC ($V_{Out} = 150V$)	63
Figure 3.25	Formes d'ondes idéalisées (V_{Lp}, I_{Lp})	64
Figure 3.26	Forme d'onde idéalisée de la tension V_{Cs}	66
Figure 3.27	Circuit de simulation de la topologie HB-LLC	68
Figure 3.28	Formes d'ondes de simulation ($V_{Out}=250V$, $I_{Out}=400mA$, $f_{sw}=123kHz$)	69
Figure 3.29	Formes d'ondes de simulation ($V_{Out}=150V$, $I_{Out}=500mA$, $f_{sw}=162kHz$)	70
Figure 3.30	Convertisseur à résonance HB-LLC	71
Figure 3.31	Tension V_{Sq} , Tension V_{Cs} et Courant I_{Cs}	72
Figure 3.32	Diagramme de Bode du circuit en boucle fermée	73
Figure 3.33	Efficacité η du convertisseur à résonance	74
Figure 3.34	Facteur de puissance du convertisseur à résonance	75
Figure 3.35	Taux de distorsion harmonique du convertisseur à résonance	76
Figure 4.1	Topologie SEPIC	80
Figure 4.2	Gain du SEPIC	81
Figure 4.3	Circuit équivalent de la topologie SEPIC (T_{On})	83
Figure 4.4	Circuit équivalent de la topologie SEPIC (T_{Off})	84

Figure 4.5	Fréquence de commutation f_{sw}	89
Figure 4.6	Modèle équivalent de deux inductances couplées	90
Figure 4.7	Convertisseur SEPIC PFC CrM	94
Figure 4.8	Efficacité du SEPIC PFC CrM	95
Figure 4.9	Facteur de puissance du SEPIC PFC CrM en fonction de la tension d'alimentation	96
Figure 4.10	THD du SEPIC PFC CrM	97
Figure 4.11	Courant d'entrée I_{In} en fonction du temps (500mA/div)	98
Figure 4.12	Déviation de l'ondulation du courant	99
Figure 5.1	Convertisseur à résonance Boost PFC CrM + HB-LLC	101
Figure 5.2	Convertisseur SEPIC PFC CrM	101
Figure 5.3	Ondulation du courant de sortie du convertisseur LLC	103
Figure 5.4	Ondulation du courant de sortie du convertisseur SEPIC	104
Figure 5.5	Comparaison du taux de l'efficacité	105
Figure 5.6	Comparaison du facteur de puissance	106
Figure 5.7	Comparaison du taux de distorsion harmonique	107

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

CrM	Mode de conduction critique
d	Rapport cyclique
f_{line}	Fréquence du réseau
f_n	Fréquence normalisée par rapport à la fréquence de résonance du circuit
f_{sw}	Fréquence de commutation
FHA	First Harmonic Approximation
\hat{I}_{In}	Amplitude crête du courant tiré du réseau
I_{Out}	Amplitude du courant de sortie du convertisseur
LED	Light-Emitting Diode
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
η	Efficacité énergétique du convertisseur
P_{In}	Puissance à l'entrée du convertisseur
PRC	Parallel Resonant Converter
P_{In}	Puissance à l'entrée du convertisseur
P_{Out}	Puissance à la sortie du convertisseur
SEPIC	Single Ended Primary Inductor Converter
SRC	Convertisseur à résonance série
T_{On}	Intervalle de conduction de l'interrupteur au cours du cycle de commutation
T_{Off}	Intervalle de non-conduction de l'interrupteur au cours du cycle de commu-

V_{Bus}	Tension du bus DC
V_{DS}	Tension drain-source
\hat{V}_{In}	Amplitude crête de la tension du réseau
V_{Out}	Amplitude de la tension de sortie du convertisseur
\hat{V}_{Sq}	Amplitude crête de la tension du Half-Bridge
ZCS	Commutation à zéro courant
ZVS	Commutation à zéro tension

INTRODUCTION

L'éclairage LED est de plus en plus présent sur le marché des luminaires. Les avantages associés à l'utilisation de ce type d'éclairage sont nombreux. Les économies d'énergie engendrées par l'utilisation de luminaires LED ainsi que leur longue durée de vie contribuent principalement à la croissance de la demande. La petite taille des LED permet une flexibilité inégalée au niveau du design de luminaire.

De plus, le temps de réponse d'un luminaire LED est supérieur à celui d'une lampe fluorescente. Le flux lumineux des LED est disponible immédiatement après qu'elles soient alimentées. Elles peuvent être ré-alimentées immédiatement après avoir été éteintes, malgré le fait qu'elles soient encore chaudes. Les LED fonctionnent aussi à basse température ; leur rendement est supérieur lorsqu'il fait froid.

La plage d'opération en termes de quantité de lumière émise par un luminaire LED est très large par rapport à un fluorescent. La quantité de lumière produite peut être modulée jusqu'à 0.1 % de sa valeur nominale. Le flux lumineux émis par une LED est précis et simple à contrôler puisqu'il est proportionnel au courant qui la traverse. La corrélation entre le courant et le flux lumineux produit est illustrée à la figure 0.1.

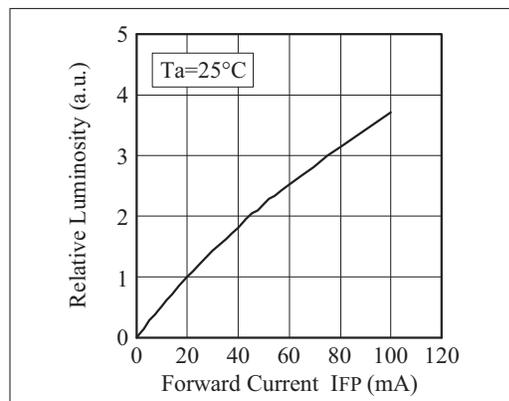


Figure 0.1 Corrélation entre le courant et le flux lumineux
(Fiche Technique NSPW510DS)

Finalement, grâce à sa bonne efficacité énergétique et aux matériaux qui la composent, l'empreinte environnementale de la technologie LED est excellente.

Le convertisseur d'énergie

Tous les avantages qu'apporte l'éclairage LED motivent le développement de convertisseurs d'énergie adaptés à ce type d'application. Un convertisseur d'énergie capable de transformer la tension alternative du réseau électrique en une source régulée de courant continu est nécessaire.

Bien qu'il soit possible d'alimenter une charge de LED avec une source de tension, il est généralement préférable d'utiliser une source de courant. La chute de tension aux bornes d'une LED étant dépendante de la température, une alimentation en tension fixe résulterait en un courant variant selon la température de sa jonction. La figure 0.2 illustre la tension aux bornes d'une LED en fonction de la température ambiante. Afin de maintenir le flux lumineux d'un luminaire LED constant, il est nécessaire que le courant circulant dans les LED soit aussi constant.

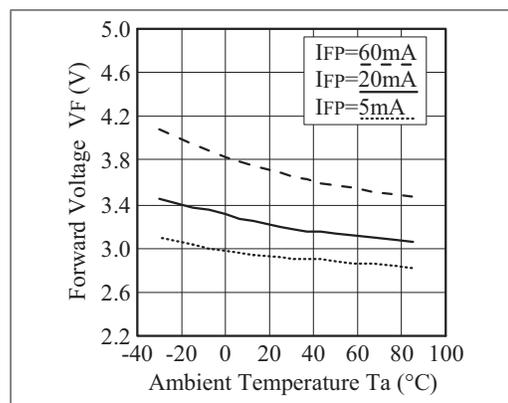


Figure 0.2 Tension V_F en fonction de la température ambiante (Fiche Technique NSPW510DS)

Les spécifications du projet

Dans le cadre de cette application, les caractéristiques recherchées chez le convertisseur sont principalement un faible coût, un haut rendement énergétique et une large plage d'opération. La plage d'opération implique la variation de la tension d'entrée, la variation de la tension de sortie et la variation de la puissance convertie. Le rendement énergétique du convertisseur est très important puisqu'il a un impact direct sur l'efficacité du luminaire dans lequel il est installé.

Les alimentations à découpage représentent à ce jour le choix le plus populaire lorsqu'il est question d'adapter une source électrique à une charge particulière de façon efficace pour un faible coût.

Afin que le luminaire LED puisse être vendu partout sur la planète, la plage opérationnelle de la tension d'entrée du convertisseur doit être universelle. La valeur RMS de la tension d'entrée peut varier de 100V à 300V.

Puisqu'il est avantageux de pouvoir utiliser le même modèle de convertisseur pour alimenter différents luminaires, la sortie du convertisseur doit être aussi flexible que possible.

La tension de sortie, qui dépend du nombre de LED connectées en série à alimenter, peut varier de 150V à 250V. Le courant de sortie peut être ajusté de 50mA à 500mA. Toutefois, la puissance de sortie ne peut excéder 100W.

Le rendement énergétique du convertisseur doit être d'au moins 90% lorsque la ligne est de 277V.

Le tableau 0.1 regroupe les spécifications du convertisseur.

Tableau 0.1 Spécifications du convertisseur

Ligne d'alimentation (V_{In})	
Min	$100V_{RMS}$
Max	$300V_{RMS}$
f	$50Hz - 60Hz$
Tension de sortie V_{Out}	
Min	$150V_{DC}$
Max	$250V_{DC}$
Courant de sortie I_{Out}	
Min	$50mA$
Max	$500mA$
Efficacité à pleine charge ($V_{In} = 277V$)	
Min	90%

La figure 0.3 définit graphiquement la plage d'opération du convertisseur. La tension de sortie est délimitée par les tensions de sortie minimale et maximale, par les courants de sortie minimal et maximal et par la puissance de sortie maximale.

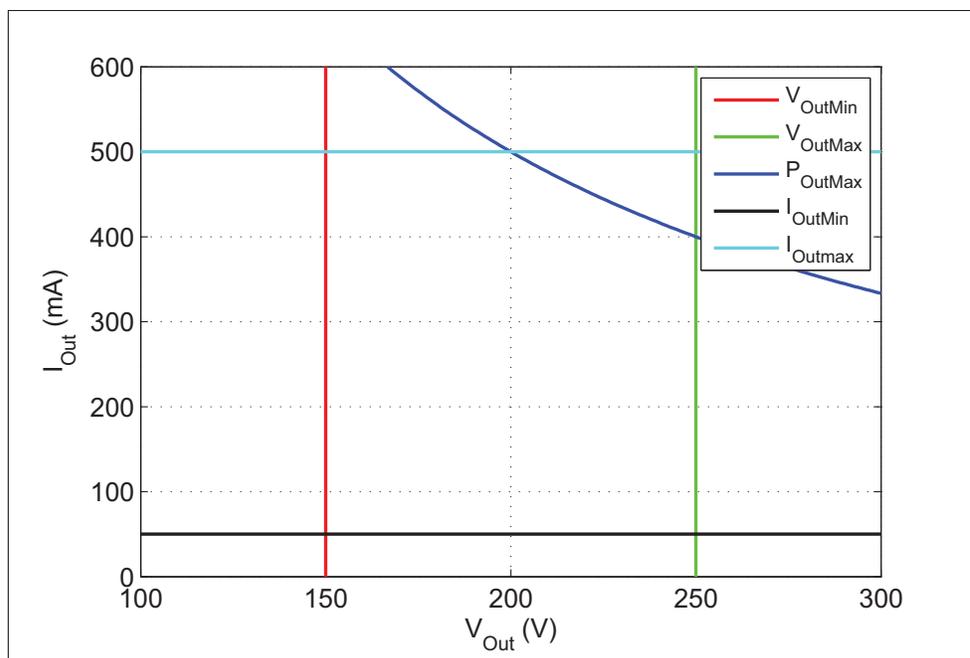


Figure 0.3 Plage d'opération du convertisseur

Solution

Deux approches sont envisagées pour répondre à ces spécifications.

La première approche est l'utilisation d'un convertisseur à deux étages de conversion permettant la répartition des tâches. Le premier étage produit une tension fixe tout en corrigeant le facteur de puissance tandis que le deuxième étage régule la sortie (figure 0.4).

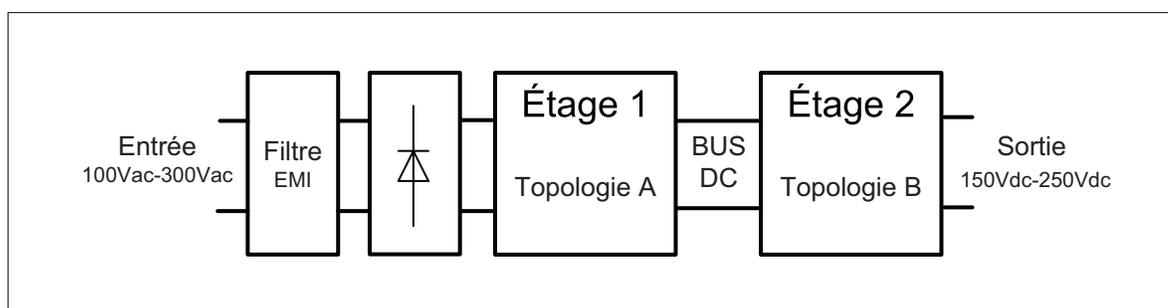


Figure 0.4 Diagramme fonctionnel : Convertisseur à 2 étages

La deuxième approche consiste en l'utilisation d'un convertisseur à un étage. Celui-ci doit pouvoir réguler le courant de sortie tout en assurant un facteur de puissance élevé et un faible taux de distorsion harmonique (figure 0.5).

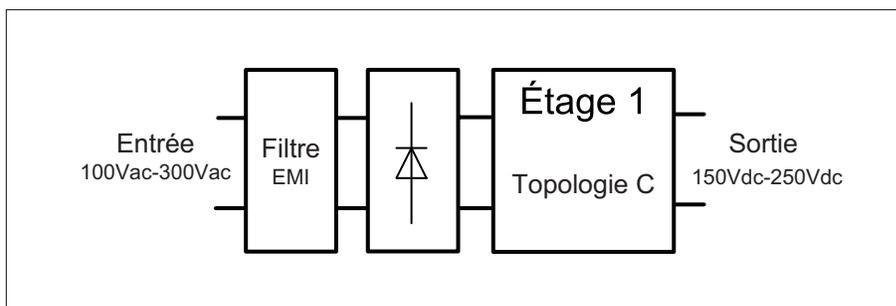


Figure 0.5 Diagramme fonctionnel : Convertisseur à 1 étage

Division du mémoire

Le document est divisé en différents chapitres.

Le premier chapitre porte sur l'état de l'art des convertisseurs à résonance par une revue de la littérature. Les topologies à résonance standards sur lesquelles est basé un grand nombre de travaux de recherche sont introduites. Les avancements dans le domaine des alimentations à découpage à résonance sont présentés.

Le deuxième chapitre présente la conception du premier étage du convertisseur à résonance. Cet étage, constitué de la topologie Boost PFC CrM, rectifie la tension d'entrée alternative en une tension continue plus élevée tout en corrigeant le facteur de puissance du convertisseur.

Le troisième chapitre porte sur la conception du deuxième étage du convertisseur à résonance qui est basée sur la topologie à résonance LLC. Les inductances série et parallèle de la topologie sont formées à partir des inductances de fuite et de magnétisation du transformateur afin d'augmenter la densité de puissance du convertisseur et de réduire le coût.

Le quatrième chapitre contient le développement d'un convertisseur visant à rencontrer les mêmes spécifications. Ce deuxième convertisseur, basé sur la topologie SEPIC, ne comporte qu'un seul étage. Les inductances sont couplées sur le même noyau magnétique afin de dévier la composante haute fréquence du courant circulant dans l'inductance d'entrée vers la deuxième inductance. Cela permet de réduire les besoins en filtrage différentiel à l'entrée du convertisseur.

Le cinquième chapitre compare les résultats obtenus avec chacun des convertisseurs. La plage d'opération, l'efficacité, le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique sont comparés.

Le sixième chapitre conclut le travail et présente des avenues de travaux futurs.

CHAPITRE 1

REVUE DE LITTÉRATURE

Il existe deux grands groupes d'alimentation à découpage, soient la famille des convertisseurs PWM et la famille des convertisseurs à résonance. Les convertisseurs à résonance regroupent deux sous-catégories, soient les convertisseurs switch-résonant et les convertisseurs load-résonant (figure 1.1).

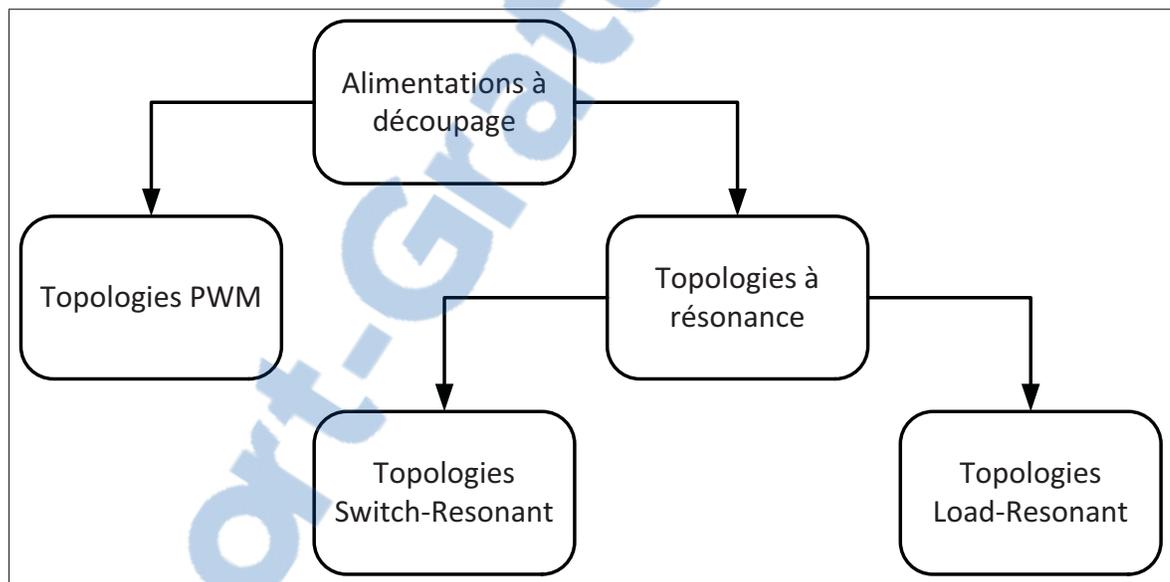


Figure 1.1 Arbre des topologies

Les alimentations à découpage PWM

Les alimentations à découpage PWM standard produisent des ondes de courant et de tension qui varient subitement. Ces ondes, telles que les ondes carrées ou encore triangulaires, comportent un taux élevé d'harmoniques qui contribuent à l'émission d'ondes électromagnétiques. Les harmoniques contribuent aussi à l'échauffement des noyaux magnétiques optimisés pour fonctionner à la fréquence fondamentale de ces ondes (Chetty (1992)).

Des inductances parasites se retrouvent dans les alimentations à découpage. Lorsqu'un changement de courant abrupt survient dans une inductance, un important pic de tension se forme à ses bornes (équation 1.1). Les pics de tension doivent être éliminés par l'implantation de circuits dissipatifs. Autrement, un surdimensionnement des semi-conducteurs est requis. Les inductances parasites se retrouvent entre autres au niveau des traces du circuit, dans les semi-conducteurs et dans les inductances de fuite des éléments magnétiques. Les capacités parasites du circuit, par exemple celles retrouvées entre les enroulements des éléments magnétiques ou encore dans les semi-conducteurs, résonnent avec les inductances parasites. Les oscillations générées sont nuisibles puisqu'elles produisent aussi de la pollution électromagnétique et du stress supplémentaire sur les semi-conducteurs.

$$V_L = L \frac{\partial i_L}{\partial t} \quad (1.1)$$

Les convertisseurs à résonance

Les éléments parasites du circuit qui créent des résonances nuisibles dans les convertisseurs PWM sont utiles dans les convertisseurs à résonance puisqu'ils s'additionnent aux éléments inductifs et capacitifs intentionnellement placés dans le circuit.

Les formes d'ondes présentes dans les convertisseurs à résonance sont plus sinusoïdales par rapport aux formes d'ondes retrouvées dans les convertisseur PWM. De ce fait, les pertes dans les noyaux magnétiques liées aux harmoniques sont réduites. Les courants circulant dans les alimentations à résonance ne subissent pas d'abrupt changement de valeur. Par conséquent, les pics de tension aux bornes des inductances parasites retrouvés dans les alimentations PWM ne sont pas présents dans les alimentations à résonance.

Le désavantage des alimentations à résonance par rapport aux convertisseurs PWM est la présence d'un courant de circulation associé à la résonance qui ne participe pas au transfert d'énergie vers la charge. Ce courant augmente les pertes de conduction et réduit l'efficacité du système. Cet inconvénient plus ou moins important selon la topologie à résonance utilisée

est contrebalancé par la commutation douce des interrupteurs. Ces alimentations sont conçues pour profiter de la commutation à zéro tension (ZVS) ou à zéro courant (ZCS) des interrupteurs. La commutation des interrupteurs à zéro tension survient lorsqu'un interrupteur passe de l'état OFF à l'état ON pendant que la tension à ses bornes est nulle. La commutation à zéro courant des interrupteurs survient lorsqu'un interrupteur passe de l'état ON à l'état OFF pendant que le courant qui y circule est nul.

La commutation douce limite les pertes de commutation des interrupteurs, permettant ainsi d'opérer à plus haute fréquence. Une fréquence d'opération plus élevée permet la réduction de la taille des éléments réactifs présents dans les alimentations à découpage. De plus petits éléments réactifs permettent d'obtenir une densité de puissance supérieure pour un coût de fabrication moindre.

Sous la branche des alimentations à résonance existent deux types de convertisseurs. La première catégorie regroupe les convertisseurs switch-resonant dans lesquels la charge ne fait pas partie du circuit résonant. Une résonance locale survient autour des interrupteurs afin de permettre la commutation douce.

Le deuxième type regroupe les convertisseurs load-resonant basés sur les onduleurs de classe D (Chetty (1992)). La charge fait partie du circuit résonant dans cette famille de convertisseurs. Dans les applications où l'équipement est directement branché sur le réseau, ce type de topologie est généralement utilisé en tant que deuxième étage du convertisseur. Le premier étage est typiquement un Boost qui fonctionne de manière à assurer un facteur de puissance très élevé à l'entrée du convertisseur.

Les circuits résonants de base dont la charge fait partie du circuit ont été présentés, décrits et comparés par Robert L. Steigerwald (Steigerwald (1988)). Les travaux de recherches de Steigerwald ont ouvert la porte à un monde de recherche visant à améliorer l'état de l'art de ce type d'alimentation à découpage. La conception des alimentations à résonance de base fut grandement simplifiée par l'approximation de la première harmonique des ondes introduites par le chercheur.

Grâce à cette méthode d'analyse, le circuit résonant série illustré à la figure 1.2 peut être analysé en utilisant simplement l'impédance complexe des éléments réactifs.

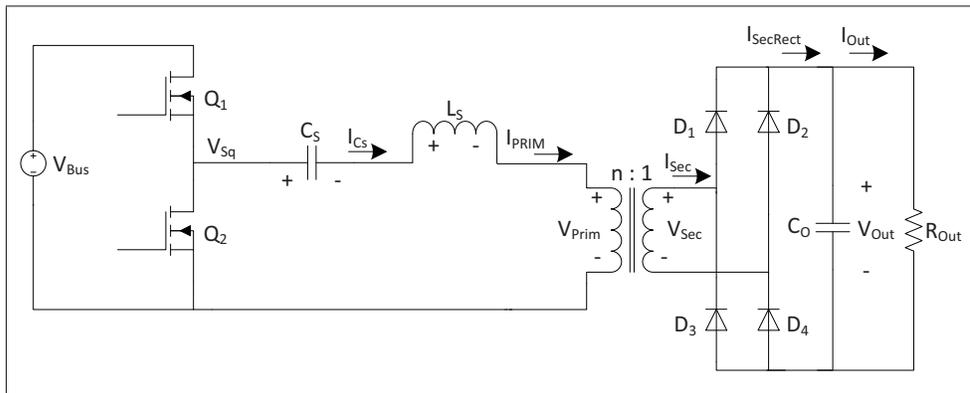


Figure 1.2 Circuit résonant SRC

Le circuit de la figure 1.2 est alors réduit au schéma de la figure 1.3.

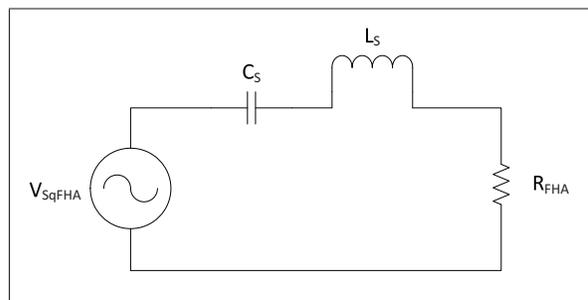


Figure 1.3 Circuit résonant SRC (FHA)

Toutefois, la topologie à résonance série ne convient pas parfaitement à l'éclairage LED. Son incapacité à opérer à faible charge élimine la possibilité de réduire l'intensité lumineuse des luminaires. La fonction de transfert du circuit résonant série par rapport à la fréquence de commutation normalisée des interrupteurs, présentée à la figure 1.4, illustre ce phénomène. La fréquence de commutation doit être extrêmement élevée afin de parvenir à réguler lorsque la charge est faible. La fréquence normalisée du circuit est le rapport de la fréquence de commutation par rapport à la fréquence de résonance du circuit (équation 1.2).

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (1.2)$$

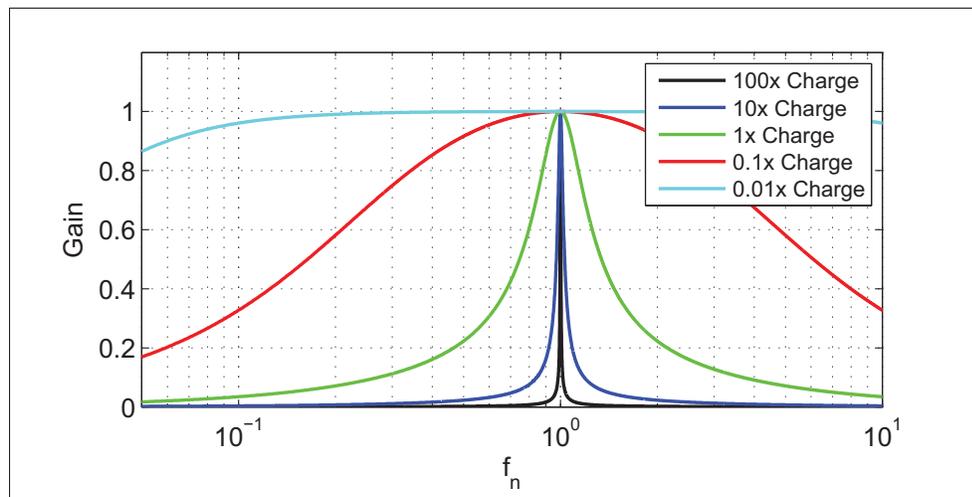


Figure 1.4 Fonction de transfert du circuit résonant SRC

Le circuit résonant parallèle, illustré à la figure 1.5, permet d'opérer à faible charge.

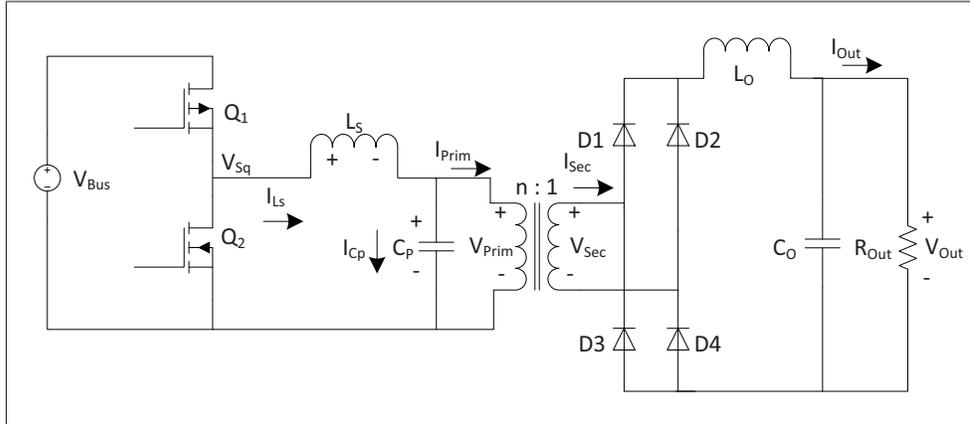


Figure 1.5 Circuit résonant PRC

Son analyse est aussi simplifiée par l'approximation de la première harmonique de Steigerwald. Le circuit équivalent est illustré à la figure (figure 1.6).

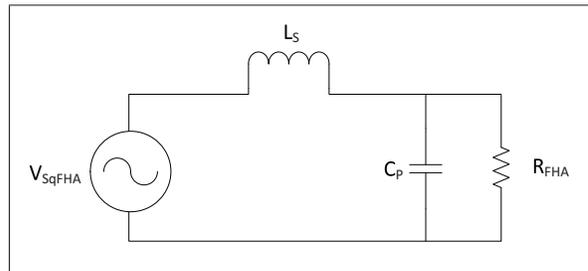


Figure 1.6 Circuit résonant PRC (FHA)

La fonction de transfert du circuit résonant parallèle est illustrée à la figure 1.7.

Le convertisseur résonant parallèle peut procurer un gain supérieur à 1. Son principal désavantage est la présence d'un courant de circulation qui ne participe pas au transfert d'énergie vers la charge, mais qui génère des pertes énergétiques et augmente le stress sur les composants.

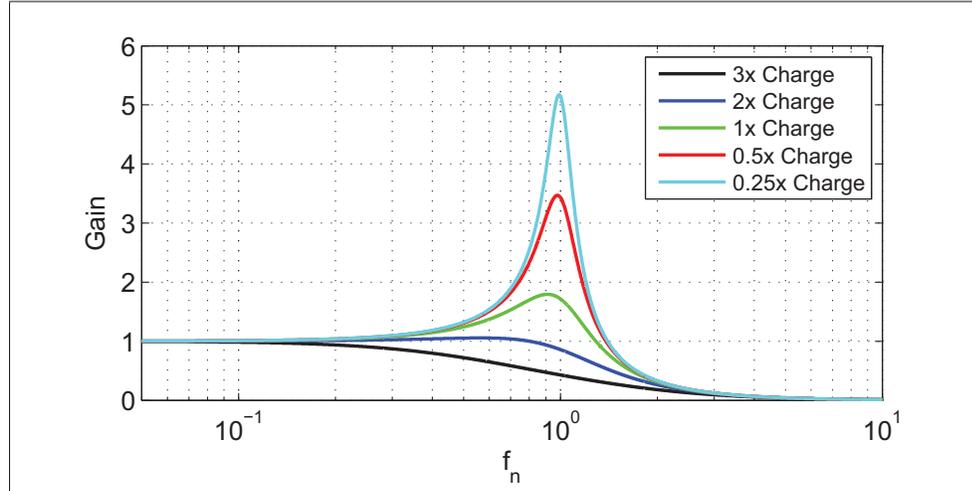


Figure 1.7 Fonction de transfert du circuit résonant PRC

Depuis, les chercheurs tentent de combiner les différents avantages des topologies à résonance tout en éliminant leurs défauts. Le convertisseur résonant série permet d'obtenir une efficacité énergétique très élevée puisque tout le courant qui y circule sert au transfert d'énergie vers la charge. Par contre, son incapacité à générer un gain en tension et l'impossibilité de réguler à faible charge sont ses principaux défauts. Des travaux de recherche portant sur des topologies ayant plusieurs fréquences de résonance grâce à l'ajout d'éléments réactifs ont porté fruit (Batarseh (1994))

Le convertisseur à résonance LLC, illustré à la figure 1.8, est présentement l'un des convertisseurs à résonance les plus à l'étude. Cette topologie de convertisseur est un hybride entre le convertisseur à résonance série et le convertisseur résonant parallèle. Par rapport à la topologie à résonance série de base, une inductance est ajoutée en parallèle avec la charge.

Il s'agit d'un convertisseur qui présente une efficacité énergétique élevée et une vaste plage d'opération (Huang (2010)). L'utilisation de ce convertisseur présente toutefois certains risques. La nature du circuit LLC peut être capacitive lorsqu'il est opéré sous la fréquence de résonance, ce qui est néfaste pour les interrupteurs. Afin de profiter de la commutation douce des interrupteurs, l'impédance du circuit doit toujours être inductive. Afin d'éviter ce problème, la diode intrinsèque des MOSFET qui est utilisée dans l'implémentation de la topologie LLC doit être très rapide (suk Choi *et al.* (2009)) ou un circuit de protection doit être implanté (Yang (2003)).

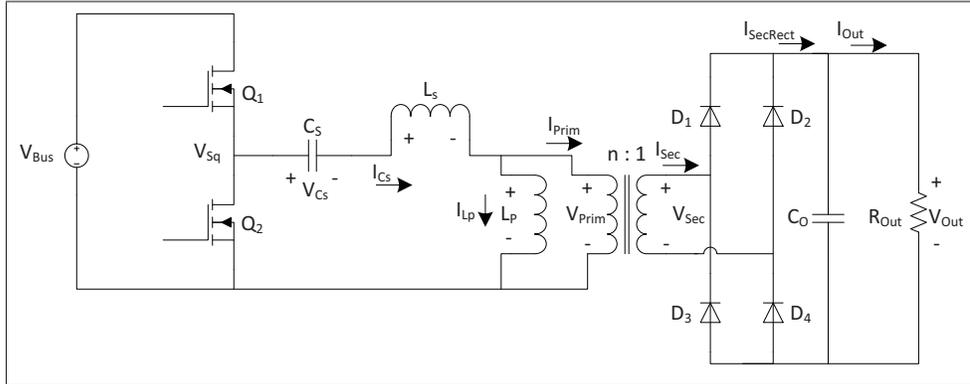


Figure 1.8 Circuit résonant LLC

La conception du convertisseur LLC est aussi facilitée par l'approximation de la première harmonique des ondes. Le circuit équivalent est représenté à la figure 1.9

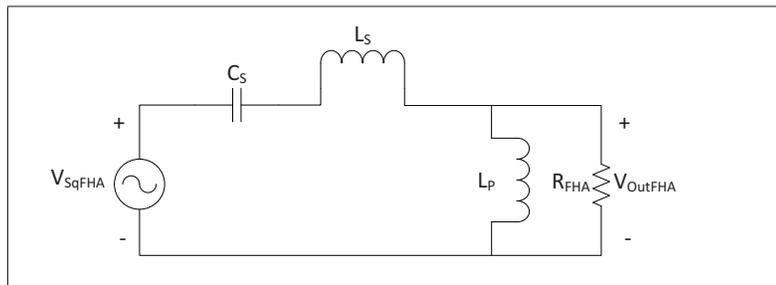


Figure 1.9 Circuit résonant LLC (FHA)

Les convertisseurs à résonance peuvent profiter des éléments parasites qui se retrouvent dans le circuit. Le circuit résonant LLC est idéal puisqu'il permet d'utiliser l'inductance de fuite parasite du transformateur comme une inductance connectée en série avec l'enroulement primaire (Choi (2007)).

La caractéristique du gain en tension du circuit LLC est illustrée à la figure 1.10.

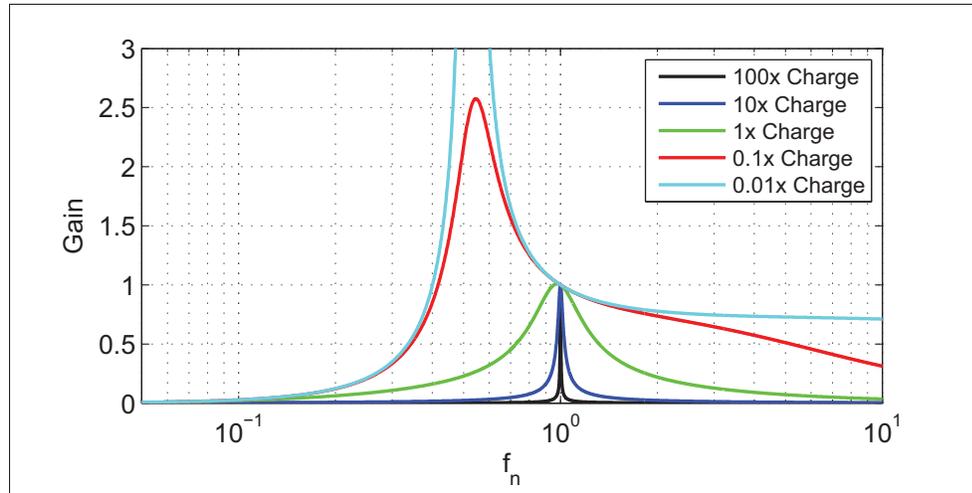


Figure 1.10 Fonction de transfert du circuit résonant LLC

La topologie LLC permet un gain en tension lorsqu'elle est opérée sous la fréquence de résonance. Les inductances séries (L_S) et parallèle (L_P) forment un diviseur de tension à haute fréquence qui permet d'abaisser la tension. L'ajout d'un condensateur en parallèle avec l'inductance L_P de la topologie LLC permet la régulation à très faible charge (Ye *et al.* (2007)). La topologie LLC permet la commutation à zéro tension sur toute la plage d'opération (Oeder et Duerbaum (2013)). Les équations correspondant à chacun des intervalles de commutation sont disponibles dans la littérature (Yang (2003)). La modélisation petits signaux de cette topologie est possible grâce à l'utilisation des équations descriptives et de l'approximation de la première harmonique (Yang (1994)).

Conclusion

Les topologies à résonance permettent de réduire la taille des éléments réactifs du circuit. La topologie LLC permet la commutation à zéro tension sur toute la plage d'opération du convertisseur. La plage d'opération du circuit résonant LLC est plus large que la plage d'opération des circuits à résonance série et parallèle. La topologie LLC est idéale pour l'intégration des éléments magnétiques.

CHAPITRE 2

CONCEPTION DU 1^{ER} ÉTAGE : BOOST PFC CRM

2.1 Spécifications du 1^{er} étage

Selon les spécifications du convertisseur (tableau 2.1), la ligne d'alimentation du convertisseur est universelle. Cet étage doit corriger le facteur de puissance et maintenir un faible taux de distorsion harmonique. La puissance de sortie maximale de cet étage est de 120W. La tension de sortie est fixe afin de limiter la variation de la tension d'entrée du deuxième étage. Le convertisseur Boost est utilisé en tant que convertisseur AC-DC, tel qu'illustré à la figure 2.1.

Tableau 2.1 Spécifications du 1^{er} étage

Ligne d'alimentation (V_{In})	
Min	$100V_{RMS}$
Max	$300V_{RMS}$
f	$50Hz - 60Hz$
Tension de sortie V_{Out}	
Min	$425V_{DC}$
Nom	$450V_{DC}$
Max	$475V_{DC}$
Puissance de sortie P_{Out}	
Max	$120W$
Efficacité à pleine charge ($V_{In} = 277V$)	
Min	95%

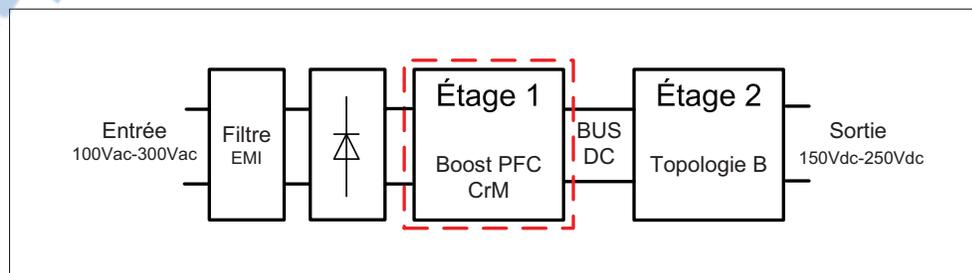


Figure 2.1 Diagramme fonctionnel du convertisseur

2.2 Justification du choix de la topologie Boost PFC CrM

Le convertisseur choisi pour accomplir la correction du facteur de puissance ainsi que la rectification de la tension du réseau est le Boost, illustré à la figure 2.2. Cette topologie comporte une inductance L_1 , un interrupteur Q_1 , une diode D_1 et un condensateur C_O .

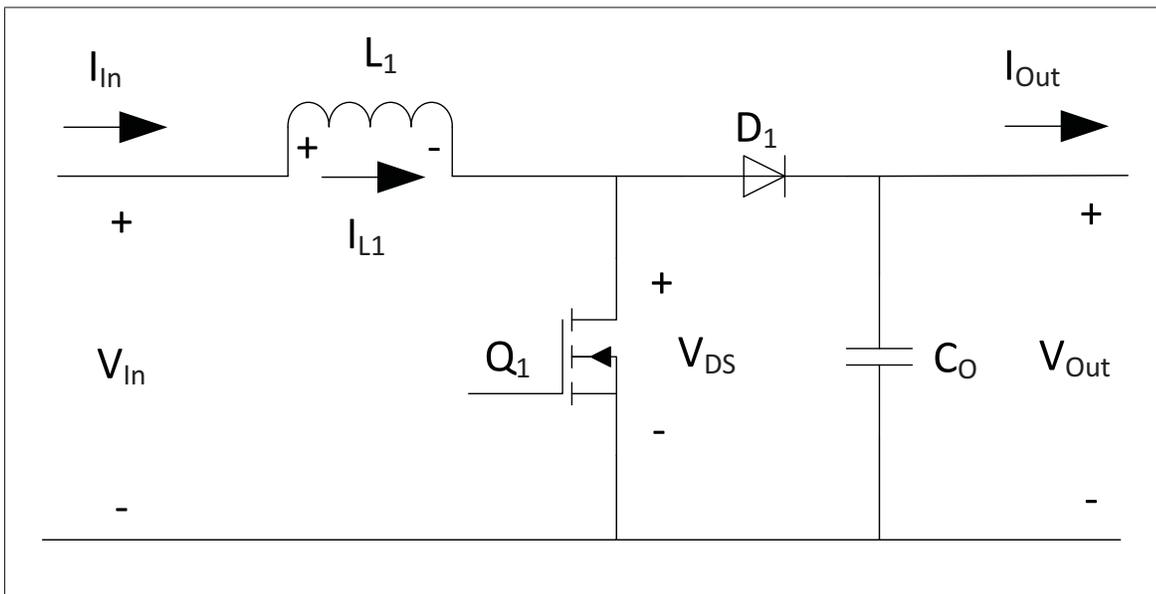


Figure 2.2 Topologie du convertisseur Boost

Cette topologie est appropriée pour l'application pour plusieurs raisons. Tout d'abord, son faible nombre de composants en fait une topologie avantageuse au niveau du prix. L'interrupteur référencé à la masse minimise le coût de son circuit d'attaque. De plus, la présence de l'inductance L_1 directement reliée à l'entrée du convertisseur permet un courant d'entrée I_{In} continu.

Cette topologie permet de convertir une tension DC en une tension DC plus élevée. Toutefois, puisque la fréquence de commutation du convertisseur f_{sw} est très élevée par rapport à la fréquence du réseau électrique f_{Line} , la tension du réseau peut être considérée continue au cours d'un cycle de commutation du convertisseur. Il est donc possible d'effectuer une conversion AC-DC permettant la correction du facteur de puissance par le mode de conduction critique de l'inductance L_1 . Utilisé en mode CrM, le convertisseur Boost est très efficace. La diode

D_1 cesse de conduire lorsque l'inductance est complètement déchargée et l'interrupteur Q_1 est activé seulement après le blocage de la diode. De ce fait, la diode ne subit pas de recouvrement inverse dû à l'activation de l'interrupteur.

Le principal inconvénient du convertisseur Boost dans le cadre de cette application est que la tension de sortie doit être supérieure à la tension d'entrée (Erickson et Maksimovic (2001)). La fonction de transfert de cette topologie en fonction du rapport cyclique d est donnée à l'équation 2.1 et représentée graphiquement à la figure 2.3.

$$\frac{V_{Out}}{V_{In}} = \frac{1}{1-d} \quad (2.1)$$

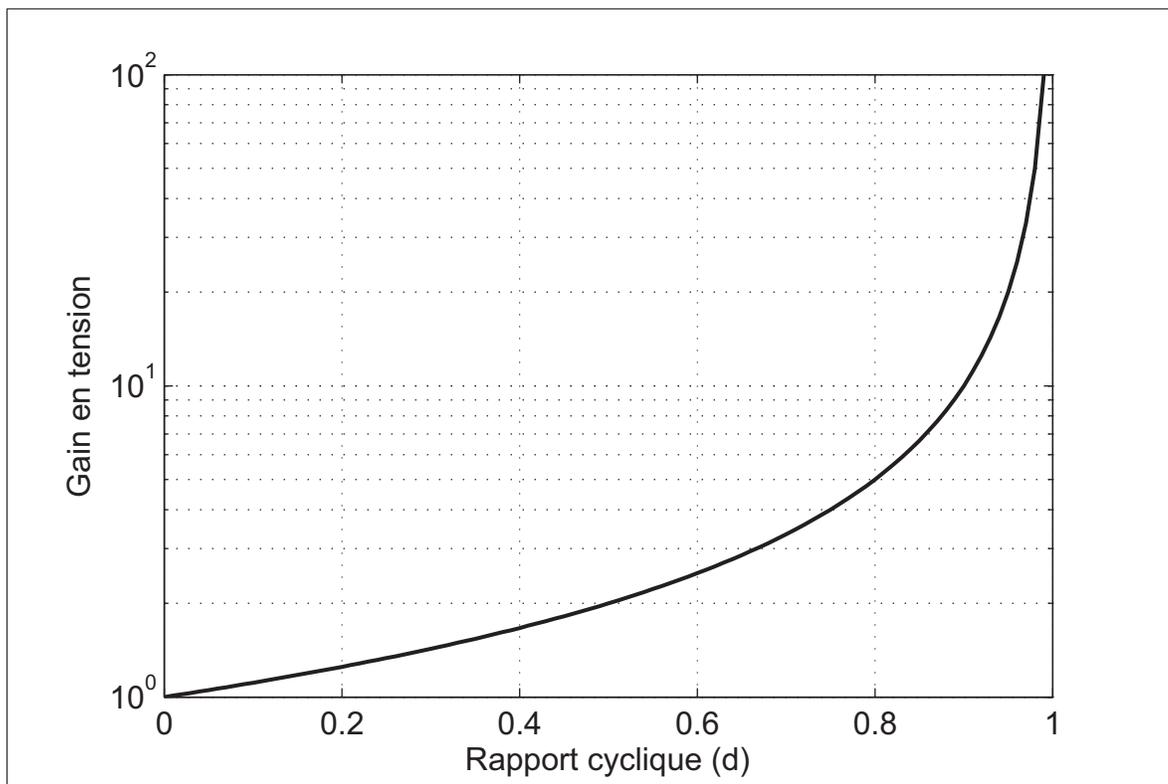


Figure 2.3 Fonction de transfert du convertisseur Boost

2.3 Conception du premier étage : Boost PFC CrM

Le design du premier étage est fait en supposant que le courant est parfaitement sinusoïdal et en phase avec la tension d'entrée. Dans le cadre de cette application, la ligne d'entrée est universelle et peut atteindre $300V_{RMS}$. Une tension de sortie de 450V est donc nécessaire selon l'équation 2.2.

$$V_{Out} > \hat{V}_{In} > \sqrt{(2)}300V > 424.5V \rightarrow V_{Out} = 450V \quad (2.2)$$

La puissance de sortie maximale envoyée vers les LED est de 100W. Afin de compenser pour les pertes du deuxième étage et de prévoir une marge de manoeuvre en cas de condition anormale, une puissance de sortie maximale P_{OutMax} de 120W est prévue.

2.3.1 Description du fonctionnement de la topologie

L'analyse du fonctionnement de la topologie Boost est divisée en deux sections. La première analyse le circuit lorsque l'interrupteur conduit tandis que la seconde analyse le circuit lorsque l'interrupteur ne conduit pas.

Interrupteur fermé

L'interrupteur conduit pendant la période T_{On} . Le circuit électrique équivalent est représenté à la figure 2.4. Au cours de cet intervalle, le courant I_{L1} croît linéairement. La tension d'entrée V_{In} , considérée constante au cours de l'intervalle, est directement appliquée sur l'inductance (équation 2.3).

$$V_{L1} = V_{In} \quad (2.3)$$

Au cours cet intervalle, la totalité du courant d'entrée I_{In} circule dans l'inductance et dans l'interrupteur Q_1 (équation 2.4).

$$I_{Q1} = I_{L1} = I_{In} \quad (2.4)$$

La diode D_1 bloque la tension de sortie V_{Out} (équation 2.5).

$$V_R = V_{Out} \quad (2.5)$$

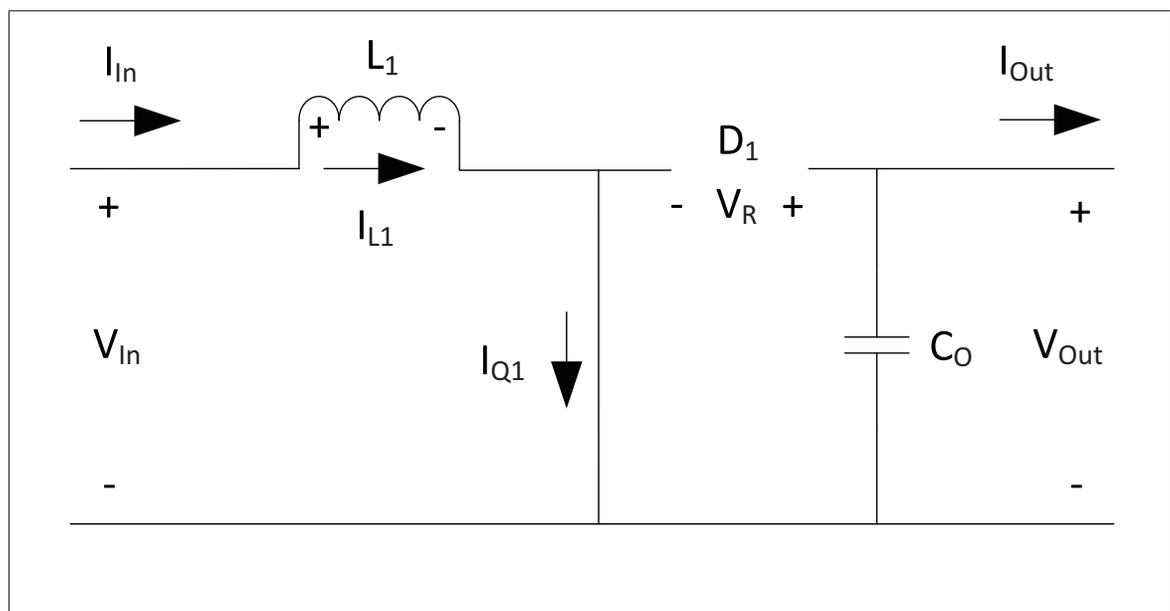


Figure 2.4 Circuit équivalent de la topologie BOOST lorsque l'interrupteur conduit

Interrupteur ouvert

L'interrupteur est bloqué au cours de l'intervalle T_{Off} . Le circuit électrique équivalent est représenté à la figure 2.5. Au cours de cet intervalle, le courant I_{L1} décroît linéairement puisque la tension V_{L1} à ses bornes est constante. Cette tension est égale à la tension d'entrée V_{In} soustraite à la tension de sortie V_{Out} (équation 2.6).

$$V_{L1} = V_{Out} - V_{In} \quad (2.6)$$

La totalité du courant d'entrée I_{In} circule dans l'inductance et dans la diode D_1 (équation 2.7).

$$I_{D1} = I_{L1} = I_{In} \quad (2.7)$$

L'interrupteur Q_1 bloque la tension de sortie V_{Out} (équation 2.8).

$$V_{DS} = V_{Out} \quad (2.8)$$

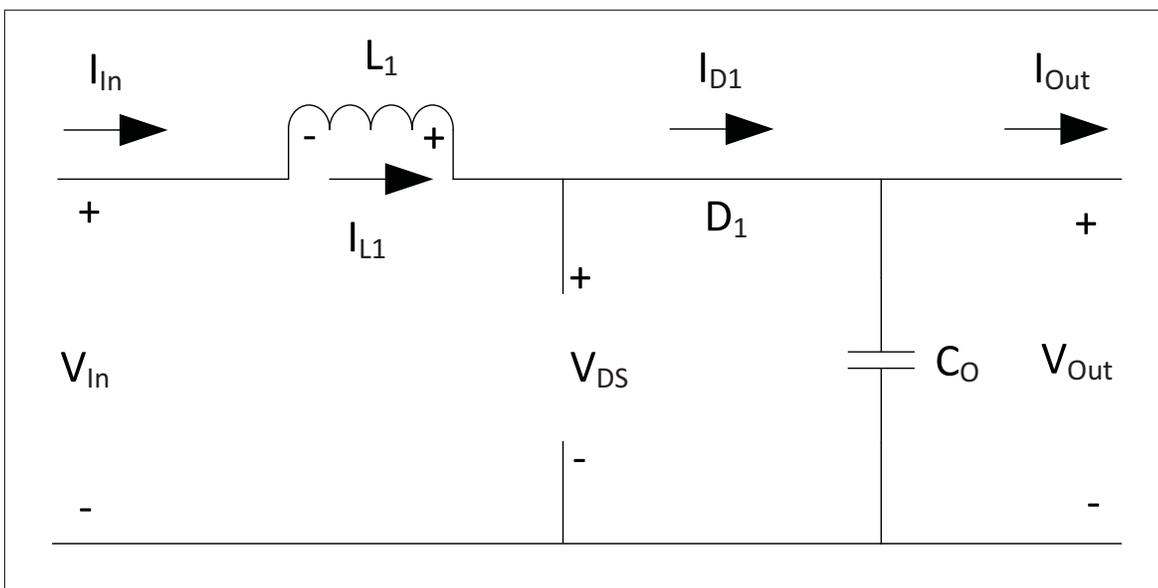


Figure 2.5 Circuit équivalent de la topologie BOOST lorsque l'interrupteur est ouvert

2.3.2 Dimensionnement des composants

Dimensionnement de l'inductance L_1

L'inductance est dimensionnée selon le courant maximal qui la traverse. Cette situation survient lorsque la tension crête du réseau est minimale ($V_{InMinRMS}=100V$) et que la puissance de sortie est maximale ($P_{OutMax}=120W$). L'efficacité η du convertisseur Boost dans ces conditions est estimée à 95%. La puissance d'entrée maximale du convertisseur est déduite à partir de ce rendement (équation 2.9).

$$P_{InMax} = \frac{P_{OutMax}}{\eta} = \frac{120W}{0.95} = 126.32W \quad (2.9)$$

L'équation de la tension minimale en fonction du temps est donnée par l'équation 2.10.

$$V_{InMin}(t) = \hat{V}_{InMin} \sin(2\pi ft) \rightarrow V_{InMin}(t) = 141.42 \sin(2\pi 60t) \quad (2.10)$$

La valeur RMS du courant maximal $I_{InMaxRMS}$ tiré de la ligne d'alimentation par le convertisseur s'obtient en divisant la puissance d'entrée maximale P_{InMax} par la tension d'entrée minimale $V_{InMinRMS}$ (équation 2.11).

$$I_{InMaxRMS} = \frac{P_{InMax}}{V_{InMinRMS}} \rightarrow I_{InMaxRMS} = 1.26A \quad (2.11)$$

Le courant d'entrée en fonction du temps est donné à l'équation 2.12.

$$I_{InMax}(t) = \hat{I}_{InMax} \sin(2\pi ft) \rightarrow I_{InMax}(t) = 1.79 \sin(2\pi 60t) \quad (2.12)$$

La puissance tirée du réseau est donnée par le résultat de la multiplication du courant par la tension. L'équation de la puissance tirée du réseau en fonction du temps est donnée à l'équation 2.13.

$$P_{In}(t) = V_{In}(t)I_{In}(t) \quad (2.13)$$

La puissance moyenne maximale tirée du réseau est de 126.32W. Une ondulation dont la fréquence est deux fois supérieure à la fréquence du réseau est superposée à cette moyenne. L'amplitude de cette ondulation est égale à la puissance moyenne. La puissance d'entrée en fonction du temps ainsi que la puissance moyenne pour un réseau de 60Hz sont illustrées à la figure 2.6.

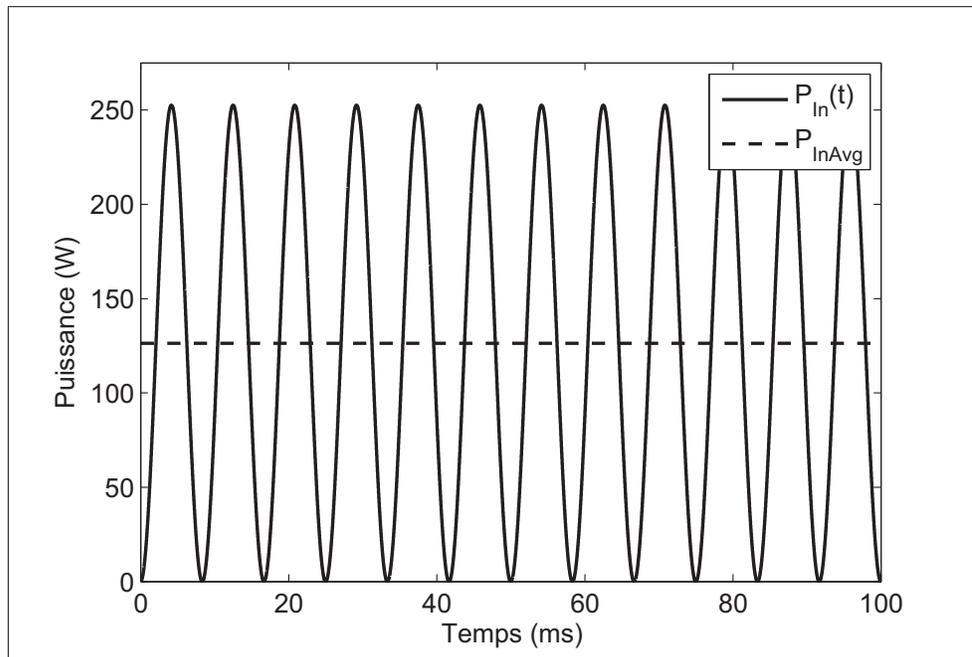


Figure 2.6 Puissance maximale tirée du réseau en fonction du temps

Le mode de conduction critique

La correction du facteur de puissance est effectuée par le mode de conduction critique (CrM) de l'inductance d'entrée L_1 , représenté à la figure 2.7. Pendant l'intervalle de conduction, identifié T_{On} , la tension d'entrée V_{In} est appliquée à l'inductance L_1 . Le temps de conduction est constant en mode de conduction critique, ce qui permet au courant I_{L1} d'atteindre une valeur proportionnelle à la tension d'entrée instantanée $V_{In}(t)$ à chaque cycle. La valeur maximale du courant I_{L1} atteinte à chaque cycle est deux fois supérieure au courant d'entrée instantané. Pendant la période de blocage identifiée T_{Off} , la tension appliquée à l'inductance est la tension de sortie à laquelle est soustraite la tension d'entrée. Au cours de cet intervalle, le courant décroît à zéro.

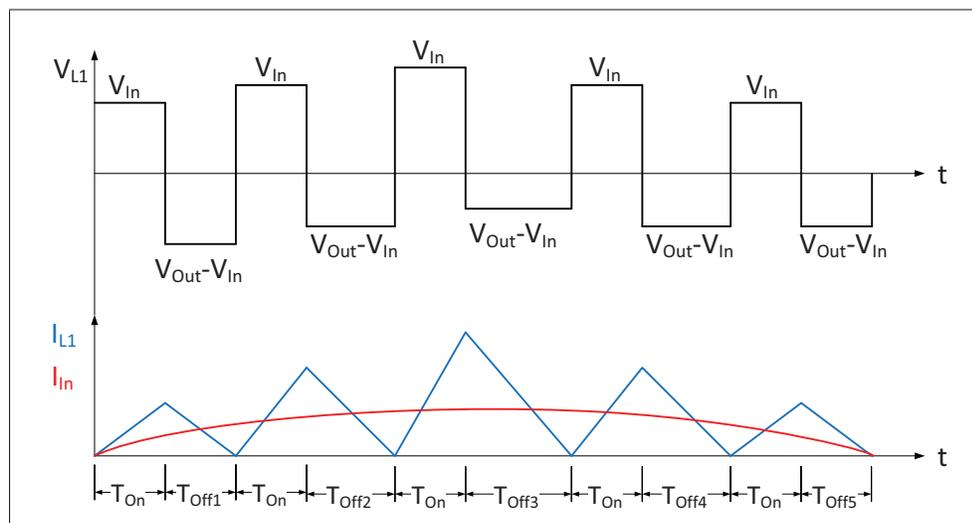


Figure 2.7 Formes d'ondes idéalisées du mode de conduction critique (CrM)

Le contrôleur régule la tension V_{Out} en ajustant le temps de conduction afin que la puissance nécessaire soit livrée en sortie. Le contrôleur a un temps de réponse plus lent que la fréquence du réseau. De ce fait, le temps de conduction ne varie pas au cours d'un cycle.

La moyenne du courant I_{L1} est sinusoïdale. Le courant d'entrée est le résultat du courant I_{L1} filtré de la fréquence de commutation. Le mode de conduction critique assure un courant d'entrée sinusoïdal et en phase avec la tension.

Calcul du temps de conduction de l'interrupteur Q_1

Au cours de l'intervalle T_{On} , le courant dans l'inductance passe de 0 à 2 fois la valeur du courant d'entrée du convertisseur $I_{In}(t)$. La durée de cet intervalle est déterminée en utilisant la formule de base de la tension sur une inductance (équation 2.14).

$$V_{L1} = L_1 \frac{\partial i_{L1}}{\partial t} \rightarrow T_{On}(t) = \frac{2L_1 \hat{I}_{In} \sin(2\pi ft)}{\hat{V}_{In} \sin(2\pi ft)} \quad (2.14)$$

Les termes dépendant du temps de l'équation 2.14 s'annulent et le courant \hat{I}_{In} s'exprime en fonction de la puissance d'entrée (équation 2.15).

$$\hat{I}_{In} = \frac{P_{In}}{\frac{\hat{V}_{In}}{\sqrt{2}}} \sqrt{2} = \frac{2P_{In}}{\hat{V}_{In}} \quad (2.15)$$

L'équation 2.16 est l'expression du temps de conduction de l'interrupteur Q_1 . Cette équation ne contient pas de variable associée au temps. Le temps de conduction est fixe pour une tension de ligne, une puissance et une valeur d'inductance données.

$$T_{On} = \frac{4L_1 P_{In}}{\hat{V}_{In}^2} \quad (2.16)$$

Calcul du temps de blocage de l'interrupteur Q_1

Lorsque l'interrupteur ne conduit pas, la diode D_1 conduit. La tension appliquée sur l'inductance lorsque la diode conduit est égale à la tension de sortie à laquelle la tension d'entrée est soustraite (équation 2.17).

$$V_{L1} = V_{Out} - V_{In} \quad (2.17)$$

Pendant cet intervalle, le courant I_{L1} décroît linéairement. La valeur initiale du courant est 2 fois supérieure au courant d'entrée instantané $I_{IN}(t)$. À la fin de l'intervalle, le courant I_{L1} est

nul. La durée de l'intervalle T_{Off} s'obtient aussi à partir de l'équation de base de la tension sur une inductance. Son expression est donnée à l'équation 2.18.

$$T_{Off}(t) = \frac{2L_1 \hat{I}_{In} \sin(2\pi ft)}{V_{Out} - \hat{V}_{In} \sin(2\pi ft)} \quad (2.18)$$

Le courant d'entrée $I_{In}(t)$ s'exprime toujours en fonction de la puissance d'entrée. Des termes dépendant du temps sont toujours présents dans l'expression du temps de non-conduction de l'interrupteur Q_1 (équation 2.19). Le temps de non-conduction n'est donc pas constant.

$$T_{Off}(t) = \frac{4L_1 \frac{P_{In}}{\hat{V}_{In}} \sin(2\pi ft)}{V_{Out} - \hat{V}_{In} \sin(2\pi ft)} \quad (2.19)$$

Calcul de la période de conduction p_{sw}

La valeur de la période de conduction est donnée par la somme des temps de conduction T_{On} et T_{Off} (équation 2.20).

$$p_{sw} = T_{On} + T_{Off}(t) = \frac{4L_1 P_{In}}{\hat{V}_{In}^2} + \frac{4L_1 \frac{P_{In}}{\hat{V}_{In}} \sin(2\pi ft)}{V_{Out} - \hat{V}_{In} \sin(2\pi ft)} \quad (2.20)$$

Calcul de la fréquence de commutation f_{sw}

La période totale de commutation de l'interrupteur est la somme de la durée de conduction et de non-conduction de l'interrupteur. La fréquence de commutation est l'inverse de cette période (équation 2.21).

$$f_{sw}(t) = \frac{1}{\frac{4L_1 P_{In}}{\hat{V}_{In}^2} + \frac{4L_1 \frac{P_{In}}{\hat{V}_{In}} \sin(2\pi ft)}{V_{Out} - \hat{V}_{In} \sin(2\pi ft)}} \quad (2.21)$$

Comme la tension d'entrée et la puissance d'entrée du convertisseur sont données par les spécifications du projet, la valeur de l'inductance est le seul paramètre qui détermine la fréquence de commutation du convertisseur.

Bien que le temps de conduction soit fixe pour une tension d'entrée et une charge donnée, la fréquence de commutation varie. La figure 2.8 illustre la fréquence de commutation de l'interrupteur Q_1 en fonction du temps sur un demi-cycle du réseau pour différentes tensions de ligne, une charge de $120W$, une efficacité de 95% et une inductance L_1 de $1mH$.

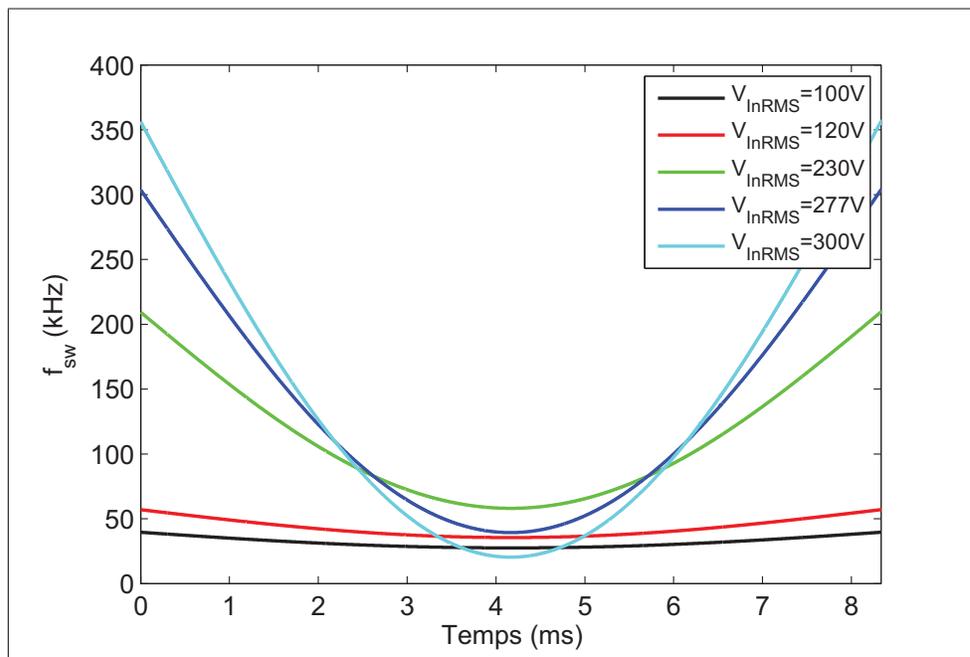


Figure 2.8 Fréquence de commutation sur un demi-cycle de réseau

Dimensionnement de l'interrupteur Q_1

La tension bloquée par l'interrupteur lorsqu'il ne conduit pas est la tension de sortie (équation 2.22). Afin de prévoir un facteur de sécurité, un MOSFET de 600V pouvant supporter un courant moyen de 9.7A lorsque la température ambiante est de 25°C est choisi. Le numéro de pièce de l'interrupteur sélectionné est TK10A60W.

$$V_{DS} = V_{Out} = 450V \quad (2.22)$$

Dimensionnement de la diode D_1

La tension bloquée par la diode lorsqu'elle ne conduit pas est la tension de sortie (équation 2.23). La diode sélectionnée est une MUR260 de 600V et 2A.

$$V_R = V_{Out} \quad (2.23)$$

Dimensionnement du condensateur C_O

Le condensateur de sortie doit supporter la tension de sortie V_{Out} . L'ondulation crête maximale est posée à 5% de la tension V_{Out} de 450V, soit 22.5V. Cette ondulation provient de la puissance alternative tirée du réseau, tel qu'illustré à la figure 2.6 (équation 2.24). La puissance d'entrée alternative est exactement égale à la puissance moyenne calculée à l'équation 2.9.

$$\Delta V_{Out} = X_{C_O} I_{OutMax} \quad (2.24)$$

La valeur minimale du condensateur de sortie est donnée par l'équation 2.25.

$$C_O \geq \frac{1}{2\pi(2(50Hz))22.5V} \frac{126.32W}{450V} \rightarrow C_O = 19.86\mu F \quad (2.25)$$

2.4 Simulation

La figure 2.9 illustre l'implémentation du circuit du Boost PFC CrM. La tension de sortie est mesurée et comparée à une référence. La différence entre la référence et la tension de sortie est ensuite passée à travers un régulateur PI dont le temps de réponse est légèrement supérieur à un cycle de réseau.

La sortie du régulateur PI est multipliée par un signal proportionnel à la valeur absolue de la tension d'entrée. Le résultat de cette multiplication devient la référence pour le courant I_{L1} . Le passage par zéro du courant dans l'inductance est détecté par le comparateur ZCD et amorce l'interrupteur Q_1 . L'interrupteur est désamorcé lorsque le comparateur IRef détecte que la valeur du courant a atteint la référence.

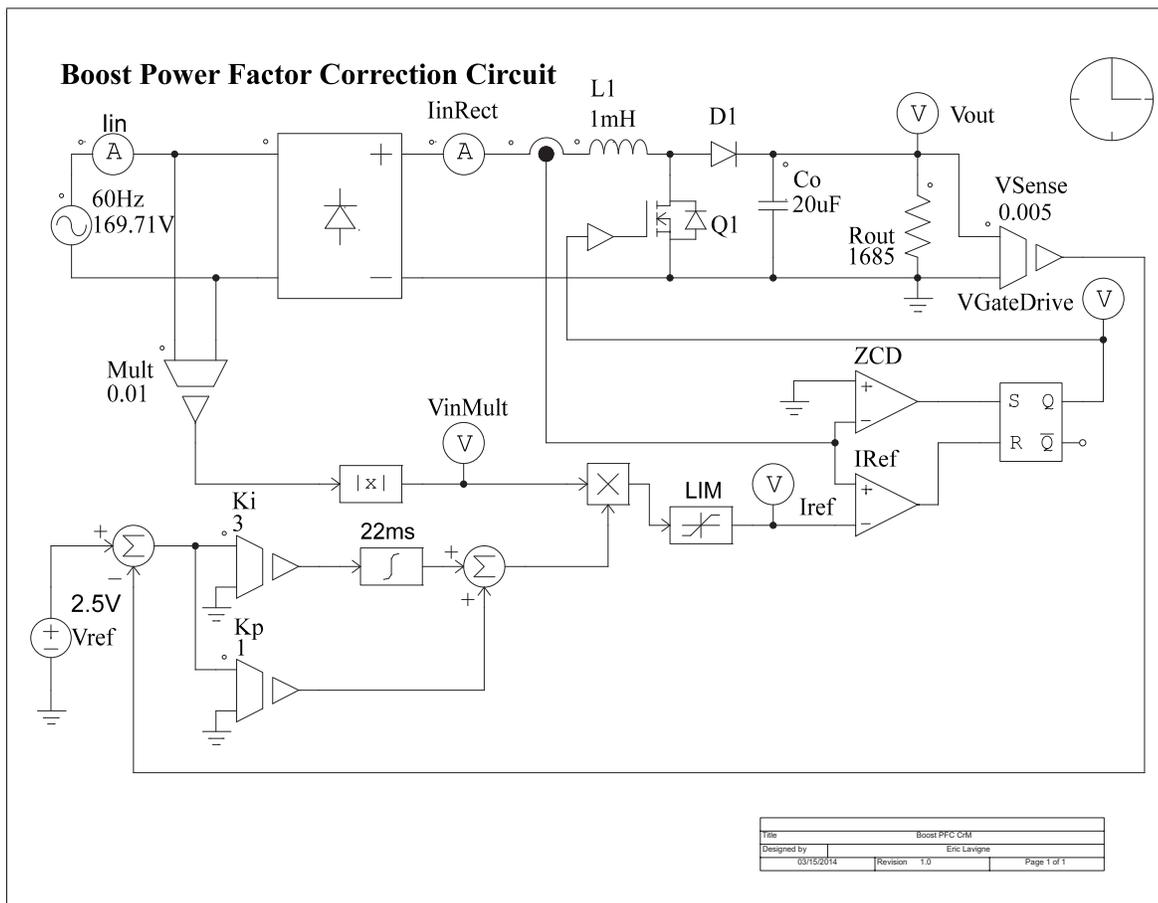


Figure 2.9 Circuit de simulation du Boost PFC CrM

La figure 2.10 présente les formes d'ondes obtenues avec le circuit de simulation.

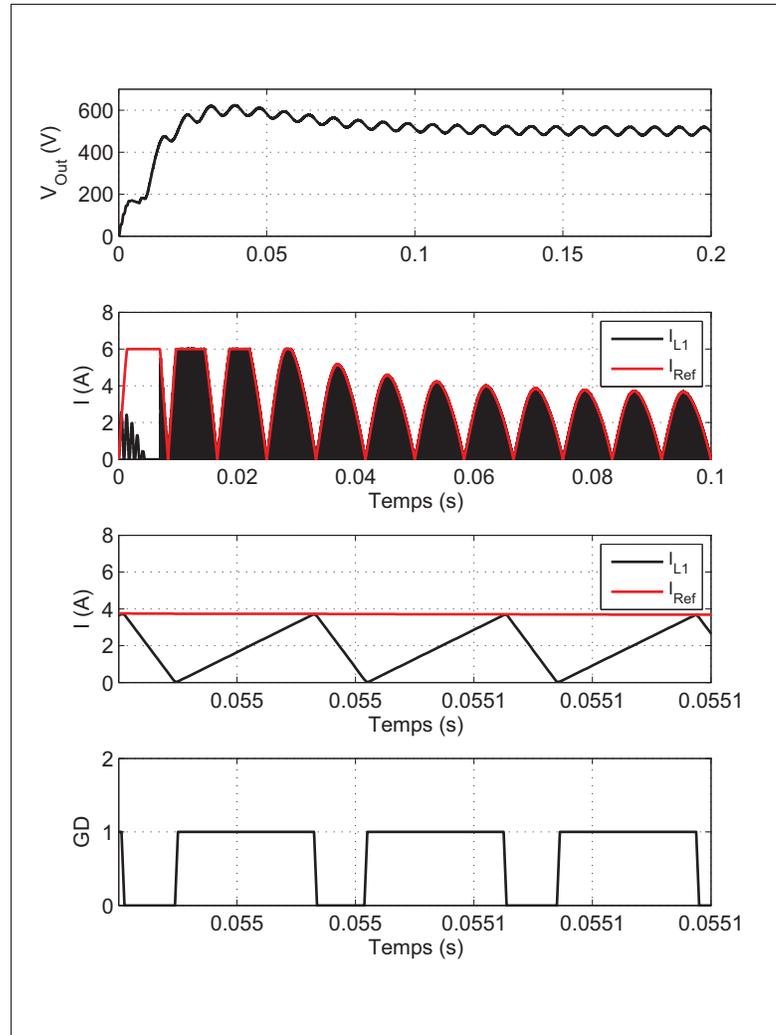


Figure 2.10 Formes d'ondes de simulation du Boost PFC CrM

La tension de sortie moyenne est de 450V. Une ondulation due à la charge est présente sur la tension de sortie. Le courant I_{L1} atteint la référence I_{Ref} à chaque cycle lors de la période de conduction de l'interrupteur. Le courant décroît à zéro lors de la période de blocage.

2.5 La fabrication du convertisseur

La figure 2.11 illustre le convertisseur Boost PFC CrM construit en laboratoire.

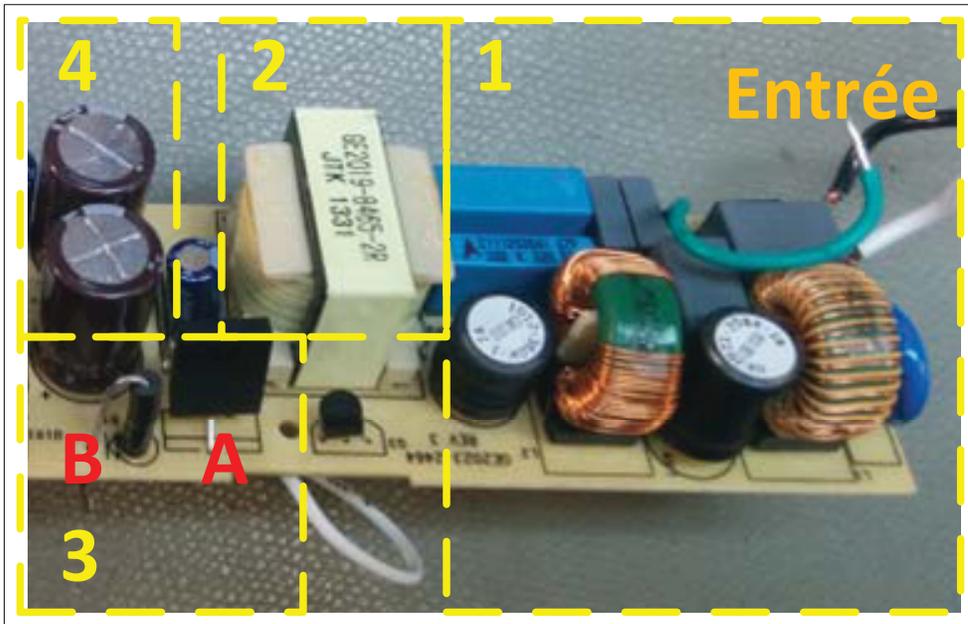


Figure 2.11 Convertisseur Boost PFC CrM

La section 1 comprend l'entrée du convertisseur et le filtre EMI. Cette section contient aussi une protection contre les surtensions et un fusible.

La section 2 contient l'inductance d'entrée L_1 . Un enroulement est couplé à cette inductance afin de détecter les passages par zéro du courant qui y circule.

La section 3 comprend l'interrupteur Q_1 , identifié par la lettre A sur la figure, et la diode D_1 , identifiée par la lettre B.

La section 4 contient le filtre de sortie composé de deux condensateurs en série afin de supporter la tension de sortie de 450V.

2.6 Résultats obtenus

La figure 2.12 illustre le fonctionnement du convertisseur Boost PFC CrM réalisé en laboratoire. Le courant de l'inductance L_1 opérant en mode de conduction critique est représenté. La valeur atteinte à chaque cycle est proportionnelle à la tension d'entrée instantanée. La valeur moyenne de ce courant est donc une onde sinusoïdale rectifiée en phase avec la tension d'entrée. La tension de sortie V_{Bus} moyenne est de 450V. Une ondulation est présente sur la tension de sortie due à la charge de 105W appliquée.

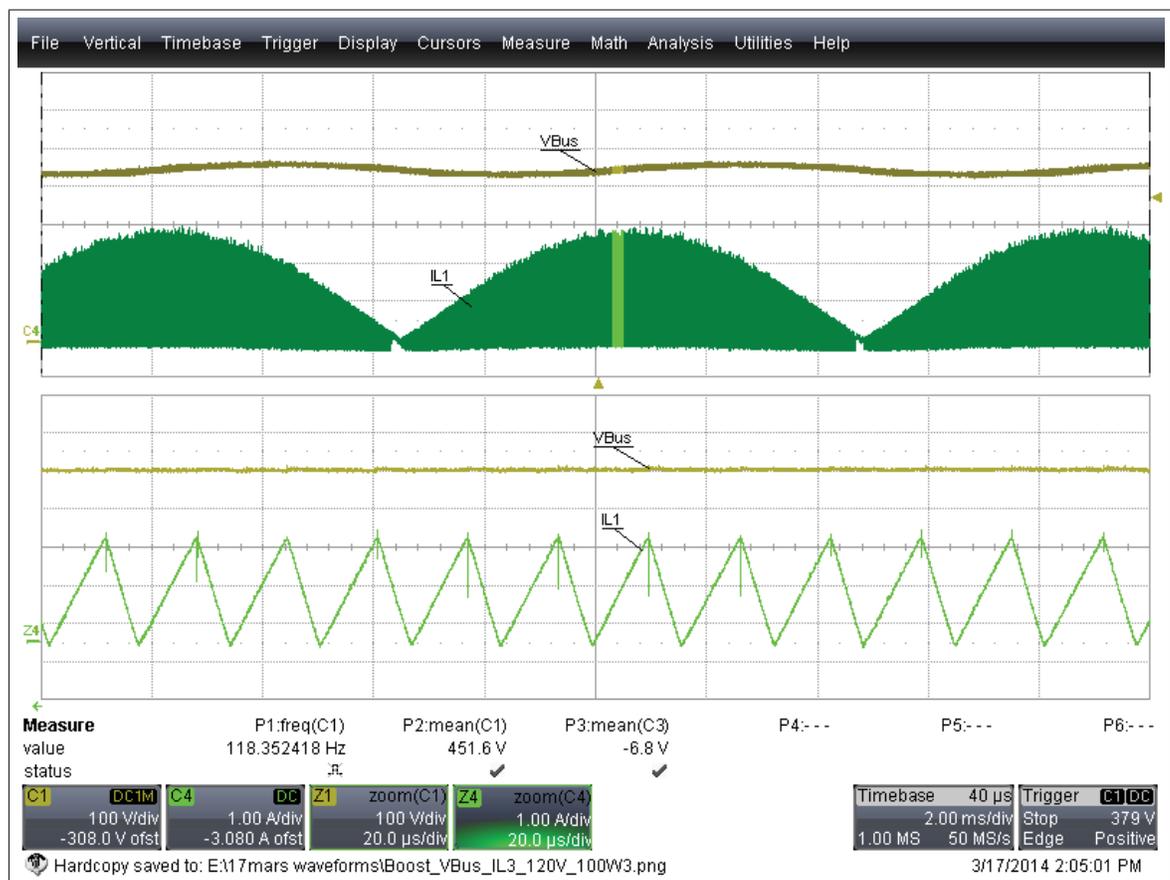


Figure 2.12 Formes d'ondes I_{L1} et V_{Bus} ($V_{InRMS}=120V$, $P_{Out} = 105W$)

La figure 2.13 illustre le fonctionnement du Boost PFC CrM lorsque la tension d'entrée est de 277V. La tension de sortie V_{Out} atteint la consigne de 450V. La moyenne du courant I_{L1} forme une onde qui est près d'une sinusoïde rectifiée.

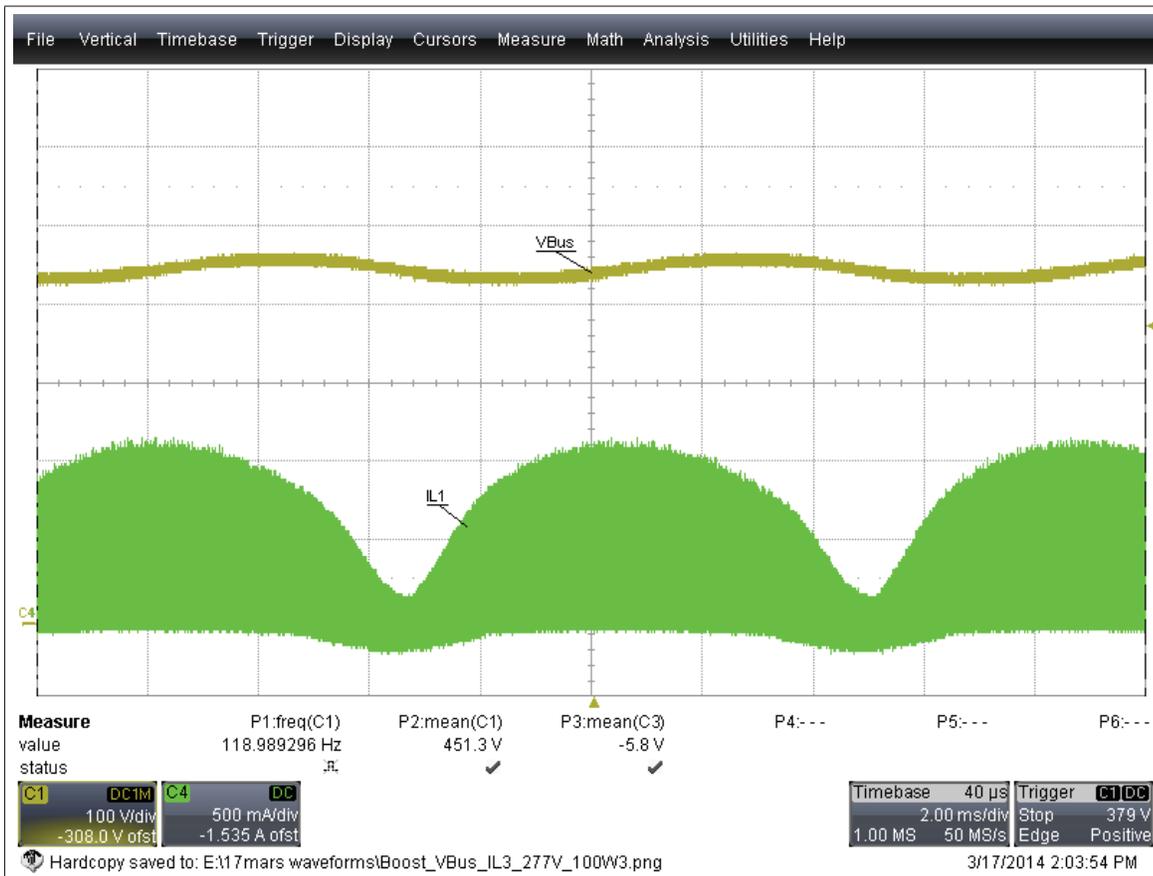


Figure 2.13 Formes d'ondes I_{L1} et V_{Bus} ($V_{InRMS}=277V$, $P_{Out} = 105W$)

2.7 Conclusion

La conception du premier étage du convertisseur à résonance permet la rectification de la tension alternative du réseau. La valeur de la tension de sortie continue doit être plus élevée que la tension crête de la tension de ligne maximale.

La correction du facteur de puissance est assurée par le mode de conduction critique de l'inductance L_1 . Le temps de conduction de l'interrupteur Q_1 est fixe pour une tension de ligne et une puissance de sortie données.

La valeur de l'inductance L_1 détermine la fréquence de commutation du convertisseur. Une fréquence de commutation élevée permet une inductance de taille plus faible et moins coûteuse, mais occasionne des pertes de commutation plus importantes.

À la fin de l'intervalle T_{On} , le courant I_{L1} tombe à zéro et la diode D_1 se bloque. À ce moment, la tension sur le drain de l'interrupteur Q_1 oscille avant d'atteindre la tension d'entrée, soit la tension de drain au cours de l'intervalle T_{Off} . Il est possible d'optimiser les pertes de commutation pour un point d'opération donné en s'assurant que le signal d'attaque de l'interrupteur survienne lorsque la tension de drain est minimale au cours de l'oscillation (Huber et Jovanovic (1999)).

CHAPITRE 3

CONCEPTION DU 2^E ÉTAGE : HB-LLC

3.1 Spécification du 2^e étage

Le deuxième étage effectue la régulation du courant de sortie. Sa tension d'entrée est la tension de sortie du premier étage, soit une tension régulée de 450V. Une ondulation dont l'amplitude dépend de la charge est superposée à cette tension de 450V. La tension de sortie est limitée entre 150V et 250V. Cette tension dépend du nombre de LED en série à alimenter. Le courant de sortie peut être ajusté de 50mA à 500mA, tant que la puissance de sortie n'excède pas 100W. Les spécifications du deuxième étage sont définies au tableau 3.1.

Tableau 3.1 Spécifications du 2^e étage

Tension d'alimentation (V_{Bus})	
Min	$425V_{DC}$
Nom	$450V_{DC}$
Max	$475V_{DC}$
Tension de sortie V_{Out}	
Min	$150V_{DC}$
Max	$250V_{DC}$
Courant de sortie I_{Out}	
Min	$50mA$
Max	$500mA$
Puissance de sortie P_{Out}	
Max	$100W$
Efficacité à pleine charge ($V_{In} = 277V$)	
Min	95%

3.2 Justification du choix de la topologie HB-LLC

Le convertisseur choisi pour effectuer la régulation du courant de sortie est basé sur la topologie LLC, illustrée à la figure 3.1. Il est composé de deux interrupteurs de puissance (Q_1 et Q_2), un condensateur série (C_S), une inductance série (L_S), une inductance parallèle (L_P), un transformateur optionnel, un étage de rectification (D_1, D_2, D_3, D_4) et un filtre capacitif (C_O).

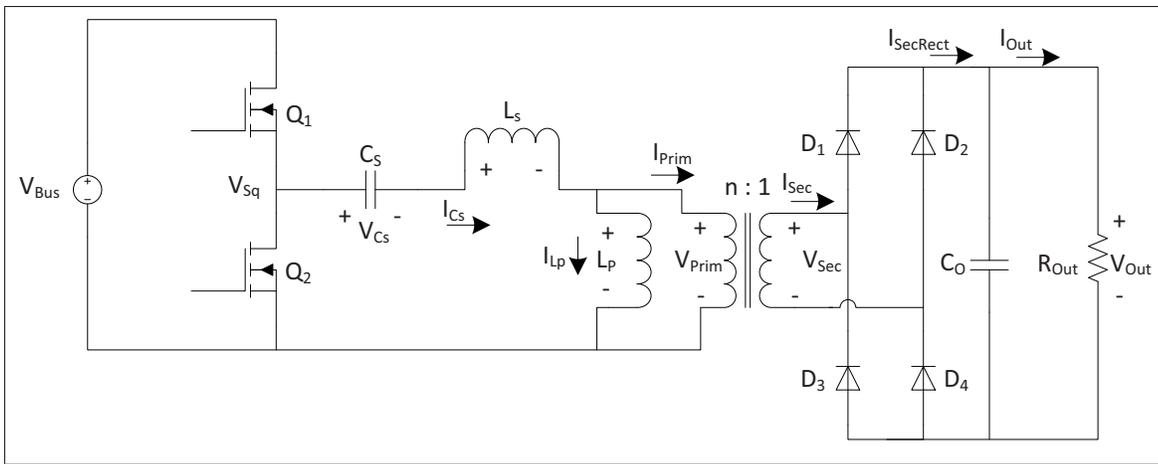


Figure 3.1 Topologie HB-LLC

L'avantage principal de la topologie à résonance LLC est qu'elle permet la commutation à zéro tension des interrupteurs Q_1 et Q_2 sur la totalité de la plage d'opération (Yang (2003)).

L'inductance de magnétisation du transformateur peut être utilisée pour former l'inductance parallèle L_P et l'inductance de fuite du primaire peut servir à former l'inductance série L_S . Le même noyau magnétique qui contient les inductances L_S et L_P procure aussi une isolation en plus d'une adaptation de la tension par le rapport des nombres de tours n (Choi (2007)).

Contrairement au convertisseur à résonance série, le convertisseur LLC peut opérer lorsque la charge est faible en augmentant la fréquence de commutation. L'impédance de l'inductance parallèle L_P augmente proportionnellement à la fréquence. De ce fait, le courant de circulation n 'augmente pas à faible charge contrairement à la topologie à résonance parallèle.

La forme d'onde carrée de la tension V_{Sg} générée avec un Half-Bridge contient une composante DC qui doit être éliminée. Le condensateur série C_S de la topologie LLC permet de bloquer la composante DC de la tension V_{Sg} générée par les interrupteurs, en plus de générer la résonance.

La régulation de la sortie est effectuée avec une variation de la fréquence de commutation plus étroite qu'avec le convertisseur résonant SRC (Yang (2003)). La caractéristique du gain en tension est représentée à la figure 3.2 en fonction de la fréquence normalisée, soit le ratio de la fréquence de commutation f_{sw} sur la fréquence de résonance f_{r1} (équation 3.1).

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_{r1}} \quad (3.1)$$

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_S}} \quad (3.2)$$

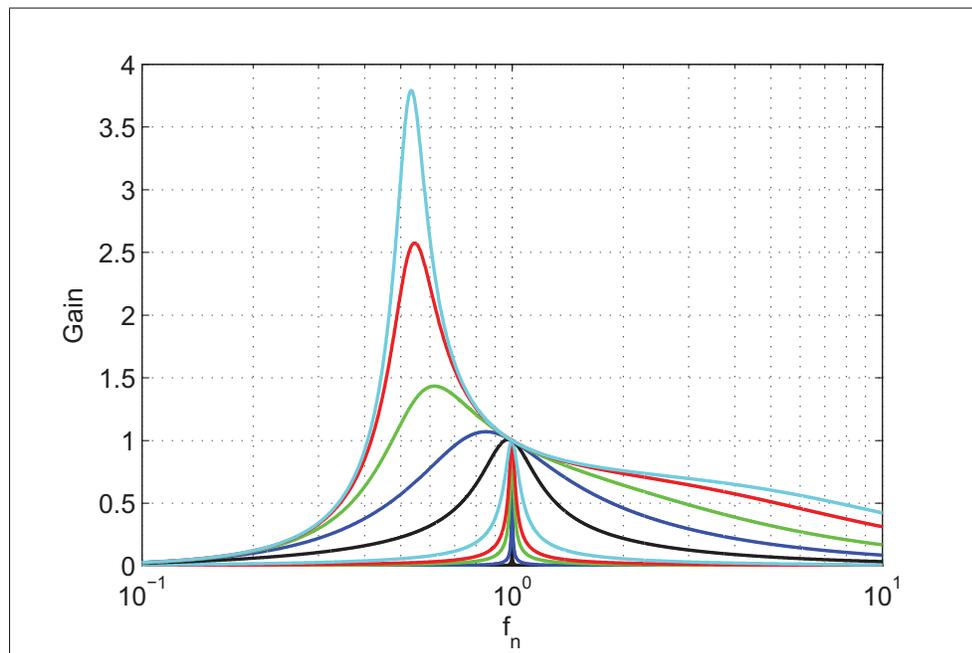


Figure 3.2 Gain du circuit LLC

La présence de l'inductance L_P forme une seconde fréquence de résonance, f_{r2} , inférieure à la fréquence de résonance f_{r1} (équation 3.3). Lorsque la fréquence de commutation est comprise entre les fréquences f_{r1} et f_{r2} , le convertisseur LLC peut générer un gain en tension selon la charge qui lui est appliquée.

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_S + L_P)C_S}} \quad (3.3)$$

La représentation graphique de la fonction de transfert du circuit LLC représenté à la figure 3.2 démontre que ce circuit agit en tant que filtre passe-bande. De ce fait, l'approximation par la première harmonique est applicable au convertisseur LLC.

Le circuit LLC offre différents degrés de flexibilité par rapport à la plage de variation de la fréquence de commutation nécessaire. Le facteur de qualité du circuit résonant LLC est défini par le rapport entre l'énergie emmagasinée dans les éléments réactifs du circuit et l'énergie dissipée au court d'un cycle. L'expression du facteur de qualité de la topologie LLC est donnée à l'équation 3.4 (Kazimierczuk et Czarkowski (2012)).

$$Q_{LLC} = \frac{\sqrt{\frac{L_S}{C_S}}}{R_{FHA}} \quad (3.4)$$

La variable R_{FHA} représente la résistance équivalente déterminée par l'approximation de la première harmonique des ondes. Un facteur de qualité plus élevé signifie que la plage de variation nécessaire afin de pouvoir alimenter une certaine plage de charges est plus étroite. Il est possible d'augmenter la valeur de l'inductance L_S et de réduire la valeur du condensateur C_S pour augmenter le facteur de qualité du circuit tout en conservant la même fréquence de résonance. Cependant, cela engendre une tension crête sur le condensateur et un flux magnétique dans le noyau de l'inductance L_S plus élevés.

Le ratio de l'inductance parallèle L_P sur l'inductance L_S est aussi un paramètre permettant d'ajuster la plage de variation de la fréquence de commutation du circuit. La valeur de l'inductance L_P est généralement plus élevée que l'inductance L_S . Les impédances de ces inductances

forment un diviseur de tension à haute fréquence qui permet de permettre d'alimenter une plus large plage de tension de sortie, tel qu'illustré à la figure 3.3.

L'inductance parallèle L_P crée un courant de circulation ne participant pas au transfert d'énergie vers la charge dû au fait qu'elle soit connectée en parallèle avec le transformateur. Réduire sa valeur signifie donc une amélioration de la plage d'opération mais une diminution de l'efficacité du convertisseur.

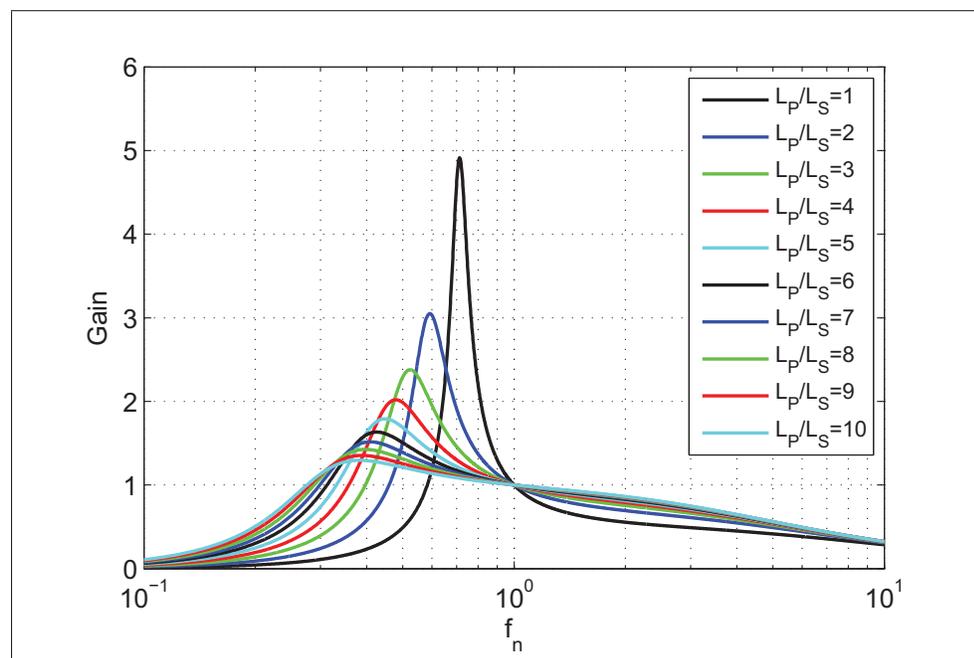


Figure 3.3 Effet du ratio de l'inductance L_P sur l'inductance L_S

Tel que mentionné précédemment, la topologie à résonance LLC regroupe les avantages du circuit résonant série et du circuit résonant parallèle et élimine leurs désavantages. Elle permet d'alimenter une large plage de charge tout en restreignant la variation de la fréquence de commutation et en limitant le courant de circulation dans le circuit.

Le convertisseur à résonance LLC offre plusieurs degrés de flexibilité qui permettent de l'adapter à une application donnée et l'approximation de la première harmonique facilite sa conception.

3.3 Conception du 2^e étage : Half-Bridge LLC

3.3.1 Description du fonctionnement de la topologie

L'analyse du circuit résonant LLC est grandement simplifiée par l'approximation de la première harmonique des ondes carrées (Steigerwald (1988)). Le circuit LLC filtre les harmoniques de l'onde de tension carrée avec laquelle il est alimenté. De ce fait, la puissance qui est délivrée à la sortie provient principalement de la fréquence fondamentale de l'onde.

Cette approximation s'applique directement la tension d'entrée, soit une onde carrée générée par les interrupteurs Q_1 et Q_2 à partir d'une tension continue. Cette onde carrée est simplifiée à une onde sinusoïdale de même fréquence.

L'approximation est aussi appliquée à la tension de sortie reflétée au primaire du transformateur. Après cette manipulation, la tension et le courant au primaire du transformateur sont sinusoïdaux et en phase l'un avec l'autre. Le transformateur, le redresseur, le filtre de sortie et la charge peuvent alors être remplacés par une résistance équivalente branchée en parallèle avec l'inductance L_P .

Après les manipulations nécessaires à l'approximation de la première harmonique, le circuit de la figure 3.1 peut être analysé sous sa forme simplifiée, illustrée à la figure 3.4.

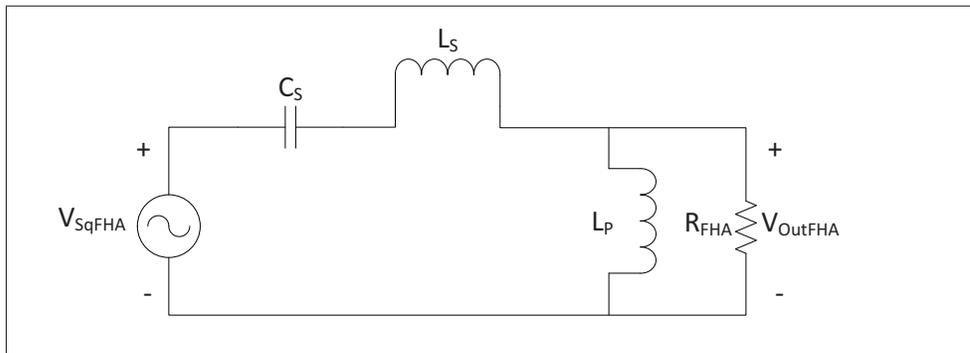


Figure 3.4 Forme simplifiée du circuit LLC

La tension d'entrée

La tension d'entrée du convertisseur LLC est la tension DC générée par le premier étage, V_{Bus} . Les interrupteurs Q_1 et Q_2 commutent avec un rapport cyclique de 50%. Les temps de conduction des interrupteurs sont déphasés de 180° afin de générer une onde carrée comprise entre 0V et la tension V_{Bus} . La composante DC, égale à la demie de la tension V_{Bus} , est éliminée par le condensateur série C_S . De ce fait, la tension V_{Sq} effective est centrée à zéro et est comprise entre les tensions $-\frac{V_{Bus}}{2}$ et $\frac{V_{Bus}}{2}$ tel qu'illustré à la figure 3.5.

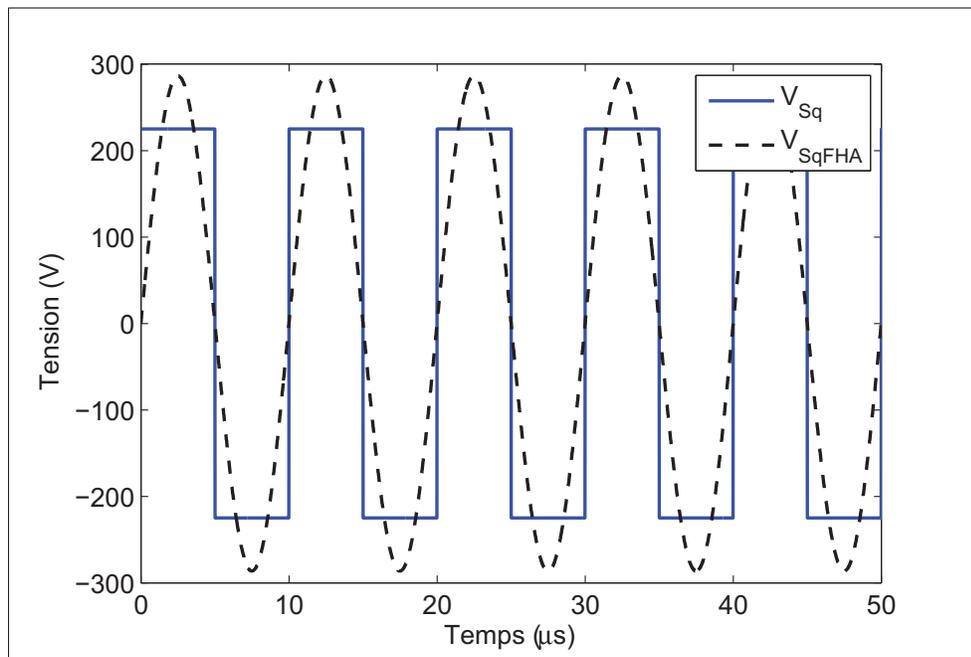


Figure 3.5 Tension générée par les interrupteurs Q_1 et Q_2

Les harmoniques de la tension V_{Sq} sont filtrées par le circuit résonant composé de C_S , L_S et L_P . De ce fait, le courant est sinusoïdal et la puissance délivrée à la sortie du convertisseur provient principalement de la fréquence fondamentale. L'équation 3.5 exprime la tension d'entrée V_{Sq} par l'approximation de sa première harmonique. (Steigerwald (1988))

$$V_{SqFHA} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{Bus}}{2} \sin(2\pi f_{sw}t) \quad (3.5)$$

La résistance équivalente

La figure 3.6 représente le circuit électrique de la sortie du convertisseur. Le condensateur de sortie C_O filtre la tension de sortie, ce qui permet de considérer que la tension et le courant sont purement lisses dans les calculs. Le courant de sortie I_{Out} et le courant du secondaire rectifié $I_{SecRect}$ sont représentés à la figure 3.7.

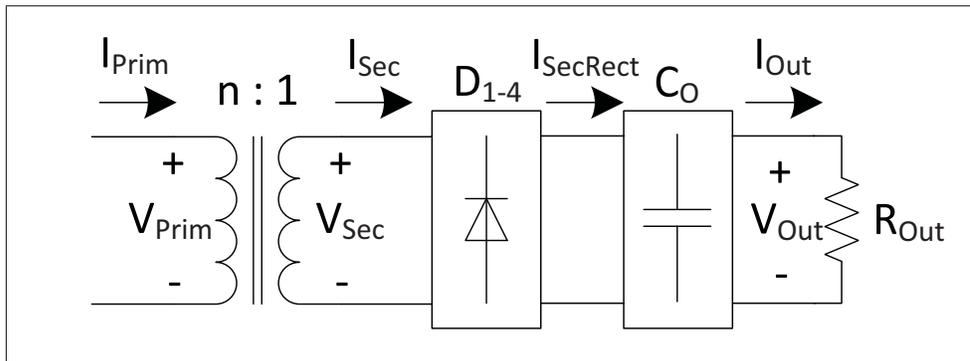


Figure 3.6 Circuit de la sortie du convertisseur

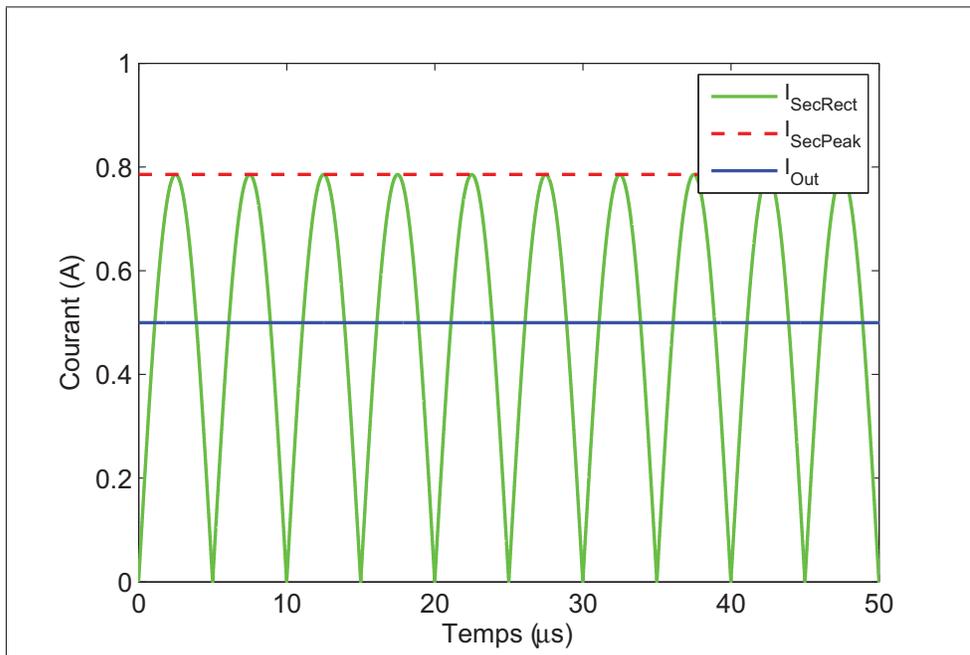


Figure 3.7 Courant de sortie et courant au secondaire en fonction du temps

La valeur du courant I_{Out} est égale à la moyenne du courant $I_{SecRect}$, soit le courant au secondaire du transformateur rectifié par les diodes D_1 , D_2 , D_3 et D_4 . L'amplitude du courant rectifié, \hat{I}_{Sec} , est définie en fonction du courant de sortie par l'équation 3.6.

$$\hat{I}_{Sec} = \frac{\pi}{2} I_{Out} \quad (3.6)$$

L'amplitude du courant au primaire du transformateur, \hat{I}_{Prim} , est obtenue par le rapport des nombres de tours du transformateur (équation 3.7).

$$\hat{I}_{Prim} = \frac{\hat{I}_{Sec}}{n} = \frac{\pi}{2n} I_{Out} \quad (3.7)$$

La forme d'onde de la tension au secondaire du transformateur, V_{Sec} , est représentée à la figure 3.8. Son amplitude, positive ou négative selon la direction du courant I_{Sec} , est égale à la tension de sortie V_{Out} .

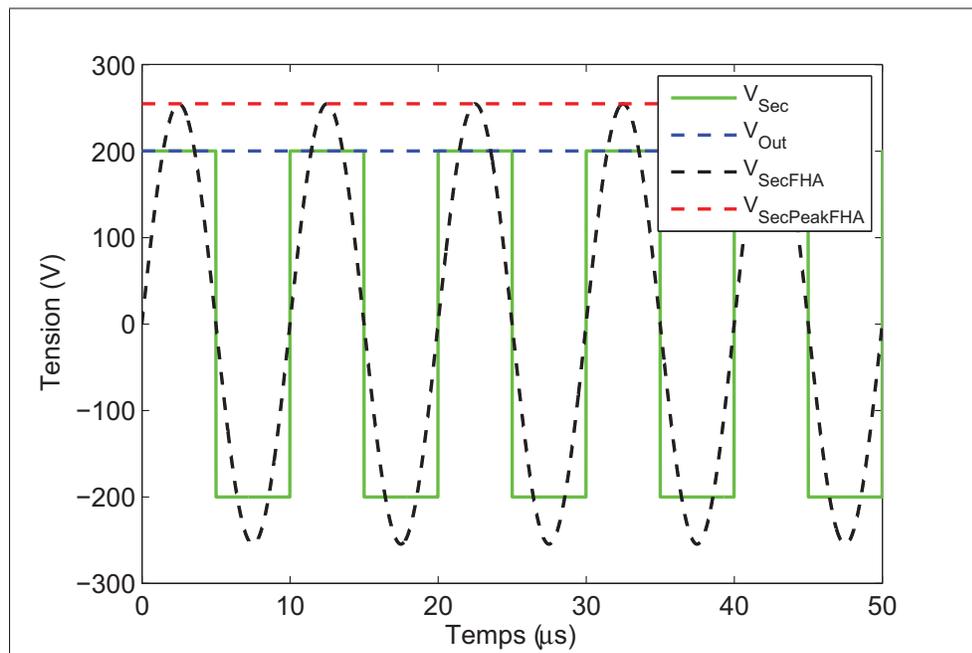


Figure 3.8 Approximation FHA de la tension V_{Sec} en fonction du temps

La première harmonique de cette tension, V_{SecFHA} , est aussi illustrée sur la figure 3.8. L'amplitude de la première harmonique, \hat{V}_{SecFHA} , est donnée à l'équation 3.8.

$$\hat{V}_{SecFHA} = \frac{4}{\pi} V_{Out} \quad (3.8)$$

Le rapport des nombres de tours détermine l'amplitude de la première harmonique de la tension au primaire du transformateur $\hat{V}_{PrimFHA}$ (équation 3.9).

$$\hat{V}_{PrimFHA} = n \hat{V}_{SecFHA} = \frac{4n}{\pi} V_{Out} \quad (3.9)$$

Puisque les formes d'ondes de la tension et du courant circulant au primaire du transformateur sont sinusoïdales et en phase, il est possible de remplacer tout le circuit de sortie du convertisseur LLC par une résistance. La valeur de cette résistance, R_{FHA} , exprimée en fonction de la tension et du courant de sortie, est donnée à l'équation 3.10.

$$R_{FHA} = \frac{\hat{V}_{PrimFHA}}{\hat{I}_{Prim}} = \frac{\frac{4n}{\pi} V_{Out}}{\frac{\pi}{2n} I_{Out}} = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{V_{Out}}{I_{Out}} \quad (3.10)$$

L'approximation des ondes carrées par leurs harmoniques fondamentales permet de simplifier considérablement le circuit de sortie du convertisseur LLC, tel qu'illustré à la figure 3.9.

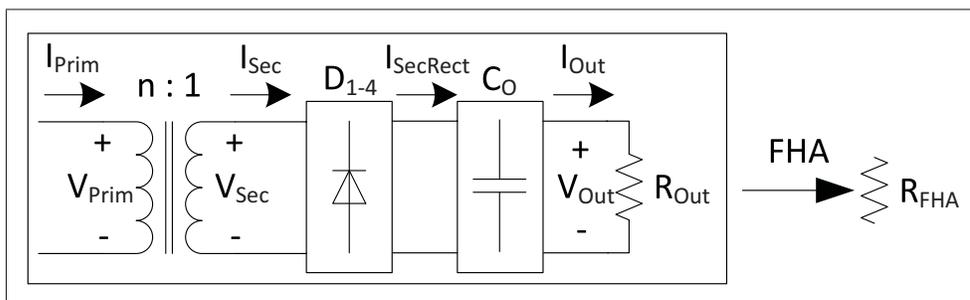


Figure 3.9 Approximation FHA du circuit de sortie

La fonction de transfert

Le circuit résonant LLC simplifié par l'approximation de la première harmonique des ondes carrées est illustré à la figure 3.10.

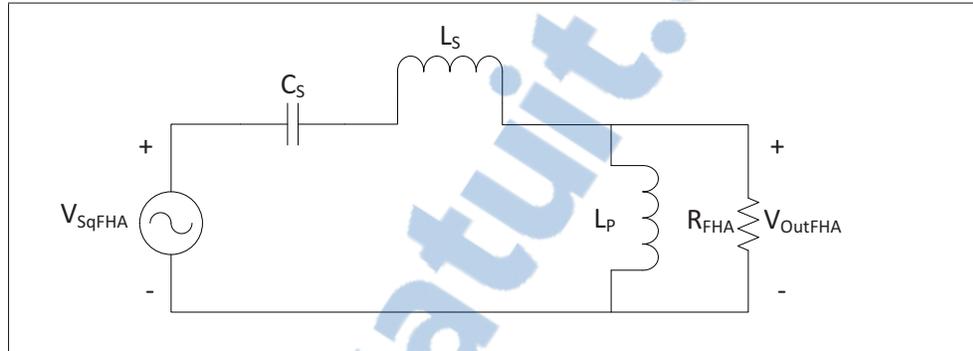


Figure 3.10 Forme simplifiée du circuit LLC

Les impédances des éléments réactifs C_S , L_S , L_P et R_{FHA} sont données aux équations 3.11, 3.12, 3.13 et 3.14 respectivement.

$$X_{C_S}(f_{sw}) = \frac{1}{j2\pi f_{sw} C_S} \quad (3.11)$$

$$X_{L_S}(f_{sw}) = j2\pi f_{sw} L_S \quad (3.12)$$

$$X_{L_P}(f_{sw}) = j2\pi f_{sw} L_P \quad (3.13)$$

$$R_{FHA} = \frac{8n^2 V_{Out}}{\pi^2 I_{Out}} \quad (3.14)$$

La charge équivalente R_{FHA} se retrouve en parallèle avec l'inductance L_P . La fonction de transfert du gain en tension du circuit relativement à la fréquence de commutation est donné à l'équation 3.15.

$$Gain_{LLC} = \left| \frac{\frac{R_{FHA} + X_{L_P}(f_{sw})}{R_{FHA} X_{L_P}(f_{sw})}}{\frac{R_{FHA} + X_{L_P}(f_{sw})}{R_{FHA} X_{L_P}(f_{sw})} + X_{L_S}(f_{sw}) + X_{C_S}(f_{sw})} \right| \quad (3.15)$$

La commutation à zéro tension (ZVS)

Afin de bénéficier de la commutation à zéro tension, le courant circulant dans le circuit résonant doit être en retard par rapport à la tension. Lorsque l'un des interrupteurs cesse de conduire, la nature inductive du courant doit polariser la diode intrinsèque de l'interrupteur complémentaire. De ce fait, la tension aux bornes du second interrupteur est nulle lorsqu'il reçoit son signal d'attaque (Oeder et Duerbaum (2013)).

La figure 3.11 illustre l'impédance en fonction de la fréquence normalisée du circuit LLC.

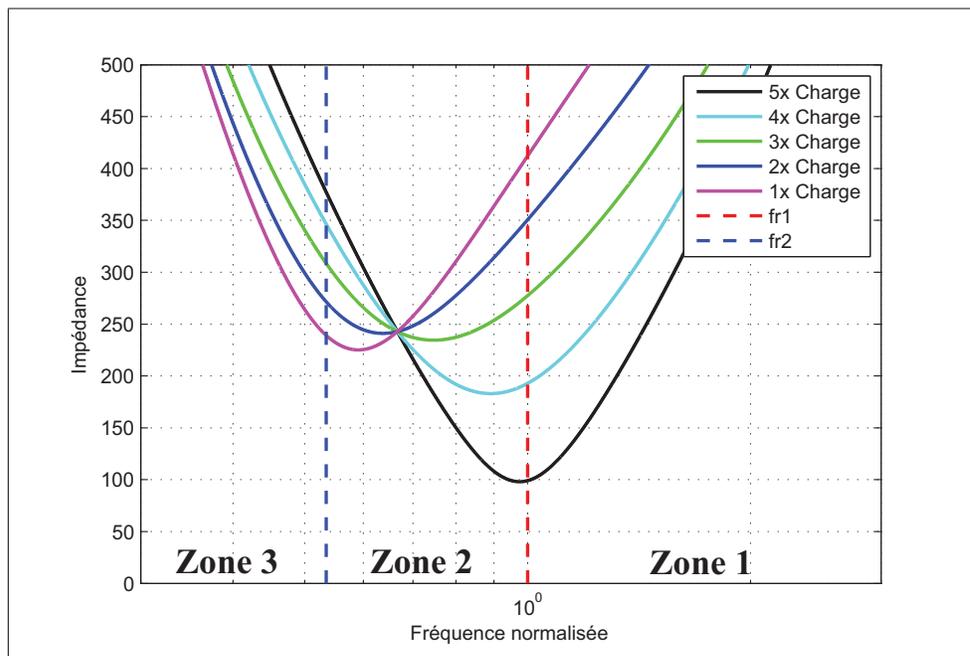


Figure 3.11 Impédance du circuit LLC

Lorsque la fréquence d'opération est supérieure à la fréquence de résonance f_{r1} (Zone 1), l'impédance du circuit est toujours inductive et la commutation à zéro tension survient presque par défaut.

La seule condition est que la charge soit suffisamment importante pour que le courant circulant dans le circuit résonant parvienne à décharger les capacités parasites des interrupteurs.

Afin d'obtenir un gain supérieur à 1 avec le circuit résonant LLC, la fréquence d'opération doit être comprise entre les fréquences f_{r1} et f_{r2} (Zone 2). Tout dépendant de la valeur de la charge, l'impédance du circuit peut être capacitive ou inductive dans cette région (Erickson et Maksimovic (2001)).

Cette plage d'opération représente un risque puisqu'une impédance capacitive peut être fatale pour les interrupteurs. Afin d'éviter la destruction des interrupteurs en cas de conditions de charges anormales, des MOSFET contenant une diode intrinsèque très rapide peuvent être utilisés (suk Choi *et al.* (2009)).

Une fréquence de commutation inférieure à f_{r2} (Zone 3) doit toujours être évitée car l'impédance du circuit résonant LLC y est toujours capacitive.

Il est possible d'opérer seulement à des fréquences supérieures à la fréquence f_{r1} . Le circuit LLC permettra une plage d'opération plus large que le circuit résonant série dans cette région. Cependant, un gain supérieur à l'unité sera impossible.

3.3.2 Dimensionnement des composants

Calcul du rapport des nombres de tours du transformateur

Le rapport des nombres de tours est sélectionné afin que le convertisseur opère aux alentours de la fréquence de résonance du circuit LLC. Le circuit résonant LLC offre la possibilité de générer un gain en tension lorsqu'il opère sous la fréquence de résonance f_{r1} . Puisque la tension de sortie n'est pas fixe pour un convertisseur qui régule le courant, le rapport des nombres de tours doit être dimensionné afin que le gain unitaire du circuit LLC génère une tension de sortie $V_{OutSelect}$ comprise entre les limites de la plage de tension de sortie du convertisseur. La tension d'entrée en fonction de la tension de sortie est définie à l'équation 3.16.

$$\frac{V_{Bus}}{2} = \frac{nV_{OutSelect}}{1} \quad (3.16)$$

Le rapport des nombres de tours est exprimé à l'équation 3.17

$$n = \frac{\frac{V_{Bus}}{2}}{V_{OutSelect}} \quad (3.17)$$

Calculs des gains minimal et maximal du circuit LLC

Lorsque la tension de sortie est minimale et que la tension d'entrée est maximale, le gain minimal du circuit LLC est requis. Sa valeur est calculée à l'équation 3.18.

$$Gain_{LLC_{Min}} = \frac{V_{OutMin}}{\frac{V_{BusMax}}{2n}} \quad (3.18)$$

Lorsque la tension de sortie est maximale et que la tension d'entrée est minimale, le gain maximal du circuit LLC est requis. Sa valeur est calculée à l'équation 3.19.

$$Gain_{LLC_{Max}} = \frac{V_{OutMax}}{\frac{V_{BusMin}}{2n}} \quad (3.19)$$

Calculs des charges équivalentes

La charge équivalente est en fonction des valeurs du rapport des nombres de tours, de la tension de sortie et du courant de sortie. Lorsque le convertisseur est en opération, la valeur de la charge équivalente R_{FHA} change selon la tension et le courant de sortie. Cette valeur reste toutefois comprise entre les limites maximale et minimale qui représentent les charges extrêmes pour le convertisseur.

La valeur de la charge équivalente est maximale lorsque la tension de sortie est maximale et que le courant de sortie est minimal (équation 3.20). La valeur de la charge équivalente est minimale lorsque la tension de sortie est minimale et que le courant de sortie est maximal (équation 3.21).

$$R_{FHAMax} = \frac{8n^2 V_{OutMax}}{\pi^2 I_{OutMin}} \quad (3.20)$$

$$R_{FHAMin} = \frac{8n^2 V_{OutMin}}{\pi^2 I_{OutMax}} \quad (3.21)$$

Choix de la valeur des éléments du circuit résonant

L'inductance L_S et le condensateur C_S déterminent la fréquence de résonance f_{r1} , fréquence où le gain est unitaire (équation 3.22).

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_S}} \quad (3.22)$$

La valeur de l'inductance L_P est choisie suffisamment faible afin que le gain du circuit permette la régulation dans toutes les conditions spécifiées dans une plage de fréquence de commutation acceptable.

Le rapport des nombres de tours et les valeurs des éléments du circuit résonant sont choisis en utilisant une méthode graphique. La figure 3.12 illustre les caractéristiques du gain en tension du circuit résonant LLC lorsque la tension de sortie est de 150V pour différents courants de sortie. Les courbes représentant la fonction de transferts selon le courant de sortie sont tracées selon la résistance R_{FHA} équivalente et le rapport des nombres de tours sélectionné. Chaque courbe est tracée en utilisant la fonction de transfert du circuit LLC énoncée à l'équation 3.15.

Les droites horizontales représentent les gains minimal et maximal permettant au circuit LLC de réguler la tension de sortie minimale de 150V selon la variation de la tension d'entrée. Les droites verticales indiquent les fréquences de commutation minimales et maximales nécessaires afin de réguler une tension de 150V selon les variations du courant de sortie et de la tension d'entrée.

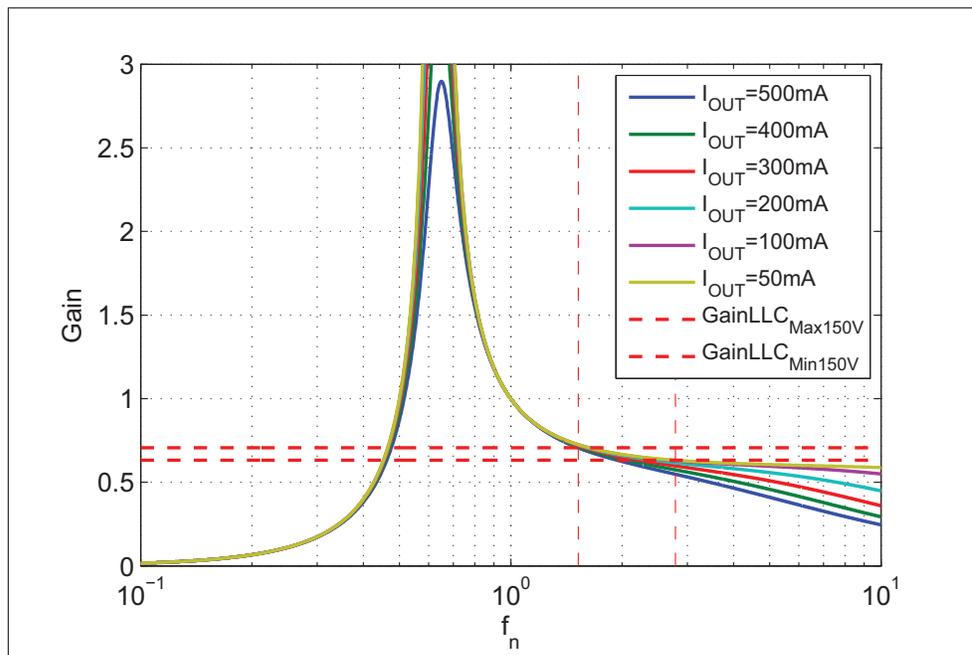


Figure 3.12 Méthode graphique

La plage d'opération du circuit résonant LLC lorsque la tension de sortie est de 150V est donc contenue dans le rectangle que constituent les droites horizontales et verticales illustrées à la figure 3.12.

La figure 3.13 illustre la même approche graphique pour la tension de sortie maximale de 250V. La plage d'opération du circuit résonant LLC est contenue dans le rectangle délimitée par les gains minimal et maximal et les fréquences minimale et maximale.

La plage d'opération pour la tension de sortie maximale est située sous la fréquence de résonance f_{r1} afin de profiter du gain en tension de la topologie LLC.

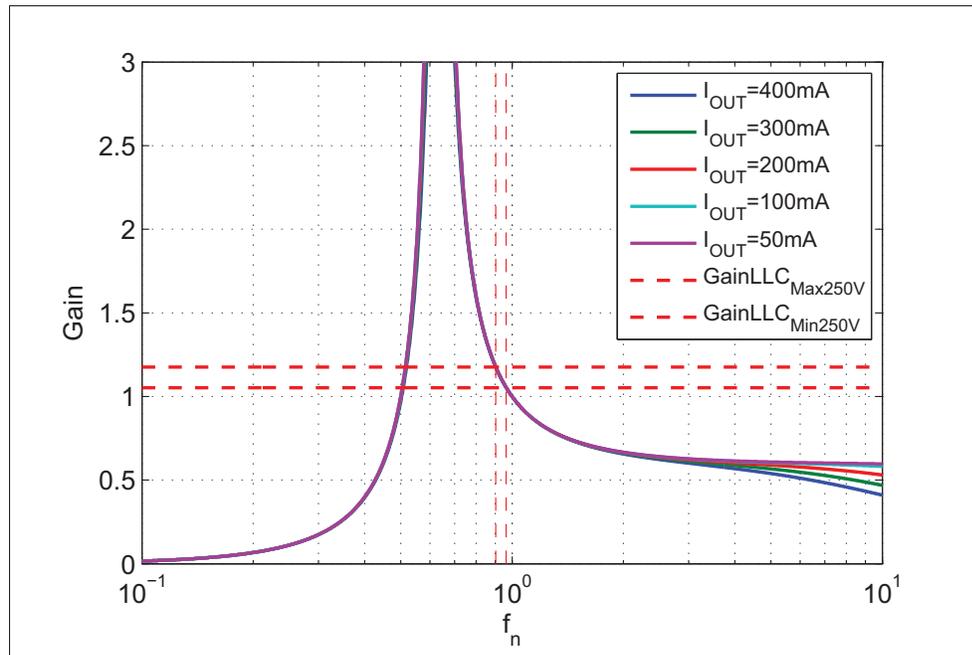


Figure 3.13 Méthode graphique

La méthode graphique permet d'obtenir un point de départ fiable pour la sélection des valeurs des éléments constituant la topologie LLC lorsque l'inductance L_S , l'inductance L_M et le transformateur sont bâtis sur des noyaux magnétiques différents. Afin de profiter de la possibilité de regrouper tous les éléments magnétiques dans une seule structure magnétique intégrée, la valeur des composants doit être adaptée, tel que démontré dans la section suivante.

Fabrication du transformateur intégré

En comparant le modèle équivalent d'un transformateur illustré à la figure 3.14 et le schéma électrique du convertisseur résonant LLC de la figure 3.15, il est apparent que cette topologie se prête bien à l'intégration des magnétiques sur un même noyau (Adragna *et al.* (2009)).

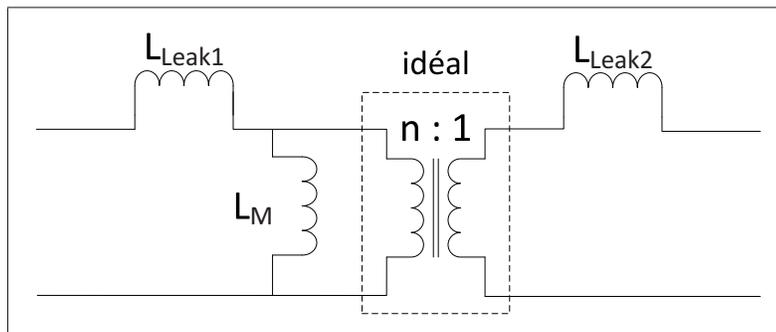


Figure 3.14 Modèle équivalent de transformateur

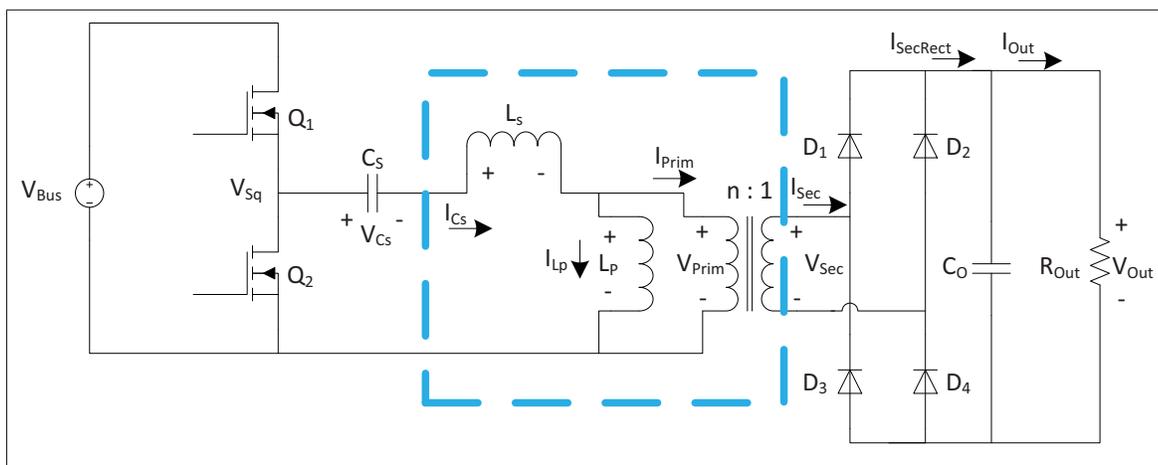


Figure 3.15 Circuit résonant LLC

Cependant, le modèle du transformateur de la figure 3.14 contient l'inductance L_{Leak2} , soit l'inductance de fuite du secondaire. Cette inductance n'est pas présente dans le circuit résonant LLC standard et ne peut être négligée lors de la conception (Choi (2007)). Le modèle du circuit LLC incluant l'inductance de fuite du transformateur est illustré à la figure 3.16.

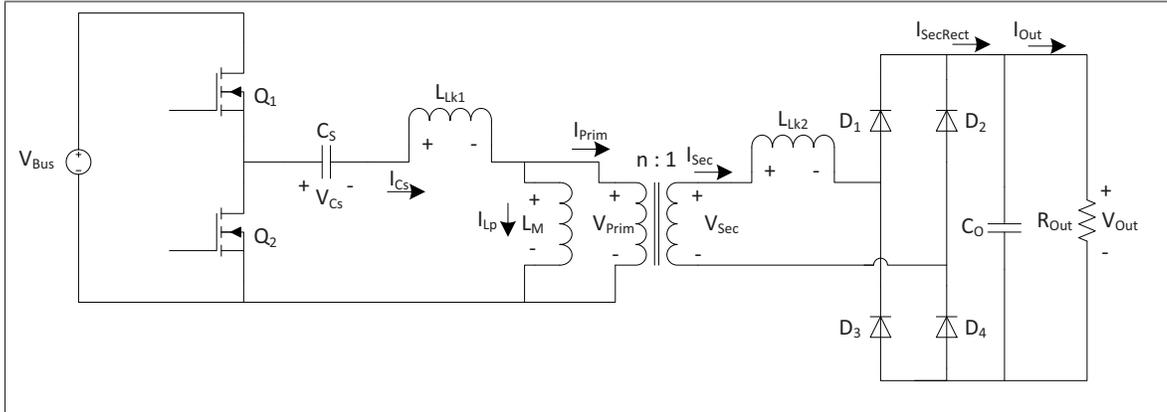


Figure 3.16 Circuit résonant LLC avec magnétiques intégrés

L'approximation par la première harmonique de ce circuit permet de le simplifier au circuit équivalent représenté à la figure 3.17 (Choi (2007)).

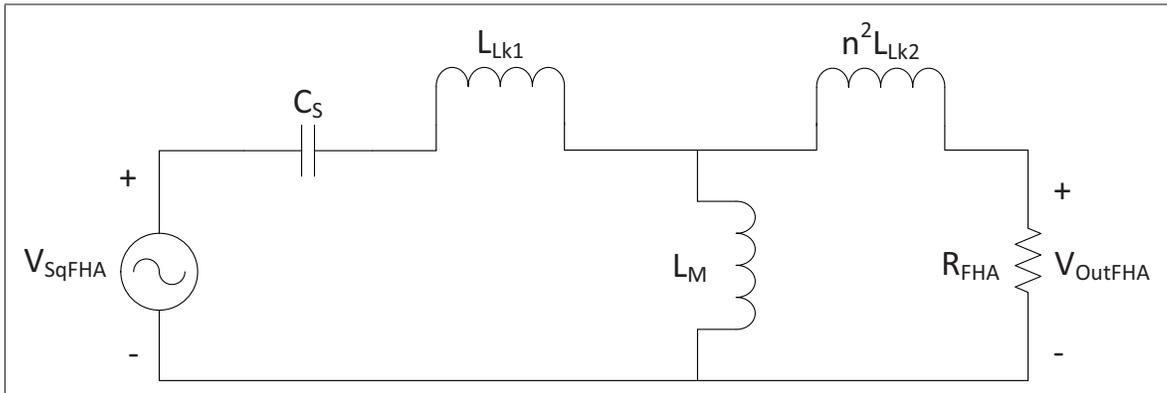


Figure 3.17 Circuit résonant LLC avec magnétiques intégrés

La fonction de transfert du circuit résonant LLC avec les inductances intégrées dans le transformateur est donnée à l'équation 3.23.

$$Gain_{LLC_{Int}} = \left| \frac{\frac{(R_{FHA} + X_{n2Lk2})X_{Lm}}{(R_{FHA} + X_{n2Lk2}) + X_{Lm}}}{\frac{(R_{FHA} + X_{n2Lk2})X_{Lm}}{(R_{FHA} + X_{n2Lk2}) + X_{Lm}} + X_{Lk1} + X_{Cs}} \frac{R_{FHA}}{R_{FHA} + X_{n2Lk2}} \right| \quad (3.23)$$

L'effet de l'inductance de fuite au secondaire

L'inductance de fuite du secondaire du transformateur intégré affecte grandement la fonction de transfert du circuit. Il existe toujours une fréquence à laquelle le gain de la fonction de transfert est indépendant de la charge. Toutefois, la valeur de ce gain est supérieure à 1 (Choi (2007)).

La valeur du gain indépendant de la charge dépend de la valeur de l'inductance de magnétisation L_M du transformateur et de la valeur de l'inductance de fuite de l'enroulement secondaire L_{Lk2} (équation 3.24).

$$Gain_{LLC_{Ind}} = \frac{n^2 L_{Lk2} + L_M}{L_M} \quad (3.24)$$

L'équation 3.24 démontre clairement que le gain attribué à l'inductance de fuite du secondaire ne peut être que supérieur à 1.

La fréquence à laquelle ce gain indépendant survient est égale à la fréquence de résonance entre le condensateur C_S et l'inductance de l'enroulement primaire lorsque l'enroulement secondaire est court-circuité, L_{1SS} (équation 3.25).

$$f_{r1Ind} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{1SS}C_S}} \quad (3.25)$$

La deuxième fréquence de résonance permettant un gain plus élevé survient à la fréquence de résonance entre l'inductance mesurée à l'enroulement primaire lorsque l'enroulement secondaire est ouvert, L_{1SO} (équation 3.26).

$$f_{r2Ind} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{1SO}C_S}} \quad (3.26)$$

Puisque les valeurs des inductances de fuite L_{Lk1} et L_{Lk2} du transformateur intégré sont inconnues avant de le fabriquer, plusieurs itérations de transformateur sont requises avant d'obtenir un transformateur intégré optimisé.

L'intégration de l'inductance série sur le transformateur intégré requiert une valeur d'inductance de fuite très importante. Afin d'obtenir une telle inductance de fuite, une bobine divisée en deux parties est utilisée. La première itération de ce transformateur intégré est construite selon le rapport des nombres de tours de la version non intégrée.

Ce transformateur sert de point de départ. Il permet de déterminer la valeur de l'inductance de fuite qu'il est possible d'obtenir avec cette structure. La valeur de l'inductance de magnétisation du transformateur, L_M , n'affecte pas la valeur de l'inductance de fuite. De ce fait, il est possible de modifier la valeur de l'inductance L_M en ajustant la longueur de l'entrefer du transformateur sans affecter l'inductance série. À partir de ce transformateur intégré, les valeurs exactes des paramètres L_{Lk1} , L_{Lk2} et L_M peuvent être calculées. Quelques mesures sont requises afin d'obtenir les informations nécessaires. La première est la mesure de l'inductance L_{1SO} qui représente l'inductance de l'enroulement primaire pendant que l'enroulement secondaire est ouvert (figure 3.18).

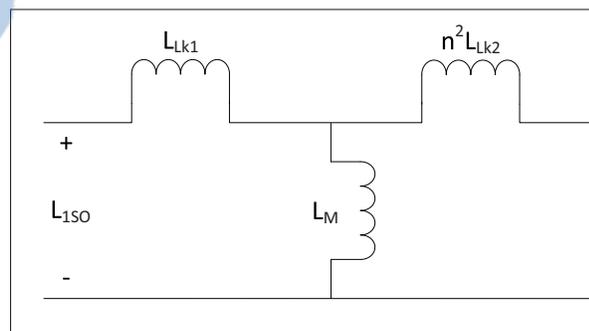


Figure 3.18 Mesure de l'inductance L_{1SO}

La deuxième mesure à prendre est celle de l'inductance L_{1SS} , soit l'inductance de l'enroulement primaire pendant que l'enroulement secondaire est court-circuité (figure 3.19).

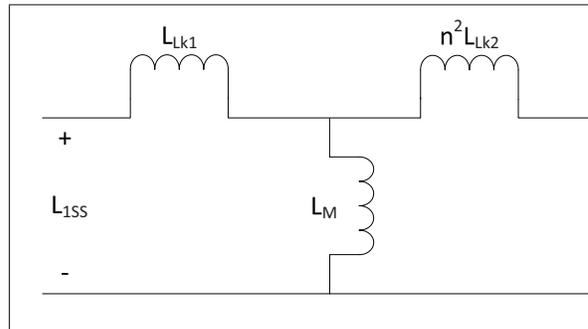


Figure 3.19 Mesure de l'inductance L_{1SS}

La troisième mesure à prendre est la mesure de l'inductance L_{2PO} qui représente l'inductance de l'enroulement secondaire pendant que l'enroulement primaire est ouvert (figure 3.20).

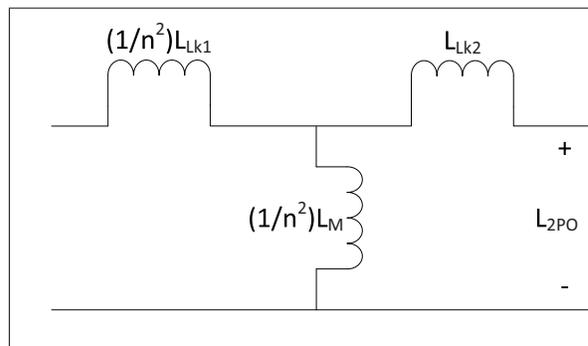


Figure 3.20 Mesure de l'inductance L_{2PO}

La quatrième et dernière mesure à prendre est la mesure de l'inductance L_{2PS} . Il s'agit de l'inductance de l'enroulement secondaire pendant que l'enroulement primaire est court-circuité (figure 3.21).

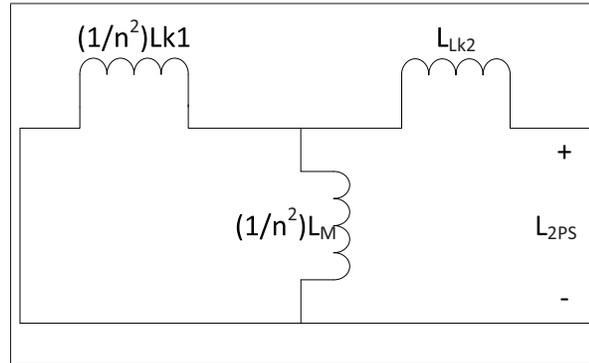


Figure 3.21 Mesure de l'inductance L2PS

Les valeurs des inductances L_{Lk1} , L_{Lk2} et L_M sont ensuite obtenues en résolvant le système d'équations suivant (équations 3.27, 3.28, 3.29 et 3.30). Ce système contient 4 équations et 3 inconnues, il est donc possible de le résoudre.

$$L_{1SO} = L_{Lk1} + L_M \quad (3.27)$$

$$L_{1SS} = L_{Lk1} + \frac{L_M n^2 L_{Lk2}}{L_M + n^2 L_{Lk2}} \quad (3.28)$$

$$L_{2PO} = L_{Lk2} + \frac{1}{n^2} L_M \quad (3.29)$$

$$L_{2PS} = L_{Lk2} + \frac{\frac{1}{n^2} L_{Lk1} \frac{1}{n^2} L_M}{\frac{1}{n^2} L_{Lk1} + \frac{1}{n^2} L_M} \quad (3.30)$$

Lorsque les valeurs des inductances L_{Lk1} , L_{Lk2} et L_M sont déterminées, il est possible de tracer les caractéristiques du gain en tension du circuit LLC correspondant. Le rapport des nombres de tours peut alors être ajusté afin de compenser pour le gain indépendant attribué à la présence de l'inductance de fuite L_{Lk2} .

Si nécessaire, la valeur de l'inductance L_M peut être ajustée aisément en modifiant la longueur de l'entrefer. Cela permet de modifier le ratio de la valeur d'inductance parallèle sur la valeur d'inductance série, mais affecte aussi le gain indépendant.

Les paramètres du transformateur intégré final sont regroupés au tableau 3.2.

Tableau 3.2 Paramètres du transformateur intégré

Noyau	
Matériel	PC44
Forme	EER28
Bobine	
Type	Horizontale, Split
Enroulement Primaire	
Fil	Litz 16x38AWG
Nombre de tours (N_P)	96
Inductance de fuite (L_{Lk1})	$280\mu H$
Inductance de magnétisation (L_M)	$735\mu H$
Enroulement Secondaire	
Fil	Litz 16x38AWG
Nombre de tours (N_S)	72
Inductance de fuite (L_{Lk2})	$100\mu H$
Rapport des nombres de tours	
$n (N_P/N_S)$	1.33
Mesures	
L_{1SO}	$1016\mu H$
L_{1SS}	$423\mu H$
L_{2SO}	$515\mu H$
L_{2SS}	$215\mu H$

La réalisation expérimentale du transformateur est illustrée à la figure 3.22.

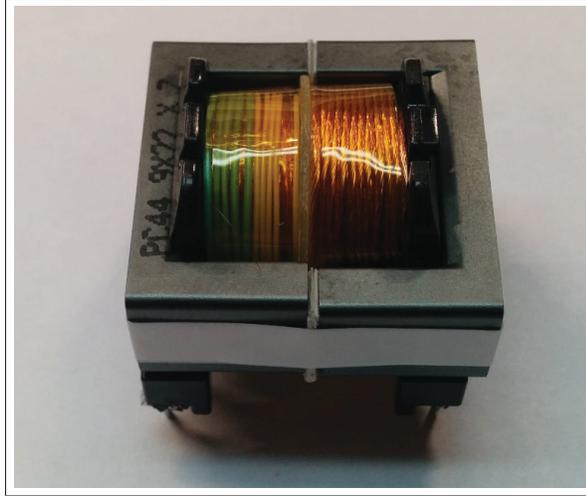


Figure 3.22 Transformateur intégré final

Un condensateur C_S d'une valeur de $3.3nF$ est choisi. La fréquence de résonance f_{r1Ind} correspondante est de $134.708kHz$ (équation 3.31). À cette fréquence, le gain est indépendant de la charge.

$$f_{r1Ind} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{1SS}C_S}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(423\mu H)(3.3nF)}} = 134.708kHz \quad (3.31)$$

La deuxième fréquence de résonance f_{r2Ind} est de $86.919kHz$ (équation 3.32).

$$f_{r2Ind} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{1SO}C_S}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1016\mu H)(3.3nF)}} = 86.919kHz \quad (3.32)$$

Le gain indépendant de la charge, supérieur à 1 par la présence de l'inductance de fuite de l'enroulement secondaire, est égal à 1.242 (équation 3.33)

$$Gain_{LLC_{Ind}} = \frac{n^2 L_{Lk2} + L_M}{L_M} = \frac{1.33^2(100\mu H) + 735\mu H}{735\mu H} = 1.242 \quad (3.33)$$

La figure 3.23 illustre la caractéristique du gain en tension du circuit LLC lorsque la tension de sortie est de 250V. Selon le courant de sortie et la tension d'entrée, la fréquence de commutation du circuit LLC varie entre 117.487kHz et 125.154kHz.

La région d'opération se situe dans le rectangle délimité par les droites horizontales, représentant les gains minimal et maximal (équations 3.34 et 3.35), et par les droites verticales, représentant les fréquences minimales et maximales du convertisseur pour opérer à cette tension.

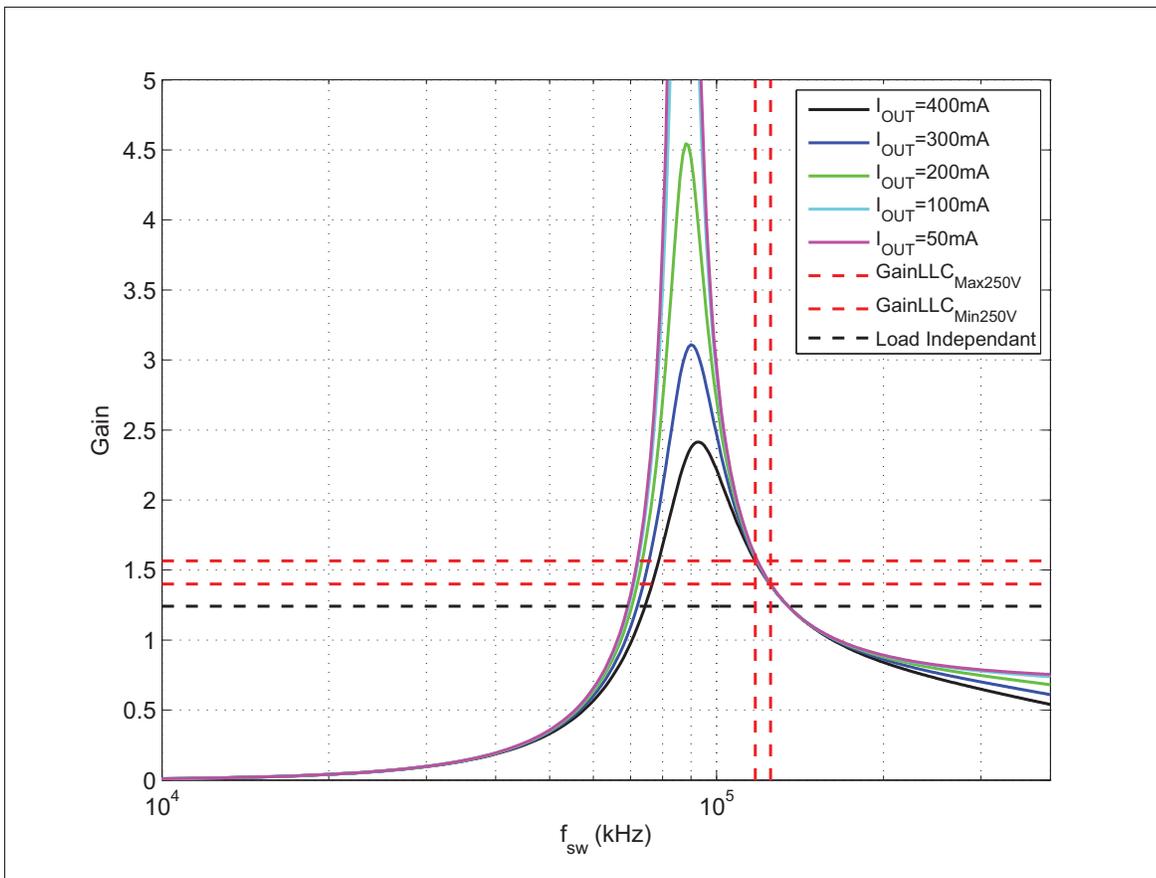


Figure 3.23 Gain circuit LLC ($V_{Out} = 250V$)

$$GainLLC_{Max250V} = 1.56 \quad (3.34)$$

$$GainLLC_{Min250V} = 1.4 \quad (3.35)$$

La figure 3.24 illustre la caractéristique du gain en tension du circuit lorsque la tension de sortie est de 150V.

La région d'opération est alors délimitée par les fréquences de commutation minimale de 163.138kHz et maximale de 230.723kHz et par les droites horizontales représentant les gains minimal et maximal (équations 3.36 et 3.37).

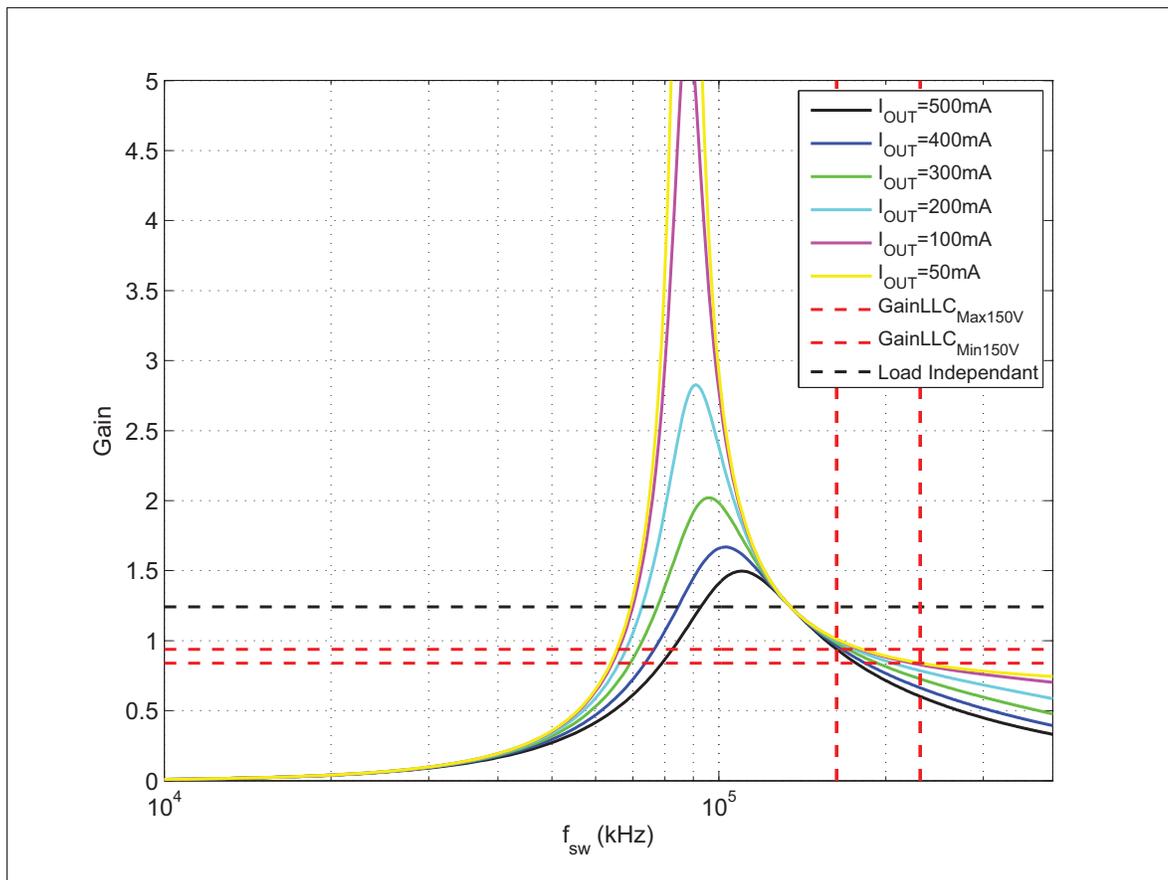


Figure 3.24 Gain circuit LLC ($V_{Out} = 150V$)

$$GainLLC_{Max150V} = 0.94 \quad (3.36)$$

$$GainLLC_{Min150V} = 0.84 \quad (3.37)$$

Calcul du courant maximal circulant dans l'inductance L_M

Le courant I_{Lm} est maximal lorsque la tension de sortie est maximale. En négligeant la chute de tension sur l'inductance de fuite L_{Lk2} , cette tension est égale à la tension de sortie maximale reflétée au primaire (équation 3.38).

$$\hat{V}_{Lm} = nV_{Out} = (1.33)250V = 332.5V \quad (3.38)$$

La fréquence de commutation est calculée en résolvant l'égalité entre le gain maximal et la fonction de transfert du circuit LLC avec la charge correspondante (équation 3.39).

$$Gain_{LLC_{Max}} = Gain_{LLC}(f_{sw}, R_{FHA}) \rightarrow f_{sw} = 117.487kHz \quad (3.39)$$

La valeur du courant maximal circulant dans l'inductance L_M est donnée par l'équation 3.40. Les formes d'ondes idéalisées du courant I_{Lm} et de la tension V_{Lm} sont illustrées à la figure 3.25

$$\hat{I}_{Lm} = \frac{\hat{V}_{Lm} \frac{1}{4f_{sw}}}{L_M} = \frac{332.5V \frac{1}{4(117.487kHz)}}{735\mu H} = 0.963A \quad (3.40)$$

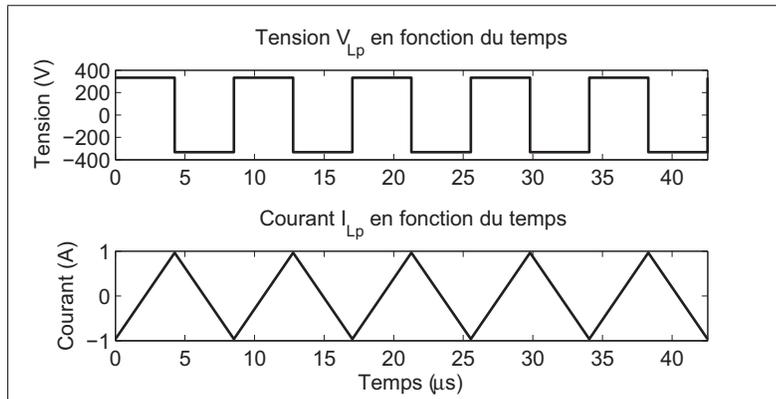


Figure 3.25 Formes d'ondes idéalisées (V_{Lp} , I_{Lp})

Calcul du courant maximal circulant dans le condensateur C_S

Le condensateur C_S est traversé par la somme du courant de sortie reflété au primaire et du courant circulant dans l'inductance L_M . EN négligeant l'inductance de fuite L_{Lk2} , la valeur du courant de sortie reflété au primaire, \hat{I}_{Prim} , est donnée par l'équation 3.41.

$$\hat{I}_{Prim} = I_{Out} \frac{\pi}{2n} = 400mA \frac{\pi}{2(1.33)} = 0.472A \quad (3.41)$$

Le courant de circulation, associé à la présence de l'inductance L_M en parallèle avec la charge, est plus important que le courant de sortie reflété au primaire. Pour cette raison, le calcul est effectué pour un courant de 400mA, correspondant à une tension de sortie de 250V, plutôt que pour un courant de 500mA, associé à une tension 200V.

Le courant I_{Prim} et le courant I_{Lm} sont déphasés de $\frac{\pi}{2}$, car le courant I_{Prim} circule dans l'équivalent d'une résistance tandis que le courant I_{Lm} circule dans une inductance. La valeur du courant circulant dans le condensateur C_S est calculée à l'équation 3.42.

$$\hat{I}_{Cs} = \sqrt{\hat{I}_{Lm}^2 + \hat{I}_{Prim}^2} \rightarrow \hat{I}_{Cs} = \sqrt{0.963^2 + 0.472^2} = 1.072A \quad (3.42)$$

Un condensateur composé de film polypropylène est utilisé afin de supporter l'amplitude du courant.

Calcul de la tension maximale sur le condensateur C_S

Le condensateur C_S occupe deux fonctions. Il bloque tout d'abord la composante DC de l'onde de tension V_{Sq} générée par les interrupteurs Q_1 et Q_2 (équation 3.43).

$$V_{C_S-DC} = \frac{V_{Bus}}{2} = \frac{450V}{2} = 225V \quad (3.43)$$

Le condensateur C_S est aussi traversé par le courant circulant dans l'inductance L_S . Ce courant alternatif génère une tension sinusoïdale superposée à la tension DC (équation 3.44).

$$\hat{V}_{C_S-AC} = |X_{C_S}| \hat{I}_{C_S} = \left| \frac{1}{j2\pi 117.487kHz 3.3nF} \right| 1.072A = 443.5V \quad (3.44)$$

La tension maximale aux bornes du condensateur est la somme des tensions alternative et continue (équation 3.45). La tension aux bornes du condensateur C_S est illustrée à la figure 3.26.

$$\hat{V}_{C_S} = V_{C_S-DC} + \hat{V}_{C_S-AC} = 665.18V \quad (3.45)$$

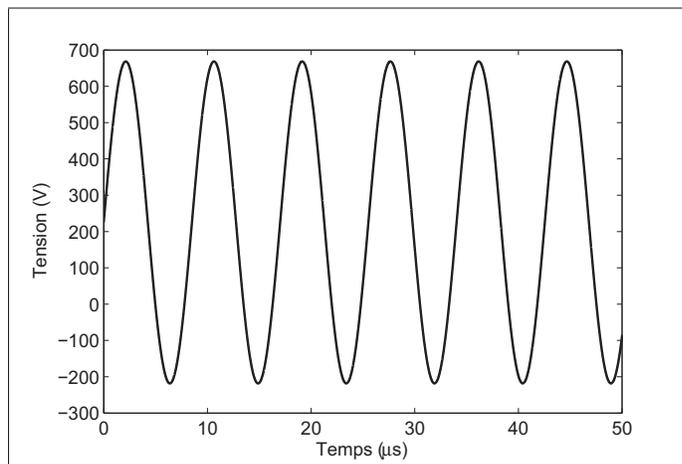


Figure 3.26 Forme d'onde idéalisée de la tension V_{C_S}

Calcul du stress sur les interrupteurs Q_1 et Q_2

La tension vue par les interrupteurs Q_1 et Q_2 lorsqu'ils sont bloqués est la même (équation 3.46). Il s'agit de la tension DC qui provient du premier étage, V_{Bus} .

$$V_{dsQ1Max} = V_{dsQ2Max} = V_{BusMax} = 475V \quad (3.46)$$

Le courant crête qui circule dans les interrupteurs est égal au courant circulant dans le condensateur C_S (équation 3.47).

$$\hat{I}_{Q1} = \hat{I}_{Q2} = \hat{I}_{C_s} = 1.072A \quad (3.47)$$

Des MOSFET TK14A65W de 650V et 14A possédant une diode intrinsèque ultra rapide sont choisis afin de prévenir leur destruction en cas d'opération en mode capacitif du circuit résonant LLC.

Calcul du stress sur les diodes D_1, D_2, D_3 et D_4

Les diodes servant à rectifier la tension au secondaire du transformateur supportent la tension de sortie lorsqu'elles sont bloquées (équation 3.48).

$$V_{R1} = V_{R2} = V_{R3} = V_{R4} = V_{Out} = 250V \quad (3.48)$$

Lorsqu'elle conduit, les diodes sont traversées par le courant au secondaire du transformateur (équation 3.49).

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = \hat{I}_{SecRect} = \frac{\pi}{2} I_{Out} = \frac{\pi}{2} 500mA = 0.785A \quad (3.49)$$

Des diodes de 400V et de 2A ultra rapides MURS240 sont choisies.

3.4 Simulation

Le circuit électronique, utilisé lors de la simulation du circuit résonant LLC avec transformateur intégré, est illustré à la figure 3.27.

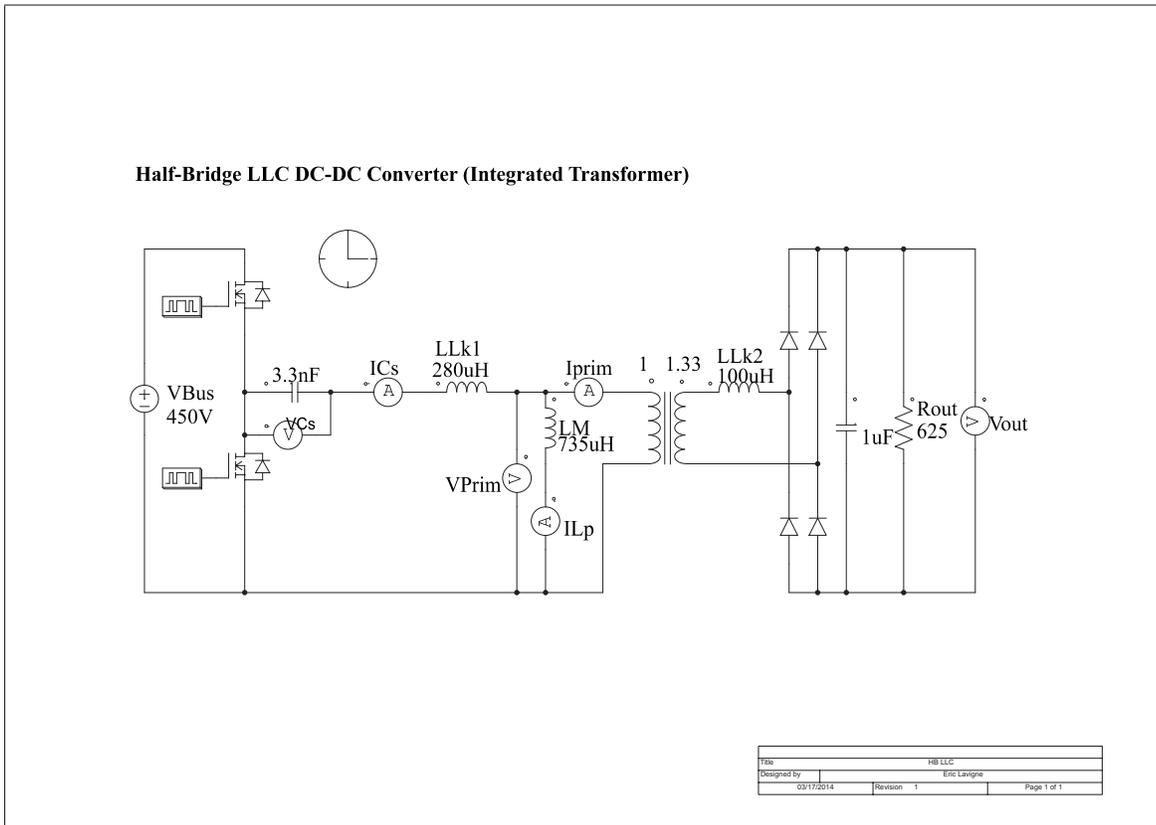


Figure 3.27 Circuit de simulation de la topologie HB-LLC

La figure 3.28 illustre les formes d'ondes du courant V_{Out} , I_{Out} , I_{Cs} et V_{Cs} pour une tension de sortie de 250V et un courant de sortie de 400mA. La fréquence de commutation de 123kHz requise pour réguler un courant de 500mA à une tension de sortie de 250V correspond à la plage de fréquence prédéterminée grâce à la figure 3.23. Le courant \hat{I}_{Cs} est légèrement supérieur à 1A tel que prévu par l'équation 3.42. La forme d'onde du courant démontre une particularité de l'opération sous la résonance.

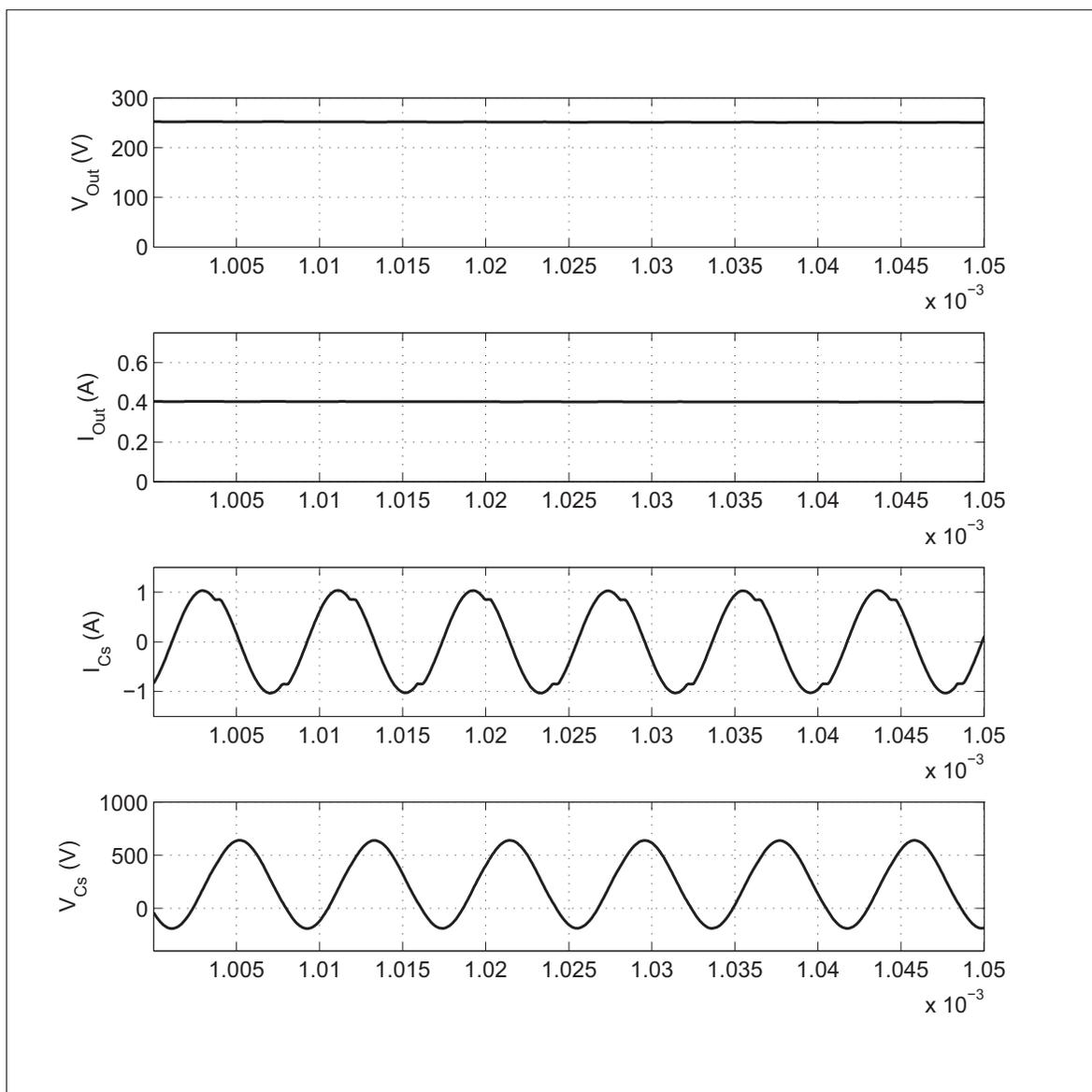


Figure 3.28 Formes d'ondes de simulation ($V_{Out}=250V$, $I_{Out}=400mA$, $f_{sw}=123kHz$)

La figure 3.29 illustre les formes d'ondes du courant V_{Out} , I_{Out} , I_{Cs} et V_{Cs} pour une tension de sortie de 150V et un courant de sortie de 500mA. La fréquence de commutation est de 162kHz. La fréquence nécessaire pour réguler le courant de 500mA à une tension de sortie de 150V est légèrement plus basse que ce qui était prévu initialement (163kHz, figure 3.24), car la précision de l'approximation de la première harmonique est dégradée lorsque la fréquence de commutation s'éloigne de la fréquence de résonance.

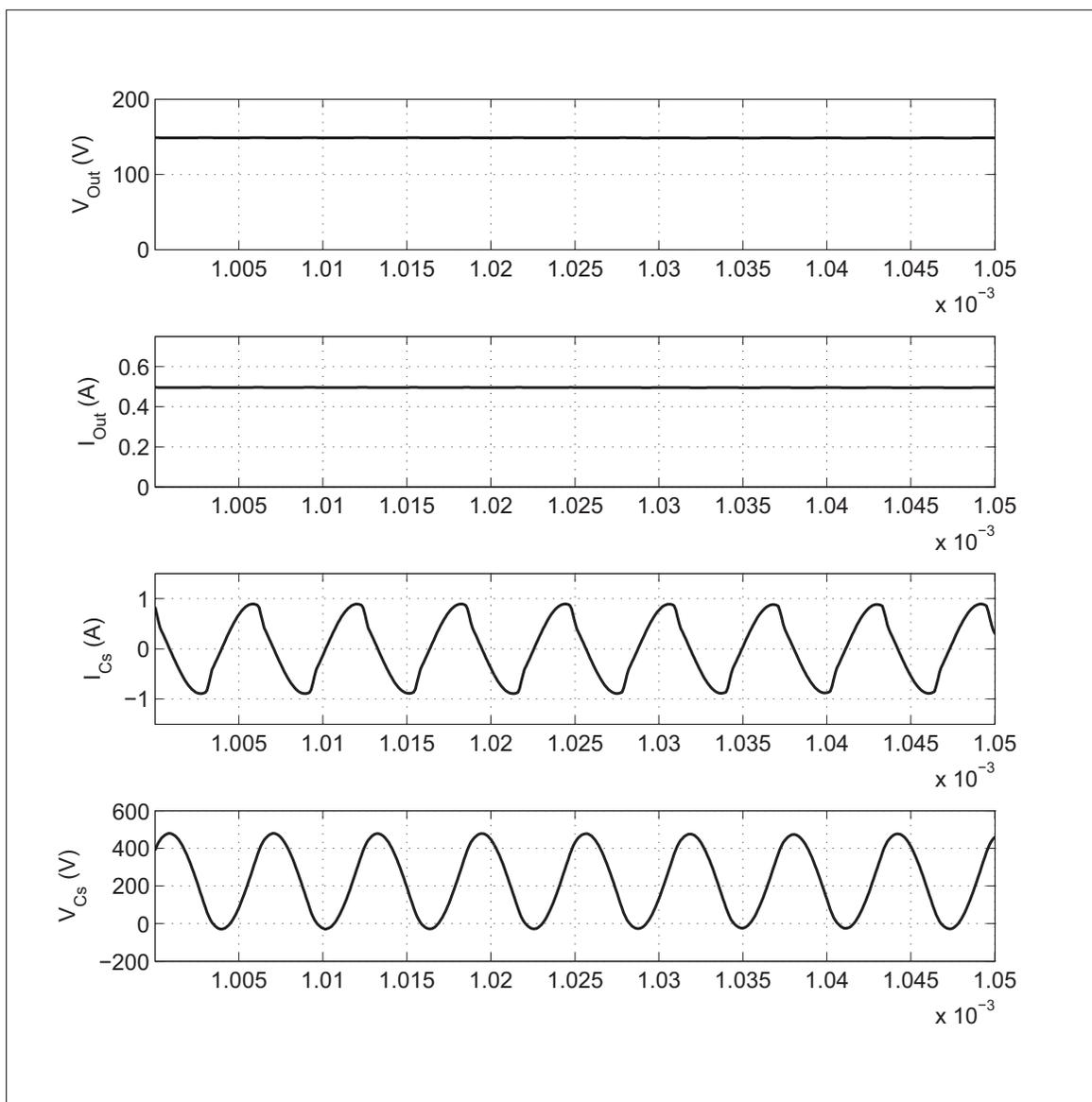


Figure 3.29 Formes d'ondes de simulation ($V_{Out}=150V$, $I_{Out}=500mA$, $f_{sw}=162kHz$)

3.5 La fabrication du convertisseur

Le convertisseur à résonance à deux étages est illustré à la figure 3.30. L'image est divisée en blocs fonctionnels contenant les différentes sections du circuit.

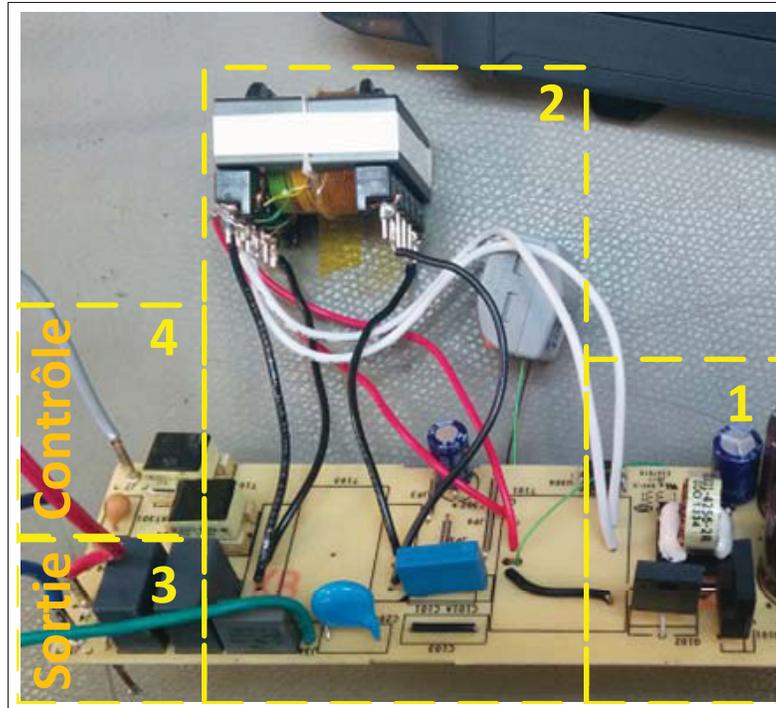


Figure 3.30 Convertisseur à résonance HB-LLC

La section 1 contient les interrupteurs de puissance Q_1 et Q_2 ainsi que le transformateur utilisé pour isoler les circuits d'attaque.

Le transformateur intégré, regroupant les inductances série et parallèle, se situe dans la section 2. Des enroulements supplémentaires servent à générer des tensions auxiliaires. Le condensateur de résonance est aussi compris dans cette section.

La section 3 comprend le filtre de sortie capacitif et les diodes de sortie sous la carte.

La section 4 comprend le circuit de contrôle 0-10V permettant d'ajuster le courant de sortie.

3.6 Résultats obtenus

Des mesures ont été prises sur le convertisseur HB-LLC réalisé afin de les comparer aux calculs et aux résultats de simulation. La figure 3.31 illustre la tension sur le condensateur C_S (bleu, 500V/div), le courant circulant dans le condensateur C_S (vert, 500mA/div) et la tension V_{Sq} générée par les interrupteurs (jaune, 100V/div).

La charge utilisée est composée de LED connectées en série pour une tension de 245V et un courant de sortie de 392mA. Il s'agit de la charge qui représente le plus grand défi pour le convertisseur pour plusieurs raisons. Le courant dans le circuit résonant est maximal, ce qui applique le plus grand stress sur les interrupteurs, le transformateur et le condensateur. La fréquence de commutation est basse et sous la fréquence de résonance.

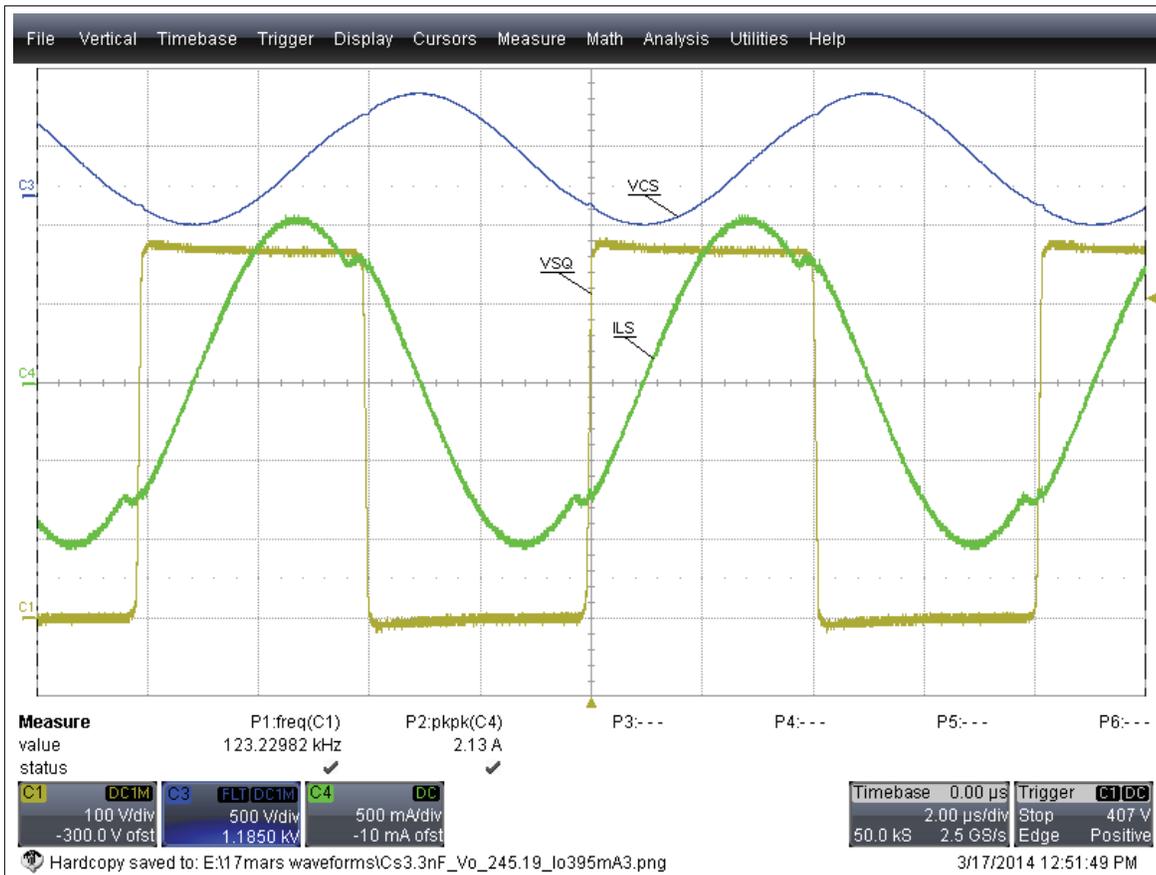


Figure 3.31 Tension V_{Sq} , Tension V_{Cs} et Courant I_{Cs}

La fréquence de commutation est de 123.23kHz, ce qui correspond à la fréquence attendue et confirme les résultats de simulation obtenus (figure 3.28). La forme d'onde du courant démontre que le convertisseur opère sous la fréquence de résonance du circuit. Le courant \hat{I}_{C_s} est légèrement supérieur à 1A, ce qui correspond aussi à la valeur calculée à l'équation 3.42. La tension crête positive sur le condensateur confirme le calcul de l'équation 3.45.

La stabilité de la boucle de contrôle dans ces conditions de sortie est confirmée par le diagramme de Bode de la figure 3.32 obtenu en laboratoire. La fréquence de cross-over est à 2.5kHz et la marge de phase est de 70 degrés.

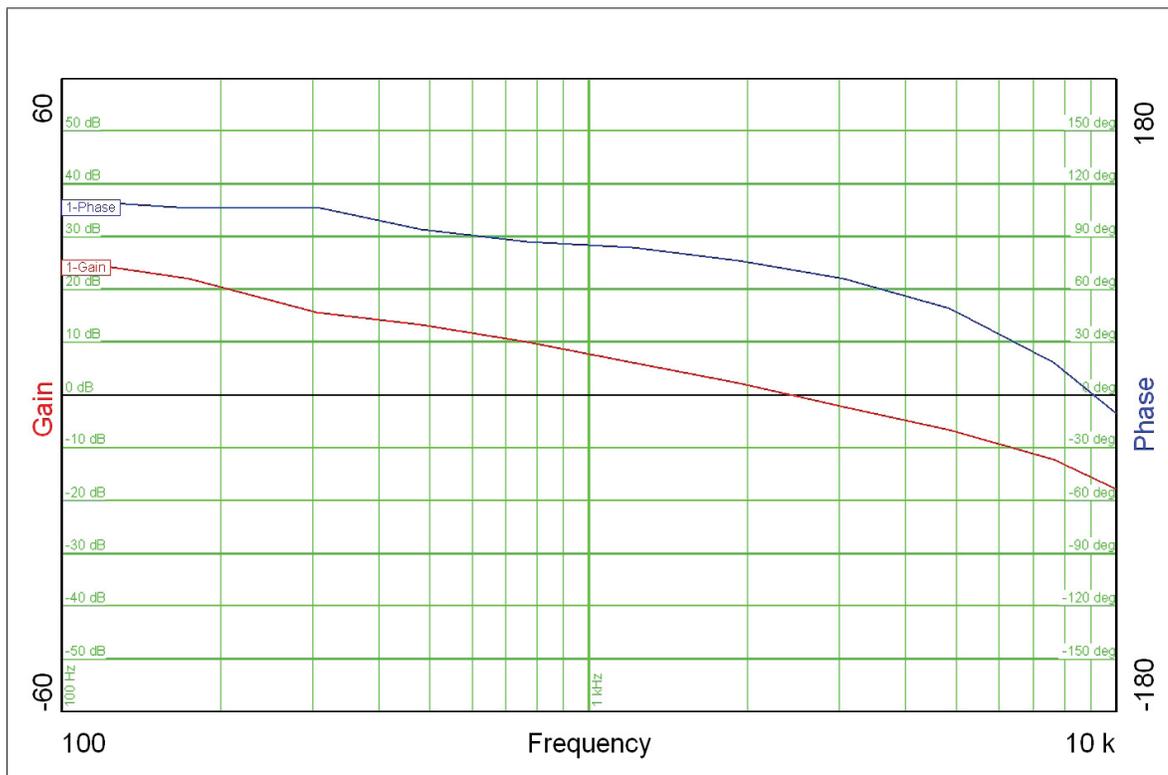


Figure 3.32 Diagramme de Bode du circuit en boucle fermée

Les résultats suivants proviennent du convertisseur complet composé des étages Boost PFC CrM et HB-LLC. La charge utilisée lors des mesures est constituée de LED connectées en série. La tension d'alimentation provient d'une source de tension alternative programmable.

Les mesures d'efficacité, du facteur de puissance et du taux de distorsion harmonique sont illustrées en fonction de la tension de sortie V_{Out} . Le courant de sortie lors des mesures est toujours maximal ; il est limité par la valeur du courant de sortie maximal de 500mA ou par la puissance de sortie maximale de 100W.

La figure 3.33 illustre l'efficacité du convertisseur en fonction de la tension de sortie. L'efficacité est à son niveau le plus bas lorsque la ligne d'alimentation est à 120V. Le plus bas niveau est atteint à 250V, soit lorsque l'inductance de magnétisation du transformateur est traversé par le plus grand courant. Lorsque la ligne d'alimentation est plus haute, l'efficacité atteint les 93%.

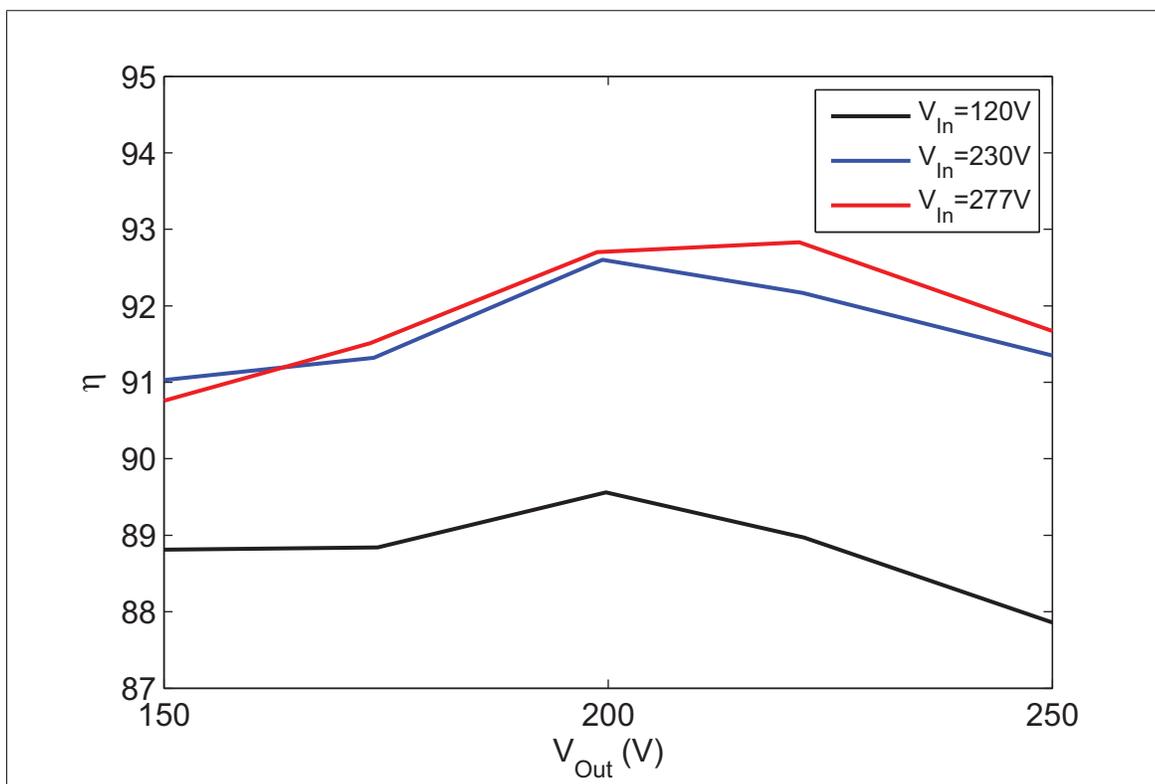


Figure 3.33 Efficacité η du convertisseur à résonance

La figure 3.34 illustre le facteur de puissance en fonction de la tension de sortie. Le facteur de puissance est à son meilleur lorsque la tension d'entrée est basse. La valeur de l'inductance d'entrée L_1 est fixe pour chacune des tensions d'entrée et le contrôleur est analogique. De ce fait, le facteur de puissance ne peut être optimisé pour chacune des tensions.

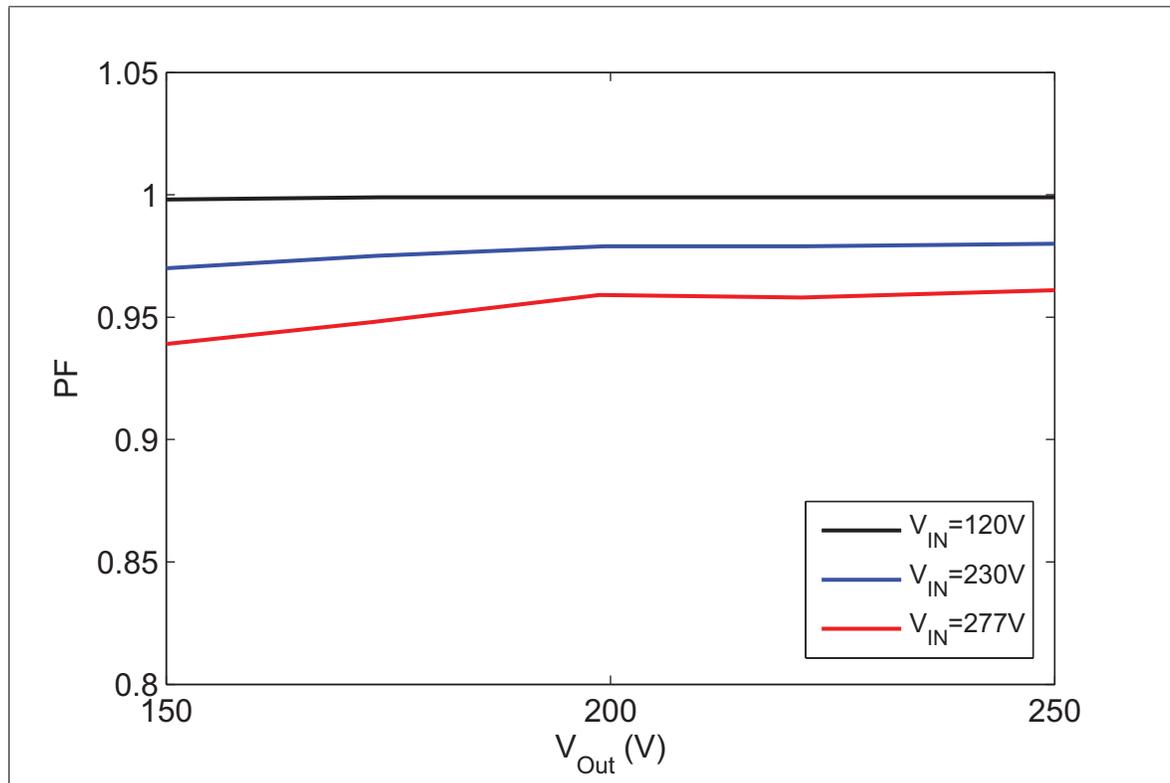


Figure 3.34 Facteur de puissance du convertisseur à résonance

Le facteur de puissance est élevé. Il est supérieur à 0.9 sur toute la plage d'opération du convertisseur.

La figure 3.35 illustre le taux de distorsion harmonique en fonction de la tension de sortie. La puissance de sortie est toujours maximale. L'impossibilité d'optimiser la forme d'onde du courant pour chacune des tensions d'entrée affecte le taux de distorsion harmonique à haute tension de ligne.

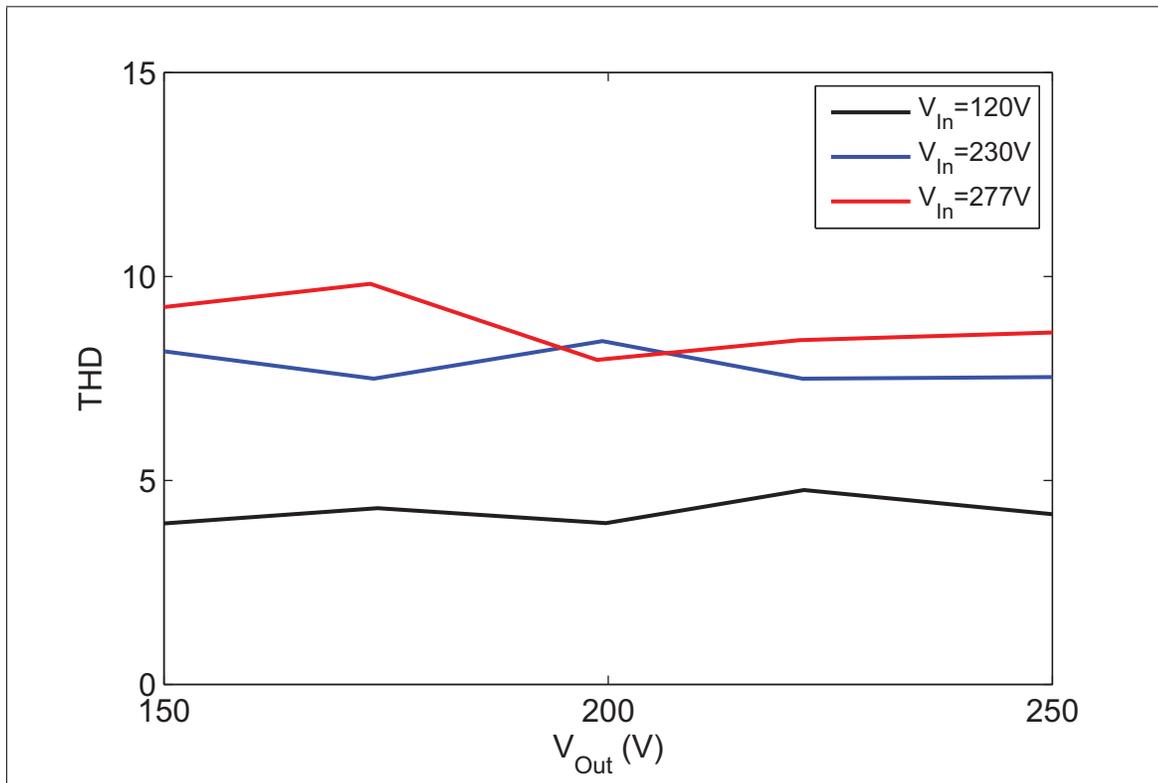


Figure 3.35 Taux de distorsion harmonique du convertisseur à résonance

Le taux de distorsion harmonique reste sous les 10% pour chacune des conditions lorsque la puissance est maximale.

3.7 Conclusion

La topologie à résonance LLC permet de réguler le courant de sortie du convertisseur. Son analyse et sa conception sont effectuées à partir de l'approximation par la première harmonique de Steigerwald (Steigerwald (1988)). La précision de cette approximation est optimale lorsque le convertisseur opère près de la fréquence de résonance.

La commutation à zéro tension des interrupteurs est automatique lorsque l'impédance du circuit LLC est inductive, à condition que le courant de circulation soit suffisamment élevé pour décharger les capacités parasites des interrupteurs.

Lorsque la fréquence de commutation est comprise entre ses deux fréquences de résonance, la topologie LLC permet un gain en tension. Toutefois, l'opération du convertisseur dans cette plage de fréquence est risquée ; l'impédance du circuit LLC peut devenir capacitive selon la charge appliquée en sortie. L'utilisation de MOSFET possédant une diode intrinsèque rapide permet d'éviter la destruction des interrupteurs en cas de conditions anormales.

L'intégration des magnétiques sur le transformateur est possible. L'utilisation d'une bobine divisée sur un noyau EE est conseillée afin d'obtenir une inductance de fuite élevée au primaire. Il s'agit d'un processus itératif, car l'inductance de fuite est inconnue avant que le transformateur soit bobiné. Bien qu'il soit possible de prédire la valeur de l'inductance de fuite à l'aide d'un calcul par éléments finis, l'approche itérative est plus pratique. La valeur de l'inductance de magnétisation du transformateur n'affecte pas la valeur de l'inductance de fuite. La présence de l'inductance de fuite au secondaire affecte la fonction de transfert du circuit LLC.

Un simple regard à la forme d'onde du courant circulant dans le condensateur série permet de déterminer si la fréquence de commutation est inférieure ou supérieure à la fréquence de commutation du circuit.

CHAPITRE 4

CONCEPTION DU CONVERTISSEUR SEPIC PFC CRM

4.1 Spécification du convertisseur SEPIC PFC CrM

Un convertisseur composé d'une topologie à un étage est conçu afin de le comparer au convertisseur à résonance dans les mêmes conditions. Les spécifications à rencontrer sont contenues dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1 Spécifications du convertisseur

Ligne d'alimentation (V_{In})	
Min	$100V_{RMS}$
Max	$300V_{RMS}$
f	$50Hz - 60Hz$
Tension de sortie V_{Out}	
Min	$150V_{DC}$
Max	$250V_{DC}$
Courant de sortie I_{Out}	
Min	$50mA$
Max	$500mA$
Efficacité à pleine charge	
Min	90%

4.2 Justification du choix de la topologie

Le convertisseur SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) représenté à la figure 4.1 est un excellent candidat pour les applications d'éclairage à haut rendement. Il comporte un faible nombre de semi-conducteurs, ce qui est bénéfique au niveau du coût. La réalisation de ce convertisseur ne nécessite que deux interrupteurs, soient Q_1 et D_1 .

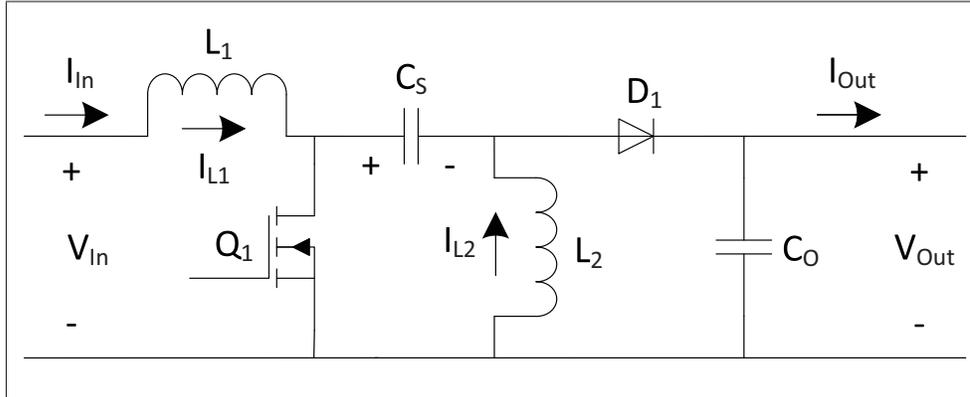


Figure 4.1 Topologie SEPIC

Puisque l'interrupteur Q_1 est connecté à la masse, son circuit d'attaque est simple et peu coûteux. La présence du condensateur C_S permet de transférer l'énergie de l'inductance vers la diode D_1 lors de l'extinction de Q_1 , évitant les surtensions sur l'interrupteur.

Le courant d'entrée peut être continu grâce à la présence de l'inductance L_1 . La position de l'interrupteur Q_1 , directement après l'inductance L_1 , représente un des avantages majeurs de cette topologie. En opérant l'inductance L_1 en mode de conduction critique (Setty et Wekhande (2012)), le SEPIC permet une conversion AC-DC avec un facteur de puissance unitaire.

Une inductance supplémentaire, L_2 , se retrouve dans le convertisseur SEPIC. En négligeant l'ondulation de la tension sur le condensateur C_S , les inductances L_1 et L_2 supportent la même chute de tension à leurs bornes tout au long du cycle de commutation. Lorsque l'interrupteur Q_1 conduit, la tension d'entrée V_{In} est appliquée sur chacune des inductances. Lorsque l'interrupteur est ouvert, la tension appliquée est égale à la tension de sortie V_{Out} .

Puisque la même tension est appliquée sur chacune des inductances du convertisseur SEPIC, il est possible de les coupler sur un même noyau magnétique. Le couplage des inductances est intéressant lorsqu'il est utilisé avec une topologie AC-DC comme le SEPIC CrM car il est possible de dévier la composante à haute fréquence du courant de l'inductance d'entrée L_1 vers l'inductance L_2 . Cela permet de réduire la taille du filtre différentiel à l'entrée du convertisseur (Chou *et al.* (2009)), (Chen et Chang (2001)). Bien l'intégration des inductances

sur un seul élément magnétique n'apporte pas d'avantage au niveau du volume ou du prix, il permet néanmoins de réduire le nombre de composants dans le circuit.

Finalement, la tension de sortie peut être inférieure ou supérieure à la tension d'entrée. La fonction de transfert du SEPIC en fonction du rapport cyclique d de l'interrupteur Q_1 est donnée à l'équation 4.1 (Erickson et Maksimovic (2001)). L'équation est représentée graphiquement à la figure 4.2.

$$\frac{V_{Out}}{V_{In}} = \frac{d}{(1-d)} \quad (4.1)$$

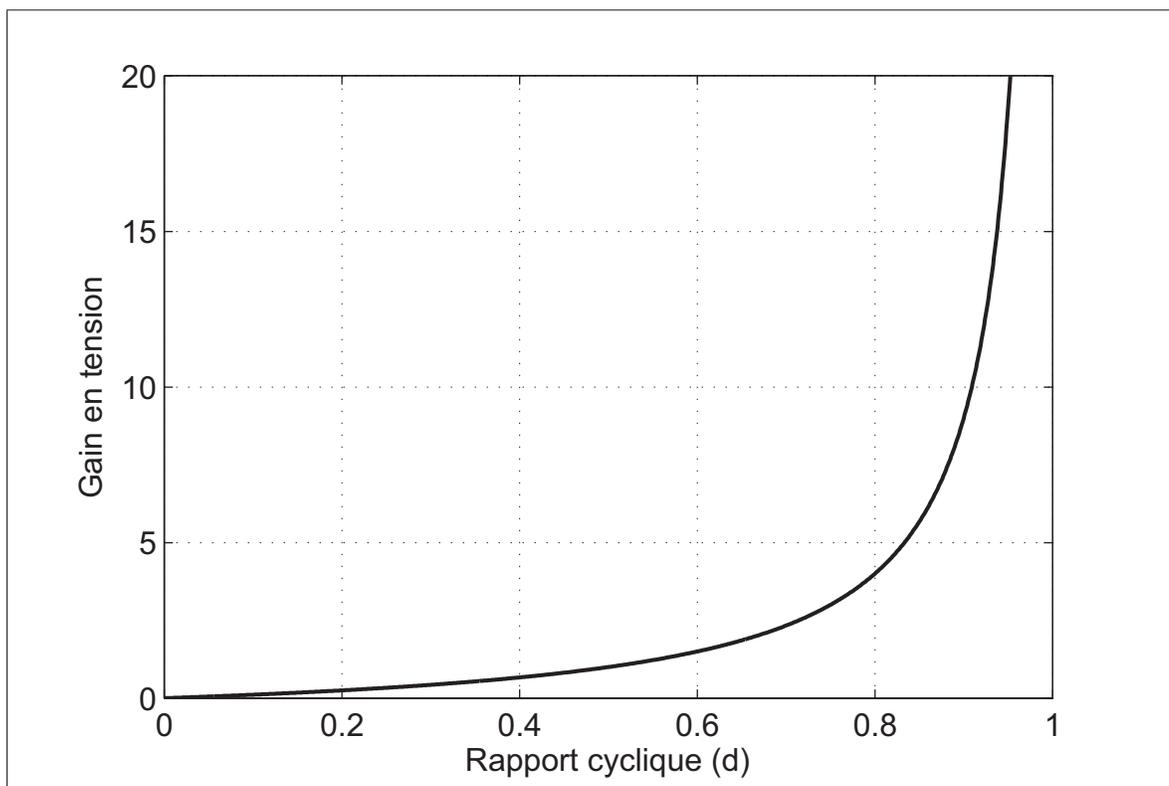


Figure 4.2 Gain du SEPIC

4.3 Conception du convertisseur SEPIC PFC CrM

4.3.1 Description du fonctionnement de la topologie

Puisque que la tension moyenne aux bornes d'une inductance au long d'un cycle de commutation est nulle, la tension moyenne sur le condensateur C_S doit être égale à la tension d'entrée (Wu *et al.* (2012)). Une ondulation de tension inversement proportionnelle à la valeur du condensateur est présente à ses bornes.

L'analyse du fonctionnement du convertisseur est faite en deux étapes, soient la première lorsque l'interrupteur Q_1 est fermé et la deuxième lorsque l'interrupteur est ouvert. Puisque la fréquence de commutation des interrupteurs est grandement supérieure à la fréquence du réseau, les tensions d'entrée et de sortie sont considérées constantes tout au long du cycle de commutation.

Le principe de fonctionnement du mode de conduction critique du convertisseur SEPIC AC-DC est très similaire au mode de conduction critique du Boost AC-DC. Le temps de conduction de l'interrupteur Q_1 est constant afin que le courant circulant dans l'inductance d'entrée atteigne une valeur proportionnelle à la tension d'entrée V_{In} . La valeur du courant I_{L1} atteinte à chaque cycle de commutation est 2 fois supérieure au courant d'entrée instantané du convertisseur. Le mode de conduction critique est expliqué plus en détail dans la section de la conception du convertisseur Boost PFC CrM.

Interrupteur fermé

Lorsque l'interrupteur Q_1 conduit, la diode D_1 est ouverte. Le circuit équivalent de la topologie au cours de cet intervalle est représenté à la figure 4.3.

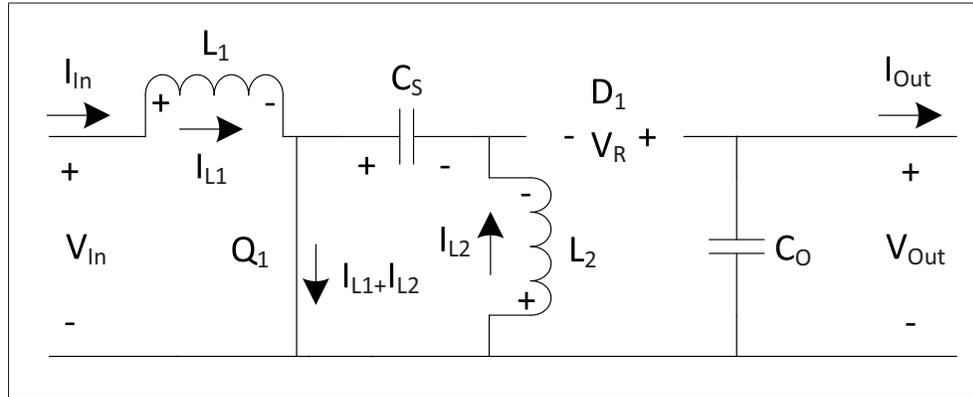


Figure 4.3 Circuit équivalent de la topologie SEPIC (T_{On})

Pendant cet intervalle, le courant dans les inductances croît de façon linéaire, car la tension qui leur est appliquée, soit la tension d'entrée, est constante (équation 4.2).

$$V_{L1} \approx V_{L2} = V_{In} \quad (4.2)$$

Le courant circulant dans l'interrupteur Q_1 est la somme des courants I_{L1} et I_{L2} (équation 4.3).

$$I_{Q1} = I_{L1} + I_{L2} \quad (4.3)$$

Au cours de cet intervalle, le condensateur C_S se décharge à travers l'inductance L_2 et le condensateur de sortie C_O fournit la puissance à la charge. La diode D_1 est bloquée et la tension à ses bornes, V_R , est la somme des tensions d'entrée et de sortie V_{In} et V_{Out} (équation 4.4).

$$V_R = V_{In} + V_{Out} \quad (4.4)$$

Interrupteur ouvert

Lorsque l'interrupteur Q_1 est désactivé, la diode D_1 s'amorce. Le circuit équivalent de la topologie au cours de cet intervalle est représenté à la figure 4.4.

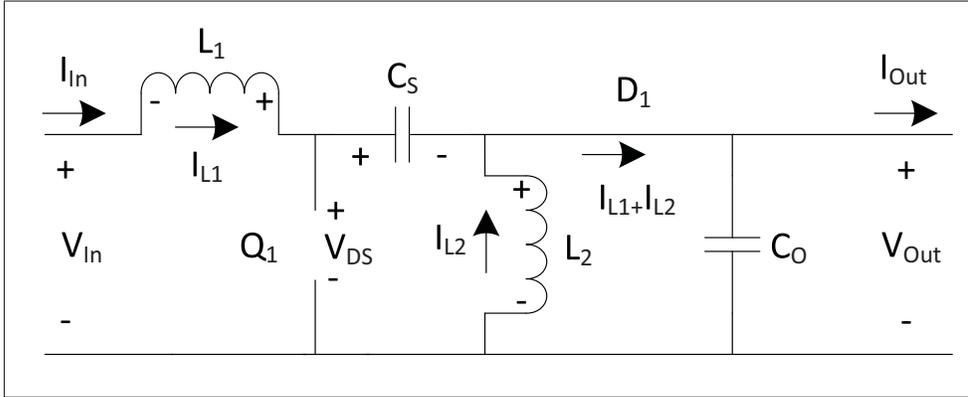


Figure 4.4 Circuit équivalent de la topologie SEPIC (T_{Off})

Au cours de cet intervalle, l'énergie accumulée dans les inductances L_1 et L_2 est transférée vers les condensateurs C_S et C_O ainsi que vers la charge. Le courant dans chacune des inductances décroît de façon linéaire puisque la tension appliquée à leurs bornes au cours de cet intervalle, soit la tension de sortie V_{Out} , est constante (équation 4.5).

$$V_{L1} \approx V_{L2} = V_{Out} \quad (4.5)$$

La tension aux bornes de l'interrupteur Q_1 , V_{DS} , est la somme des tensions d'entrée et de sortie V_{In} et V_{Out} (équation 4.6).

$$V_{DS} = V_{In} + V_{Out} \quad (4.6)$$

Le courant circulant dans la diode D_1 est la somme du courant circulant dans les inductances L_1 et L_2 (équation 4.7).

$$I_{D1} = I_{L1} + I_{L2} \quad (4.7)$$

Les désavantages de la topologie SEPIC

Le principal désavantage de la topologie SEPIC est que sa sortie n'est pas isolée galvaniquement de l'entrée. Il existe toutefois dans la littérature des convertisseurs SEPIC isolés (Tanit-teerapan et Mori (2002)). L'isolation est donc possible, mais au détriment de l'efficacité du convertisseur. L'efficacité est très importante dans le domaine de l'éclairage. La déviation de la haute fréquence avec l'utilisation d'inductances couplées est aussi possible dans un convertisseur SEPIC isolé (Goldfarb (2001)).

Les niveaux de stress appliqués sur l'interrupteur Q_1 et la diode D_1 sont importants. Lorsqu'ils ne conduisent pas, les tensions qui leur sont appliquées sont élevées, tel que calculé aux équations 4.4 et 4.6. Les semi-conducteurs pouvant supporter des niveaux de tension élevés présentent des pertes de conduction plus élevées. De plus, le courant circulant dans les interrupteurs est élevé puisqu'il s'agit de la somme du courant circulant dans chacune des inductances (équations 4.3 et 4.7).

4.3.2 Dimensionnement des composants

Le dimensionnement des composants est fait en fonction du stress qui leur est appliqué. Puisque le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur est très élevé grâce au mode de conduction critique de l'inductance L_1 , le dimensionnement est fait en considérant le courant d'entrée en phase avec la tension. De plus, la forme d'onde du courant d'entrée est considérée sinusoïdale puisque le contrôleur analogique assure un faible taux de distorsion harmonique.

Dimensionnement de l'inductance d'entrée

L'inductance subit le stress le plus important lorsque le courant d'entrée du convertisseur est maximal. Cela survient lorsque la puissance de sortie est maximale et que la tension d'entrée est minimale. L'efficacité η du convertisseur est estimé à 90% dans ces conditions. La puissance d'entrée P_{In} est obtenue en divisant la puissance de sortie P_{Out} par le rendement estimé (équation 4.8).

$$P_{InMax} = \frac{P_{OutMax}}{\eta} \rightarrow P_{InMax} = \frac{120W}{0.9} = 133.33W \quad (4.8)$$

En vue de planifier une marge de manoeuvre en cas de conditions anormales, la tension de ligne minimale est sous-estimée à $100V_{RMS}$ et la puissance de sortie maximale est surestimée à $120W$. L'équation de la tension d'entrée minimale est donnée par l'équation 4.9.

$$V_{InMin}(t) = \hat{V}_{InMin} \sin(2\pi ft) \rightarrow V_{InMin}(t) = 141.42 \sin(2\pi 60t) \quad (4.9)$$

La valeur RMS du courant maximal $I_{InMaxRMS}$ tiré par le convertisseur s'obtient en divisant la puissance d'entrée maximale P_{InMax} par la tension d'entrée minimale V_{InMin} (équation 4.10).

$$I_{InMaxRMS} = \frac{P_{InMax}}{V_{InMinRMS}} \rightarrow I_{InMaxRMS} = \frac{133.33W}{100V} = 1.33A \quad (4.10)$$

L'expression du courant d'entrée minimal en fonction du temps est donnée par l'équation (4.11).

$$I_{InMin}(t) = \hat{I}_{InMin} \sin(2\pi ft) \rightarrow I_{InMin}(t) = 1.89 \sin(2\pi 60t) \quad (4.11)$$

Puisque le facteur de puissance est assuré par le mode de conduction critique de l'inductance L_1 , le courant maximal qui circulera dans l'inductance est deux fois supérieur au courant d'entrée instantané maximal (équation 4.12).

$$I_{L1Max} = 2\hat{I}_{InMax} = 3.77A \quad (4.12)$$

Le calcul des temps de conduction et de non-conduction de l'interrupteur est nécessaire pour déterminer la valeur de l'inductance L_1 .

Calcul du temps de conduction de l'interrupteur

Au cours de l'intervalle T_{On} , la tension d'entrée V_{In} est appliquée sur l'inductance L_{L1} jusqu'à ce que la valeur du courant qui y circule atteigne deux fois la valeur instantanée du courant d'entrée.

L'équation 4.13 définit le temps de conduction T_{On} .

$$V_{L1}(t) = L_1 \frac{\partial i_{L1}}{\partial t} \rightarrow T_{On}(t) = 2L_1 \frac{\hat{I}_{In} \sin(2\pi ft)}{\hat{V}_{In} \sin(2\pi ft)} \quad (4.13)$$

L'équation du temps de conduction est dérivée de l'équation de base de la tension aux bornes d'une inductance.

Le courant crête peut s'exprimer en fonction de la puissance d'entrée (équation 4.14).

$$\hat{I}_{In} = \frac{P_{In}}{\frac{\hat{V}_{In}}{\sqrt{2}}} \sqrt{2} = 2 \frac{P_{In}}{\hat{V}_{In}} \quad (4.14)$$

Les termes dépendant du temps de l'équation 4.13 s'annulent. L'équation finale simplifiée du temps de conduction de l'interrupteur Q_1 est donnée à l'équation 4.15.

$$T_{On} = \frac{4L_1 P_{In}}{\hat{V}_{In}} \quad (4.15)$$

Cette expression démontre qu'en mode de conduction critique, le temps de conduction T_{On} est fixe pour une tension de ligne et une charge donnée. La valeur de T_{On} ne dépend que de la valeur de l'inductance L_1 .

Calcul du temps de non-conduction de l'interrupteur

Lorsque la valeur du courant dans l'inductance atteint deux fois la valeur instantanée du courant d'entrée, l'intervalle de conduction de l'interrupteur T_{On} est terminé et la période de blocage de l'interrupteur T_{Off} débute.

La valeur du courant circulant dans l'inductance diminue jusqu'à zéro tel qu'indiqué par le mode de conduction critique. Lors de cet intervalle, la tension appliquée à l'inductance est égale à la tension de sortie V_{Out} . L'équation du temps de blocage est donnée par l'équation 4.16.

$$T_{Off} = \frac{2L_1 \hat{I}_{In} \sin(2\pi ft)}{V_{Out}} \quad (4.16)$$

La valeur du courant crête peut toujours s'exprimer en fonction de la puissance et de la tension d'entrée (équation 4.17).

$$\hat{I}_{In} = \frac{P_{In}}{\frac{\hat{V}_{In}}{\sqrt{2}}} \sqrt{2} = 2 \frac{P_{In}}{\hat{V}_{In}} \quad (4.17)$$

Toutefois, comme l'indique l'équation 4.18, la durée de l'intervalle T_{Off} n'est pas constante au long d'un cycle de réseau.

$$T_{Off} = \frac{4L_1 \frac{P_{In}}{\hat{V}_{In}} \sin(2\pi ft)}{V_{Out}} \quad (4.18)$$

De ce fait, la durée totale de la période de conduction n'est pas constante. Elle varie selon la tension d'entrée instantanée du réseau. Puisque le courant d'entrée est plus faible à haute ligne, la durée du temps de conduction de l'interrupteur est plus faible et la fréquence d'opération du convertisseur plus élevée. Lorsque la tension d'entrée est la plus élevée au cours d'un cycle de réseau, soit à $\frac{\pi}{2}$, le courant d'entrée atteint la plus haute valeur. La période de temps requise pour que le courant retombe à zéro est donc plus longue à ce moment. Pour cette raison, la fréquence de commutation du convertisseur est plus basse.

Calcul de la fréquence de commutation f_{sw}

La période de commutation de l'interrupteur Q_1 est obtenue en additionnant les intervalles T_{On} et T_{Off} . La fréquence de commutation de l'interrupteur, f_{sw} , est l'inverse de la période (équation 4.19).

$$f_{sw} = \frac{1}{p_{sw}} = \frac{1}{T_{On} + T_{Off}(t)} = \frac{1}{\frac{4L_1 P_{In}}{\hat{V}_{In}} + \frac{4L_1 \frac{P_{In}}{\hat{V}_{In}} \sin(2\pi ft)}{V_{Out}}} \quad (4.19)$$

La valeur de l'inductance L_1 est choisie afin de que la plage de la fréquence de commutation reste entre des limites acceptables. La fréquence en fonction du temps sur un demi-cycle de la tension du réseau est illustrée à la figure 4.5. La valeur de l'inductance L_1 est de $700\mu H$ et la puissance de sortie est de 100W.

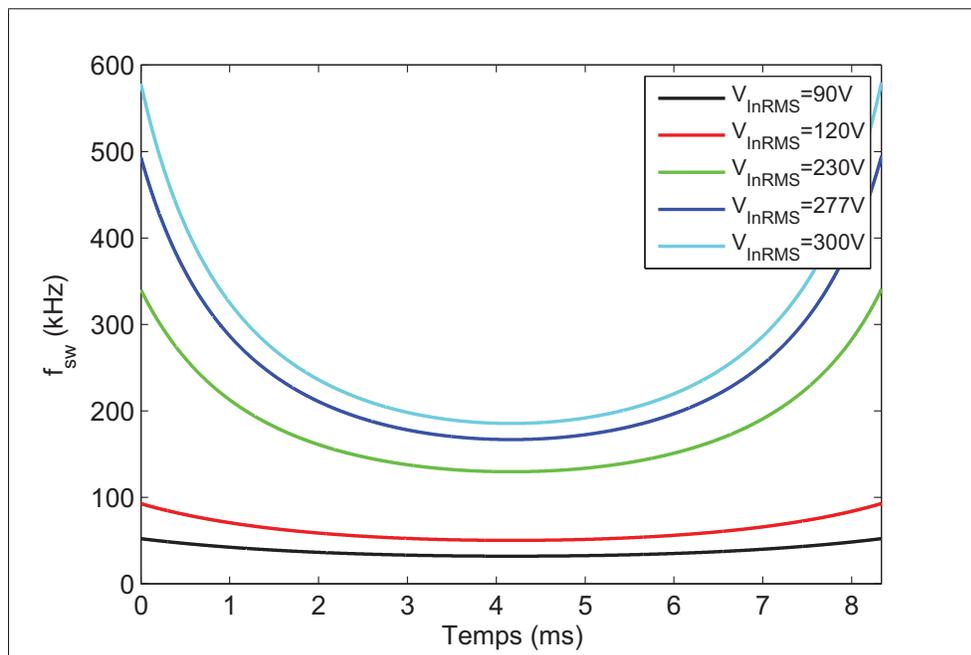


Figure 4.5 Fréquence de commutation f_{sw}

Principe de déviation de l'ondulation du courant

Lorsque des inductances ont à leurs bornes des tensions proportionnelles, elles peuvent être couplées sur un même noyau magnétique (Chou *et al.* (2009)). En plus de réduire le nombre de composants dans le circuit, le couplage d'inductances peut être utilisé afin de transférer la composante alternative du courant d'une inductance vers une autre.

L'implantation de ce système dans un convertisseur connecté directement sur le réseau est avantageux. Cela permet de transférer la haute fréquence de l'entrée vers une inductance située ailleurs dans le circuit et de réduire la taille du filtre d'entrée. Le principe s'explique à partir du modèle équivalent des inductances couplées représenté à la figure 4.6. L'inductance de fuite de chacun des enroulements, L_{Leak1} et L_{Leak2} , l'inductance de magnétisation, L_M , et le rapport des nombres de tours, n , s 'y retrouvent.

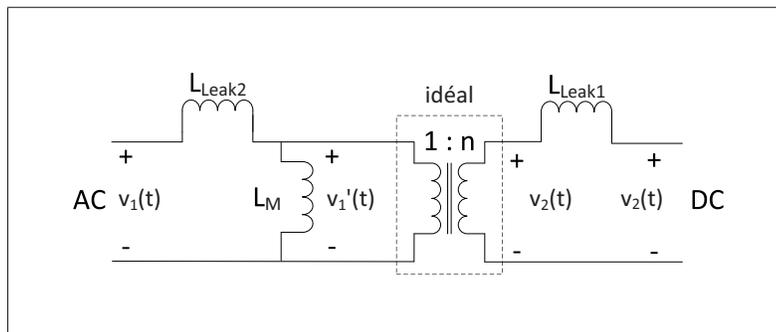


Figure 4.6 Modèle équivalent de deux inductances couplées

En supposant qu'il n'y a pas de courant alternatif circulant dans l'inductance de fuite L_{Leak1} , la tension à ses bornes doit être nulle. La tension $v_2(t)$ se retrouve à chacune des extrémités de l'inductance L_{Leak1} .

L'équation 4.20 indique que l'inductance de magnétisation L_M et l'inductance de fuite L_{Leak2} forment un diviseur de la tension $v_1(t)$.

$$v_1'(t) = v_1(t) \frac{L_M}{L_M + L_{Leak2}} \quad (4.20)$$

La déviation de la haute fréquence survient seulement si la tension sur l'inductance L_M induit au côté DC une tension équivalente à la tension $v_2(t)$ (équation 4.21).

$$nv_1'(t) = v_2(t) \quad (4.21)$$

La tension $v_1'(t)$ est donc égale à la tension aux bornes de l'enroulement DC reflétée au primaire. L'ajustement du rapport des nombres de tours n et du rapport des inductances L_{Leak2} et L_M est nécessaire afin que l'égalité 4.21 soit respectée (Chou *et al.* (2009)). L'équation 4.22 décrit la relation entre les paramètres des inductances couplées et les niveaux de tension qui leurs sont appliqués.

$$nv_1(t) \frac{L_M}{L_M + L_{Leak2}} = v_2(t) \quad (4.22)$$

Dans le cas d'un convertisseur SEPIC, les tensions $v_1(t)$ et $v_2(t)$ sont équivalentes. La relation finale à respecter pour éliminer la composante AC de l'inductance L_{Leak1} est donnée par l'équation 4.23.

$$\frac{L_M}{L_M + L_{Leak2}} = \frac{1}{n} \quad (4.23)$$

Lorsque cette condition est respectée, la tension aux bornes de l'inductance de fuite L_{Leak1} est théoriquement nulle. Il est donc impossible qu'un courant alternatif circule du côté DC.

Les limitations de la déviation de l'ondulation du courant

L'équation 4.23 fait abstraction de l'ondulation de tension sur le condensateur C_S qui compromet l'égalité de la tension sur les deux inductances du convertisseur SEPIC. De plus, une relation exacte entre les paramètres des inductances couplées est très difficile à mettre en place concrètement. La tolérance au niveau des paramètres des inductances couplées réduit aussi la validité de l'équation 4.23.

Bien qu'une annulation complète de la haute fréquence du courant d'entrée résultant d'une déviation du courant idéale est improbable en pratique, il est possible de réduire considérablement son amplitude. Afin de limiter la sensibilité à la tolérance des paramètres du magnétique, il est conseillé de maximiser la valeur des inductances de fuite (Chou *et al.* (2009)). La fabrication d'inductances couplées présentant des paramètres dont les valeurs sont suffisamment près des valeurs désirées est un processus itératif. L'utilisation d'une bobine divisée limite le couplage des inductances, ce qui augmente l'inductance de fuite de chacun des enroulements.

L'inductance de fuite de l'enroulement DC, L_{Leak1} , est mesurée en court-circuitant l'enroulement AC. L'inductance de magnétisation est obtenue en mesurant l'inductance de l'enroulement AC, laissant ouvert l'enroulement DC. L'inductance de fuite de l'enroulement AC est mesurée en court-circuitant l'enroulement DC.

Les paramètres des inductances couplées fabriquées pour la réalisation du convertisseur SEPIC PFC CrM sont regroupés dans le tableau 4.2. L'inductance de fuite de l'enroulement L_{Leak1} est mesurée sur l'enroulement DC en court-circuitant l'enroulement AC. L'inductance de magnétisation est obtenue en mesurant l'inductance de l'enroulement AC, laissant ouvert l'enroulement DC. L'inductance de fuite L_{Leak2} est mesurée en court-circuitant l'enroulement DC.

Tableau 4.2 Paramètres des inductances couplées

Noyau	
Matériel	PC95
Forme	EER28L
Bobine	
Type	Horizontale, Split
Enroulement AC	
Fil	Litz bifilaire 16x38AWG
Nombre de tours (N_{AC})	78
Inductance de fuite (L_{Leak1})	$368\mu H$
Inductance de magnétisation (L_M)	$668\mu H$
Enroulement DC	
Fil	Litz 16x38AWG
Nombre de tours (N_{DC})	120
Inductance de fuite (L_{Leak2})	$755\mu H$

Dimensionnement des semi-conducteurs

Dimensionnement de l'interrupteur Q_1

Lorsque l'interrupteur Q_1 est ouvert, une tension égale à la somme des tensions d'entrée et de sortie lui est appliquée. La condition qui représente le plus grand stress en tension survient lorsque la ligne d'alimentation et la tension de sortie sont maximales (équation 4.24). La tension appliquée est alors de 641.74V. L'interrupteur sélectionné est un MOSFET STP15N80K5 de 800V et 14A.

$$V_{DS} = \hat{V}_{InMax} + V_{OutMax} = 277V\sqrt{2} + 250V = 641.74V \quad (4.24)$$

Dimensionnement de l'interrupteur D_1

Lorsque la diode D_1 est ouverte, une tension égale à la somme des tensions d'entrée de sortie lui est appliquée. La tension maximale appliquée sur la diode est de 641.74V (équation 4.25). Le numéro de pièce de la diode sélectionnée est BY399P-E3-54 (800V/3A).

$$V_R = \hat{V}_{InMax} + V_{OutMax} = 277V\sqrt{2} + 250V = 641.74V \quad (4.25)$$

4.4 La fabrication du convertisseur

Le convertisseur SEPIC PFC CrM réalisé est illustré à la figure 4.7. L'image est divisée en blocs fonctionnels contenant les différentes sections du circuit.

La section 1 contient le circuit de protection à l'entrée du convertisseur. Un fusible et un limiteur de surtension s'y retrouvent.

Le filtre d'entrée est situé dans la section 2. La déviation de l'ondulation du courant réduit le besoin en filtrage différentiel.

La section 3 comprend l'étage de puissance constitué des inductances couplées (3A), le condensateur C_S (3B), la diode de puissance D_1 (3D) et l'interrupteur de puissance Q_1 (3C).

La section 4 comprend le filtre de sortie et le circuit de contrôle 0-10V permettant d'ajuster le courant de sortie.

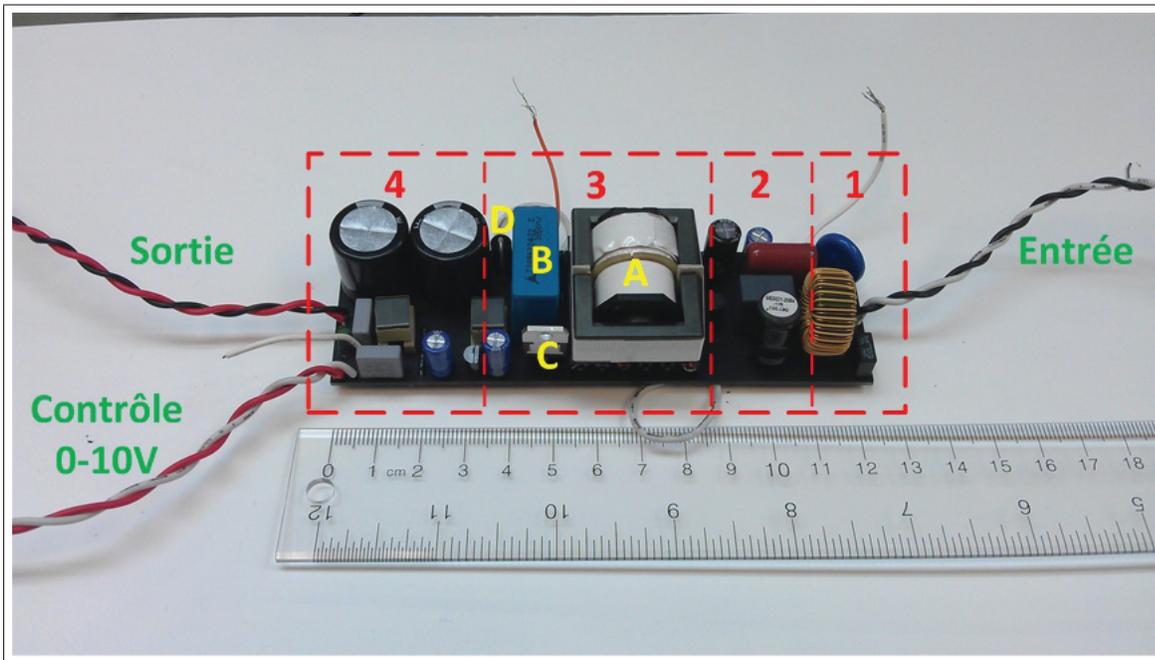


Figure 4.7 Convertisseur SEPIC PFC CrM

4.5 Résultats obtenus

Des mesures expérimentales démontrent le fonctionnement du convertisseur. La charge utilisée est composée de LED connectées en série. Le courant de sortie programmé lors des mesures est toujours maximal pour la tension de sortie donnée. Il est limité par la limite de courant maximale ou par la limite de puissance maximale du convertisseur à la tension donnée. Puisque le courant de sortie maximal est de 500mA, la puissance maximale de 100W n'est obtenue qu'à partir d'une tension de sortie de 200V.

L'efficacité en fonction de la tension de sortie du convertisseur SEPIC PFC CrM est illustrée à la figure 4.8 pour trois différentes tensions d'entrée. L'efficacité du convertisseur est supérieure lorsque la ligne d'alimentation est haute, soit lorsque le courant d'entrée I_{In} est faible.

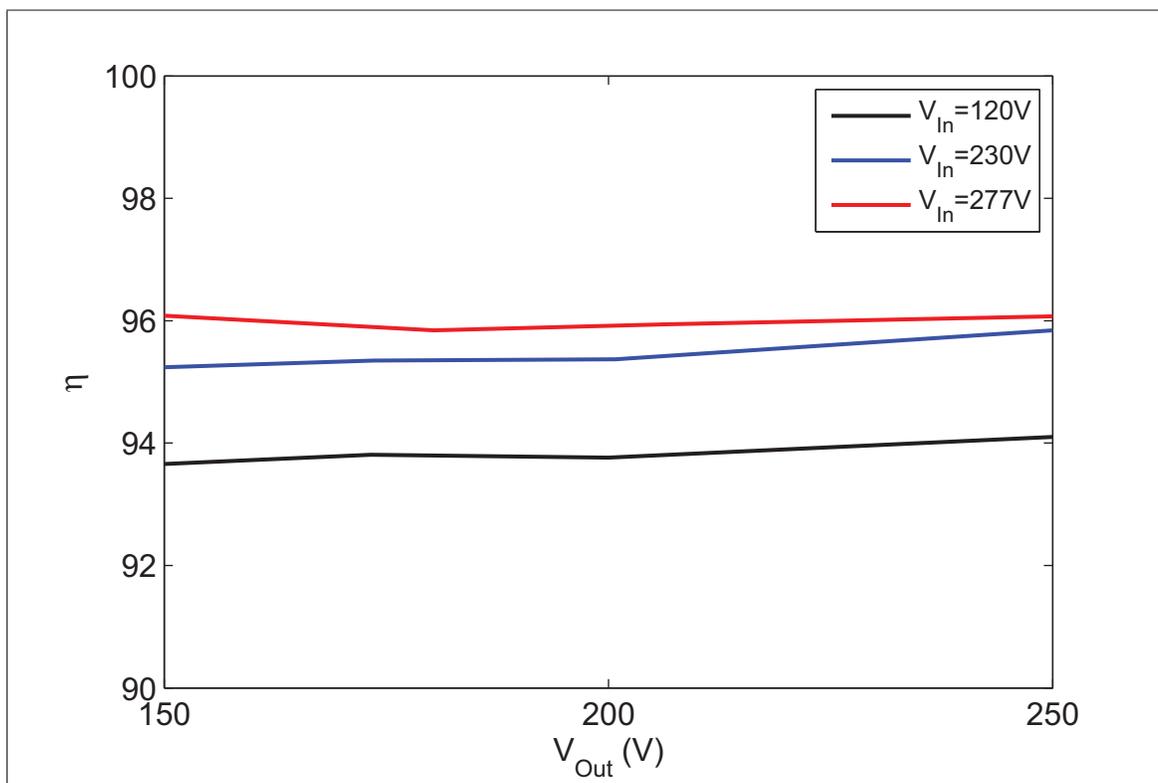


Figure 4.8 Efficacité du SEPIC PFC CrM

Le facteur de puissance en fonction de la tension de sortie du convertisseur SEPIC PFC CrM est illustré à la figure 4.8. Plus la puissance de sortie est importante, plus le facteur de puissance est haut. Plus la tension d'entrée est élevée, plus le facteur de puissance est bas. Le facteur de puissance est plus faible lorsque le courant d'entrée est bas.

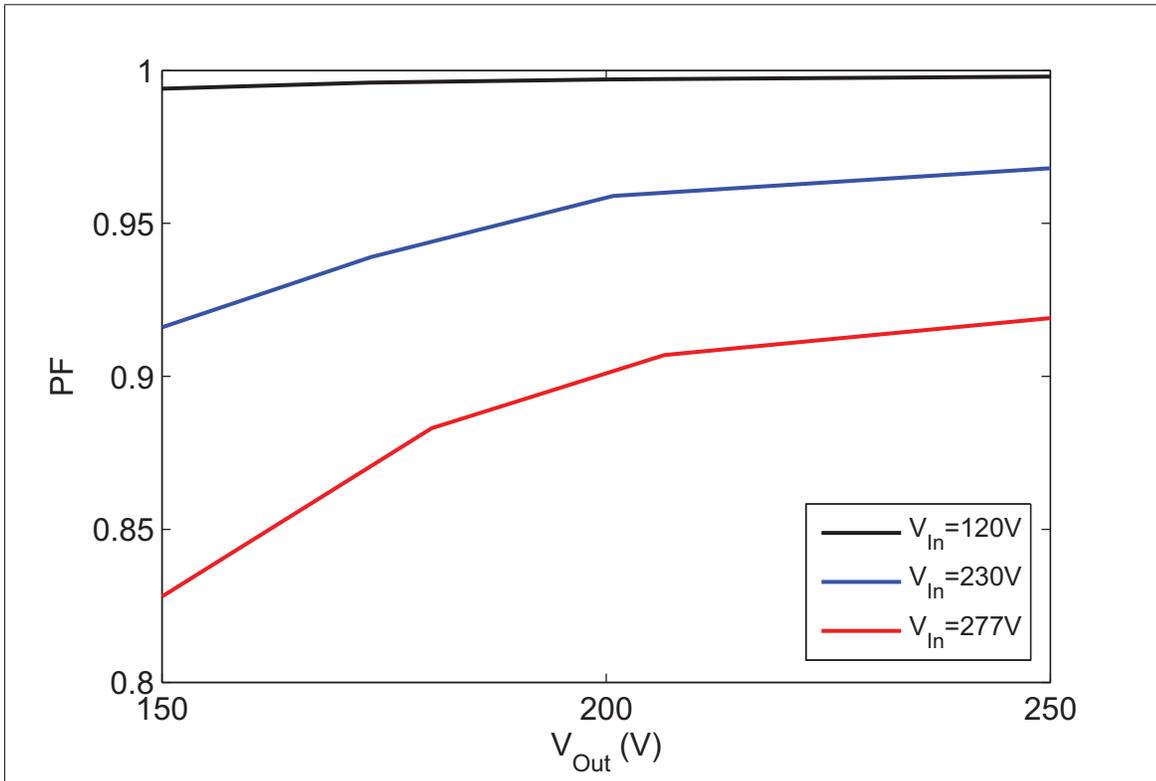


Figure 4.9 Facteur de puissance du SEPIC PFC CrM en fonction de la tension d'alimentation

Le taux de distorsion harmonique est représenté à la figure 4.10. Lorsque la ligne est basse, le taux de distorsion harmonique est excellent. Cependant, lorsque la ligne est haute, il dépasse les 20%.

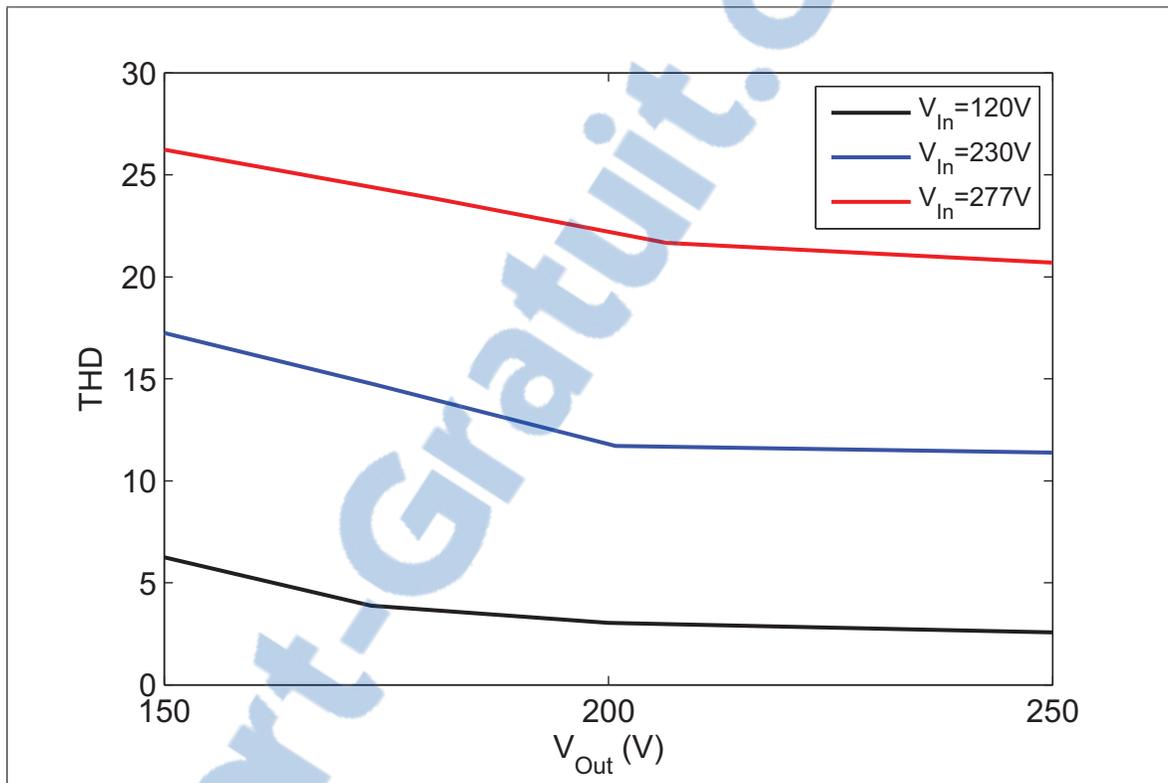


Figure 4.10 THD du SEPIC PFC CrM

La forme d'onde de la figure 4.11 représente le courant d'entrée lorsque la tension de ligne est de 120V et que la charge est de 100W (200V/500mA).

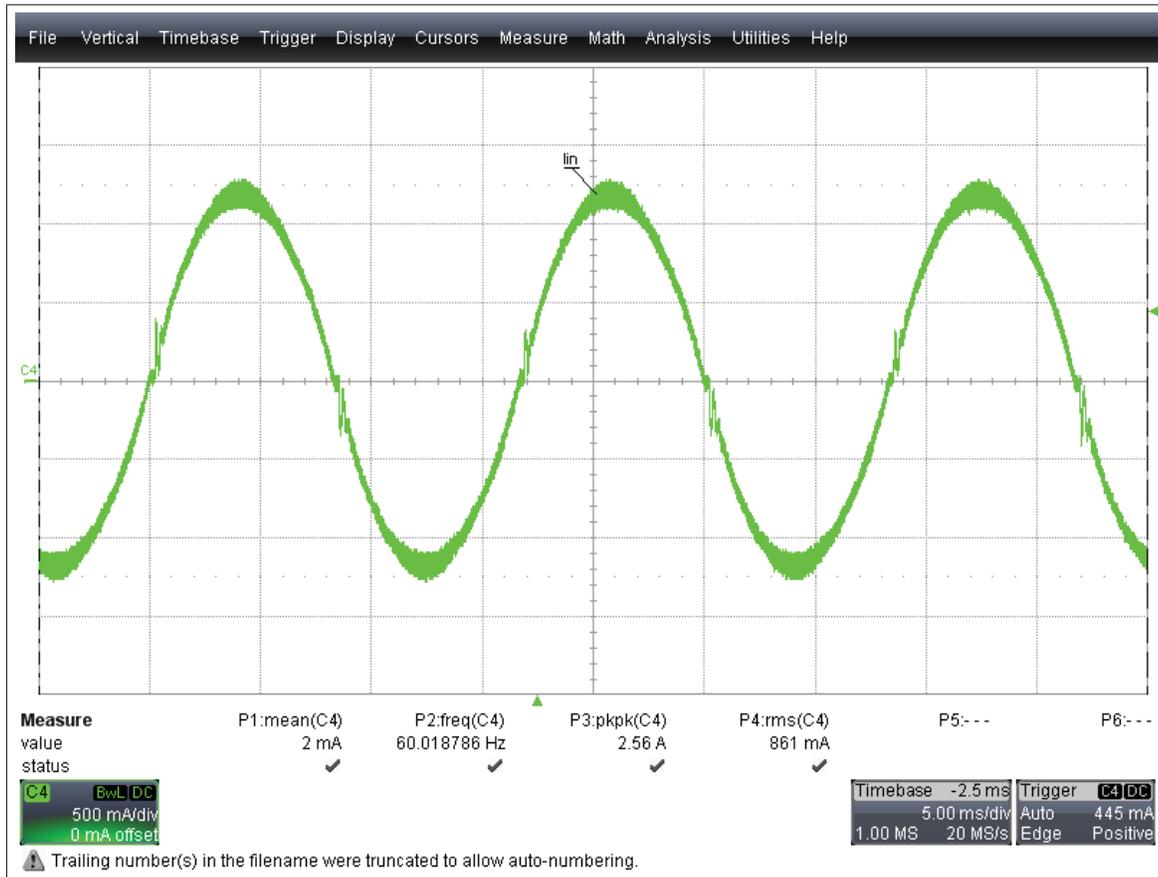


Figure 4.11 Courant d'entrée I_{In} en fonction du temps (500mA/div)

La déviation de l'ondulation du courant de l'inductance d'entrée L_1 vers la seconde inductance L_2 est illustrée à la figure 4.12. L'amplitude de l'ondulation du courant est réduite dans l'inductance d'entrée L_1 et augmentée dans dans l'inductance L_2 .

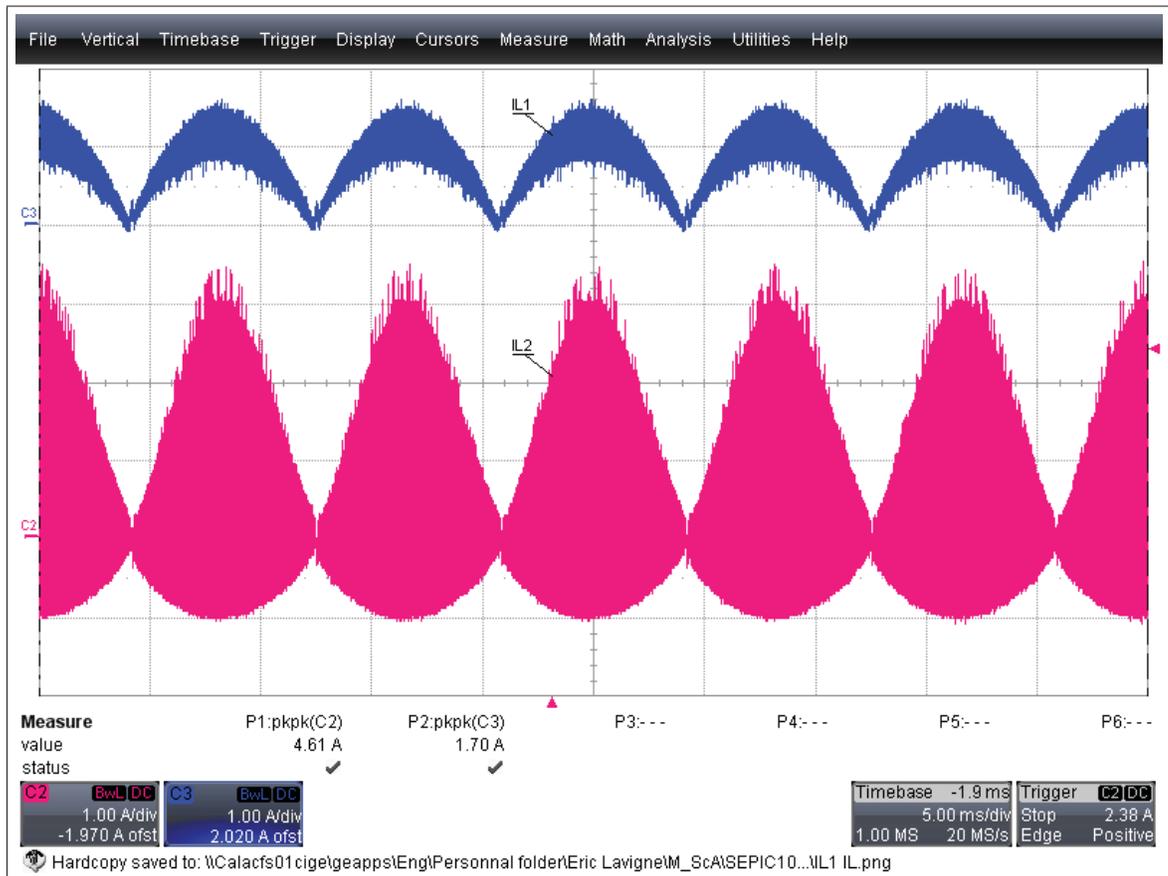


Figure 4.12 Déviation de l'ondulation du courant

4.6 Conclusion

Le convertisseur SEPIC fonctionnant en mode de conduction critique est une solution peu coûteuse permettant d'alimenter un luminaire LED. Le faible nombre de composants et les dimensions réduites du convertisseur contribuent à rendre cette solution très abordable. En couplant les inductances sur un noyau magnétique pour permettre la déviation de l'ondulation du courant, l'amplitude de la composante alternative à haute fréquence du courant d'entrée est réduite.

L'efficacité du convertisseur est très élevée ; elle dépasse les 93% sur la totalité de la plage d'opération à basse ligne d'alimentation et dépasse les 96% à haute ligne.

Le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique sont conformes aux spécifications pour des tensions de ligne de 120V et 230V. Lorsque la tension de ligne est à 277V, le facteur de puissance est sous les normes à faible charge. Le taux de distorsion harmonique est toujours supérieur à 20% lorsque la ligne est haute.

CHAPITRE 5

COMPARAISON DES TOPOLOGIES

Un convertisseur à deux étages résonant (figure 5.1) et un convertisseur à un étage PWM (figure 5.2) ont été conçus afin de répondre aux mêmes spécifications. Des mesures ont été effectuées afin de comparer leurs performances. Des charges de LED connectées en série ont servi à ajuster le niveau de la tension de sortie lors des mesures. Le courant de sortie est toujours le courant maximal qu'il est possible de réguler à cette tension sans excéder les limites du convertisseur.

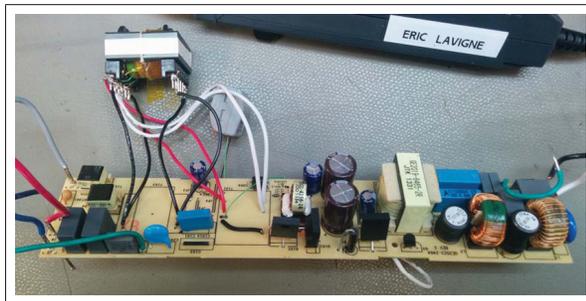


Figure 5.1 Convertisseur à résonance Boost PFC CrM + HB-LLC

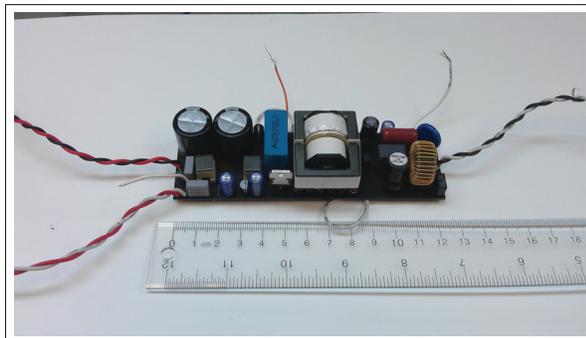


Figure 5.2 Convertisseur SEPIC PFC CrM

Comparaison de la densité de puissance volumique (W/cm^3)

La puissance maximale de chacun des convertisseurs est de 100W. La densité de puissance volumique (DPV) d'un convertisseur est donnée par le ratio de sa puissance maximale sur son volume (équation 5.1).

$$DPV = \frac{Puissance(W)}{Volume(cm^3)} \quad (5.1)$$

Le volume du convertisseur SEPIC PFC CrM est de $225cm^3$ (équation 5.2).

$$Volume_{SEPIC} = (Largeur)(Longueur)(Hauteur) = (4cm)(12.5cm)(4.5cm) = 225cm^3 \quad (5.2)$$

La densité de puissance volumique du SEPIC est donc de $0.444W/cm^3$ (équation 5.3).

$$DPV_{Sepic} = \frac{P_{OutMax}}{Volume_{SEPIC}} = \frac{100W}{225cm^3} = 0.444 \frac{W}{cm^3} \quad (5.3)$$

Le volume du convertisseur à résonance est de $441.48cm^3$ (équation 5.4).

$$Volume_{LLC} = (Largeur)(Longueur)(Hauteur) = (4cm)(22.86cm)(4.5cm) = 411.48cm^3 \quad (5.4)$$

La densité de puissance volumique du convertisseur résonant est donc de $0.243W/cm^3$ (équation 5.5).

$$DPV_{LLC} = \frac{P_{OutMax}}{Volume_{LLC}} = \frac{100W}{411.48cm^3} = 0.243 \frac{W}{cm^3} \quad (5.5)$$

La densité de puissance volumique du convertisseur SEPIC est 1.829 fois supérieure à la densité de puissance volumique du convertisseur LLC.

Comparaison de l'ondulation du courant de sortie

La figure 5.3 illustre le courant de sortie du convertisseur LLC lorsque la tension de sortie V_{Out} est de 200V et que le courant de sortie est de 500mA. La forme d'onde du courant est lisse puisque la tension d'entrée est continue (450V).

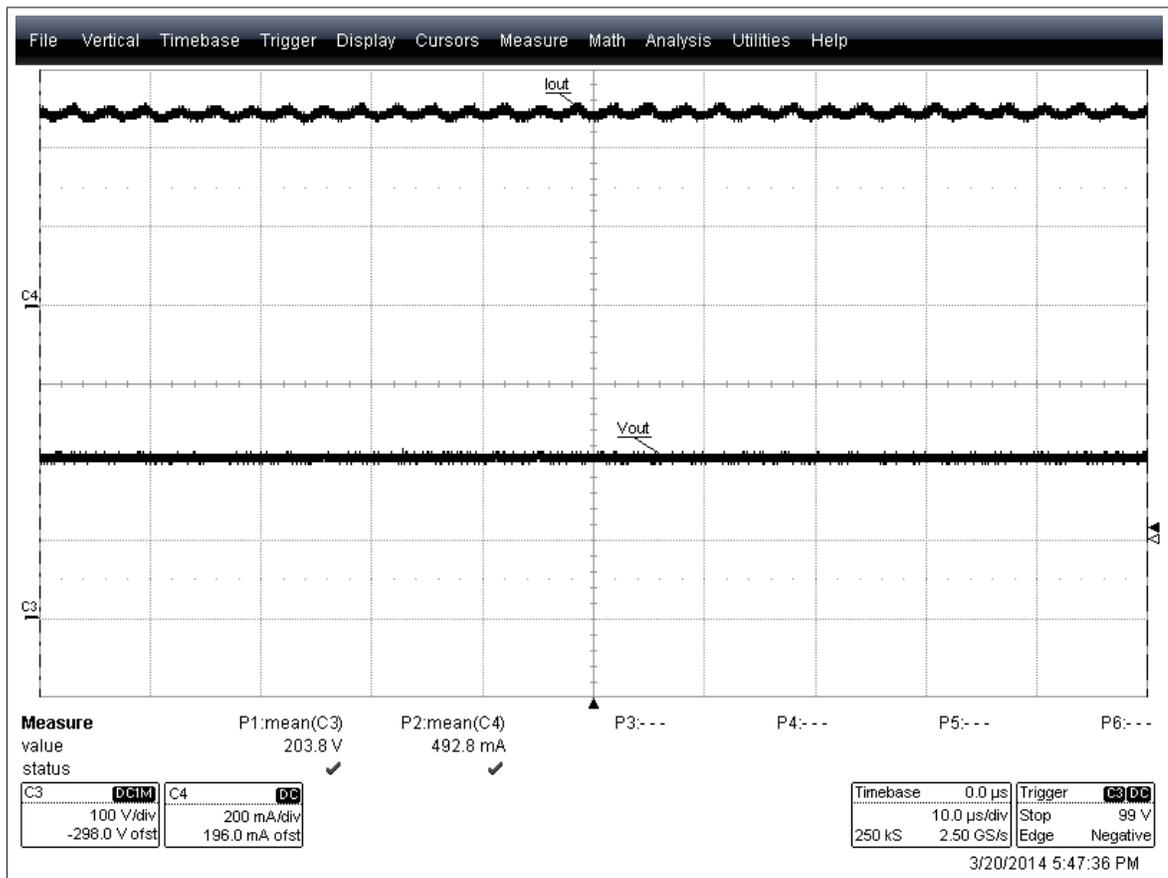


Figure 5.3 Ondulation du courant de sortie du convertisseur LLC

La figure 5.4 illustre le courant de sortie du convertisseur SEPIC dans les mêmes conditions.

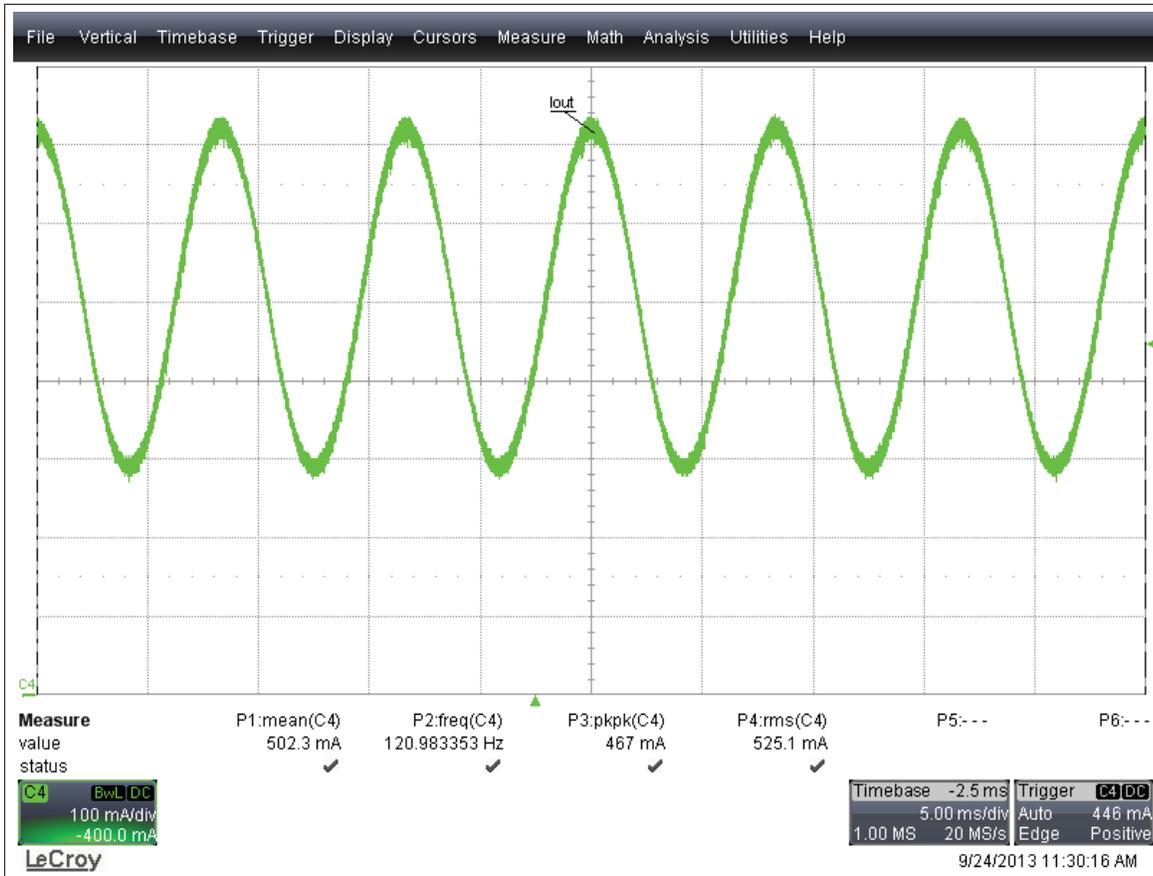


Figure 5.4 Ondulation du courant de sortie du convertisseur SEPIC

Une ondulation à 120Hz, dont l'amplitude crête à crête est égale à 467mA, est superposée au courant moyen de 500mA. La taille des condensateurs de sortie limite la réduction de cette ondulation.

Un convertisseur à un étage présente une ondulation sur le courant de sortie dont la fréquence est deux fois supérieure à la fréquence du réseau. Cette ondulation n'est pas observable sur la tension de sortie lorsque la charge est composée de LED parce qu'elles immobilisent la tension.

Comparaison de l'efficacité (η)

La figure 5.5 illustre l'efficacité des convertisseurs en fonction de la tension de sortie. L'efficacité du convertisseur SEPIC PFC CrM augmente légèrement avec la tension de sortie du convertisseur, contrairement au convertisseur à résonance qui présente un maximum d'efficacité lorsque la tension de sortie est d'environ 200V. Cela provient du fait que la tension de sortie reflétée au primaire du transformateur est appliquée sur l'inductance de magnétisation L_M . La fréquence de commutation du convertisseur est à son minimum lorsque la tension de sortie est à son maximum. De ce fait, la tension appliquée sur l'inductance de magnétisation est maximale pendant que son impédance est minimale.

Le courant tiré du réseau est inversement proportionnel à la tension d'entrée. L'efficacité est donc meilleure à haute ligne chez les deux convertisseurs. L'efficacité du SEPIC PFC CrM est plus élevée que l'efficacité du convertisseur à résonance d'au moins 3% en tout temps. Cela provient du fait que le SEPIC est constitué d'un seul étage comprenant peu de composants.

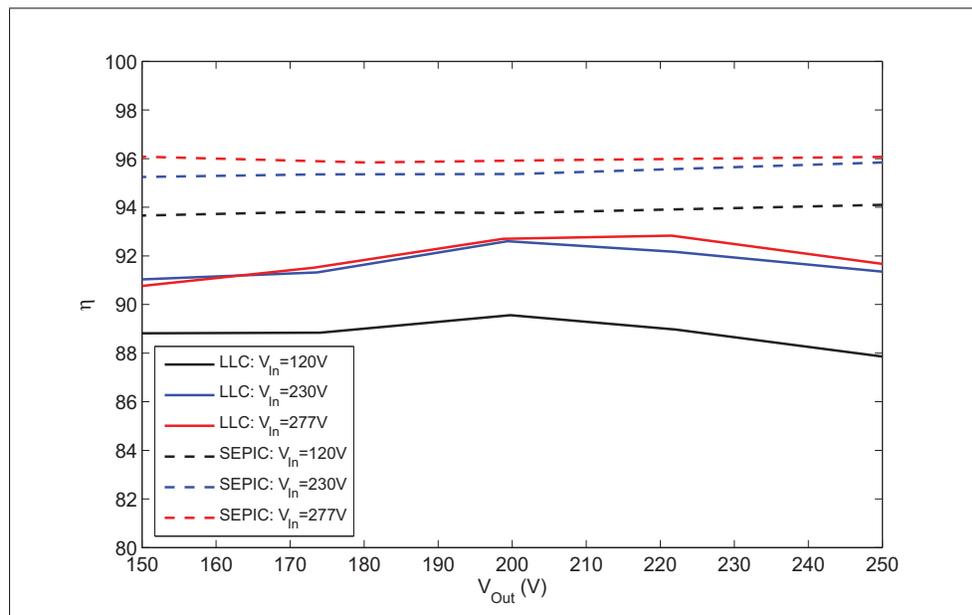


Figure 5.5 Comparaison du taux de l'efficacité

Comparaison du facteur de puissance (PF) et du taux de distorsion harmonique (THD)

Le convertisseur à résonance présente le facteur de puissance le plus élevé. Puisque le convertisseur Boost PFC CrM sert seulement à corriger le facteur de puissance et que le convertisseur DC-DC à résonance sert seulement à réguler le courant de sortie, chaque tâche est effectuée individuellement et de meilleure façon.

Le SEPIC doit parvenir à corriger le facteur de puissance et à réguler le courant de sortie à l'aide d'un seul interrupteur commandé. Bien qu'il soit possible de le faire, l'étendue de la plage d'opération spécifiée est trop large pour ce convertisseur à un étage. Pour cette raison, le facteur de puissance tombe sous 0.9 lorsque la tension de sortie est basse et que la tension d'entrée est élevée.

Le facteur de puissance est toujours plus élevé lorsque la tension de ligne est plus basse. La fréquence de commutation du Boost PFC CrM et la fréquence de commutation du SEPIC PFC CrM sont moins élevées lorsque la ligne est basse tel qu'illustré aux figures 2.8 et 4.5 respectivement.

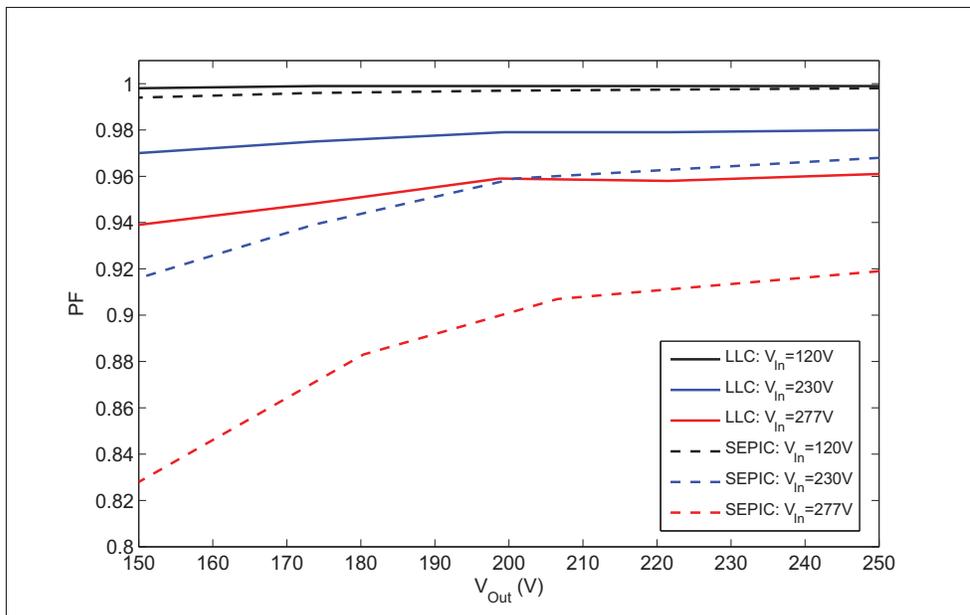


Figure 5.6 Comparaison du facteur de puissance

Le même principe s'applique au taux de distorsion harmonique. Le convertisseur SEPIC ne parvient pas à maintenir un taux de distorsion harmonique acceptable sur la totalité de la plage d'opération spécifiée.

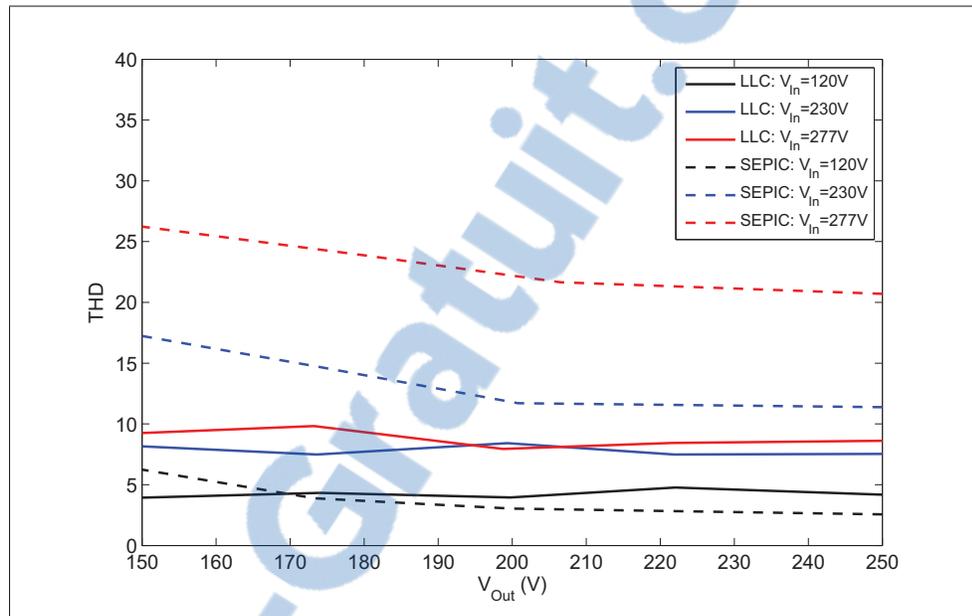


Figure 5.7 Comparaison du taux de distorsion harmonique

Le convertisseur résonant maintient un taux de distorsion harmonique inférieur à 10% en tout temps.

CONCLUSION

Plusieurs topologies de convertisseur à découpage permettent de transformer la tension alternative du réseau en source de courant continue adaptée à l'éclairage à haut rendement LED. Le choix de la topologie dépend de la puissance à convertir, des performances recherchées et du budget disponible.

Un convertisseur à deux étages adapté au domaine de l'éclairage a été conçu. Le premier étage, basé sur la topologie Boost, rectifie la tension d'entrée universelle du convertisseur tout en corrigeant le facteur de puissance.

Le second étage, constitué de la topologie à résonance LLC, régule le courant de sortie. Le contrôleur ajuste la fréquence de commutation des interrupteurs selon la charge appliquée.

Cette topologie à deux étages permet la répartition des tâches. La correction du facteur de puissance est effectuée par l'étage d'entrée tandis que la régulation du courant est effectuée par le second étage. Cette approche permet une correction du facteur de puissance performante sur une large plage de tension d'entrée. La plage d'opération en termes de tension et de courant de sortie est plus étendue avec une approche à deux étages. De plus, la sortie du convertisseur ne contient pas d'ondulation à basse fréquence provenant du réseau. Toutefois, un convertisseur à deux étages est plus volumineux et plus dispendieux.

L'utilisation de l'inductance de fuite du transformateur en tant qu'inductance de résonance permet de réduire l'impact économique attribué à la présence du deuxième étage. À ce jour, l'intégration des inductances dans le transformateur modifie la fonction de transfert du circuit résonant LLC. Ce phénomène est dû à la présence de l'inductance de fuite de l'enroulement secondaire. Une avenue de travaux futurs porte sur le développement d'une structure magnétique permettant d'obtenir une inductance de fuite substantielle au niveau de l'enroulement primaire, tout en ayant idéalement aucune inductance de fuite au niveau de l'enroulement secondaire.

Un convertisseur à un étage basé sur la topologie SEPIC a aussi été conçu. Le rendement énergétique de ce convertisseur est plus élevé que le rendement du convertisseur résonant. Par

contre, la plage d'opération du SEPIC est plus étroite. Bien que le rendement énergétique soit toujours élevé, les performances en termes de facteur de puissance et de taux de distorsion harmoniques du SEPIC se dégradent dans les conditions extrêmes.

Lorsqu'il est question d'obtenir un convertisseur très efficace à faible prix, l'approche du convertisseur à un seul étage est de mise. Par contre, la plage d'opération est réduite. Deux options sont alors envisageables. La première consiste en l'optimisation du convertisseur pour une large plage de tension d'entrée mais une tension de sortie restreinte. La seconde option est d'opérer à une tension d'entrée fixe permettant au convertisseur à un étage d'alimenter diverses charges. Dans les deux cas, le résultat est un convertisseur optimisé pour l'application donnée. Le courant de sortie présentera toutefois une ondulation à la fréquence du réseau rectifié.

L'approche à deux étages fonctionnant avec une tension d'entrée universelle possède aussi ses avantages. Bien qu'elle semble plus dispendieuse à première vue, les économies d'échelles que représente l'utilisation du même convertisseur dans plusieurs applications peuvent être avantageuses. Le facteur de puissance sera plus élevé et le taux de distorsion harmonique plus bas. La tension et le courant de sortie ne présenteront pas d'ondulation à basse fréquence provenant du réseau.

L'utilisation de circuits intégrés programmables dans les boucles de contrôle est une piste de travaux de recherche prometteuse. L'ajout d'un microcontrôleur dans la boucle permet l'adaptation du circuit de contrôle en fonction des conditions d'opération du convertisseur. Les performances seront sans aucun doute améliorées.

BIBLIOGRAPHIE

- Adragna, C., S. De Simone, et C. Spini. Sept 2009. « Designing LLC resonant converters for optimum efficiency ». In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. p. 1-10.
- Ayachit, A., D. Murthy-Bellur, et M.K. Kazimierczuk. Aug 2012. « Steady-state analysis of series resonant converter using extended describing function method ». In *Circuits and Systems (MWSCAS), 2012 IEEE 55th International Midwest Symposium on*. p. 1160-1163.
- Batarseh, I. Jan 1994. « Resonant converter topologies with three and four energy storage elements ». *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 9, n° 1, p. 64-73.
- Baxandall, P.J. 1959. « Transistor sine-wave LC oscillators. Some general considerations and new developments ». *Proceedings of the IEE - Part B : Electronic and Communication Engineering*, vol. 106, n° 16, p. 748-758.
- Beiranvand, R., B. Rashidian, M.-R. Zolghadri, et S.M.H. Alavi. Aug 2012. « A Design Procedure for Optimizing the LLC Resonant Converter as a Wide Output Range Voltage Source ». *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, n° 8, p. 3749-3763.
- Buccella, C., C. Cecati, H. Latafat, P. Pepe, et K. Razi. Nov 2013. « Linearization of LLC resonant converter model based on extended describing function concept ». In *Intelligent Energy Systems (IWIES), 2013 IEEE International Workshop on*. p. 131-136.
- Chang, Chien-Hsuan, En-Chih Chang, Chun-An Cheng, Hung-Liang Cheng, et Sheng-Chang Lin. June 2012. « Small Signal Modeling of LLC Resonant Converters Based on Extended Describing Function ». In *Computer, Consumer and Control (IS3C), 2012 International Symposium on*. p. 365-368.
- Chen, Jingquan et J. Chang. 2001. « Analysis and design of SEPIC converter in boundary conduction mode for universal-line power factor correction applications ». In *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*. p. 742-747 vol.2.
- Chetty, P. R K. 1992. « Resonant power supplies : their history and status ». *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 7, n° 4, p. 23-29.
- Choi, Hangseok. Feb 2007. « Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer ». In *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*. p. 1630-1635.
- Chou, E., F. Chen, C. Adragna, et B. Lu. Sept 2009. « Ripple steering AC-DC converters to minimize input filter ». In *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*. p. 1325-1330.
- Cuk, S. Mar 1983. « A new zero-ripple switching DC-to-DC converter and integrated magnetics ». *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 19, n° 2, p. 57-75.

- de Groot, H., E. Janssen, R. Pagano, et K. Schetters. June 2006. « Design of a 1 MHz LLC Resonant Converter based on a DSP-driven SOI Half-Bridge Power MOS Module ». In *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. p. 1-14.
- De Simone, S., C. Adragna, C. Spini, et G. Gattavari. May 2006. « Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA ». In *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on*. p. 200-207.
- Erickson, R.W. et D. Maksimovic, 2001. *Fundamentals of Power Electronics*. Power electronics. Springer.
- Fang, Zhijian, Shanxu Duan, Changsong Chen, Xi Chen, et Jianxing Zhang. March 2013. « Optimal design method for LLC resonant converter with wide range output voltage ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*. p. 2106-2111.
- Goldfarb, R. 2001. « An isolated output, coupled inductor SEPIC converter with 14 :1 input voltage range ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*. p. 480-484 vol.1.
- Huang, Hong. Feb 2010. « FHA-based voltage gain function with harmonic compensation for LLC resonant converter ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*. p. 1770-1777.
- Huang, Hsiu-Ming, Shih-Hsiung Twu, Shih-Jen Cheng, et Huang-Jen Chiu. 2008. « A Single-Stage SEPIC PFC Converter for Multiple Lighting LED Lamps ». In *Electronic Design, Test and Applications, 2008. DELTA 2008. 4th IEEE International Symposium on*. p. 15-19.
- Huber, L. et M.M. Jovanovic. Mar 1999. « Single-stage, single-switch input-current-shaping technique with reduced switching loss ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*. p. 98-104 vol.1.
- Ivensky, G., S. Bronshtein, et A. Abramovitz. Nov 2011. « Approximate Analysis of Resonant LLC DC-DC Converter ». *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, n° 11, p. 3274-3284.
- Kazimierczuk, M.K. et D. Czarkowski, 2012. *Resonant Power Converters*. Wiley.
- Kim, Jae-Hyun, Chong-Eun Kim, Jae-Kuk Kim, et Gun-Woo Moon. May 2011. « Analysis for LLC resonant converter considering parasitic components at very light load condition ». In *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*. p. 1863-1868.
- Kolar, J.W., H. Sree, N. Mohan, et Franz C. Zach. 1997. « Novel aspects of an application of 'zero'-ripple techniques to basic converter topologies ». In *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*. p. 796-803 vol.1.

- Lazar, J.F. et R. Martinelli. 2001. « Steady-state analysis of the LLC series resonant converter ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*. p. 728-735 vol.2.
- Lee, Il-Oun et Gun-Woo Moon. Jan 2014. « The k -Q Analysis for an LLC Series Resonant Converter ». *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, n° 1, p. 13-16.
- Liu, Ya. 2007. « High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range ». <<http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-01182008-151424/>>.
- Oeder, C. et T. Duerbaum. March 2013. « ZVS investigation of llc converters based on FHA assumptions ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*. p. 2643-2648.
- Pawellek, A., C. Oeder, J. Stahl, et T. Duerbaum. Sept 2011. « The resonant LLC vs. LCC converter - comparing two optimized prototypes ». In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. p. 2229-2235.
- Setty, A.R. et S. Wekhande. Dec 2012. « Investigation of SEPIC converter in critical DCM ». In *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on*. p. 1-4.
- Severns, R. March 1990. « Topologies for three element resonant converters ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90, Conference Proceedings 1990., Fifth Annual*. p. 712-722.
- Shrivastava, A. et B. Singh. Dec 2012. « LLC series resonant converter based LED lamp driver with ZVS ». In *Power India Conference, 2012 IEEE Fifth*. p. 1-5.
- Steigerwald, R.L. 1988. « A comparison of half-bridge resonant converter topologies ». *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 3, n° 2, p. 174-182.
- suk Choi, Won, Sung mo Young, et Dong wook Kim. Oct 2009. « Analysis of MOSFET failure modes in LLC resonant converter ». In *Telecommunications Energy Conference, 2009. INTELEC 2009. 31st International*. p. 1-6.
- Tanitteerapan, T. et S. Mori. 2002. « Simplified input current waveshaping technique by using inductor voltage sensing for power factor correction isolated Sepic rectifier ». In *Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on*. p. IV-345-IV-348 vol.4.
- Wu, Li-Ming, Tai-Xiang Huang, et Kan-Sheng Kuan. June 2012. « Analysis and design of digital SEPIC converter with programmed dimming and current sharing for automobile LED headlights application ». In *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*. p. 215-221.
- Yang, Bo. 2003. « Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system ». PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University.

- Yang, Eric Xian-Qing. 1994. « Extended describing function method for small-signal modeling of resonant and multi-resonant converters ». PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University.
- Yang, E.X., F.C. Lee, et M.M. Jovanovic. Feb 1992. « Small-signal modeling of series and parallel resonant converters ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual.* p. 785-792.
- Yang, Fei, Xinbo Ruan, Qing Ji, et Zhihong Ye. March 2013. « Input Differential-Mode EMI of CRM Boost PFC Converter ». *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, n° 3, p. 1177-1188.
- Ye, Yiqing, Chao Yan, Jianhong Zeng, et Jianping Ying. Sept 2007. « A novel light load solution for LLC series resonant converter ». In *Telecommunications Energy Conference, 2007. INTELEC 2007. 29th International.* p. 61-65.