ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M. Ing.

PAR
Benoit BLANCHARD ST-JACQUES

CONCEPTION D'UN CONVERTISSEUR ÉLECTRONIQUE DE COURANT CONTINU À FRÉQUENCE DE COMMUTATION ADAPTATIVE ET COMMUTATION DOUCE POUR L'ENTRAÎNEMENT D'UNE VOITURE ÉLECTRIQUE

MONTRÉAL, LE 4 JANVIER 2011

©Tous droits réservés, Benoit Blanchard St-Jacques, 2011

PRÉSENTATION DU JURY

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE

M. Kamal Al-Haddad, directeur de mémoire
Génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Ambrish Chandra, président du jury
Génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Jean-Marc Cyr, membre externe du jury
TM4 Inc.

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY

LE 13 DÉCEMBRE 2010

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Le succès du projet présenté dans ce document n'aurait pas été envisageable sans l'apport de différents intervenants dont la contribution doit être soulignée.

D'abord, je souhaite remercier la direction de TM4 inc. pour les ressources matérielles et financières que l'entreprise a accepté d'investir dans mon projet de convertisseur et ma formation. Je dois également souligner la contribution importante du CRSNG et du FQRNT dans le cadre le la Bourse en Milieu Pratique Innovation.

Je suis aussi reconnaissant envers mon directeur Kamal Al-Haddad dont les conseils techniques et méthodologiques ont contribués au bon déroulement du projet. Je dois aussi remercier tous mes collègues de TM4, particulièrement tous ceux du Groupe Électrique, que j'ai côtoyés pendant ces dernières années et dont les conseils m'ont été et me seront très précieux.

Je remercie également ma mère et ma sœur pour leur soutient, ainsi que mon père dont les conseils sont toujours appréciés. Mon dernier remerciement va à mon épouse Marie-Eve, qui par son support inconditionnel m'a permis de fournir les efforts nécessaires à la réalisation du prototype dans les délais à respecter.

CONCEPTION D'UN CONVERTISSEUR ÉLECTRONIQUE DE COURANT CONTINU À FRÉQUENCE DE COMMUTATION ADAPTATIVE ET COMMUTATION DOUCE POUR L'ENTRAÎNEMENT D'UNE VOITURE ÉLECTRIQUE

Benoit BLANCHARD ST-JACQUES

RÉSUMÉ

Ce document présente les étapes de réalisation d'un convertisseur de courant continu de 60kW pouvant être inclus dans l'entraînement électronique pour voiture électrique de l'entreprise TM4 inc. Les étapes de conception sont décrites et les résultats obtenus avec le prototype construit sont discutés.

L'objectif principal du projet est la diminution du coût du convertisseur actuel tout en conservant les performances (rendement de 97% à puissance maximale) et la plage d'opération. Le convertisseur présenté doit fonctionner pour une plage de tension d'entrée de 220 à 400V et une tension de sortie de 250 à 400V à puissance maximale (60kW).

La revue de la littérature et le choix de la topologie à réaliser en pratique ont été effectués avec l'objectif de limiter au possible les modifications sur l'entraînement électronique actuel et d'obtenir une technologie potentiellement implantable dans un produit commercialisable à court terme. Entre autres, les modules d'IGBTs utilisés ont été conservés.

Afin de diminuer le coût du convertisseur, la diminution du condensateur de sortie est apparue comme l'option de réduction du coût ayant le plus de potentiel. Afin d'accélérer la vitesse de régulation du convertisseur et de diminuer le condensateur, l'inductance a été réduite et un asservissement analogique du courant a été réalisé.

La topologie de convertisseur qui a été retenue est une topologie à trois bras d'IGBTs à commande entrelacée et commutation douce par éléments passifs. Afin de satisfaire le fonctionnement sur toute la plage d'opération, une stratégie de contrôle originale à fréquence variable a été implantée.

La vitesse de la régulation de la tension de sortie correspond aux simulations effectuées lors de la conception détaillée et permettrait la diminution du condensateur de sortie à 20% de sa valeur actuelle. Le convertisseur atteint un rendement de 97% à puissance nominale et maximale pour une tension de sortie de 250V. Le rendement à 400V de sortie peut être amélioré et différentes solutions rapidement implantables sont suggérées.

Mots clés : Convertisseur, voiture électrique, commutation douce, courant continu

DESIGN OF AN ELECTRONIC DC-DC CONVERTER WITH ADAPTIVE SWITCHING FREQUENCY AND SOFT SWITCHING FOR AN ELECTRIC VEHICLE POWERTRAIN

Benoit BLANCHARD ST-JACQUES

ABSTRACT

The following document presents the steps performed to develop a 60kW DC power electronics converter to be integrated in the electronic drive manufactured by TM4 inc. for electric vehicles. Design steps are described and results obtained with the prototype that was built and tested are discussed.

The main objective of the project was to reduce the cost of the converter currently used and to maintain the level of performance (97% efficiency at maximum power) for the same range of operation. The new converter had to operate from 220 to 400V DC input voltage and deliver 250 to 400V output voltage at maximum power (60kW).

The literature review and the topology chosen for the new converter were done taking into consideration the importance of minimal modifications on the present converter. Thus, the new solution could be rapidly incorporated in a commercial product. For example, the IGBTs modules were kept the same.

The output bank capacitor was identified as the best target for cost reduction. In order to lower the output capacitance value, the output voltage regulation speed had to be accelerated. To do so, the value of input inductors was lowered and an analog current control circuit was designed.

The selected topology is a three-interleaved IGBT leg converter associated with passive components performing soft switching. An original control method featuring adaptive variable switching frequency was designed in order to reach any point of the working range rapidly.

The results presented here show that the output voltage regulation speed was the same on the prototype as on the one expected from the simulations and could reduce the output capacitor size to 20% of its current value. Moreover, the measured efficiency of prototype reached 97% at nominal and maximum output power for output voltage of 250V. Efficiency at 400V of output voltage could have been improved and a few quickly achievable solutions are suggested.

Keywords: Converter, electric car, soft switching, direct current

TABLE DES MATIÈRES

Page

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE 3
1.1 Limites de la recherche et stratégie de réduction de coût 3
1.2 Topologie à commutation douce à trois bras d'IGBTs 11
1.3 Topologie à commutation douce avec transformateur interphase 13

CHAPITRE 2 CONCEPTION DÉTAILLÉE DE LA TOPOLOGIE À TROIS BRAS ... 17
2.1 Contrôle à fréquence de commutation variable et adaptative 17
2.2 Dimensionnement des condensateurs d'entrée et de sortie 29
2.3 Pertes dans les IGBTs 35
2.4 Noyau magnétique et bobinage des inductances 49
2.5 Nouvelles pièces, bilan des coûts et bilan des pertes 56

CHAPITRE 3 CONCEPTION DÉTAILLÉE POUR LA TOPOLOGIE AVEC TRANSFORMATEUR INTERPHASE 60
3.1 Contrôle à fréquence de commutation variable et adaptative 60
3.2 Dimensionnement des condensateurs d'entrée et de sortie 72
3.3 Pertes dans les IGBTs 76
3.4 Noyaux magnétiques et conducteurs des éléments magnétiques 84
3.5 Nouvelles pièces, bilan des coûts et bilan des pertes 85
3.6 Conclusions de la conception détaillée 88

CHAPITRE 4 RÉALISATION DU PROTOTYPE 90
4.1 Contrôle analogique du courant 90
4.2 Stratégie de contrôle implantée et programmation du DSP 94

CHAPITRE 5 RÉSULTATS ET DISCUSSION 100
5.1 Commutation des IGBTs et rendement du convertisseur 100
5.2 Fréquence variable et régulation 108

CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS 112

ANNEXE I COURBES DE SPÉCIFICATIONS DE L'ENTRAÎNEMENT ÉLECTRONIQUE MO3 DE TM4 INC. 114

ANNEXE II PRINCIPAUX BLOCS DU SCHÉMA SIMULINK DU CONVERTISSEUR RÉALISÉ EN PRATIQUE 116

ANNEXE III SCHÉMA DES CARTES DE CONTRÔLE DU COURANT ET DE MESURE DU COURANT 123

ANNEXE IV SCHÉMA MICRO CAP 9 DU CONTRÔLE ANALOGIQUE DU COURANT 126

BIBLIOGRAPHIE 128

LISTE DES TABLEAUX

Page

Tableau 1.1 Critères de conception à respecter pour le STEC 5

Tableau 2.1 Nouvelles pièces requises pour la topologie à trois bras 57

Tableau 2.2 Pièces du convertisseur actuel n'étant plus requises pour la topologie à trois bras 58

Tableau 3.1 Nouvelles pièces requises pour la topologie avec IPT 86

Tableau 3.2 Pièces du convertisseur actuel n'étant plus requises pour la topologie avec IPT 87

LISTE DES FIGURES

Page

Figure 1.1 Système de traction MO3 de TM4 inc. 3

Figure 1.2 Onduleur Z-source..... 4

Figure 1.3 Contrôle numérique actuellement utilisé..... 6

Figure 1.4 Bras d'IGBTs avec transistors auxiliaires. 8

Figure 1.5 Réduction de l'ondulation de courant à la sortie par entrelacement de « N » bras d'IGBTs. 10

Figure 1.6 Topologie à trois bras d'IGBTs. 11

Figure 1.7 Séquence de fonctionnement d'un bras de la topologie à trois bras. 12

Figure 1.8 Topologie avec transformateur interphase. 13

Figure 1.9 Séquence de fonctionnement de la topologie avec IPT..... 14

Figure 2.1 Puissance maximale réduite par logiciel à tension de batterie faible. 19

Figure 2.2 Inductance maximale pour permettre la commutation douce. 20

Figure 2.3 Limites de courant dans chaque inductance en fonction de la puissance totale. 21

Figure 2.4 Fréquence de commutation en fonction de la puissance pour différentes tensions d'entrée et de sortie. 22

Figure 2.5 Schéma-blocs du contrôle proposé pour le convertisseur à trois bras..... 22

Figure 2.6 Résultats du contrôle analogique simulé. 23

Figure 2.7 Schéma-blocs du contrôle numérique. 24

Figure 2.8 Courant dans l'inductance sans pente de compensation. 25

Figure 2.9 Schéma de simulation Matlab : Simulink-Sim Power Systems pour la topologie à trois bras. 26

Figure 2.10 Stabilité du convertisseur à trois bras..... 27

Figure 2.11 Forme du courant dans les inductances et des tensions d'entrée et de sortie pour la topologie à trois bras simulée. 28

Figure 2.12 Stabilité de la topologie à trois bras avec erreurs de mesure. 29

Figure 2.13 Ondulation de tension à l'entrée du convertisseur à trois bras. 30

Figure 2.14 Exemple de courant dans Cin pour Vin = 370 et Vout = 400. 31

Figure 2.15 Courant efficace dans le condensateur d'entrée pour la topologie à 3 bras. 32

Figure 2.16 Contribution en courant dans le condensateur de sortie provenant du convertisseur DC à 3 bras..... 33

Figure 2.17 Courant dans le condensateur de sortie provenant de l'onduleur..... 34

Figure 2.18 Courant total dans le condensateur de sortie pour la topologie à trois bras. 34

Figure 2.19 Courant efficace dans le condensateur de sortie pour la topologie à 3 bras. 35

Figure 2.20 Circuit résonnant équivalent..... 35

Figure 2.21 Tensions du condensateur équivalent pour le convertisseur à 3 bras en mode élévateur. 37

Figure 2.22 Cercle de résonance représentant le temps mort de la commutation. 40

Figure 2.23 Pertes par commutation : Puissance max, 220V à 250V..... 42

Figure 2.24 Pertes par commutation : Puissance max, 220V à 400V..... 43

Figure 2.25 Pertes par commutation à puissance maximale pour 1 bras d'IGBTs..... 43

Figure 2.26 Pertes par commutation pour 1 bras d'IGBTs à Pnom. 44

Figure 2.27 Pertes par commutation pour 1 bras d'IGBTs à faible puissance..... 44

Figure 2.28 Pertes par commutation pour 1 bras d'IGBTs en génération faible. 45

Figure 2.29 Pertes par commutation pour 1 bras d'IGBTs en génération de puissance nominale..... 45

Figure 2.30 Pertes par commutation pour 1 bras d'IGBTs en génération maximale.... 46

Figure 2.31 Pertes minimales atteignables à puissance nominale pour 60A de marge. 47

Figure 2.32 Pertes dans les IGBTs en fonction de la marge de courant. 48

Figure 2.33 Rendement des IGBTS : Topologie à 3 bras (Ceq = 200nF). 49

Figure 2.34 Tableau comparatif de matériaux magnétiques. 50

Figure 2.35 Section voulue du conducteur en cuivre d'une composante magnétique. 51

Figure 2.36 Distribution du flux par simulation à partir du logiciel Flux 2D. 55

Figure 2.37 Bilan des pertes pour la topologie à trois bras. 59

Figure 3.1 Ondulation de courant dans l'inductance d'entrée. 62

Figure 3.2 Inductance maximale pour permettre l'inversion de courant. 63

Figure 3.3 Limites de courant dans les enroulements de l'IPT. 64

Figure 3.4 Fréquence de commutation des IGBTs pour tous les points d'opération. 65

Figure 3.5 Schéma-blocs du contrôle par courant crête utilisé pour la topologie avec IPT. 65

Figure 3.6 Formes d'onde d'intérêt de la partie analogique du contrôle du convertisseur avec IPT. 66

Figure 3.7 Partie numérique du contrôle pour la topologie avec IPT. 67

Figure 3.8 Pente virtuelle utilisée pour la pente de compensation. 67

Figure 3.9 Schéma Simulink utilisé pour valider la stabilité du convertisseur avec IPT. 69

Figure 3.10 Stabilité du convertisseur avec IPT (sans erreurs de mesure). 70

Figure 3.11 Courant simulé dans les enroulement du transformateur interphase. 71

Figure 3.12 Stabilité du convertisseur avec IPT (avec erreurs de mesure). 71

Figure 3.13 Ondulation de la tension d'entrée. 72

Figure 3.14 Exemple de courant dans le condensateur d'entrée à la puissance maximale. 73

Figure 3.15 Courant efficace dans Cin pour la topologie avec IPT. 74

Figure 3.16 Contribution en courant du convertisseur DC-DC sur Cout. 75

Figure 3.17 Courant dans Cout pour la topologie avec IPT. 75

Figure 3.18 Courant efficace dans le condensateur de sortie pour la topologie avec IPT. 76

Figure 3.19 Circuits résonant pour la topologie avec IPT. 77

Figure 3.20 Situation des temps mort de la topologie avec IPT. 78

Figure 3.21 Cercle de résonance pour la topologie avec IPT. 79

Figure 3.22 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à Pmax. 81

Figure 3.23 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à Pnom. 82

Figure 3.24 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à 15kW. 82

Figure 3.25 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à -15kW. 82

Figure 3.26 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à –Pnom. 83

Figure 3.27 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à -50kW. 83

Figure 3.28 Rendement des IGBTs pour la topologie avec IPT. 84

Figure 3.29 Rendement de la topologie avec IPT. 88

Figure 4.1 Cartes et connections du prototype construit. 90

Figure 4.2 Photographie du prototype avec les connecteurs de l'onduleur installés. 91

Figure 4.3 Photographie du prototype de 60kW sans les connecteurs de l'onduleur. 92

Figure 4.4 Photographie des cartes de contrôle du courant. 93

Figure 4.5 Photographie d'une inductance d'un bras montrant le noyau d'une bobine ainsi que les bornes de connexion. 96

Figure 4.6 Photographie d'une inductance d'un bras et du circuit de mesure. 97

Figure 4.7 Banc de condensateurs à la sortie du convertisseur. 98

Figure 5.1 Schéma Micro Cap de simulation de l'amortisseur ajouté au circuit. 101

Figure 5.2 Photographie d'amortisseurs..... 102

Figure 5.3 Tension expérimentale aux bornes d'un IGBT avec et sans amortisseur. 103

Figure 5.4 Commutation d'un IGBT pour Vout = 250V. 104

Figure 5.5 Puissance instantanée à l'amorçage pour Vout = 250..... 104

Figure 5.6 Puissance instantanée à l'ouverture pour Vout = 250. 105

Figure 5.7 Commutation d'un IGBT pour Vout = 400V. 106

Figure 5.8 Puissance instantanée à l'ouverture pour Vout = 400V. 107

Figure 5.9 Rendement du convertisseur pour Vout = 250V. 108

Figure 5.10 Courant dans les inductances des trois bras à 60kW..... 109

Figure 5.11 Photographie thermique d'une inductance. 109

Figure 5.12 Forme du courant dans un des inductances pour différents V_{out}. 110

Figure 5.13 Convertisseur soumis à une charge presqu'instantanée..... 111

Figure 5.14 Convertisseurs réel et simulé soumis à une charge presqu'instantanée. 111

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

AIGU	Carte d'aiguillage des signaux PWMs
ALIM	Circuit imprimé d'alimentation isolée du circuit de commande
CMD	Circuit imprimé d'amplification des signaux de commande
CTRL NUM	Circuit imprimé de contrôle numérique avec DSP
DSP	Digital signal processor
DT	Dead time
ESR	Equivalent series resistance
FEM	Force électromotrice
ICTRL	Circuit imprimé de contrôle analogique du courant
IGBT	Isolated gate bipolar transistor
IMES	Circuit imprimé de mesure du courant
IPT	Interphase transformer
MOSFET	Metal oxide semiconductor field effect transistor
MPL	Magnetic path length
PCB	Printed circuit board
PWM	Pulse width modulation
REG	Pourcentage de régulation du flux
RES	Circuit imprimé de resistances de grille des IGBTs
STEC	Système de transition d'énergie contrôlé

INTRODUCTION

TM4 Inc., une filiale d'Hydro-Québec, poursuit depuis 1998 le développement technologique de systèmes de motorisation de véhicules électriques amorcé par l'Institut de recherche d'Hydro-Québec (IREQ) en 1992.

Le système de traction de 60kW pour voiture électrique (produit « MOTIVE » de TM4) est constitué d'un moteur électrique et de son entraînement électronique. Cet entraînement électronique bidirectionnel comprend un convertisseur à courant continu suivi d'un onduleur. Le convertisseur à courant continu permet au système de traction de s'adapter à une certaine plage de tension de batterie de traction en conservant les performances du système.

Un partenariat université-entreprise, dans le cadre d'une maîtrise à l'École de technologie supérieure, a été conclu afin de réaliser un nouveau projet pour TM4. Ce partenariat a comme objectif la réalisation d'un prototype de convertisseur à courant continu innovateur présentant un risque technologique élevé, mais un potentiel de réduction de coût important. Afin de s'assurer du potentiel de commercialisation du nouveau convertisseur proposé, il doit respecter les mêmes critères de performance que le convertisseur actuel.

De plus, pour simplifier l'implantation du nouveau convertisseur dans le produit et favoriser la modularité du système de traction, le prototype doit fonctionner avec les modules IGBTs déjà utilisés par l'onduleur. Chacun des trois modules à 3 bras requis pour l'onduleur comprend un bras d'IGBT disponible pour l'élévateur de tension pour un total de trois bras libres.

Suite à une revue de la littérature, deux topologies ayant le plus de potentiel de réduction de coût ont été retenues, afin de les adapter aux critères de TM4. Ce document présente une conception détaillée axée sur chacune de ces deux topologies a été réalisée et une stratégie de contrôle originale est proposée pour adapter chaque circuit aux conditions d'utilisation.

Chacune des deux conceptions détaillées se solde par l'évaluation en dollars de son coût d'implantation.

La topologie la plus avantageuse a été retenue pour construire un prototype de 60kW qui a été testé. Les résultats des tests et des mesures effectués sont présentés et interprétés. Les limites du prototype sont décrites, et, pour conclure, des recommandations sont suggérées.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

1.1 Limites de la recherche et stratégie de réduction de coût

La Figure 1.1 présente le système de traction actuel de TM4 ciblé par le projet de réduction de coût.

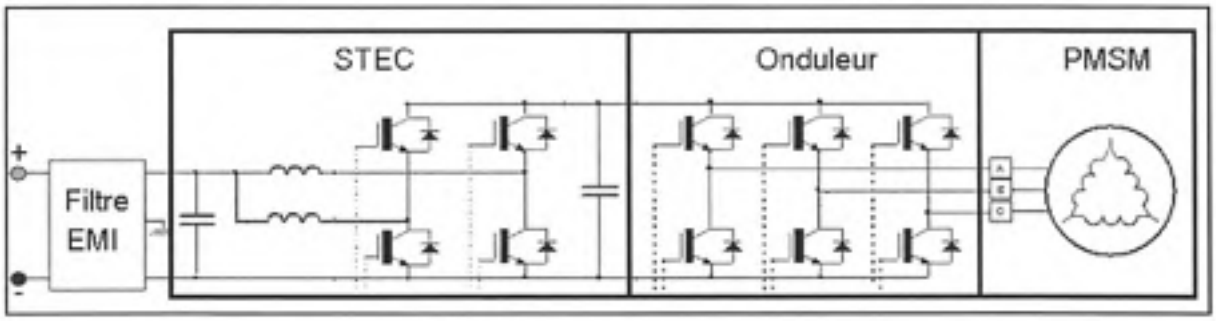

Figure 1.1 Système de traction MO3 de TM4 inc.
Adaptée de Amar (2008, p. 7)

Le convertisseur actuel de TM4 (nommé STEC pour « Système de Transition d'Énergie Contrôlé ») utilise deux bras d'IGBTs à commande entrelacée comme hacheur élévateur pour adapter la tension de batterie au niveau de tension requis pour faire fonctionner l'onduleur.

Différentes topologies existent dans la littérature pour permettre l'élévation de tension de batterie d'un véhicule électrique. La Figure 1.2 présente la topologie Z-Source qui, comme le souligne Peng (2003), permet l'élévation de la tension de batterie avec seulement des éléments passifs et une certaine séquence de contrôle de l'onduleur, dont les bras d'IGBTs se trouvent court-circuités pendant une partie d'une période de commutation.

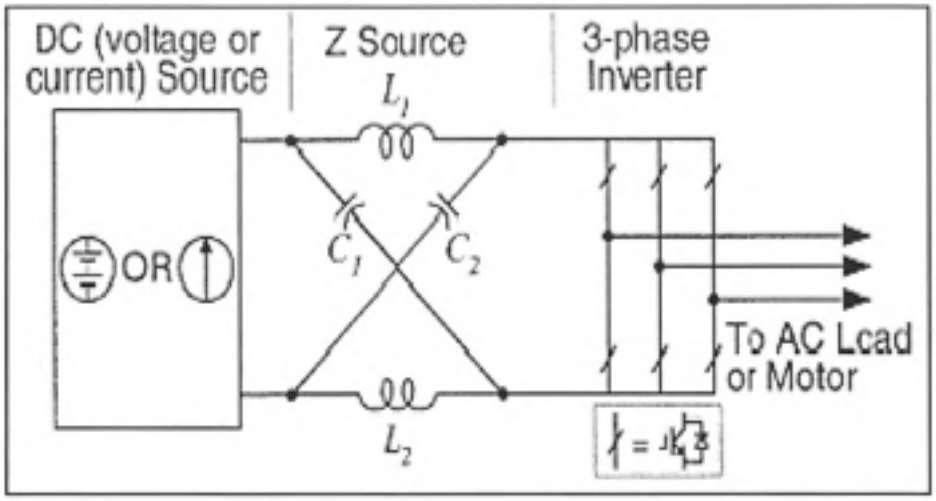

Figure 1.2 Onduleur Z-source.
Tirée de Peng (2003, p. 505)

Cependant, cette topologie est unidirectionnelle et, par conséquent, elle ne peut pas s'appliquer au système de TM4. Une adaptation de cette topologie par Haiping (2008) permet l'écoulement bidirectionnel de l'énergie mais nécessite un transistor supplémentaire. Les topologies de circuit élévateur impliquant des changements au niveau de l'onduleur ont été écartées afin de favoriser le potentiel d'implantation à court terme sur le système. L'effort de réduction de coût est donc axé uniquement sur le STEC.

Le Tableau 1.1 présente les différents points de fonctionnement à considérer lors de la conception du convertisseur de puissance à courant continu.

Tableau 1.1 Critères de conception à respecter pour le STEC

Puissance maximale en moteur	60kW
Puissance nominale en moteur	37kW
Puissance maximale en générateur	-50kW
Taux de variation maximal du courant à la sortie	6.75 A/msec
Plage de tension d'entrée (batterie)	220 à 400V
Plage de tension de sortie (entrée de l'onduleur)	250 à 400V
Ondulation maximale de tension à la sortie	±5%
Ondulation maximale de tension à l'entrée	2V

Bien entendu, certaines combinaisons de ces critères sont impossibles à rencontrer et l'on doit se référer aux figures de l'Annexe I pour avoir une représentation complète des cas d'utilisations du convertisseur. En effet, ces courbes décrivent l'utilisation visée du convertisseur et proviennent des cahiers des charges du système et de l'entraînement électronique de TM4.

La stabilité de la tension de sortie d'un hacheur élévateur dépend de plusieurs facteurs, dont la valeur en farads du condensateur de sortie. Par définition, un condensateur plus gros supportera une variation de la charge en sortie plus importante pour une même variation de tension. Le STEC de TM4 utilise un condensateur coûteux pour garantir la stabilité de son système et constitue une cible intéressante pour une réduction de coût. Afin de diminuer la grosseur du condensateur de sortie utilisé par TM4 (et par le fait même le coût du convertisseur), on doit jouer sur d'autres facteurs influençant la stabilité du convertisseur pour réduire le condensateur et respecter malgré cela les critères de performances et de rendement.

La Figure 1.3 présente le schéma de contrôle actuel du convertisseur de courant continu de TM4 entièrement sur DSP.

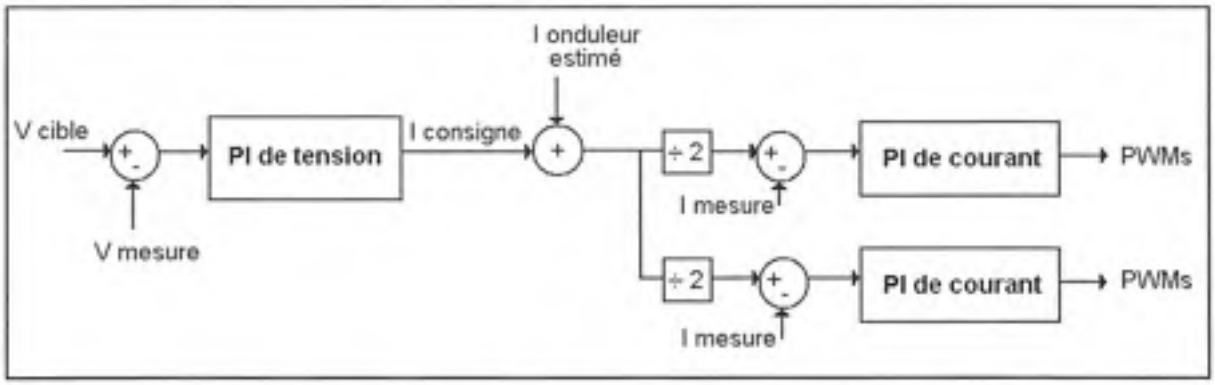

Figure 1.3 Contrôle numérique actuellement utilisé.

Le contrôle de la tension de sortie se fait numériquement sur un DSP avec un régulateur proportionnel intégral de la tension du condensateur de sortie en cascade avec deux régulateurs proportionnel intégral du courant dans chaque inductance de chaque bras.

Pour garantir la stabilité du système tout en diminuant le condensateur de sortie, on peut accélérer la boucle de régulation du courant dans chaque inductance. Pour ce faire, une régulation analogique peut être utilisée ainsi qu'une fréquence de commutation plus rapide. Une fréquence de commutation plus lente correspond à un retard dans la boucle d'asservissement d'un convertisseur et sa marge de phase est ainsi réduite. Le convertisseur conçu doit donc inclure une fréquence de commutation élevée et un échantillonnage rapide (idéalement analogique) afin de pouvoir augmenter les gains du régulateur de tension de sortie et diminuer la valeur du condensateur.

Afin d'évaluer le potentiel d'augmentation de la fréquence de commutation des transistors de puissance, on peut se référer aux spécifications du manufacturier ainsi qu'aux expériences passées de TM4 avec ces dispositifs de technologie récente. Le module utilisé est le FS400R06A1E3 d'Infineon ; aussi appelé « Hybride Pack 1 ».

On peut voir à partir des documents fournis par le manufacturier qu'avec de basses valeurs de résistance de grille (2,2Ω) et un courant élevé (400A), il est possible d'obtenir des temps

de montée et de descente du courant très faibles. Cependant, cette variation rapide du courant dans l'inductance parasite du module (30nH) engendre une surtension aux bornes des transistors à leur ouverture. Pour l'utilisation de ces modules dans l'onduleur de TM4, les résistances de grilles pour l'ouverture des transistors de puissance ont été choisies afin de limiter la vitesse de la descente du courant. À l'ouverture d'un transistor dont la diode antiparallèle supporte le courant de charge, la tension V_{GE} diminue selon le circuit RC formé de $R_{Grille_Ouverture}$ et C_{GE}. Après le temps mort, le transistor complémentaire se ferme alors la tension aux bornes de la capacité Miller varie rapidement et engendre un courant parcourant C_{Miller} et $R_{Grille_Ouverture}$. Ce courant entraîne une chute de tension aux bornes de la résistance $R_{Grille_Ouverture}$ qui se traduit par une surtension sur le condensateur de grille C_{GE}. Cette surtension peut réamorcer le transistor ouvert et court-circuiter le bras d'IGBTs. Ainsi, dans le cas de l'onduleur de TM4, un temps mort (« dead time ») de 4us est nécessaire entre l'ouverture du transistor d'un bras et la fermeture du transistor complémentaire pour permettre à la tension « grille-émetteur » du transistor qui s'ouvre d'atteindre une valeur assez faible pour éviter la conduction croisée du bras lors de la fermeture du transistor complémentaire.

La commutation douce permet de retarder la montée de la tension lors de l'ouverture d'un transistor de puissance. La surtension due à la variation du courant survient alors que la tension est encore basse aux bornes du transistor de puissance. Cette surtension a donc moins d'impact sur le comportement du convertisseur et la résistance de grille utilisée peut être plus faible.

Selon la fiche technique du module utilisé, le temps et le délai de montée peuvent être limités à 190ns et le temps et le délai de descente à 600ns pour certains points d'opération. Les temps de montée et de descente optimaux du courant en commutation douce pourront être déterminés suite à des expériences pratiques réalisées sur les modules avec la topologie sélectionnée.

De nombreuses topologies de convertisseurs de courant continu à commutation douce applicable aux véhicules électriques sont publiées. Parmi elles, certaines utilisent un transformateur permettant l'isolation galvanique. Mishima (2006) suggère un tel circuit où des transistors auxiliaires sont utilisés afin de permettre la commutation douce des transistors principaux. Le transformateur requis pour ce type de topologie est coûteux et, puisque le STEC ne nécessite pas d'isolation et entre la batterie et l'onduleur, des circuits sans transformateur doivent être privilégiés.

La topologie proposée par Lee (2008) est un convertisseur de courant continu à commutation douce sans isolation galvanique qui utilise des transistors auxiliaires pour réaliser la commutation douce. Présentée par Frisch (2006), la Figure 1.4 est aussi un exemple de circuit utilisant des transistors auxiliaires pour permettre la commutation douce d'un bras d'IGBTs.

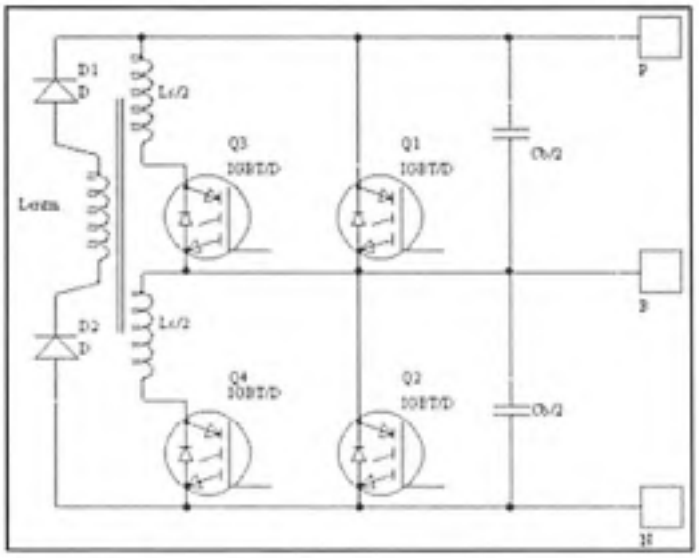

Figure 1.4 Bras d'IGBTs avec transistors auxiliaires.
Tirée de Frisch (2006, p. 2)

Ce circuit est utilisé dans un produit commercialisé par l'entreprise Tyco Electronics. Malgré l'efficacité de la commutation douce résultante de ce type de méthode, l'ajout de transistors,

de diodes et d'éléments magnétiques au convertisseur actuel nuirait à la rapidité d'implantation et à la réduction de coût du nouveau convertisseur dans le système de TM4.

La topologie de Isurin (2008) de bras d'IGBTs à commutation douce ne nécessite pas de transistor auxiliaire, mais comporte malgré tout plusieurs éléments supplémentaires dont des diodes. Afin de respecter l'objectif d'implanter à court terme et à faible coût dans un produit le convertisseur réalisé, les topologies avec composantes actives auxiliaires devraient être évitées. Les topologies de Zhang (2006) et Calderon-Lopez (2009) n'utilisent aucun semi-conducteur auxiliaire et permettent la commutation douce avec un minimum de composantes supplémentaires.

Même si la valeur en farads du condensateur de bus est diminuée par la nouvelle topologie choisie, un deuxième facteur intervient lors du dimensionnement du condensateur de sortie : l'intensité du courant efficace qu'il doit supporter. Le contrôle entrelacé de plusieurs bras a un avantage direct sur la grosseur des éléments passifs puisqu'il limite le courant efficace dans les condensateurs d'entrée et de sortie. Miwa (1992) et Sernia (2003) exposent la relation directe entre le nombre de convertisseurs parallélisés et le courant efficace à la sortie du convertisseur en fonction du cycle de travail (Voir la Figure 1.5).

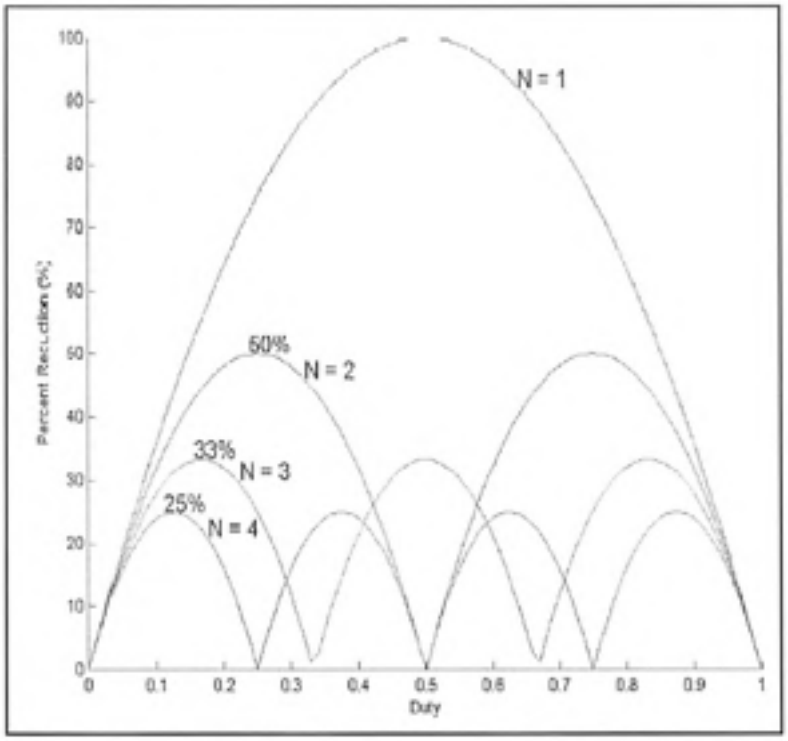

Figure 1.5 Réduction de l'ondulation de courant à la sortie
par entrelacement de « N » bras d'IGBTs.
Tirée de Sernia (2003, p. 2)

Le convertisseur de TM4 utilise déjà deux bras d'IGBTs à commande entrelacée à 180 degrés afin de limiter le courant efficace à la sortie et à l'entrée du convertisseur de courant continu. Par contre, étant donné qu'un troisième bras d'IGBTs est disponible dans les modules utilisés, son utilisation permettrait de diminuer le courant efficace à l'entrée et à la sortie avec une commande entrelacée à 120 degrés.

En s'inspirant de la littérature et des critères de conception, deux topologies ayant le plus de potentiel ont été retenues, adaptées, puis comparées, afin de construire un prototype de convertisseur ayant le meilleur potentiel de réduction de coût.

1.2 Topologie à commutation douce à trois bras d'IGBTs

La première des deux topologies considérées est inspirée de l'article de Zhang (2006). Le schéma du circuit utilisé peut s'apparenter au convertisseur utilisé par TM4 avec un bras de transistor en plus et des condensateurs d'amortissement en parallèle avec les IGBTs. La Figure 1.6 montre les trois bras du convertisseur.

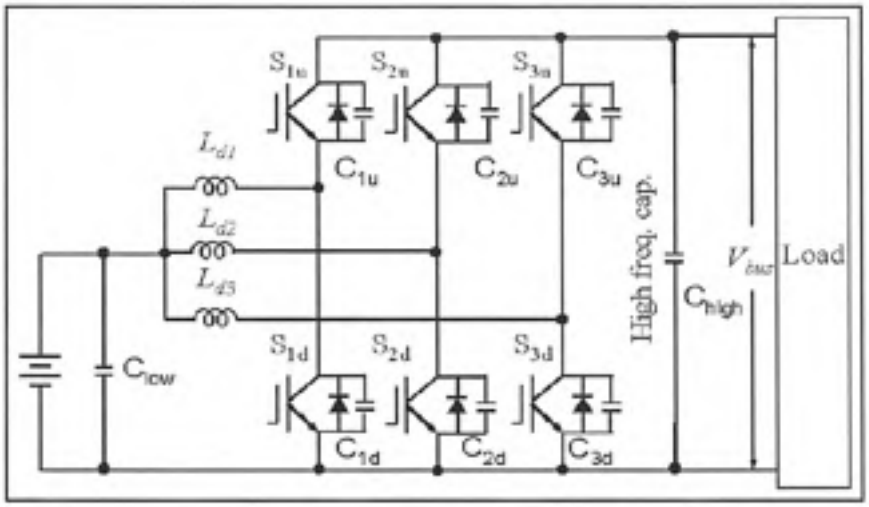

Figure 1.6 Topologie à trois bras d'IGBTs.
Tirée de Zhang (2006, p. 2)

La Figure 1.7 présente le fonctionnement en abaisseur du convertisseur présenté par les auteurs de l'article (machine en générateur). En général, comme dans le cas du STEC de TM4, on dimensionne l'inductance au milieu du bras d'IGBTs de façon à limiter l'ondulation de courant sur l'entrée (la batterie). Dans le cas de la topologie suggérée, l'inductance est intentionnellement faible et le courant a une ondulation très importante pour permettre la commutation douce. La commande entrelacée des bras (à 120° de phase) permet de diminuer l'impact de l'ondulation importante de courant sur le dimensionnement des condensateurs d'entrée et de sortie.

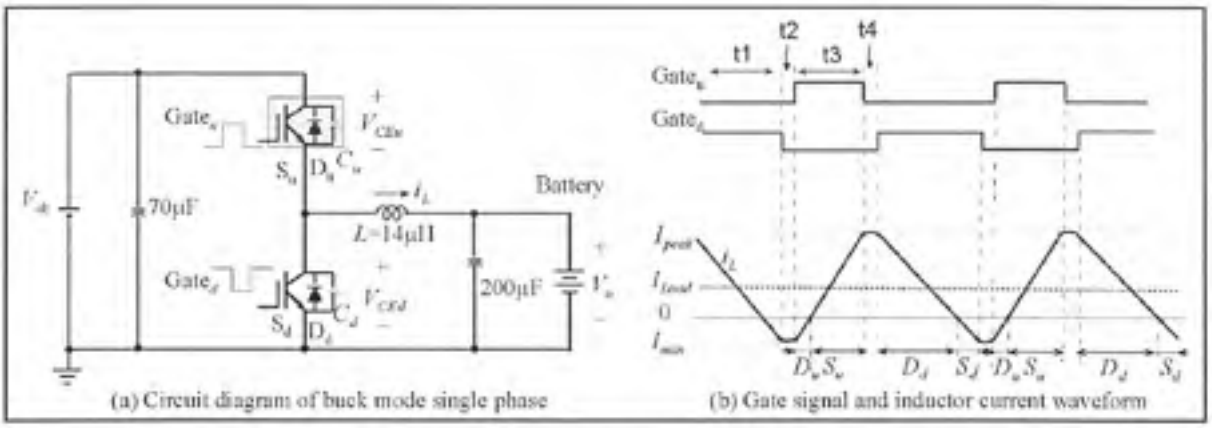

Figure 1.7 Séquence de fonctionnement d'un bras de la topologie à trois bras.
Adaptée de Zhang (2006, p. 2)

L'inductance est dimensionnée de façon à permettre au courant de diminuer et de s'inverser (par rapport au courant moyen), dans l'inductance à l'intérieur d'une période de commutation (t1 de la Figure 1.7). C'est donc le transistor S_d qui conduit à la fin de t1. Au début de t2, une période de commutation débute, le transistor S_d s'ouvre sur un courant très faible et la tension à ses bornes augmente lentement grâce au condensateur d'amortissement qui absorbe une partie du courant. Les pertes à l'ouverture à ce moment sont donc très faibles.

Pendant le temps mort t2, l'inductance résonne avec le condensateur équivalent constitué des deux condensateurs d'amortissement C_u et C_d. Le courant inversé dans l'inductance permet de décharger le condensateur C_u avant la fermeture de S_u sur une faible tension à ses bornes au début de t3. C'est la diode D_u qui prend alors le courant de l'inductance jusqu'à ce que ce dernier s'inverse à nouveau. Les pertes à la fermeture de S_u sont donc très faibles.

Le courant augmente dans l'inductance et S_u pendant t3. À l'ouverture de S_u au début de t4, une partie du courant est absorbé par le condensateur équivalent $C_u//C_d$ et la tension à ses bornes augmente lentement selon l'amplitude du courant et la valeur ce $C_u//C_d$. Les pertes à l'ouverture de S_u sont donc limitées par $C_u//C_d$. Au cours de t4 (le deuxième temps mort de la période de commutation), l'inductance résonne à nouveau avec le condensateur équivalent $C_u//C_d$. Le condensateur C_d est donc déchargé par le courant tiré de l'inductance et le

transistor S_d se ferme sur une tension V_{CE} nulle ou diminuée selon le courant dans l'inductance et la valeur de $C_g//C_d$. Les pertes à la fermeture de S_d sont ainsi limitées.

On peut remarquer que la commutation douce permet d'arrêter la conduction des diodes par la diminution graduelle du courant et non par inversion de la tension à leurs bornes. Les pertes dues au courant de recouvrement sont donc théoriquement nulles.

Pour le fonctionnement en élévateur (machine en moteur) la séquence de fonctionnement est similaire.

1.3 Topologie à commutation douce avec transformateur interphase

La seconde topologie de convertisseur de courant continu à commutation douce intéressante est présentée dans l'article de Calderon-Lopez (2009). La topologie est présentée à la Figure 1.8 où l'on peut voir le transformateur interphase (IPT pour InterPhase Transformer) qui lie magnétiquement les deux bras d'IGBTs. En plus de cette différence avec la topologie actuelle de TM4, une inductance de lissage du courant est utilisée à l'entrée et des condensateurs d'amortissement sont utilisés pour la commutation douce comme pour la topologie à trois bras.

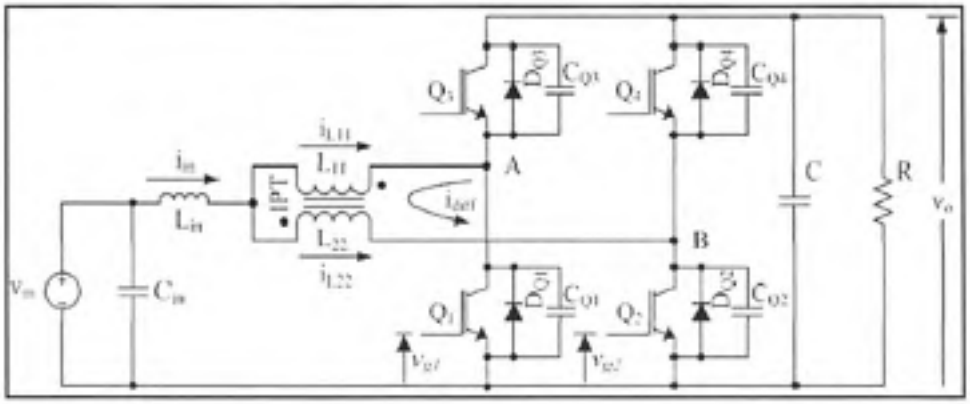

Figure 1.8 Topologie avec transformateur interphase.
Tirée de Calderon-Lopez (2009, p. 1)

La topologie de convertisseur de puissance pour courant continu à commutation douce avec transformateur interphase permet de coupler les inductances de chaque bras et de réduire le volume total en utilisant le même noyau magnétique. Le principe de fonctionnement diffère de celui du STEC et de la topologie à trois bras, car les deux bras doivent être analysés ensemble puisqu'ils ont un impact l'un sur l'autre. Le transformateur est dimensionné afin que les inductances de fuite soient minimes et que l'inductance de magnétisation soit de valeur faible. Cette faible valeur permet, comme pour la topologie à trois bras, d'obtenir une ondulation de courant assez importante pour inverser le sens du courant et permettre la commutation douce.

En se référant au circuit de la Figure 1.8, on peut voir sur la Figure 1.9 la séquence de fonctionnement d'un bras en élévateur de tension sur deux périodes de commutation pour un cycle de travail inférieur à 50%. La commande des deux bras est entrelacée à 180°.

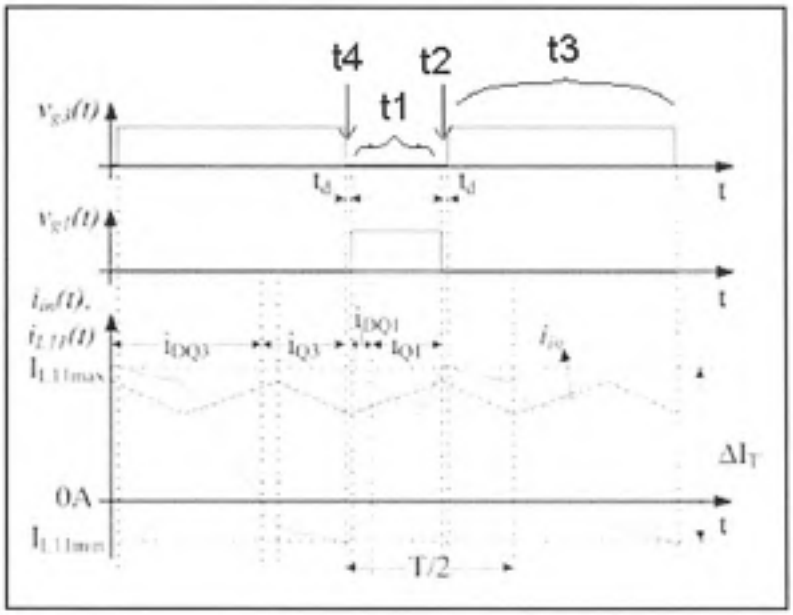

Figure 1.9 Séquence de fonctionnement de la topologie avec IPT.
Adaptée de Calderon-Lopez (2009, p. 2)

Pendant le temps t1, Q1 et Q4 conduisent, alors les deux enroulements du transformateur sont en série et forment une inductance différentielle (L_{diff}), dont la valeur est quatre fois plus élevée que l'inductance de magnétisation (la valeur d'une inductance est proportionnelle au carré du nombre de tours). Cette inductance différentielle est soumise à la tension de sortie et un courant différentiel est généré selon l'équation (1.1) et circule dans les deux enroulements.

$$I_{diff} = \frac{1}{L_{diff}} \int Vout\, dt \tag{1.1}$$

Le courant différentiel n'est pas le seul courant qui circule dans les enroulements de l'IPT. Le courant provenant de l'inductance d'entrée L_{in} (en pointillés sur la Figure 1.9) est séparé également dans les deux enroulements. Effectivement, en posant à zéro la tension de sortie V_{out} pour avoir seulement la contribution du courant de $L_{IN,}$ le transformateur se trouve « court-circuité » et le courant dans L_{IN} se sépare également dans les deux conducteurs (les deux enroulements). On peut décrire par l'équation (1.2) le courant circulant dans chaque enroulement du transformateur en tout temps.

$$I_T(t) = I_{diff}(t) + \frac{I_{IN}(t)}{2} \tag{1.2}$$

Aux temps t2 et t4 surviennent les deux temps morts de la période de commutation. Comme pour la topologie à trois bras, les temps morts permettent un temps de résonance entre le condensateur équivalent formé des deux condensateurs d'amortissement d'un bras et une inductance. Dans le cas de cette topologie, l'inductance de résonance est l'inductance différentielle du transformateur.

Au début du temps t2, le condensateur équivalent absorbe une partie du courant de l'enroulement qui passait par le transistor du bas et limite les pertes à l'ouverture. À la fin de t2, le condensateur équivalent est entièrement ou partiellement chargé et le transistor

complémentaire du haut se ferme sur une tension faible ou nulle selon les conditions de résonance. Les pertes à la fermeture en sont diminuées.

Au début du temps t3, le courant différentiel est constant, car le transformateur est court-circuité. Le courant qui parcourt chaque enroulement suit alors la variation de la moitié du courant dans l'inductance d'entrée. Au début de la période de commutation du deuxième bras (à la demi-période du bras analysé), le courant différentiel varie dans le sens inverse des enroulements jusqu'à la fin du cycle de travail du deuxième bras. À ce moment, le transformateur se trouve court-circuité à nouveau et le courant différentiel redevient constant jusqu'au temps de résonance t4.

Au début du temps t4, le même phénomène de résonance qu'au temps t2 se produit avec les transistors complémentaires inverses.

Une séquence similaire de commutation se produit pour un cycle de travail supérieur à 50%. La seule différence est que le transformateur IPT est court-circuité au début et à la fin de la montée du courant au lieu de la descente du courant dans chaque enroulement. La séquence est similaire pour le fonctionnement en génération d'énergie.

Comme pour la topologie à trois bras, les pertes par recouvrement des diodes sont théoriquement nulles puisque l'arrêt de la conduction s'effectue par diminution graduelle du courant.

CHAPITRE 2

CONCEPTION DÉTAILLÉE DE LA TOPOLOGIE À TROIS BRAS

2.1 Contrôle à fréquence de commutation variable et adaptative

La topologie suggérée par Zhang (2006) présente une bonne solution pour un convertisseur avec des variations de tension d'entrée et de sortie faibles et un écoulement de puissance constant. Cependant, dans le cas d'une application comme celle de TM4 où les tensions d'entrée et de sortie varient selon la batterie utilisée et la vitesse du véhicule et où l'écoulement de puissance maximal peut s'inverser presque totalement, la topologie telle que présentée comporte certains désavantages. Par exemple, lorsque la puissance transmise est nulle (courant moyen nul), l'ondulation importante du courant dans l'inductance persiste et engendre des pertes par conduction inutiles. Aussi, la variation de la tension de sortie (entrée de l'onduleur) se traduit par une variation de la pente du courant en période de roue libre. L'ondulation du courant dans l'inductance varie donc selon la vitesse du véhicule (tension d'entrée de l'onduleur) et influence la commutation douce.

Afin d'adapter la topologie suggérée pour l'application de TM4, une stratégie de contrôle a été développée pour optimiser les pertes dans les IGBTs et pour diminuer les contraintes sur le dimensionnement des noyaux magnétiques. La stratégie proposée implique la variation de la fréquence de commutation des transistors en temps réel selon la puissance transmise, la vitesse du véhicule et la tension de batterie.

La diminution des composantes passives passe par l'augmentation significative de la fréquence de commutation. Afin d'obtenir un gain substantiel au niveau des composantes passives, la fréquence de commutation minimale a été fixée à 20kHz, soit le double de la fréquence de commutation du STEC. Cette valeur de fréquence minimale présente aussi l'avantage d'être inaudible pour l'humain dans le cas de vibrations attribuables à la commutation.

Pour dimensionner l'inductance lorsque la fréquence de commutation et les niveaux de tension sont fixes, on trouve la valeur d'inductance maximale qui permet l'inversion du courant sur une période de commutation. Ainsi, pour une puissance maximale, l'ondulation de courant doit être au moins deux fois plus élevée que le courant moyen maximal. Il suffit donc de résoudre l'équation (2.1) pour trouver la valeur d'inductance requise.

$$L_{max} = V_{batterie} \cdot \frac{DT_{sw}}{\Delta I_{Lmax}} \tag{2.1}$$

où $D = 1-(V_{batterie}/V_{sortie})$ et $\Delta I_{Lmax} = 2 \cdot I_{Lmoy_max}$

Pour l'application visée, toutes les variables de l'équation (2.1) varient selon les niveaux de tension et la fréquence de commutation du convertisseur. Cette équation tirée de l'équation différentielle de la tension aux bornes d'une inductance (2.2) permet de constater que, pour une valeur d'inductance fixe et des tensions fixes, plus la période de commutation T_{sw} diminue, plus l'ondulation de courant diminue. Ainsi, l'inductance maximale doit être trouvée avec la fréquence de commutation minimale fixée à 20kHz.

$$V = L \cdot d\frac{I_L}{dt} \tag{2.2}$$

De plus, pour trouver le plus petit L_{max} nécessaire à la commutation douce, on doit considérer le courant moyen le plus élevée. Ce courant survient à puissance maximale pour une tension de batterie minimale. La tension de batterie la plus faible pour laquelle la puissance du système de traction n'est pas limitée par logiciel est de 220V (voir Figure 2.1).

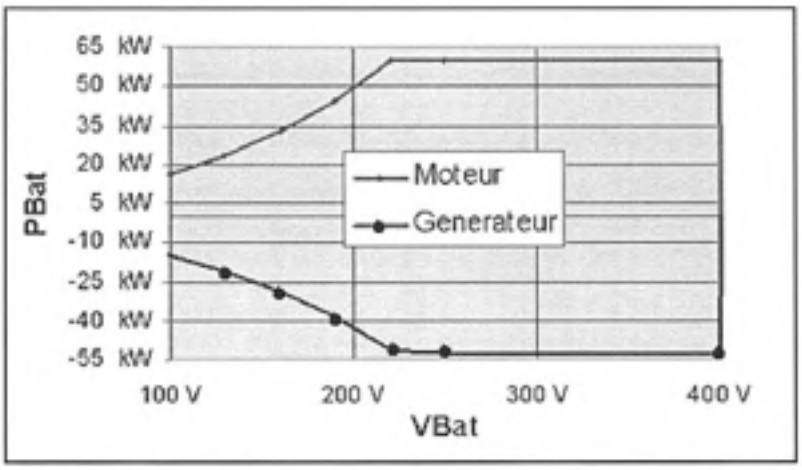

Figure 2.1 Puissance maximale réduite par logiciel à tension de batterie faible.
Adaptée de Amar (2008, p. 10)

La dernière inconnue de l'équation (2.1) est la tension de sortie. Puisque pour un cycle de travail « D » élevé on obtient une inductance élevée, on prend le plus petit « D » possible pour avoir l'inductance L_{max} minimale.

Pour terminer le dimensionnement de l'inductance, afin de s'assurer que le courant s'inverse dans l'inductance, on ajoute une marge de courant négatif à l'ondulation de courant de deux fois le courant moyen maximal. Pour une marge de courant inversé de 60A qu'on s'impose pour la première itération (valeur optimale déterminée plus loin), on obtient une inductance de 4,3735µH. La Figure 2.2, construite à partir de l'équation (2.1), montre la variation de l'inductance maximale avec la fréquence minimale pour différents points d'opération.

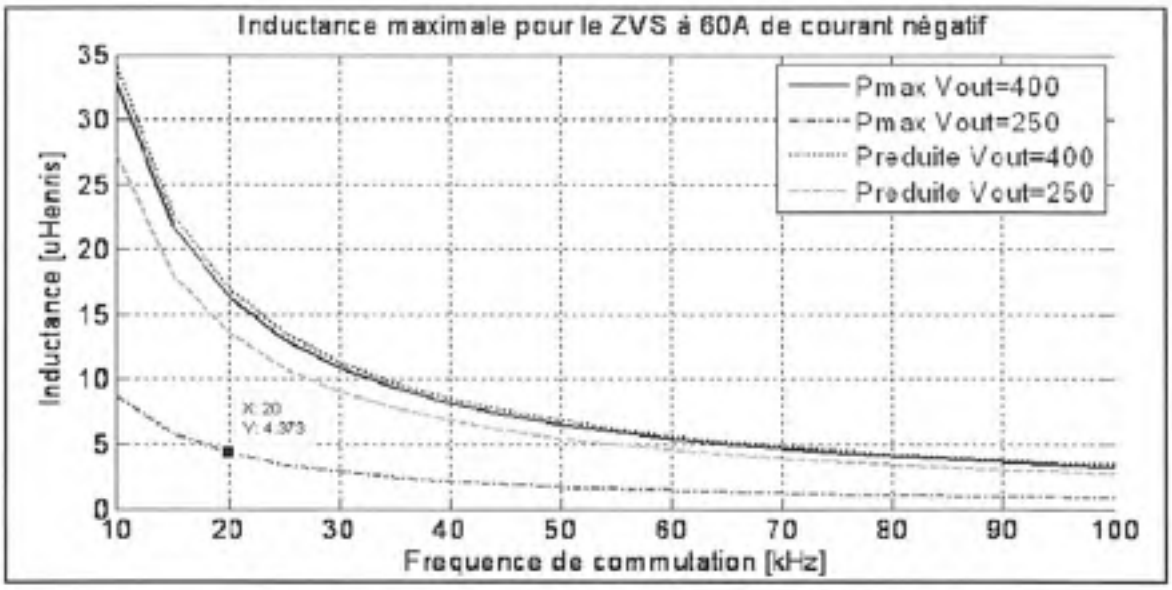

Figure 2.2 Inductance maximale pour permettre la commutation douce.

Pour trouver la fréquence de commutation maximale, on doit considérer la forme du courant dans l'inductance pour différents cycles de travail D. L'amplitude de l'ondulation du courant dans l'inductance a un impact important sur les pertes fer de l'inductance (voir la conception des éléments magnétiques). Pour limiter l'amplitude de l'ondulation du courant dans l'inductance au double de la somme du courant moyen et de la marge, on doit diminuer la période de commutation pour les valeurs de cycle de travail « D » plus élevées que D_{min} (qui correspond à fsw_{min}). La fréquence maximale correspond donc au cycle de travail maximal pour lequel le courant est maximal. À partir de l'équation (2.2), on obtient :

(2.3)

Où $D_{max} = 1-(220V/400V)$

Pour tous les points d'opération, on peut calculer la fréquence de commutation à utiliser pour respecter la marge de courant négatif, tout en diminuant au possible l'amplitude du courant (pour diminuer les pertes par conduction) en augmentant la fréquence. L'équation (2.3)

généralisée et saturée aux fréquences minimale et maximale permet d'obtenir la fréquence de commutation pour tous les points d'opération :

(2.4)

Les Figure 2.3 et Figure 2.4 présentent respectivement les limites supérieures et inférieures du courant ainsi que la fréquence de commutation pour toutes les puissances et quelques tensions d'opérations importantes.

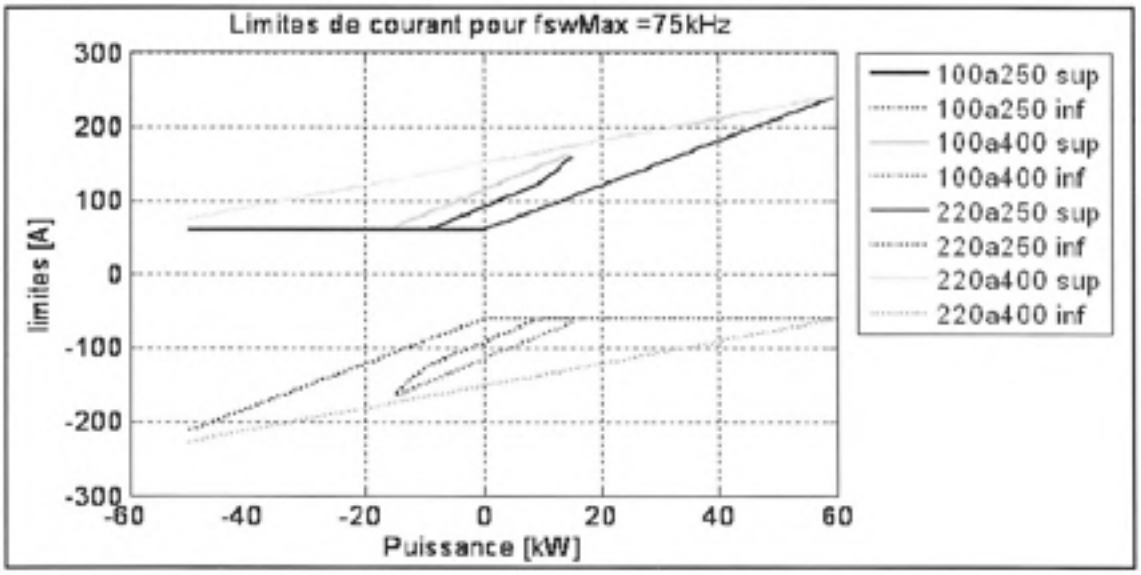

Figure 2.3 Limites de courant dans chaque inductance en fonction de la puissance totale.

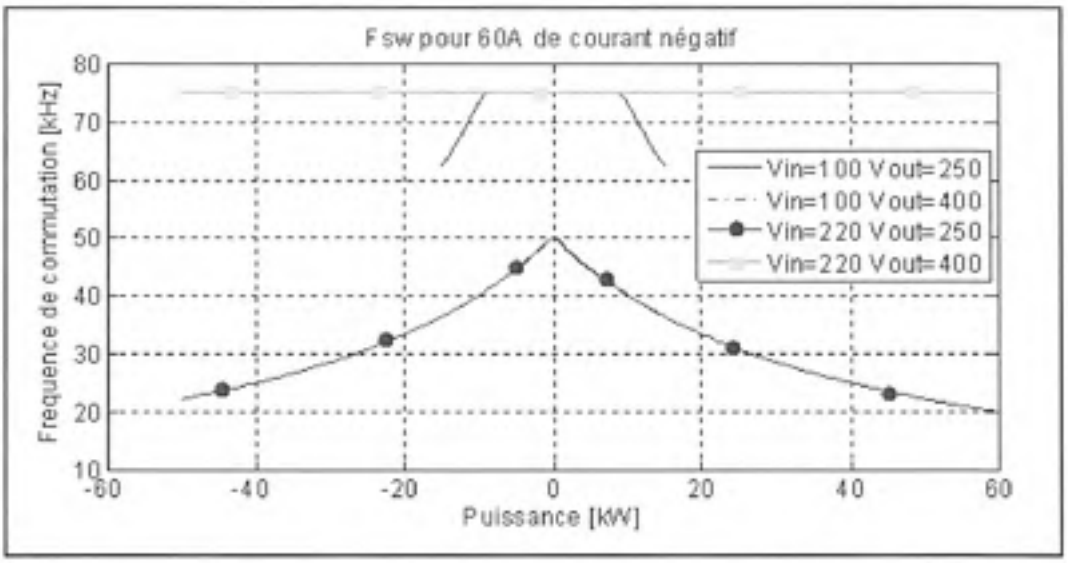

Figure 2.4 Fréquence de commutation en fonction de la puissance pour différentes tensions d'entrée et de sortie.

La Figure 2.5 présente le schéma du contrôle du convertisseur à 3 bras. On peut remarquer que le contrôle proposé est composé d'une partie numérique sur DSP (digital signal processor) et d'une partie analogique. Un DSP est déjà utilisé pour contrôler l'onduleur (voir Figure 1.1) et est disponible pour réaliser la régulation de la tension de sortie. Le DSP fournit une référence de courant crête maximal compensée au circuit de contrôle analogique, calculée à partir des mesures de tension et de courant de sortie du convertisseur. L'utilisation du courant de sortie permet une réaction rapide aux changements de charge.

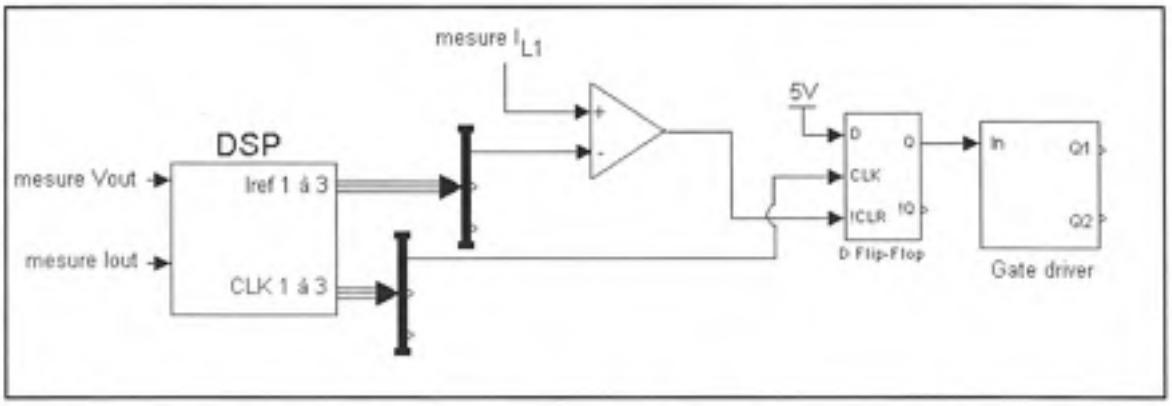

Figure 2.5 Schéma-blocs du contrôle proposé pour le convertisseur à trois bras.

Chaque bras du convertisseur requiert son circuit analogique afin de réaliser une commande entrelacée à 120°. Le circuit analogique permet d'envoyer le signal de commande des transistors au circuit d'attaque des gâchettes qui a une entrée et un temps mort configurable. La bascule D permet de fermer le transistor du bas à chaque front montant du signal d'horloge envoyé par le DSP et permet aussi d'inverser la commande lorsque la mesure de courant dépasse le courant de référence. La Figure 2.6 présente une séquence de commande au niveau du circuit analogique.

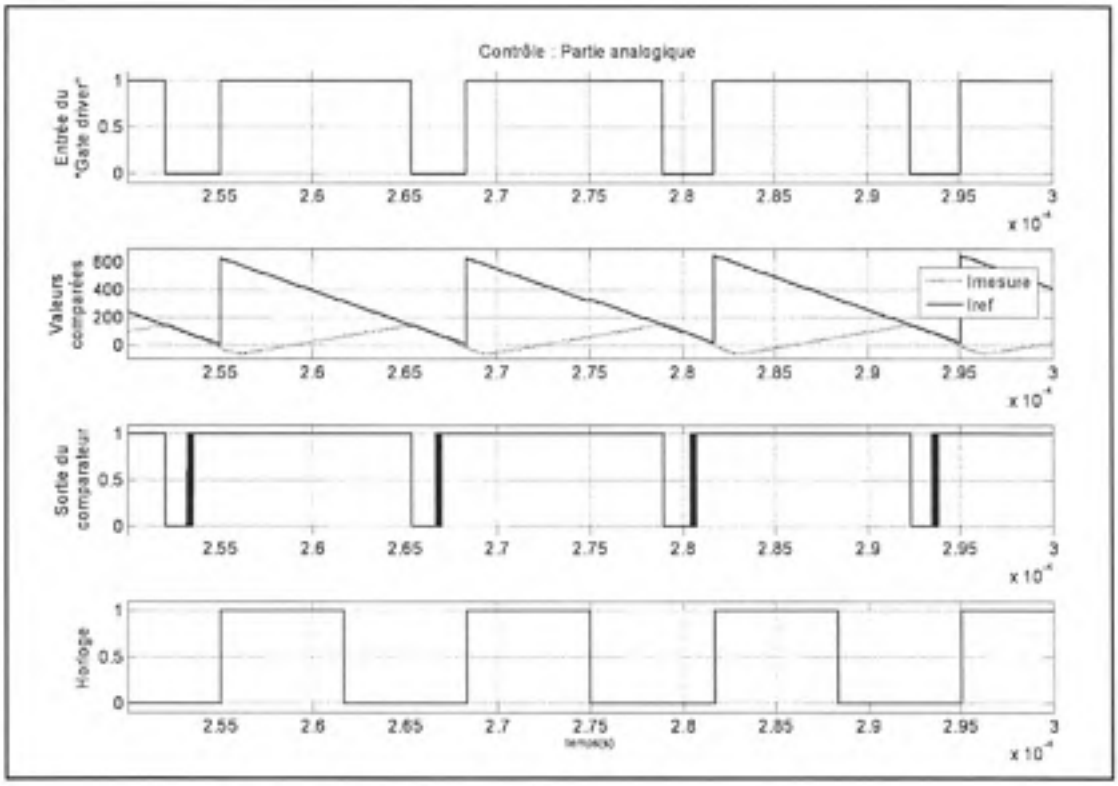

Figure 2.6 Résultats du contrôle analogique simulé.

La mesure de courant dans les inductances doit être rapide pour le contrôle par courant crête à haute fréquence. L'utilisation d'une résistance shunt en série avec chaque inductance convient à ce type de contrôle mais nécessite une alimentation supplémentaire référencée à la tension de batterie.

La régulation de la tension de sortie s'effectue numériquement sur DSP. La Figure 2.7 présente le schéma-bloc illustrant le fonctionnement du contrôle développé.

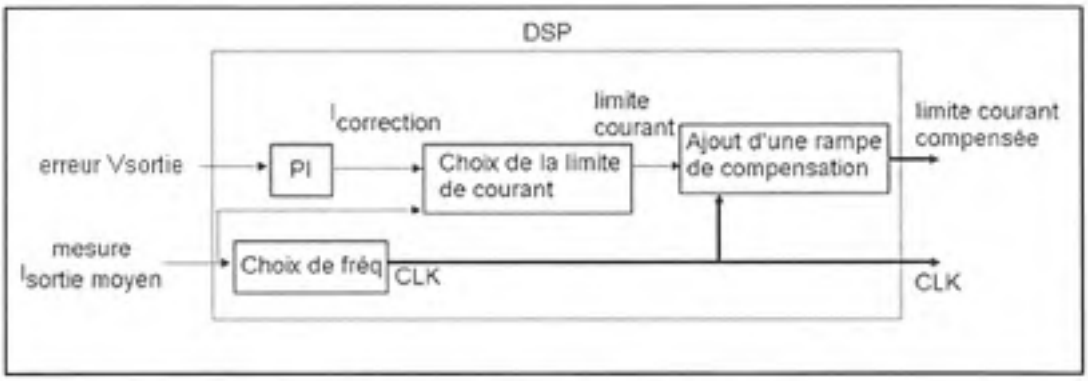

Figure 2.7 Schéma-blocs du contrôle numérique.

La mesure de tension de sortie est comparée avec la valeur désirée en sortie puis un compensateur proportionnel-intégral crée un courant de correction de l'erreur. Puis, le courant de sortie moyen mesuré et le courant de correction sont utilisés pour calculer la limite de courant nécessaire au contrôle par courant crête avec la relation (2.5).

$$limite\ courant = I_{corr} + \frac{(I_{out})}{3} + I_{marge} \tag{2.5}$$

Parallèlement, le courant moyen de sortie est utilisé pour calculer la fréquence de commutation avec l'équation (2.4). Trois signaux d'horloge à la bonne fréquence sont ensuite générés à 120° de phase. Ces trois signaux sont envoyés vers le circuit analogique mais sont aussi utilisés pour ajouter une rampe de compensation à la limite de courant.

En contrôle par courant crête, l'ajout d'un signal en dents de scie de compensation à la limite de courant permet d'éviter l'instabilité du système, particulièrement pour les cycles de travail supérieurs à 50%. La Figure 2.8 tiré d'un article de Dr. Ray Ridley (2006) montre l'oscillation sous-harmonique qui peut apparaître sur le courant sans pente de compensation.

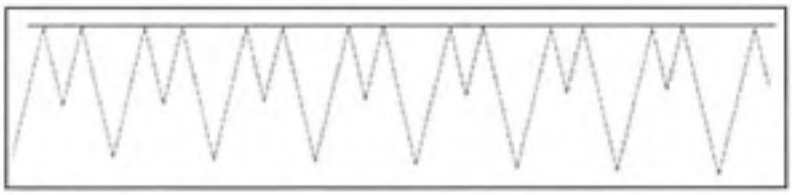

Figure 2.8 Courant dans l'inductance sans pente de compensation.
Tirée de Ridley (2006, p. 5)

Pour le contrôle développé pour l'application de TM4, trois signaux de compensation synchronisés avec les trois signaux d'horloge sont additionnées à la limite de courant pour créer trois limites de courant compensées pour le circuit analogique. Chaque pente est calculée à partir de l'équation (2.6) tirée du même article de Ray Ridley.

$$pente_{compensation} = \left(1 - \left(\frac{0.18}{D}\right)\right)(pente\ I_L\ descendante) \tag{2.6}$$

$$= \left(1 - \left(\frac{0.18}{1 - \left(\frac{Vbatterie}{Vsortie}\right)}\right)\right)\left(\frac{Vbatt - Vsortie}{L}\right)$$

La source d'énergie, le comportement de la charge, la fréquence de commutation, la grosseur du condensateur de sortie, la fréquence d'échantillonnage, les erreurs de mesures, la technique de régulation et les phénomènes de résonnance entre les inductances et les condensateurs sont tous des éléments qui influencent la stabilité des convertisseurs étudiés. Afin d'inclure tous ces facteurs dans un modèle mathématique, le contrôle des deux topologies a été implanté dans une simulation sur MatLab : Simulink afin de s'assurer de la stabilité de chaque topologie.

La Figure 2.9 présente le schéma Simulink-Sim Power Systems utilisé lors de la simulation du convertisseur à commutation douce à trois bras.

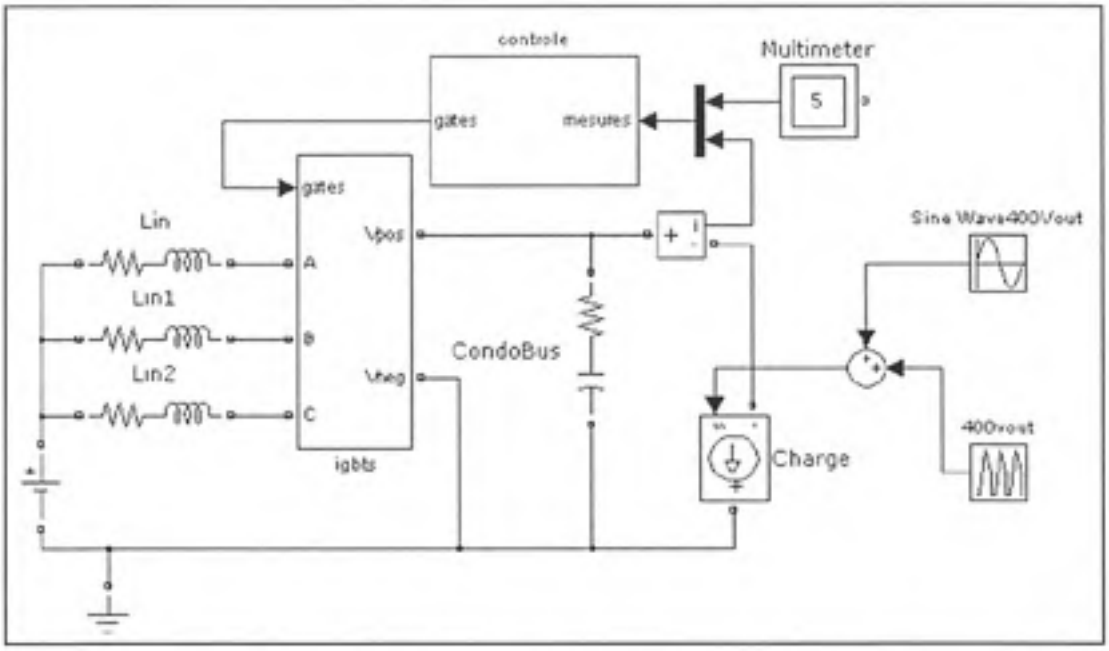

Figure 2.9 Schéma de simulation Matlab : Simulink-Sim Power Systems pour la topologie à trois bras.

Le bloc « igbts » contient les six transistors de puissance avec leur diode antiparallèle et leur condensateur d'amortissement. Pour débuter l'étude de stabilité, un condensateur d'amortissement très faible a été utilisé puisque celui-ci agit seulement pendant le temps mort de commutation et a donc peu d'impact sur la stabilité du système.

Dans l'optique d'obtenir un gain substantiel au niveau du coût du condensateur de sortie, sa valeur a été diminuée par un facteur six par rapport à la valeur du condensateur actuellement utilisé chez TM4. Le condensateur « CondoBus » a donc une valeur de 300µF et une « ESR » a été incluse dans le modèle.

La batterie est représentée par une source de tension à courant continu idéale et les trois inductances de 4,3735µH sont connectées aux bras d'IGBTs. La charge connectée en parallèle avec le condensateur de sortie est en fait l'onduleur de tension qui est représenté par une source variable de courant simulant différents points d'opération du véhicule. La pire charge est représentée par une pente de courant de 6,75A/ms déformée par une harmonique à

150Hz d'une puissance de 5kW et la valeur maximale de ce courant de charge dépend de la tension de sortie cible.

Le bloc « contrôle » contient les contrôles numérique et analogique. Les mesures de courants dans les inductances et à la sortie ainsi que les mesures des tensions d'entrée et de sortie sont les entrées du contrôle qui traite l'information afin de fournir les signaux de commande aux IGBTs. Les gains du compensateur PI inclus dans le contrôle numérique ont été ajustés afin d'obtenir un système stable et le contrôle a été entièrement implanté sur Simulink. Les mesures de tension de sortie et de courant de sortie sont échantillonnées à 40kHz, car le convertisseur analogique à numérique de TM4 fonctionne à 160kHz et une moyenne est calculée sur quatre échantillons. La Figure 2.10 montre le résultat d'une simulation avec une batterie de 220V et une tension cible de 250V pendant 6 millisecondes et la Figure 2.11 montre la forme des trois courants sur quelques cycles de commutation.

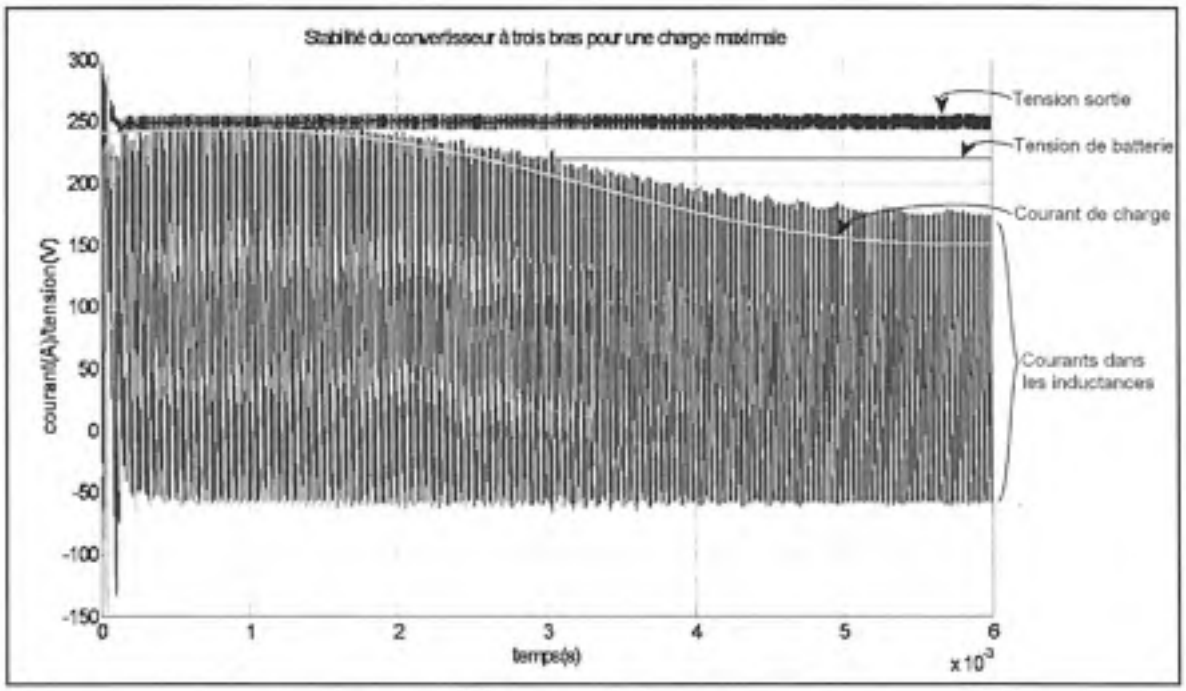

Figure 2.10 Stabilité du convertisseur à trois bras.

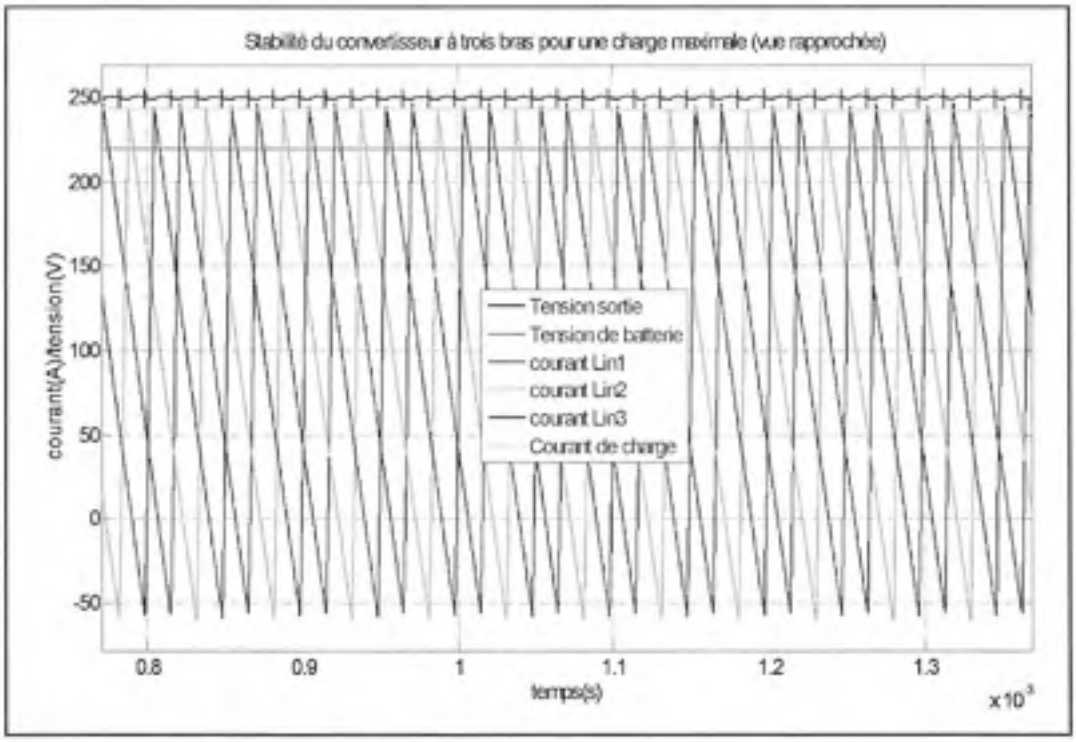

Figure 2.11 Forme du courant dans les inductances et des tensions d'entrée et de sortie pour la topologie à trois bras simulée.

Même en appliquant une charge maximale instantanément (impossible pour le système étudié), le convertisseur se stabilise et parvient à se comporter comme prévu pour une pente de courant de 6,75A/ms avec une harmonique de 5kW à 150Hz. En effet, lorsque le courant de charge diminue, on peut voir que la fréquence de commutation des transistors augmente en observant les trois courants des inductances à la Figure 2.10. Ainsi, le courant moyen diminue aussi et permet de suivre le courant de charge en conservant la tension de sortie à la valeur cible de 250V. On peut aussi remarquer que la marge de courant négatif visée est de 60A (valeur optimale déterminée plus loin).

La stabilité du système a été confirmée de la même façon pour les valeurs limites de la plage de tensions d'entrée et de la plage de tensions de sortie pour une charge maximale, une génération maximale et à vide.

Suite à cette démarche de validation de l'algorithme de contrôle, des erreurs de mesures on été introduites afin de constater leur impact sur le convertisseur. La Figure 2.12 montre les résultats de la simulation avec ces erreurs de mesure pour le même point d'opération que la Figure 2.10.

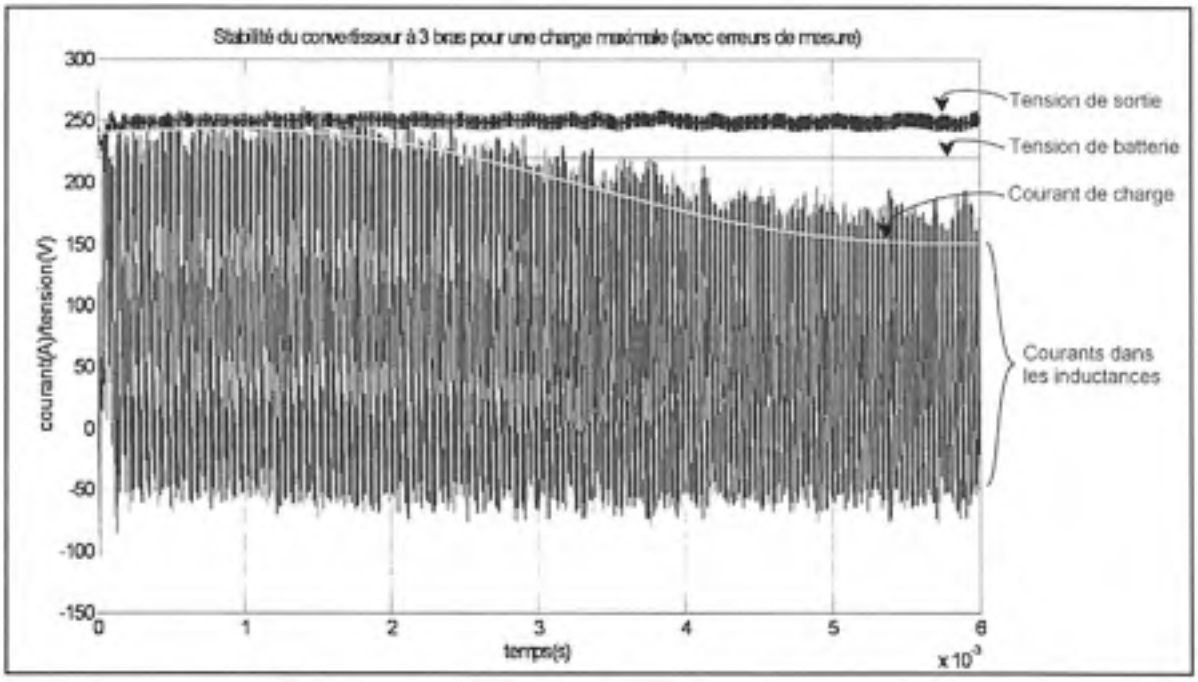

Figure 2.12 Stabilité de la topologie à trois bras avec erreurs de mesure.

On peut remarquer que la tension de sortie oscille davantage au cours de la simulation et que le contrôle sur le courant est moins précis. Cependant, les requis d'ondulation maximale sont respectés et le système est stable en simulation pour tous les points de fonctionnement limites.

2.2 Dimensionnement des condensateurs d'entrée et de sortie

Le condensateur d'entrée du convertisseur doit permettre de limiter l'ondulation de tension crête à crête sur la batterie à 2V. Une valeur de condensateur d'entrée de 250μF est nécessaire pour limiter l'ondulation de tension à 2V. La Figure 2.13 présente l'ondulation

maximale de tension à l'entrée du convertisseur pour plusieurs combinaisons possibles de tensions d'entrée et de sortie à puissance maximale avec un condensateur de 250µF.

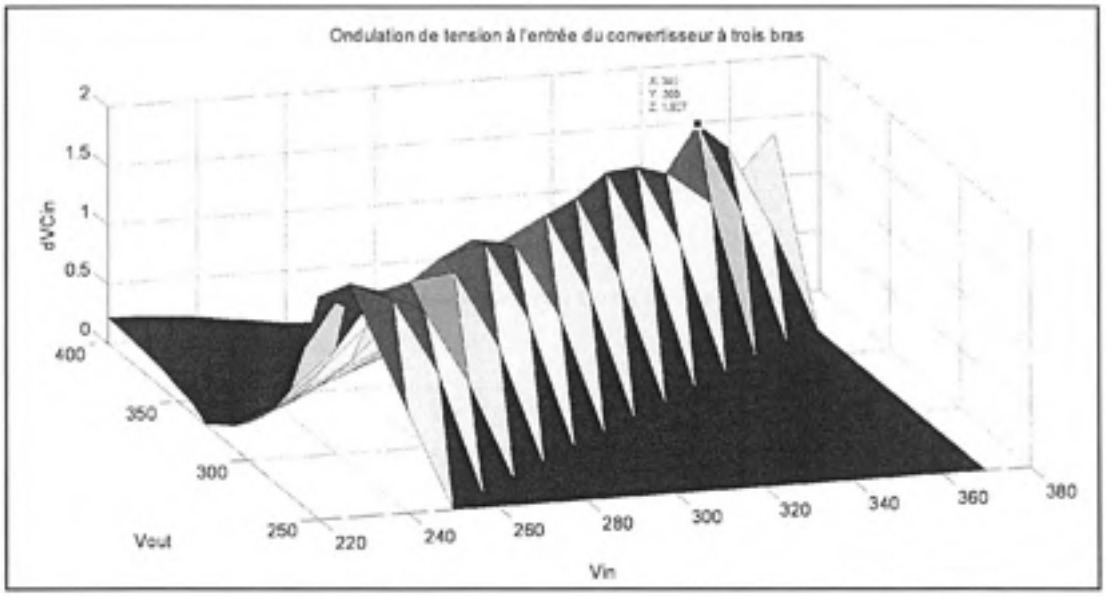

Figure 2.13 Ondulation de tension à l'entrée du convertisseur à trois bras.

Afin d'obtenir ce graphique, les formes de courant dans chaque inductance sur une période de commutation ont été additionnées pour obtenir le courant total à l'entrée. La composante en courant continu (courant moyen) est prise en charge par la batterie et le condensateur d'entrée absorbe seulement l'ondulation du courant. Donc, en soustrayant le courant moyen à l'entrée de la somme des trois courants d'inductance, on obtient le courant circulant dans le condensateur présenté à la Figure 2.14.

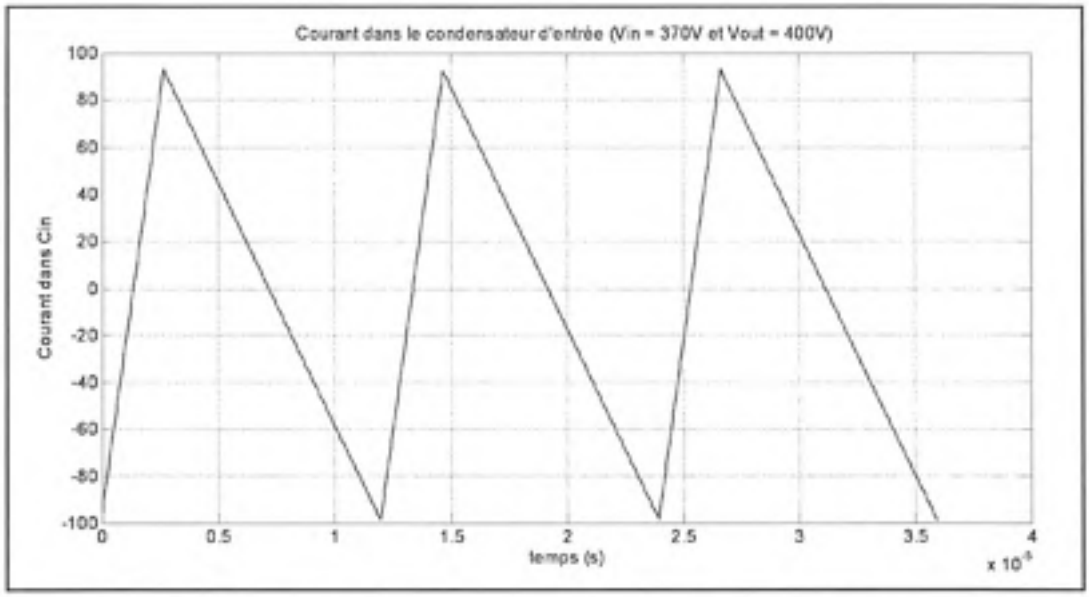

Figure 2.14 Exemple de courant dans Cin pour Vin = 370 et Vout = 400.

À partir de ce courant, la tension peut être déterminée à partir de l'équation (2.7).

$$V_{Cin} = \frac{1}{C}\int I_{Cin}dt \tag{2.7}$$

Les maximums et minimums du signal de tension ainsi obtenu déterminent les valeurs d'ondulation présentées à la Figure 2.13.

À partir de la forme du courant dans le condensateur, il est aussi possible de trouver la valeur du courant efficace que le condensateur d'entrée doit absorber. Puisque le courant efficace absorbé par le condensateur est une contrainte thermique, il est important de considérer une plus longue période d'utilisation du système. Le pire cycle d'utilisation du système thermiquement est une utilisation à puissance maximale pour 30 secondes suivie d'une utilisation à puissance nominale de 270 secondes. L'équation (2.8) est l'équation qui a été utilisée pour trouver toutes les valeurs de courant efficace présentées à la Figure 2.15.

$$I_{Cin_rms} = \sqrt{\frac{1}{300s}\left(\int_{0}^{270} I_{Cin_Pnom}(t)^2 dt + \int_{270}^{300} I_{Cin_Pmax}(t)^2 dt\right)} \tag{2.8}$$

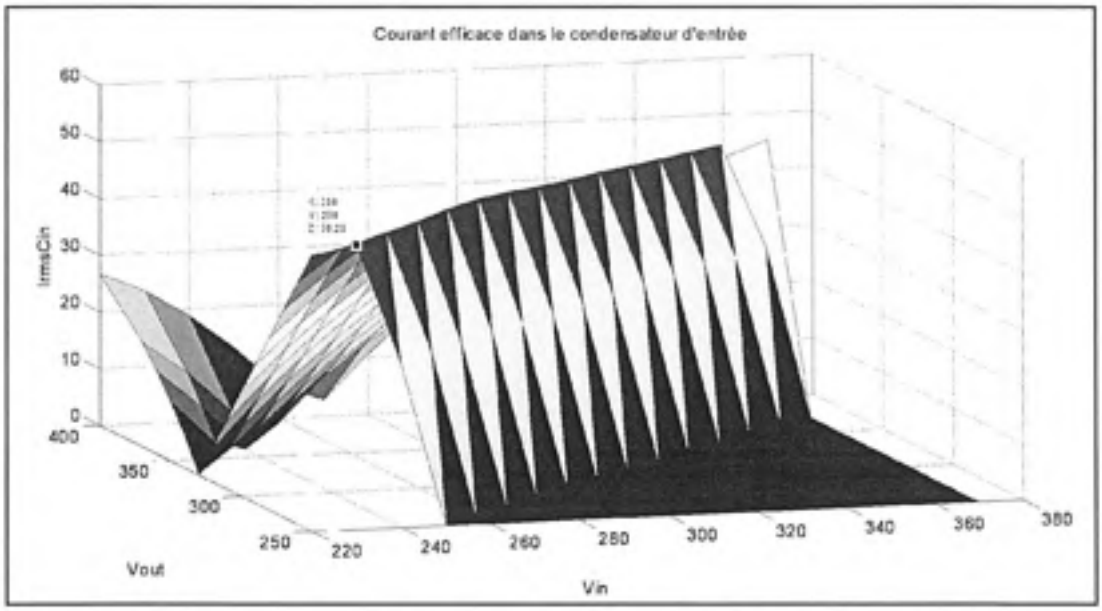

Figure 2.15 Courant efficace dans le condensateur d'entrée pour la topologie à 3 bras.

À partir de la Figure 2.15, on remarque que le plus grand courant efficace à absorber à l'entrée est de $50A_{eff}$ pour une tension d'entrée de 220V et une tension de sortie de 250V.

Le courant efficace que doit absorber le condensateur de sortie peut être trouvé de la même façon que pour le condensateur d'entrée. Cependant, dans ce cas-ci, le condensateur de sortie doit absorber le courant de l'onduleur en même temps que le courant du convertisseur à courant continu. L'équation (2.9) permet de calculer la valeur du courant efficace dans le condensateur de sortie en considérant ces deux contributions.

$$I_{Cout_rms} = \sqrt{\frac{1}{300s}\left(\int_{0}^{270} I_{Cout_Pnom}(t)^2 dt + \int_{270}^{300} I_{Cout_{Pmax}}(t)^2 dt\right)} \tag{2.9}$$

$$Où\ I_{Cout_Pnom}(t) = I_{Cout_Pnom_DC}(t) + I_{Cout_Pnom_Ond}(t)$$
$$et\ I_{Cout_Pmax}(t) = I_{Cout_Pmax_DC}(t) + I_{Cout_Pmax_Ond}(t)$$

Les Figure 2.16, Figure 2.17 et Figure 2.18 montrent les formes du courant obtenues dans le condensateur pour un point d'opération donné.

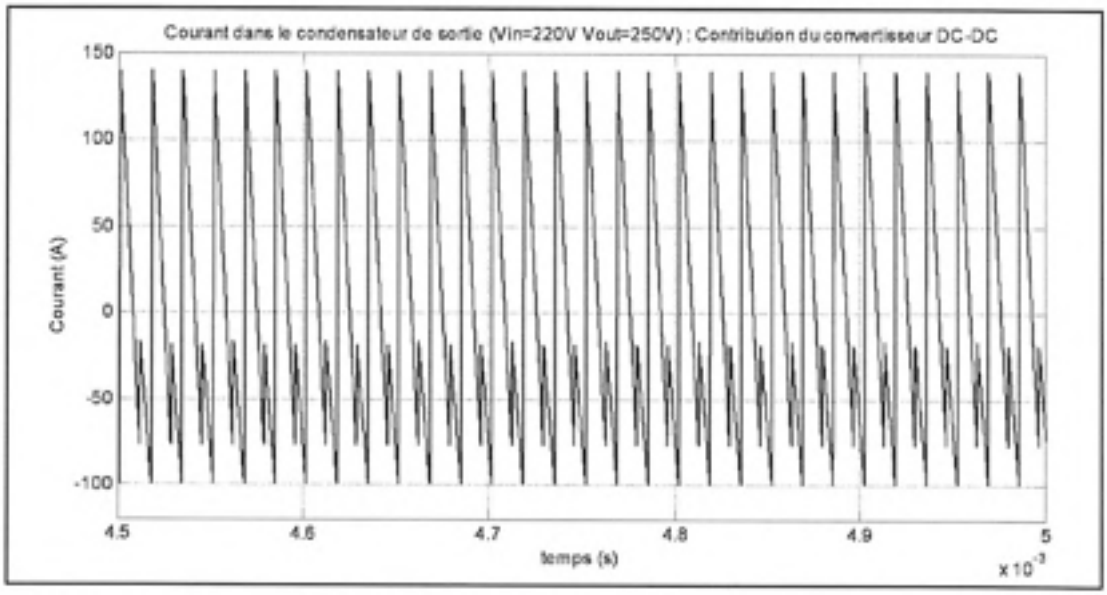

Figure 2.16 Contribution en courant dans le condensateur de sortie provenant du convertisseur DC à 3 bras.

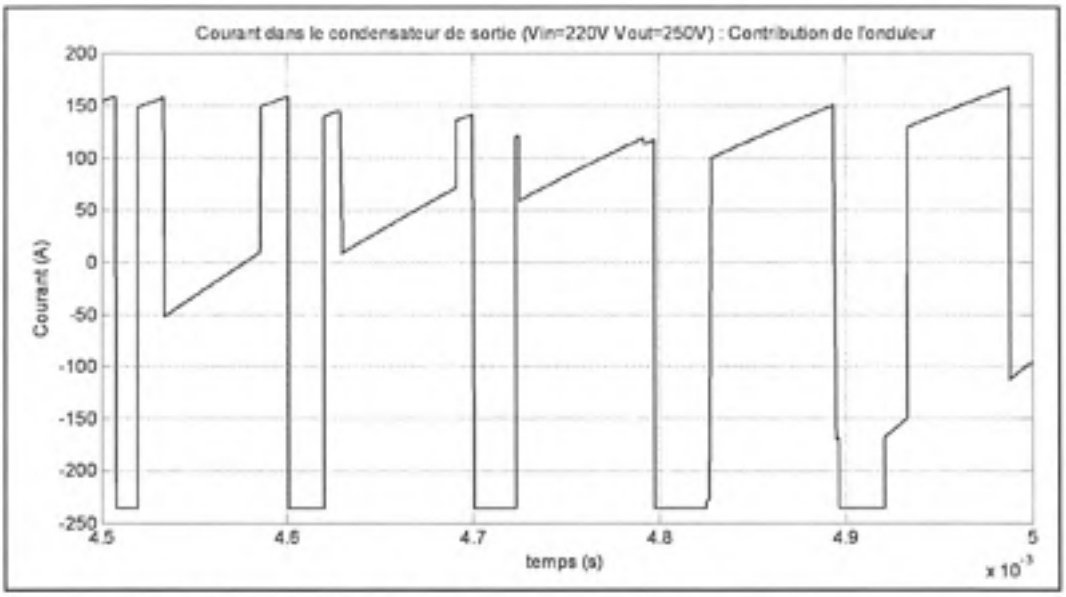

Figure 2.17 Courant dans le condensateur de sortie provenant de l'onduleur.

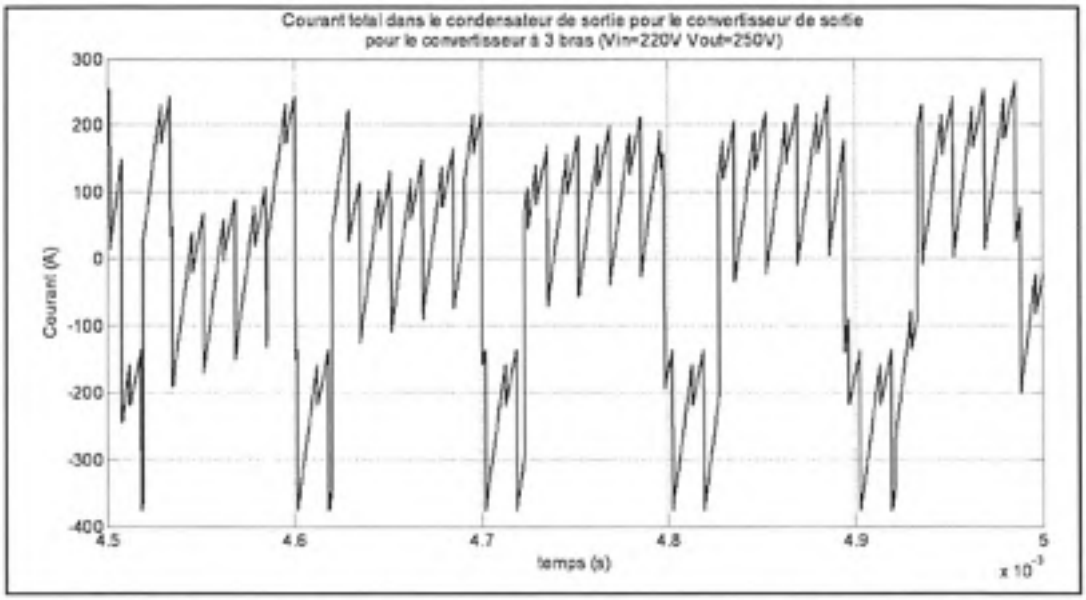

Figure 2.18 Courant total dans le condensateur de sortie pour la topologie à trois bras.

En appliquant l'équation (2.9) pour la plage de tension d'entrée et la plage de tension de sortie, on obtient tous les courants efficaces possibles dans le condensateur de sortie. Le résultat de cette opération est illustré à la Figure 2.19 où l'on peut voir que le pire courant efficace a une valeur de $105A_{rms}$.

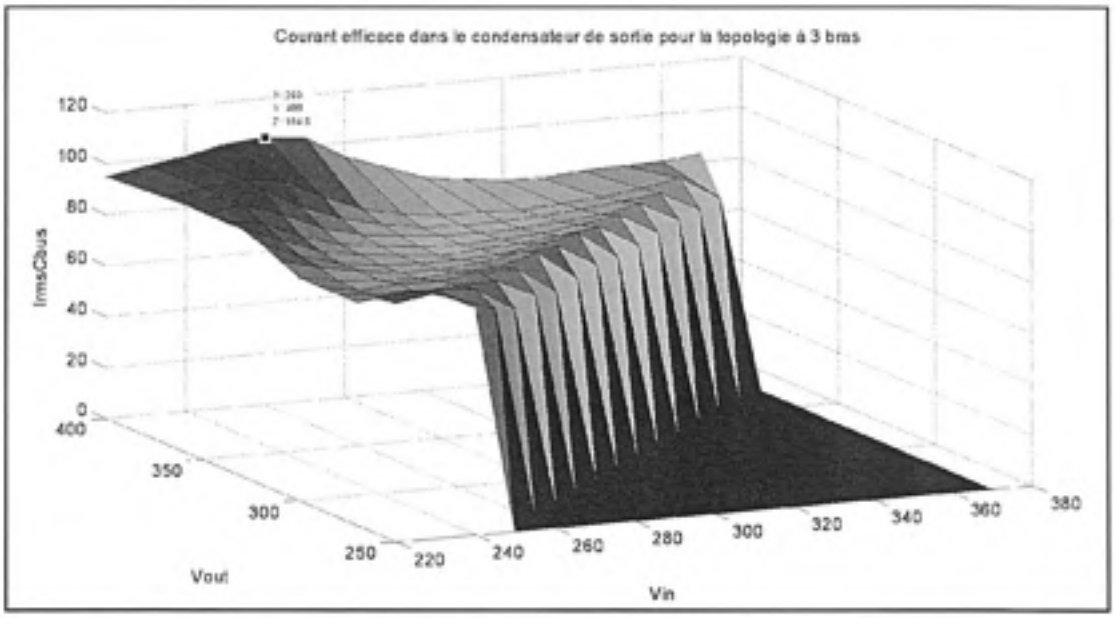

Figure 2.19 Courant efficace dans le condensateur de sortie pour la topologie à 3 bras.

2.3 Pertes dans les IGBTs

La commutation douce des deux topologies étudiées repose sur un circuit résonnant qui opère pendant le temps mort d'une période de commutation. Dans le cas de la topologie à trois bras, on peut étudier séparément chaque bras d'IGBTs puisqu'ils n'ont pas d'impact les uns sur les autres. La Figure 2.20 présente le circuit résonnant résultant lors des temps morts de la commutation où les deux transistors d'un bras sont ouverts.

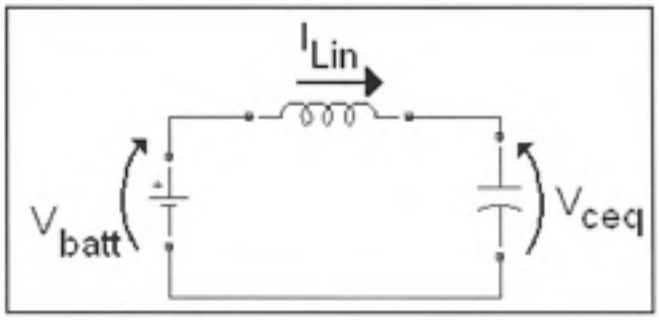

Figure 2.20 Circuit résonnant équivalent
pour la topologie à 3 bras.

L_{in} est l'inductance d'un des trois bras, la source est la batterie de traction et le condensateur est le condensateur équivalent aux deux condensateurs d'amortissement d'un même bras placés en parallèle.

Les pertes à la fermeture ou l'ouverture d'un transistor d'un bras d'IGBTs correspondent à l'équation (2.10).

$$Pertes = Energie \times fréq_{commutation} \tag{2.10}$$

L'énergie dissipée dans le transistor dépend du circuit résonnant de la Figure 2.20. Les équations (2.11) à (2.14) permettent d'estimer l'énergie dissipée dans un transistor lors de son ouverture et de sa fermeture. Certains cas limites à faible énergie initiale ne sont pas gérés par ces équations générales mais ont été considérés lors du calcul des pertes.

$$E_{ON_bas} = \frac{1}{2} C_{eq} \left(V_{ceq_inf}\right)^2 \tag{2.11}$$

$$E_{OFF_bas} = E_{OFF_hardsw} - \frac{1}{2} C_{eq} \left(V_{ceq_sup}\right)^2 \tag{2.12}$$

$$E_{ON_haut} = \frac{1}{2} C_{eq} \left(V_{out} - V_{ceq_sup}\right)^2 \tag{2.13}$$

$$E_{OFF_haut} = E_{OFF_hardsw} - \frac{1}{2} C_{eq} \left((V_{out})^2 - \left(V_{ceq_inf}\right)^2\right) \tag{2.14}$$

Le terme C_{eq} est la valeur du condensateur équivalent dans le circuit de la Figure 2.20 et les tensions V_{Ceq_sup} et V_{Ceq_inf} sont les tensions du condensateur équivalent à la fin d'un temps mort qui survient lorsque le courant est respectivement maximal et minimal. La Figure 2.21 permet de situer ces tensions dans le temps.

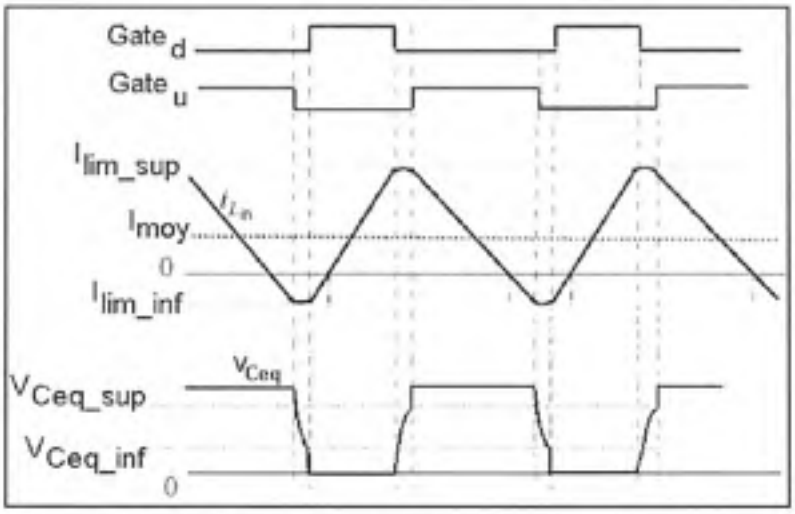

Figure 2.21 Tensions du condensateur équivalent pour le convertisseur à 3 bras en mode élévateur.
Adaptée de Zhang (2006, p. 2)

L'équation (2.11) provient du fait que l'énergie emmagasinée dans le condensateur équivalent pendant le temps mort est totalement absorbée par le transistor du bas lorsqu'il se ferme et court-circuite le condensateur. Pour calculer les pertes à l'ouverture de ce même transistor, l'équation (2.12) montre qu'on soustrait l'énergie absorbée par le condensateur équivalent pendant le temps mort aux pertes par commutation « dure » ou « standard ». Ces pertes par commutation dure sont calculées selon le point d'opération du convertisseur en se référant aux courbes du manufacturier fournies dans la fiche technique des modules IGBTs.

Pour le transistor du haut (équations (2.13) et (2.14)), on utilise la même approche en considérant que la tension est fixe au collecteur du transistor et varie à son émetteur au lieu de l'inverse comme avec le transistor du bas.

À partir de ces équations, on peut déterminer les pertes par commutation pour tous les points d'opération du convertisseur si l'on connait la tension aux bornes du condensateur équivalent après les temps morts d'une période de commutation. Pour trouver cette tension aux bornes du condensateur équivalent après le temps de résonance (temps mort de 2us), le principe de conservation de l'énergie dans un circuit LC a été utilisé.

Dans un circuit LC résonant, l'énergie initiale est théoriquement conservée au fil du temps puisqu'une charge résistive est nécessaire pour dissiper l'énergie en chaleur. Ce phénomène est bien sûr impossible en pratique à cause des résistances parasites qui amortissent les courants et tension, mais l'hypothèse est valable sur une fraction d'une période de résonance. De plus, l'énergie initiale de chaque composante passive correspond à la différence de courant ou de tension avec leur valeur au repos ; en régime permanent après amortissement.

L'énergie initiale dans l'inductance et dans le condensateur au début du temps mort détermine l'énergie totale qui évolue dans le circuit jusqu'à la fermeture d'un des transistors. L'équation (2.15) permet de déterminer l'énergie totale dans le circuit résonant pendant le temps mort.

$$E_{totale} = \frac{1}{2} L_{in} \left(I_{Lin_ini} \right)^2 + \frac{1}{2} C_{eq} \left(V_{batt} - V_{ceq_ini} \right)^2 \tag{2.15}$$

Le courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur dans un circuit LC résonant ont des formes sinusoïdales déphasées d'un quart de période l'une par rapport à l'autre. Puisque le courant sinusoïdal dans l'inductance est un quart de période en retard par rapport à la tension aux bornes du condensateur, l'amplitude d'un de ces signaux est maximale lorsque l'amplitude de l'autre est nulle. L'énergie totale du circuit résonant est alors entièrement accumulée dans l'une des composantes passives. Les équations (2.16) et (2.17) découlent de cette constatation.

$$Amp_{V_{ceq}} = \sqrt{\frac{2 \cdot E_{tot}}{C_{eq}}} \tag{2.16}$$

$$Amp_{I_{Lin}} = \sqrt{\frac{2 \cdot E_{tot}}{L_{in}}} \tag{2.17}$$

Les signaux sinusoïdaux de courant et tension de résonance peuvent être décrits par les équations (2.18) et (2.19). Ces signaux oscillent autour de leur valeur en régime permanent (tension de batterie et courant nul).

$$V_{ceq}(t) = Amp_{V_{ceq}} \cos(\omega_r t - \varphi) + V_{batt} \tag{2.18}$$

$$I_{Lin} = -Amp_{I_{Lin}} \sin(\omega_r t - \varphi) \tag{2.19}$$

La fréquence de résonance des signaux est de

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{in} C_{eq}}} \tag{2.20}$$

et leur déphasage φ est l'angle qui sépare le début de période des sinus/cosinus sans déphasage avec les valeurs initiales des courant et tension au début du temps de résonance. Pour trouver la valeur de ce déphasage, un changement de représentation des signaux a été utilisé.

La représentation par « cercle de résonance », ou « plan de phase » selon Al-Haddad (1995), illustrée à la Figure 2.22 permet de visualiser ces signaux dans un plan différent avec un seul vecteur tournant au fil du temps et contenant la valeur du courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur.

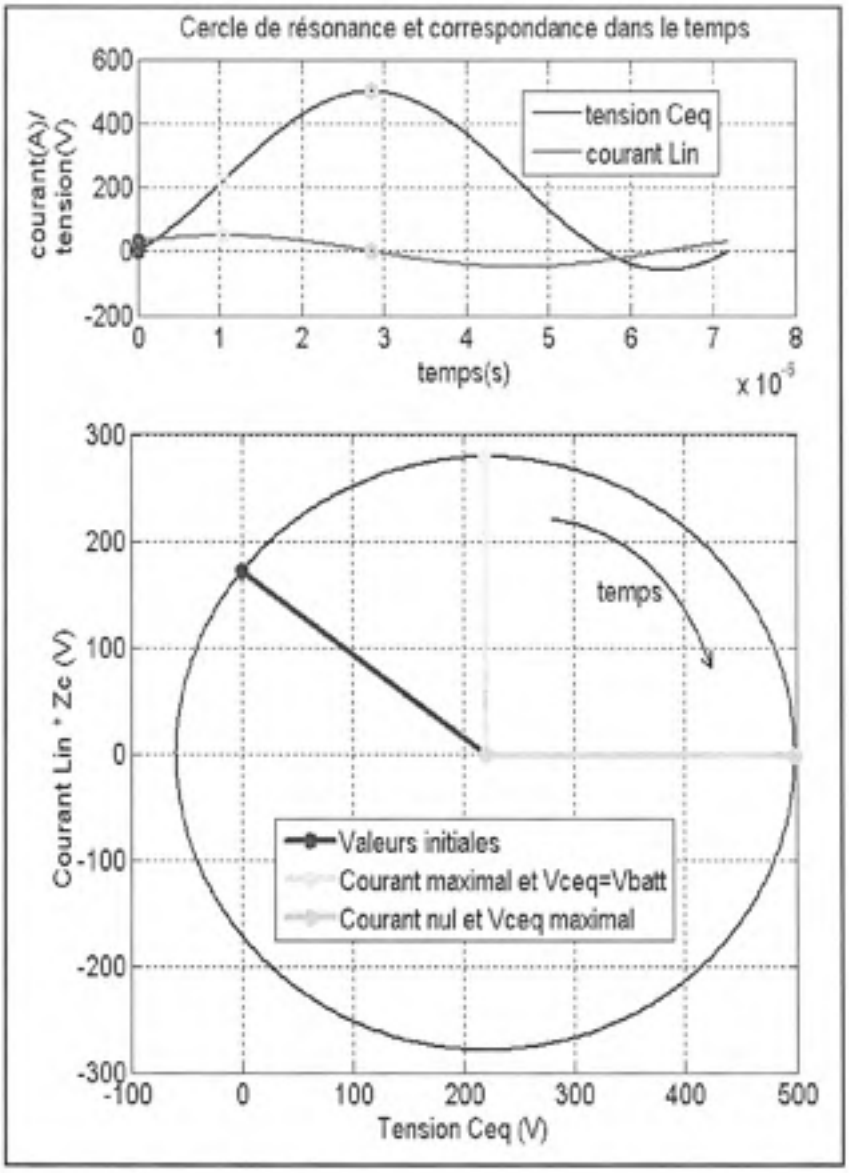

Figure 2.22 Cercle de résonance représentant
le temps mort de la commutation.

Le courant est multiplié par l'impédance caractéristique du circuit LC résonant afin d'obtenir un cercle parfait. Le point central du cercle de résonance représente les valeurs en régime permanent : courant nul et tension de batterie. Pendant la résonance, le courant et la tension « tournent » autour de ces valeurs et un tour complet du cercle correspond à une période de résonance. Le vecteur rouge correspond aux valeurs initiales de courant et de tension et le vecteur vert correspond au début du sinus et du cosinus non déphasé. À partir de ce cercle de

résonance on peut trouver la valeur du déphasage φ pour compléter les équations (2.18) et (2.19) puisque ce déphasage correspond à l'angle entre les vecteurs rouge et vert. Les équations (2.21) et (2.22) permettent respectivement de trouver la valeur du déphasage par trigonométrie pour la limite supérieure et inférieure du courant dans l'inductance.

$$\varphi = \pi - arcsin\left(\frac{I_{Lin_ini} * Z_c}{V_{Ceq_ini}}\right) \tag{2.21}$$

$$\varphi = 2\pi - arcsin\left(\frac{\left|I_{Lin_ini}\right| * Z_c}{V_{Ceq_ini}}\right) \tag{2.22}$$

$$\text{où} \quad Z_c = \sqrt{\frac{L_{in}}{C_{eq}}}$$

En substituant les termes dans l'équation (2.18), et en remplaçant le temps par la durée du temps mort « DT », on obtient les équations complètes de la valeur de la tension aux bornes du condensateur C_{eq} à la fin du temps mort pour la limite supérieure du courant (2.23) et la limite inférieure (2.24).

$$V_{ceq_sup} = \sqrt{\frac{L_{in}\left(I_{Lin_{ini}}\right)^2 + C_{eq}\left(V_{batt} - V_{ceq_{ini}}\right)^2}{C_{eq}}} \tag{2.23}$$

$$\cdot \cos\left(\frac{DT}{\sqrt{L_{in}C_{eq}}} - \left(\pi - arcsin\left(\frac{I_{Lin_{ini}} \cdot \sqrt{\frac{L_{in}}{C_{eq}}}}{V_{Ceq_{ini}}}\right)\right)\right) + V_{batt}$$

(2.24)

En substituant V_{Ceq} dans les équations (2.11) à (2.14) par l'équation (2.18), il est possible d'estimer les pertes par commutation pour tous les points d'opération du convertisseur.

Les Figure 2.23 et Figure 2.24 montrent les pertes par commutation estimées pour 1 bras d'IGBTs pour différentes valeurs de condensateur équivalent à un point de fonctionnement donné et une marge de courant de 60A.

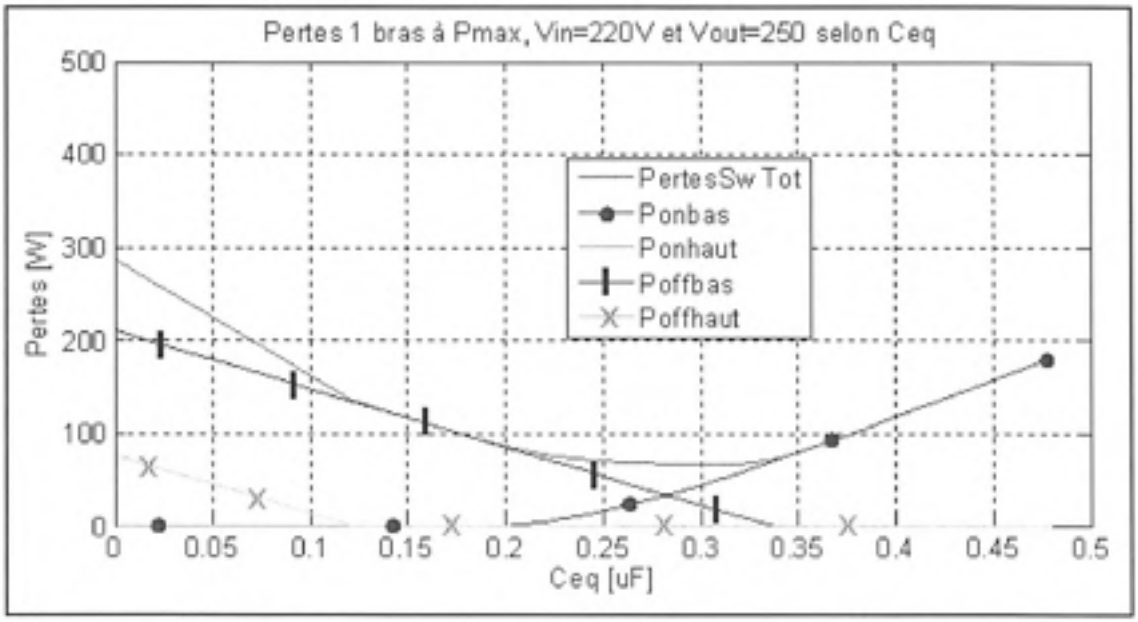

Figure 2.23 Pertes par commutation : Puissance max, 220V à 250V.

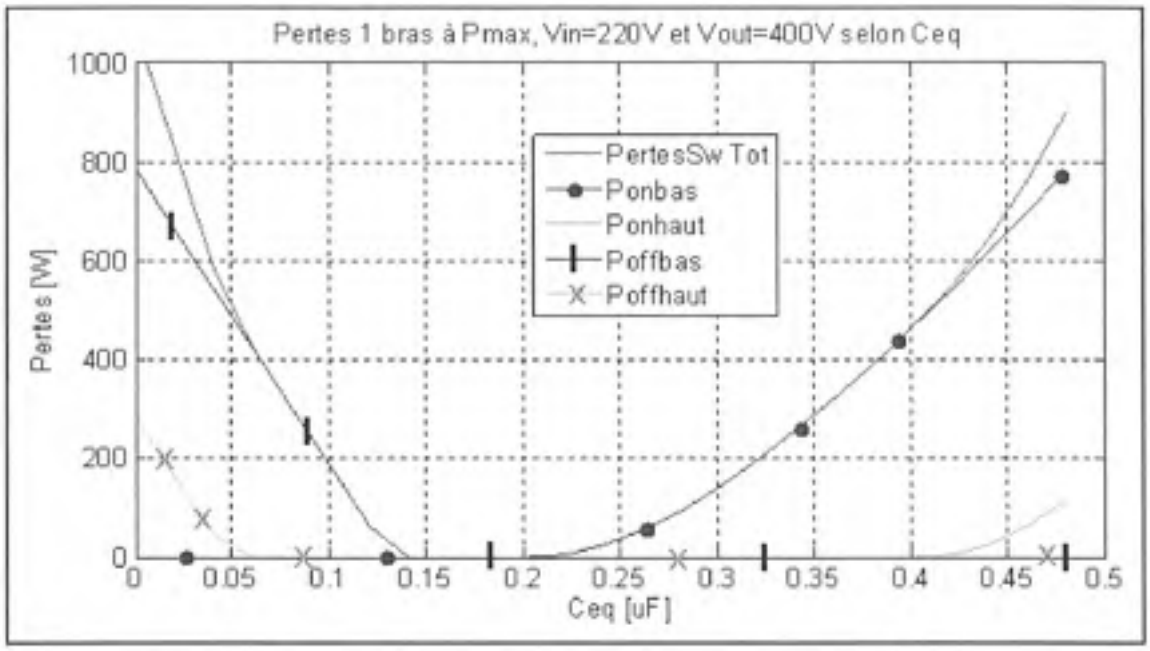

Figure 2.24 Pertes par commutation : Puissance max, 220V à 400V.

En traçant les pertes totales par commutation (courbe « PertesSw Tot » des Figure 2.23 et Figure 2.24) pour toutes les tensions d'entrée et de sortie superposées sur un même graphique, on obtient la Figure 2.25.

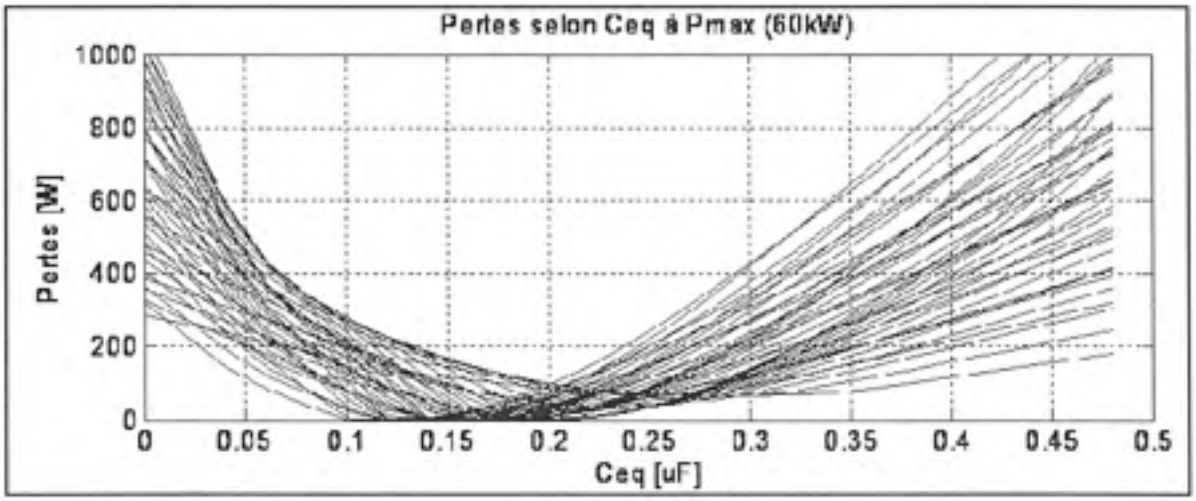

Figure 2.25 Pertes par commutation à puissance maximale pour 1 bras d'IGBTs.

À partir de ce graphique, on peut voir que la valeur du condensateur équivalent devrait être autour de 200nF pour avoir le moins de pertes possible à puissance maximale pour l'ensemble des tensions d'opération. Cependant, cette conclusion ne considère pas les puissances plus faibles et le mode génération. Afin d'obtenir le bon choix de condensateur, on doit obtenir le même graphique qu'à la Figure 2.25 pour plusieurs puissances d'intérêt. Les pertes par commutation pour toutes les tensions d'opération à différentes puissances sont présentées aux Figure 2.26, Figure 2.27, Figure 2.28, Figure 2.29 et Figure 2.30.

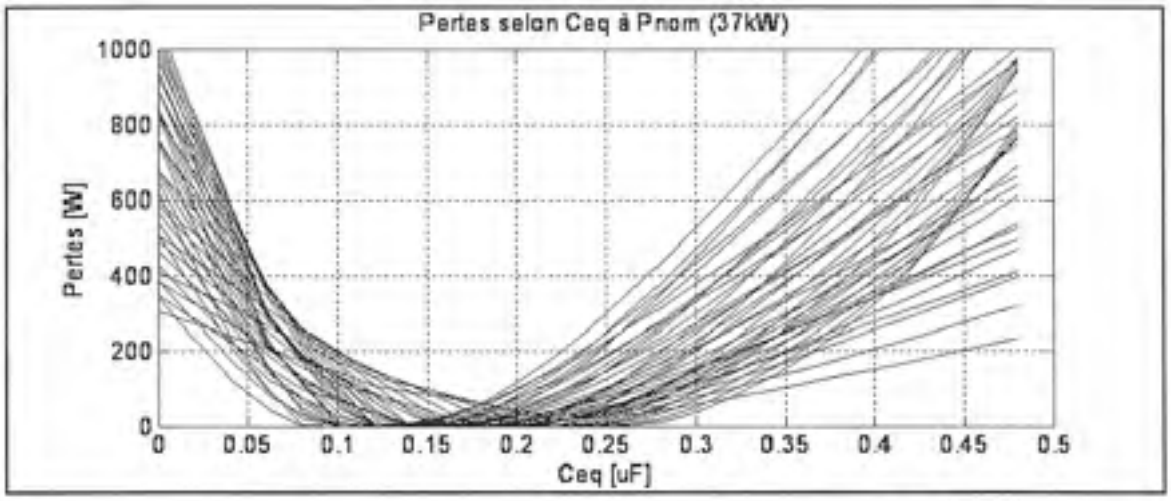

Figure 2.26 Pertes par commutation pour 1 bras d'IGBTs à Pnom.

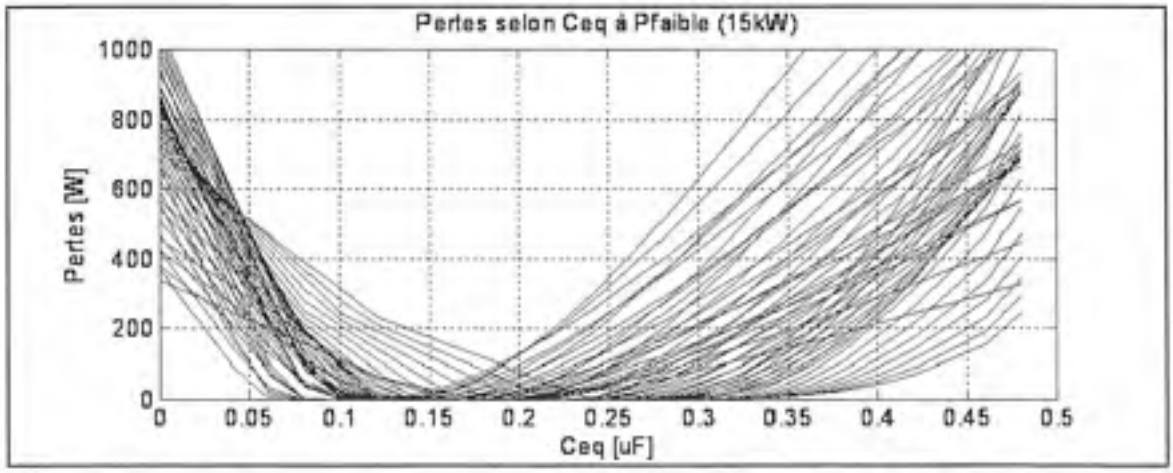

Figure 2.27 Pertes par commutation pour 1 bras d'IGBTs à faible puissance.

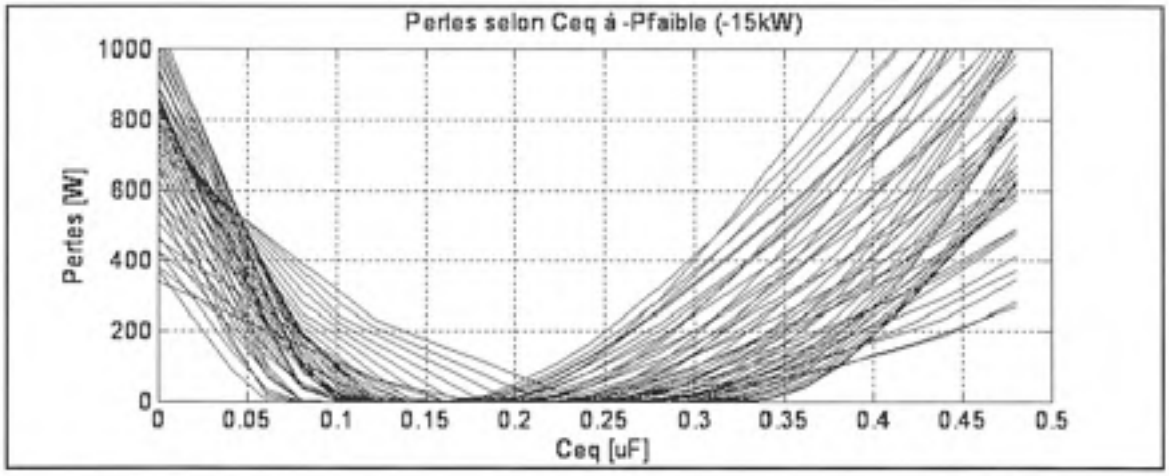

Figure 2.28 Pertes par commutation pour 1 bras d'IGBTs en génération faible.

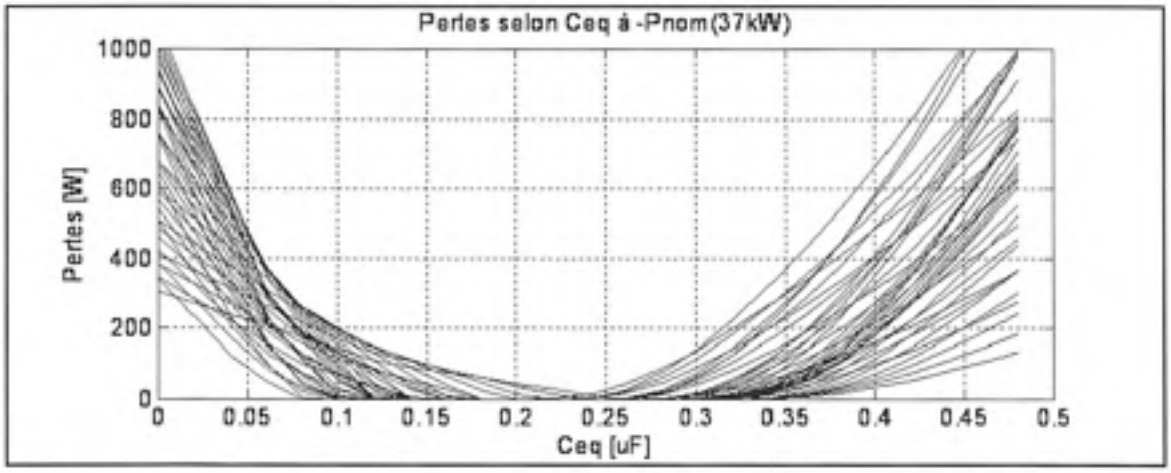

Figure 2.29 Pertes par commutation pour 1 bras d'IGBTs en génération de puissance nominale.

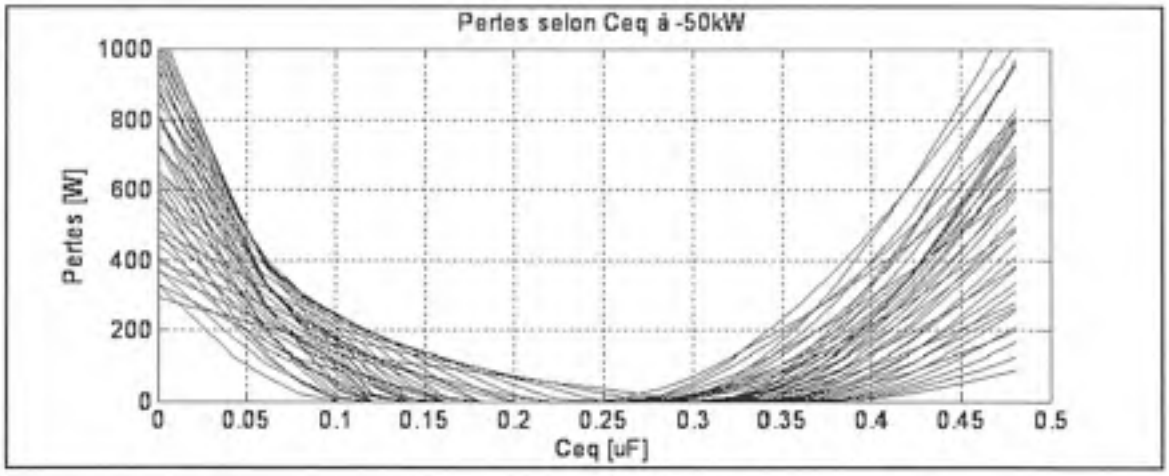

Figure 2.30 Pertes par commutation pour 1 bras d'IGBTs en génération maximale.

En analysant chacun de ces graphiques, une valeur de condensateur équivalent entre 150nF et 300nF apparaît comme le meilleur compromis sur les pertes par commutation du convertisseur pour tous ses points d'opération avec une marge de courant de 60A.

Pour choisir la bonne marge de courant inverse dans l'inductance, on doit ajouter aux pertes par commutation les pertes par conduction qui augmentent avec la marge de courant négative.

Les pertes par conduction ont été calculées sur une période complète de commutation selon le point d'opération. Les courbes du manufacturier du module d'IGBTs à 150°C (pire cas) ont été reproduites en équations afin d'obtenir la valeur de la tension V_{ce} correspondant au courant I_C dans un transistor. Aussi, les diodes antiparallèles ont été considérées comme faisant partie du bras d'IGBTs. La tension aux bornes de la diode en fonction du courant qui la traverse a donc été mise en équation à partir des courbes de la fiche technique du module à 150°C. À partir de ces équations, il est possible de trouver les pertes par conduction des quatre semi-conducteurs d'un bras de transistors en résolvant l'équation (2.25) avec les équations (2.26) et (2.27).

(2.25)

(2.26)

—

(2.27)

—

En ajoutant les pertes par conduction des IGBTs aux pertes par commutation à puissance nominale (Figure 2.26), on obtient la Figure 2.31.

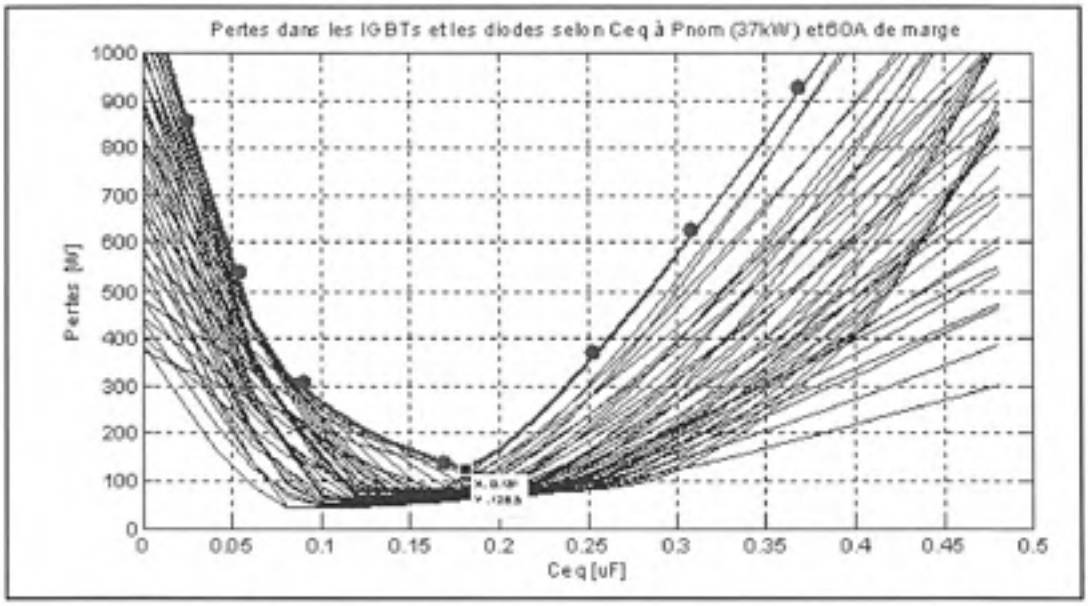

Figure 2.31 Pertes minimales atteignables à puissance nominale pour 60A de marge.

Les pertes maximales pour tous les points d'opération confondus sont surlignées par des motifs. La plus petite valeur de cette courbe représente les pertes les plus faibles atteignables à puissance nominale. En retenant cette valeur de pertes optimales pour différentes marges de courant à puissance nominale et maximale, on obtient la Figure 2.32.

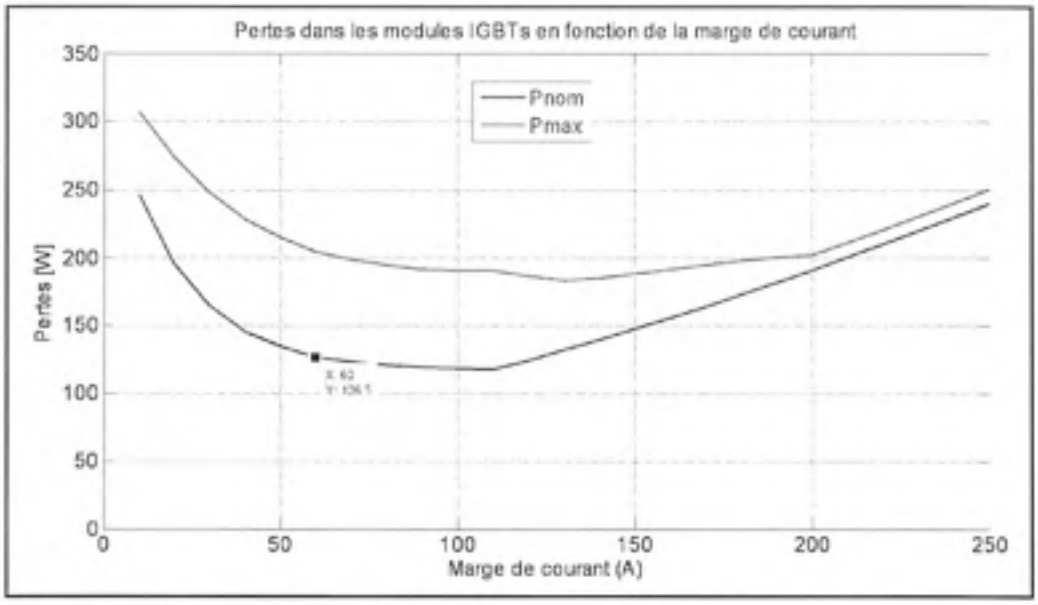

Figure 2.32 Pertes dans les IGBTs en fonction de la marge de courant.

On peut remarquer que les pertes diminuent avec l'augmentation de la marge de courant jusqu'à un point minimal avant d'augmenter lorsque les pertes par conduction deviennent trop importantes par rapport à la diminution des pertes par commutation. Puisque le convertisseur doit être optimisé en rendement pour une puissance nominale, on considère particulièrement cette puissance d'opération pour le choix de la marge de courant adéquate. La courbe de la puissance nominale montre que les pertes ne diminuent presque plus à partir de 60A. Une marge de courant plus élevée nécessiterait des inductances et des condensateurs plus gros. 60A s'impose donc comme le meilleur compromis entre le rendement des IGBTS et le dimensionnement des éléments passifs.

La Figure 2.33 présente le rendement total des trois bras d'IGBTs pour trois points d'opération avec un condensateur équivalent de 200nF (deux condensateurs d'amortissement de 100nF) et une marge de courant de 60A.

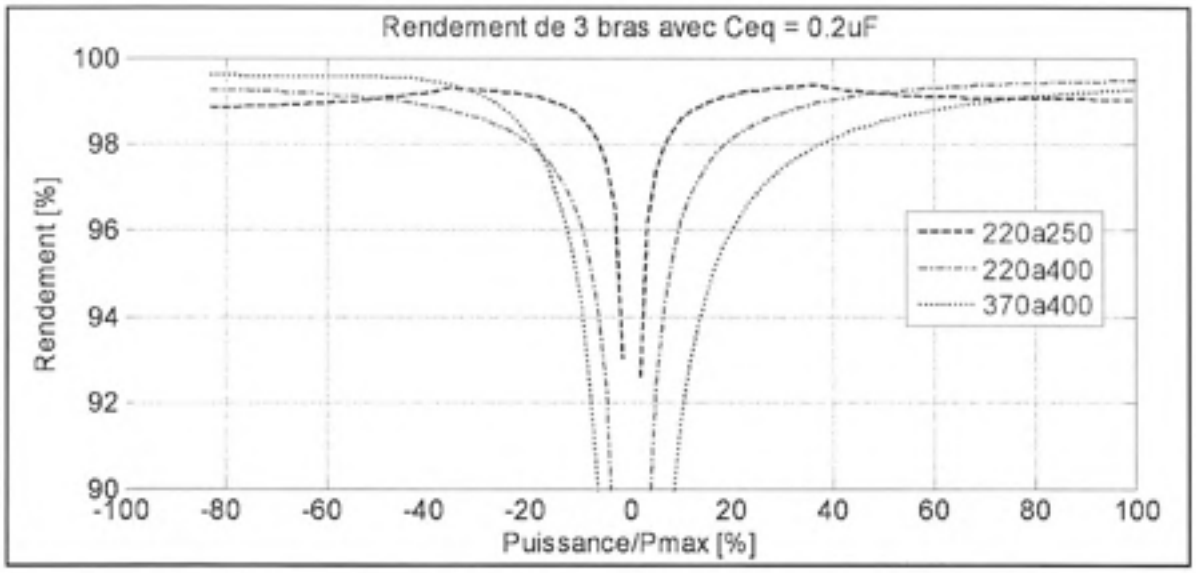

Figure 2.33 Rendement des IGBTS : Topologie à 3 bras (Ceq = 200nF).

2.4 Noyau magnétique et bobinage des inductances

La conception d'inductances avec des contraintes sévères telles qu'un courant continu élevé et un courant d'ondulation important à haute fréquence nécessite beaucoup de précautions. Une investigation itérative doit être faite pour le choix du conducteur et du matériau magnétique à utiliser, en gardant comme objectif la performance, le volume et le coût. La Figure 2.34 présente un exemple tableau comparatif des différents matériaux magnétiques intéressants pour la topologie à trois bras.

MICROLITE® Cores Relative to Other Material Systems

Parameters	MICROLITE	Iron Powder	MPP	Kool Mu	Ferrite
B_{SAT} (T)	1.56	1.0-1.4	.75	1.1	.35
Perm	250	75	125	125	Gap dependent
Power Loss (W/kg)	<80	680	65	140	<65
% Permeability	50	50	50	50	<25
Turns	1	1.8	1.1	1.1	2.1

Assumptions
- *Based on 50% permeability with 50 Oe of bias*
- *2500 perm ferrite was used for comparison*
- *Core loss comparison at 100 kHz and 1 kG BAC*

Figure 2.34 Tableau comparatif de matériaux magnétiques.
Tirée de METGLAS (2008, p. 14)

Puisqu'un fort courant continu traverse l'inductance, un noyau ayant une densité de flux de saturation élevée doit être considéré afin de garantir la stabilité de la valeur de l'inductance. De plus, l'importante ondulation du courant provoque des pertes fer dans le noyau et le noyau choisi doit minimiser ces pertes. Un autre critère important est la facilité d'assemblage des inductances.

Le choix d'un noyau magnétique comporte de nombreux degrés de liberté. Une démarche itérative de calculs et de recherche de noyaux sur le marché appuyée par la simulation par éléments finis en deux dimensions est nécessaire pour obtenir le plus précisément possible les caractéristiques souhaitées : un volume et un coût minimal, ainsi que de faibles pertes.

Pour le conducteur de l'inductance, le cuivre est le matériau qui s'impose puisqu'il est facilement malléable et a une bonne conductivité. Aussi, pour maximiser l'utilisation de la fenêtre du noyau magnétique, on opte pour un fil avec une section rectangulaire comme présenté à la Figure 2.35. La section rectangulaire permet aussi de limiter l'épaisseur du conducteur pour contrer l'effet de peau.

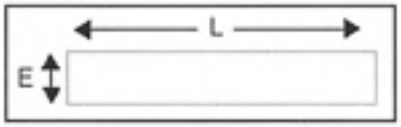

Figure 2.35 Section voulue du conducteur
en cuivre d'une composante magnétique.

Les étapes suivantes, tirées de McLyman (2004), forment la boucle itérative menant au choix du noyau et du conducteur de l'inductance :

A) On choisit le matériau magnétique selon la prédominance d'un ou de plusieurs des paramètres suivants : l'ondulation du courant, la fréquence de l'ondulation et le courant continu.

B) On trouve l'énergie contenue dans l'inductance à puissance maximale (–) ainsi que le coefficient de conditions électriques (équation (2.28)).

(2.28)

Où B_m est la densité de flux maximale du matériau magnétique choisi

C) On détermine le coefficient de géométrie du noyau voulu par l'équation (2.29).

$$K_g = \frac{Energie^2}{K_e \cdot reg} \tag{2.29}$$

Où « *reg* » est le pourcentage de régulation du flux (ex : 1 pour 1%)

D) À partir du coefficient, on trouve sur le marché un noyau fait du matériau choisi ayant un coefficient K_g plus grand ou égal à celui calculé.

Le nombre de spires du conducteur peut être déterminé à partir des caractéristiques du noyau choisi et l'entrefer voulu (posé à la 1ère itération) par l'équation (2.30).

$$N = \sqrt{\frac{\left(l_g + \left(\frac{MPL}{u_m}\right)\right) L}{0{,}4 \cdot \pi \cdot A_c \cdot F_f \cdot 10^{-8}}} \tag{2.30}$$

l_g : Entrefer

MPL : Longueur du chemin magnétique

u_m: Permitivité relative

A_c : Section du noyau

F_f : Facteur de flux de frange

E) On calcule avec l'équation (2.31) la densité de flux alternatif dans le noyau choisi.

$$B_{AC} = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot N \cdot \frac{\Delta I}{2} \cdot F_f \cdot 10^{-4}}{l_g + \left(\frac{MPL}{u_m}\right)} \tag{2.31}$$

F) Pour obtenir des pertes acceptables, on cible un B_{AC} selon le matériau utilisé (exemple : 0.1T pour la ferrite). Puisque la densité de flux est inversement proportionnelle à l'aire de la section du noyau, on trouve l'aire de la section requise pour obtenir la densité de flux cible.

G) À partir de cette nouvelle section, on détermine le nombre de spires correspondant avec l'équation (2.30).

H) Avec l'équation (2.32) on détermine l'épaisseur voulue du fil de cuivre (« E » sur la Figure 2.35) afin de limiter l'effet de peau et obtenir un rapport R_{ac}/R_{dc} le plus bas possible.

$$\acute{E}paisseur = 2(\epsilon) = 2\left(\frac{6{,}62}{\sqrt{f}}\right) \tag{2.32}$$

Où « ϵ » est l'épaisseur de peau et « f » est la fréquence d'ondulation du courant

I) À partir de la densité de courant du cuivre et du courant efficace maximal parcourant le conducteur de l'inductance, on déduit l'aire minimale de la section du conducteur en cuivre puis la largeur de fil correspondante (L sur la Figure 2.35). Puis, on trouve un fil disponible sur le marché qui a les dimensions le plus près possible de ce qui a été calculé.

J) Avec l'équation (2.33), on calcul les pertes totales dans une des trois inductances. Les pertes cuivre sont trouvées à partir de la longueur du cuivre pour cette inductance et la section du fil. Les fiches techniques du matériau magnétique retenu permettent de calculer les pertes fer dans le noyau magnétique à partir de la densité de flux alternatif, du poids du noyau et de la fréquence de l'ondulation de courant.

$$Pertes\ dans\ l'inductance = P_{cu} + P_{fer} \tag{2.33}$$
$$= P_{cu\ ac} + P_{cu\ dc} + P_{fer}(B_{AC}, Poids, Fréquence)$$

Où

$$P_{cu_ac} = R_{ac} \cdot \left(\frac{\Delta I}{\sqrt{12}}\right)^2$$

$$P_{cu_dc} = R_{dc} \cdot {I_{dc}}^2$$

$$R_{dc} = \frac{1{,}72 \cdot N \cdot (longueur\ moyenne\ d'une\ spire)}{Aire\ de\ la\ section\ de\ cuivre}$$

$$R_{ac} = R_{dc} \cdot \frac{\xi}{2}\left(\frac{\sinh(\xi)+\sin(\xi)}{\cosh(\xi)-\cos(\xi)} + (2m-1)^2\frac{\sinh(\xi)-\sin(\xi)}{\cosh(\xi)+\cos(\xi)}\right),$$ [1]

$$\xi = \frac{\sqrt{\pi}}{2}\frac{diamètre\ du\ fil}{profondeur\ de\ peau}$$

$$m = nombre\ de\ couches\ de\ fils$$

K) À l'aide d'un logiciel de simulation par éléments finis Flux 2D (2009) et des caractéristiques des composantes de l'inductance trouvées, on obtient une estimation plus réaliste de la distribution du flux et de sa densité dans le noyau. La Figure 2.36 présente la distribution du flux dans un noyau obtenue par simulation.

[1] Selon Ferreira (1994)

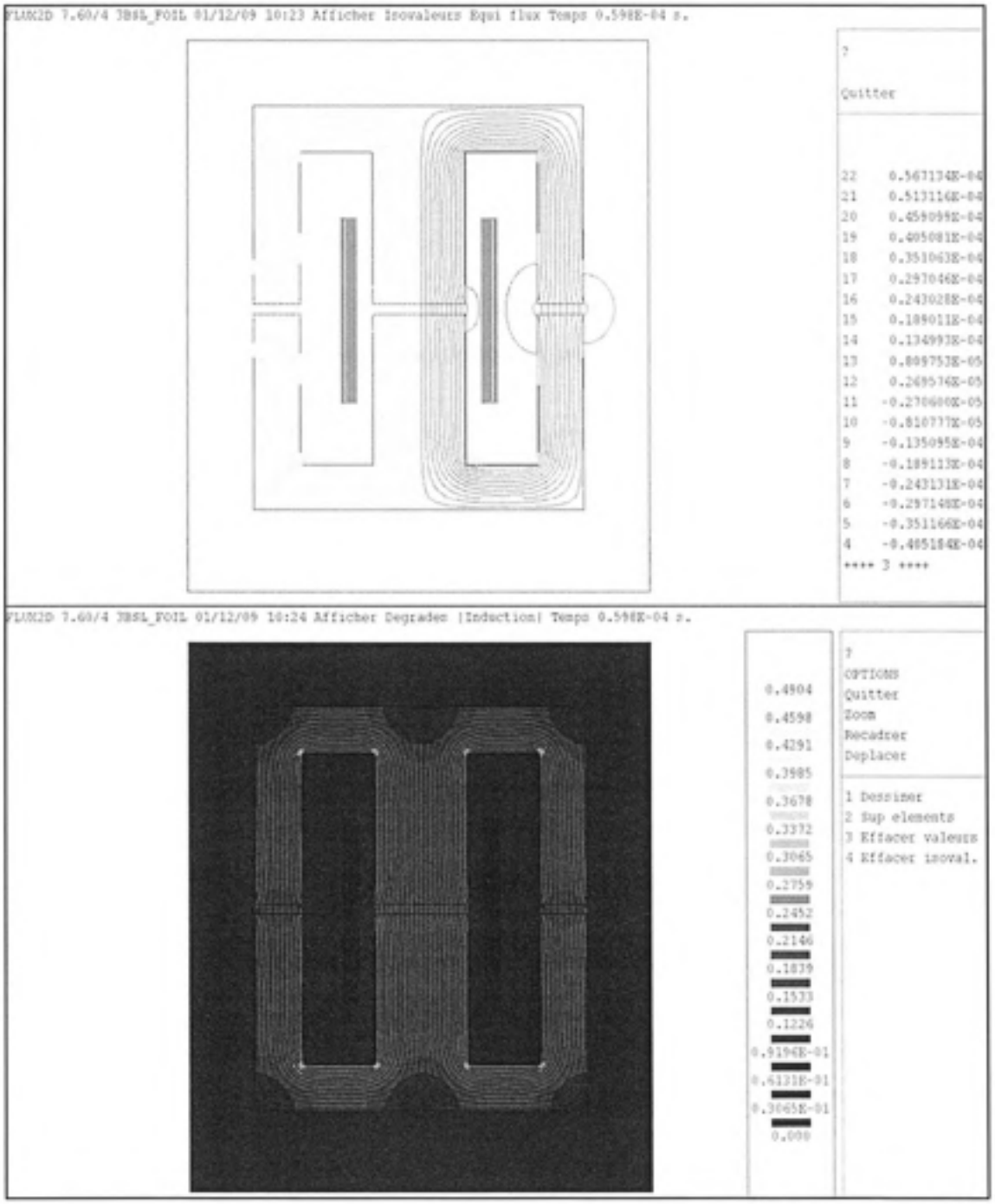

Figure 2.36 Distribution du flux par simulation à partir du logiciel Flux 2D.

Le logiciel permet aussi d'obtenir des pertes cuivre plus précises en tenant compte de l'effet de peau et de proximité.

Pour obtenir des pertes et un volume optimaux, on répète les étapes précédentes pour affiner la conception et choisir le bon noyau (pouvant être formé de plusieurs noyaux « empilés ») et le bon conducteur de cuivre (pouvant être formé de plusieurs conducteurs en parallèle).

Pour les deux topologies étudiées, les composantes magnétiques requises ont des caractéristiques (dimensions) non standards. Si le coût est avantageux par rapport aux produits « standards » devant être usinés, un noyau magnétique fait sur mesure peut être commandé chez un fabriquant. La solution optimale retenue est présentée dans le bilan des pièces.

2.5 Nouvelles pièces, bilan des coûts et bilan des pertes

Les nouvelles pièces nécessaires pour la topologie à trois bras qui ont un impact significatif sur le coût total sont décrites ci-dessous avec leur coût associé pour 5000 unités sur deux ans. Pour le condensateur de sortie et d'entrée, des modèles standards furent sélectionnés pour la comparaison des topologies mais le produit nécessitera un condensateur fait sur mesure pour les deux topologies afin de permettre un montage à faible volume et une diminution de l'inductance parasite en série. Ce condensateur sur mesure sera plus coûteux que son équivalent standard.

Tableau 2.1 Nouvelles pièces requises pour la topologie à trois bras

Pièce	Caractéristiques	Coût
Condensateur d'entrée	2 x « UL3_Q157K » Electronic Concept 500V, 150µF et 56,3Arms	2x36,18$
Condensateur de sortie	2 x « UL3_Q157K » Electronic Concept 500V, 150µF et 56,3Arms	2x36,18$
Circuit pour un bras supplémentaire	Composantes du circuit d'attaque des grilles d'IGBTs	22,30$[2]
Noyaux magnétiques	6 x « E100/60/32 » Ferroxcube Noyau de ferrite en « E » 100mm de long et 60mm de haut Section de 28mm par 28mm Total de 5 kg	6x9,80$
Fil de cuivre	2,34m de cuivre (1,303 lbs) Thyssen Krupp Bande de cuivre en feuille 0,508mm par 55,88mm	6,39$
Total	-	**232,21$**

[2] Selon le fichier de TM4 inc. « Mo3 PO.5 AVL Total_091013.xls »

Tableau 2.2 Pièces du convertisseur actuel n'étant plus requises pour la topologie à trois bras

Pièce	Caractéristiques	Coût
Condensateur d'entrée	2 x « UP36BC0300 » en parallèle 600V, 30µF et 12,4Arms	2x14,98$
Condensateur de sortie	Condensateur fait sur mesure Kemet 1800µF	310,50$[3]
Noyaux magnétiques	2x Noyau en « U » jumelé à un « I » Fer laminé	2x39,62$
Fil de cuivre	Fil rectangulaire 1,3mm par 5,82mm	24,35$
Total	**-**	**444,05$**

En considérant que le coût total du convertisseur actuel est de 745,75$[4], on peut conclure que la topologie à trois bras suggérée permet une économie de 28,4% (211,84$) sur le convertisseur actuel.

La Figure 2.37 présente le bilan des pertes totales pour la topologie à 3 bras. Les pertes dans les trois inductances ont été ajoutées aux pertes des modules IGBTs présentées à la Figure 2.33.

[3] Coût par unité pour 10000 unités selon le fichier de TM4 inc. « Mo3 PO.5 AVL Total_091013.xls »

[4] Coût d'un convertisseur STEC pour 5000 unités selon le fichier de TM4 inc. « Mo3 PO.5 AVL Total_091013.xls »

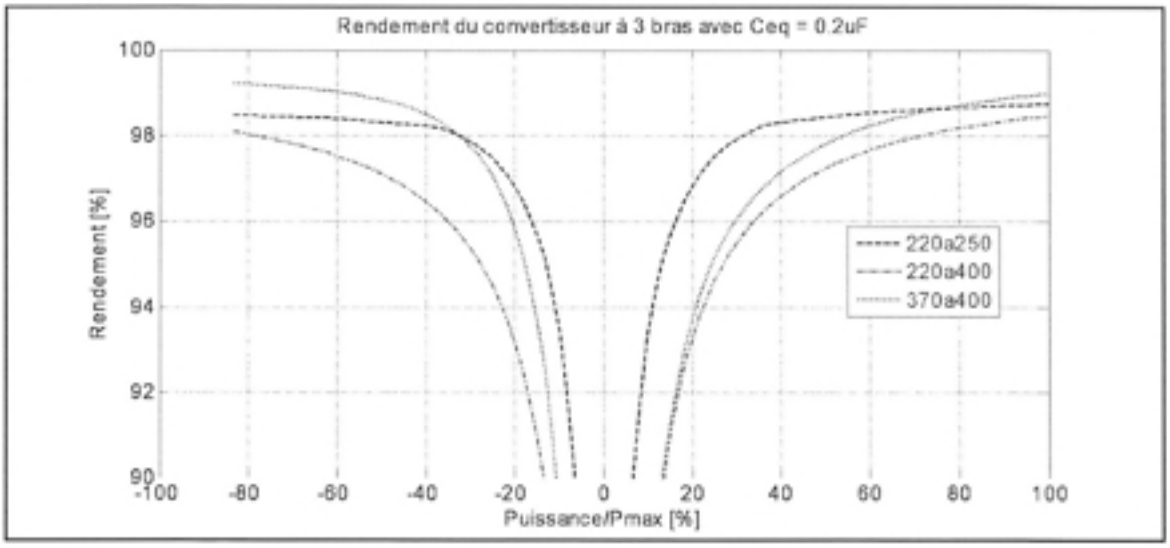

Figure 2.37 Bilan des pertes pour la topologie à trois bras.

CHAPITRE 3

CONCEPTION DÉTAILLÉE POUR LA TOPOLOGIE AVEC TRANSFORMATEUR INTERPHASE

3.1 Contrôle à fréquence de commutation variable et adaptative

Pour adapter cette topologie avec IPT aux requis de TM4, un contrôle a été développé pour optimiser le dimensionnement et le rendement du convertisseur. La démarche utilisée est similaire à celle présentée pour la topologie à trois bras.

Une fréquence de commutation minimale de 20kHz a été retenue afin d'obtenir un avantage significatif au niveau du dimensionnement du condensateur de sortie.

Pour dimensionner l'inductance d'entrée, on considère l'ondulation de courant acceptée à l'entrée du STEC TM4 comme ondulation de courant maximale. Ainsi, on s'assure que le courant efficace dans condensateur d'entrée ne diffèrera pas de celui du STEC. Pour dimensionner l'inductance de magnétisation du transformateur (le quart de l'inductance différentielle), on considère l'ondulation du courant permettant d'inverser le courant dans un enroulement pour une marge de courant négatif donnée.

En analysant le circuit de la Figure 1.8 avec les lois de Kirchhoff, il est possible de déterminer les équations (3.1) à (3.6) qui décrivent les éléments magnétiques d'intérêt.

Pour D≤50% :

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{2\Delta I_{in} \cdot fsw} \cdot \frac{(1-2D)}{(1-D)} \tag{3.1}$$

$$\Delta I_T = Courant\ d'un\ enroulement \tag{3.2}$$
$$= 2\left((i_{DCmax}/2) + marge\right)$$

$$\Delta I_{diff} = \Delta I_T - \frac{\Delta I_{in}}{2} \tag{3.3}$$

$$L_{magn} \cdot 4 = L_{diff} = \frac{V_{out} \cdot D}{\Delta I_{diff} \cdot fsw} \tag{3.4}$$

Pour D>50% :

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{2\Delta I_{in} \cdot fsw} \cdot \frac{(2D-1)}{(D)} \tag{3.5}$$

$$L_{diff} = \frac{V_{out} \cdot (1-D)}{\Delta I_{diff} \cdot fsw} \tag{3.6}$$

Pour les tensions d'entrée et de sortie engendrant le cycle de travail D le plus petit, on obtient l'ondulation de courant la plus importante pour une inductance donnée. Donc, avec D_{min} pour l'application de TM4 et pour l'ondulation maximale à l'entrée du STEC, on obtient L_{in}=20.9µH. À partir des équations (3.1) et (3.3), il est possible de déterminer l'ondulation de courant dans l'inductance pour certaines tensions d'intérêt sur toute la plage de puissances d'opération (Figure 3.1).

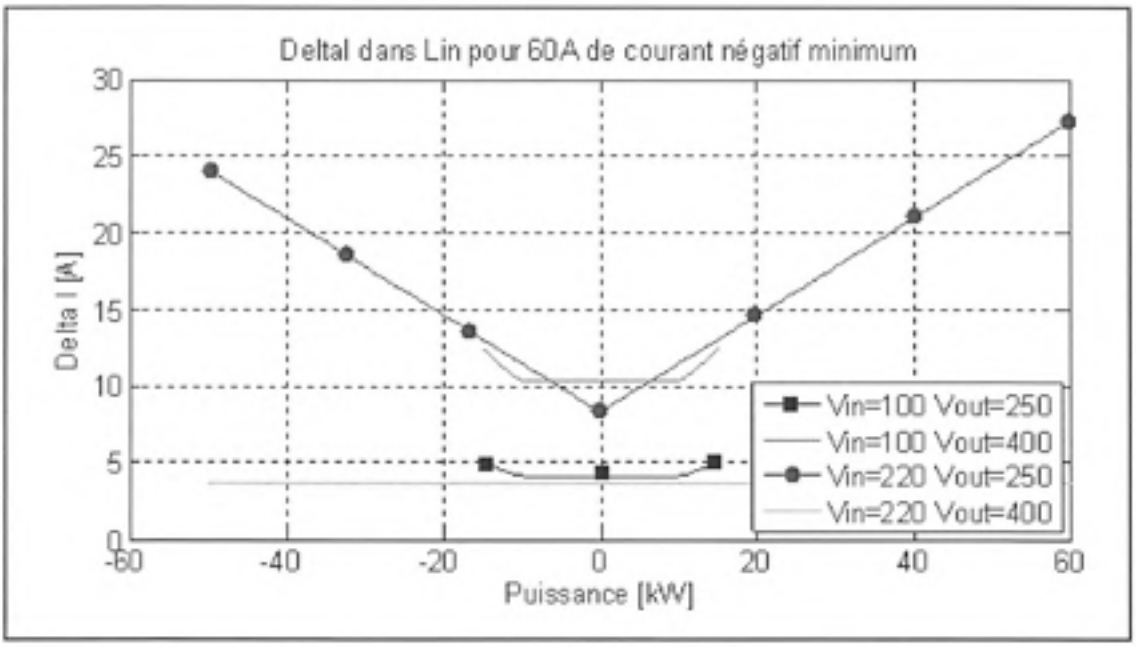

Figure 3.1 Ondulation de courant dans l'inductance d'entrée.

Comme pour la topologie à trois bras avec ses inductances d'entrée, on trouve la valeur d'inductance différentielle la plus élevée permettant d'atteindre l'inversion du courant dans les enroulements du transformateur. Avec la fréquence minimale de 20kHz et le cycle de travail D le plus petit, on utilise l'équation (3.4) pour obtenir L_{diff}=3,9568µH. La Figure 3.2 montre la variation de l'inductance différentielle maximale avec la fréquence minimale pour différents points d'opération.

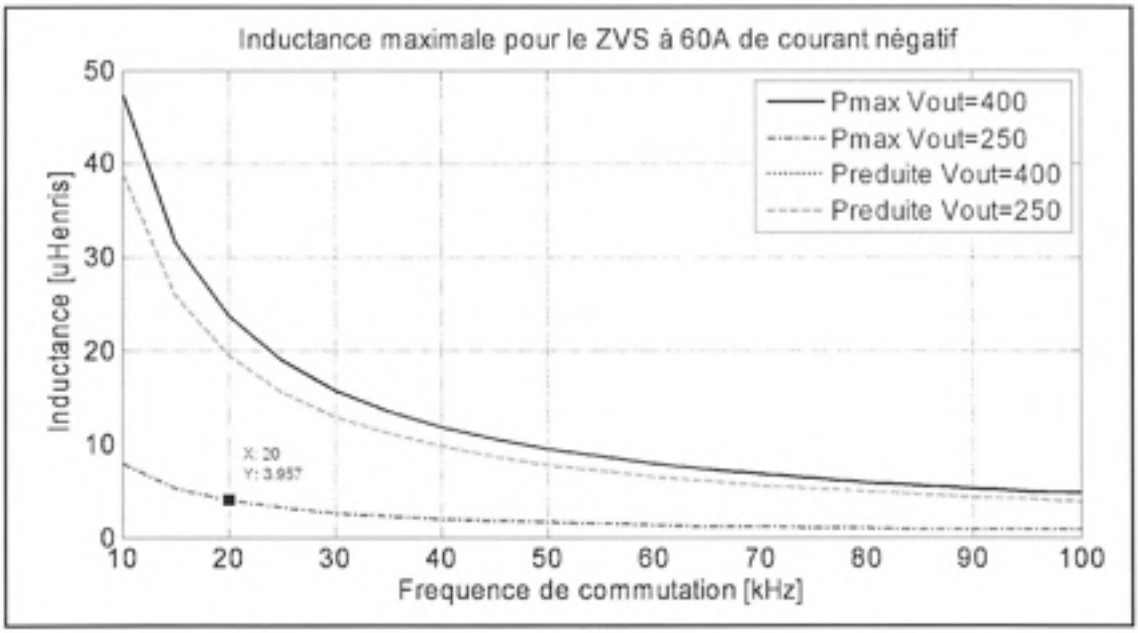

Figure 3.2 Inductance maximale pour permettre l'inversion de courant.

Comme dans le cas de la topologie à trois bras, on doit s'assurer qu'à la puissance maximale, l'ondulation de courant soit la même pour des cycles de travail maximal et minimal. En remaniant les équations (3.4) et (3.6), on peut obtenir les équations générales de la fréquence selon le point d'opération ((3.7) et (3.8)).

Pour D≤50% :

$$f_{sw} = \frac{V_{out} \cdot D}{\Delta I_{diff} \cdot L_{diff}} \tag{3.7}$$

Pour D>50% :

$$f_{sw} = \frac{V_{out} \cdot (1 - D)}{\Delta I_{diff} \cdot L_{diff}} \tag{3.8}$$

L'équation (3.8) permet de trouver la fréquence maximale de commutation de 115kHz pour le cycle de travail maximal.

Les Figure 3.3 et Figure 3.4 présentent respectivement les limites supérieures et inférieures du courant ainsi que la fréquence de commutation pour toutes les puissances et quelques tensions d'opérations importantes.

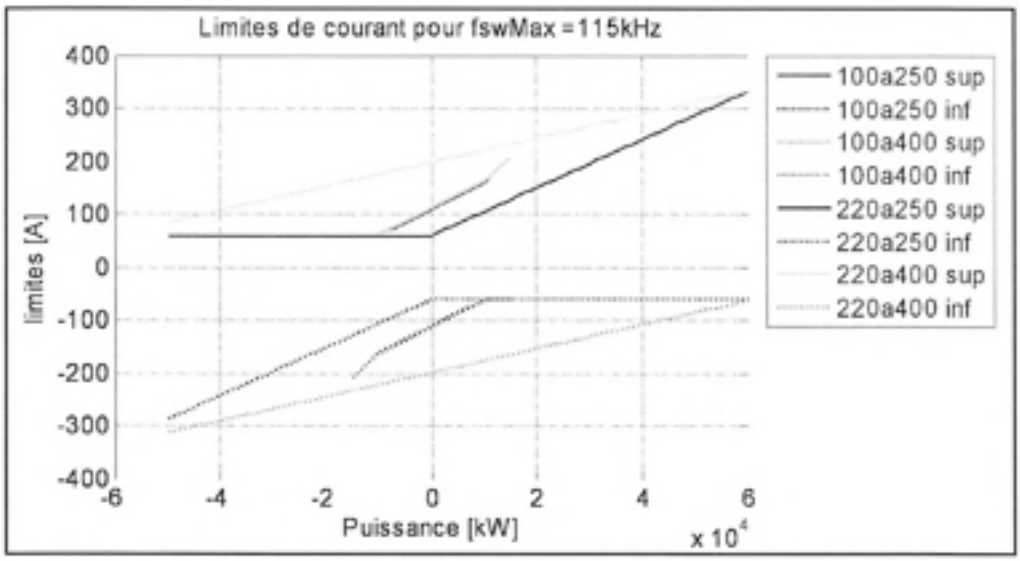

Figure 3.3 Limites de courant dans les enroulements de l'IPT.

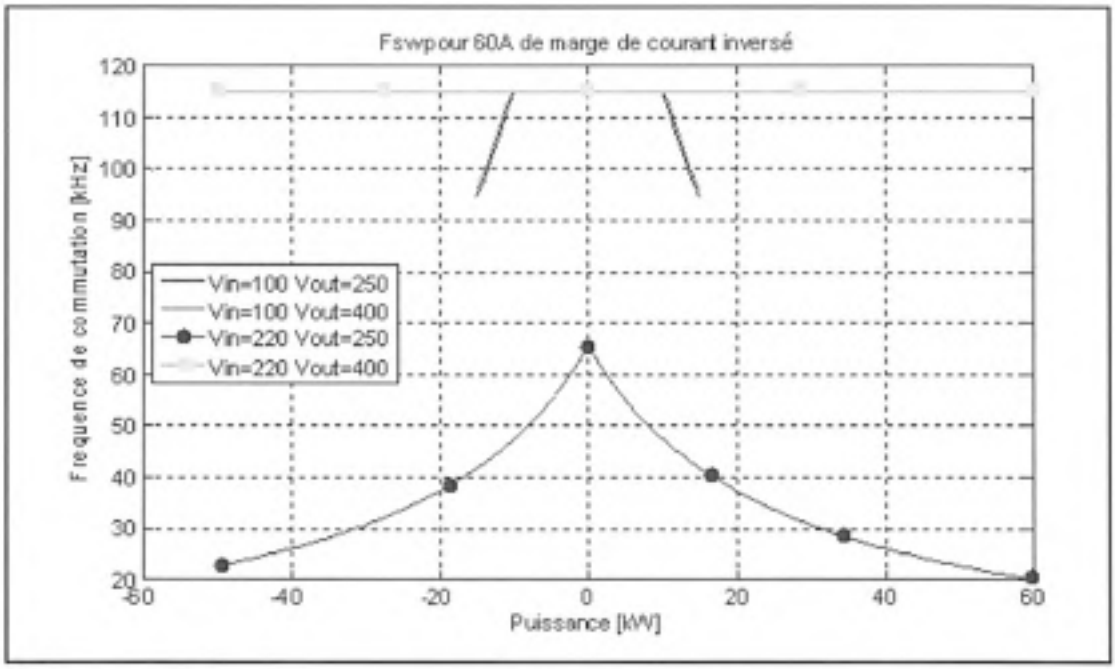

Figure 3.4 Fréquence de commutation des IGBTs pour tous les points d'opération.

La Figure 3.5 présente le contrôle par courant crête utilisé pour la topologie avec IPT. Le principe du contrôle est le même que pour la topologie à 3 bras à la différence près où les deux bras de transistors nécessitent des signaux déphasés de 180° et non de 120°.

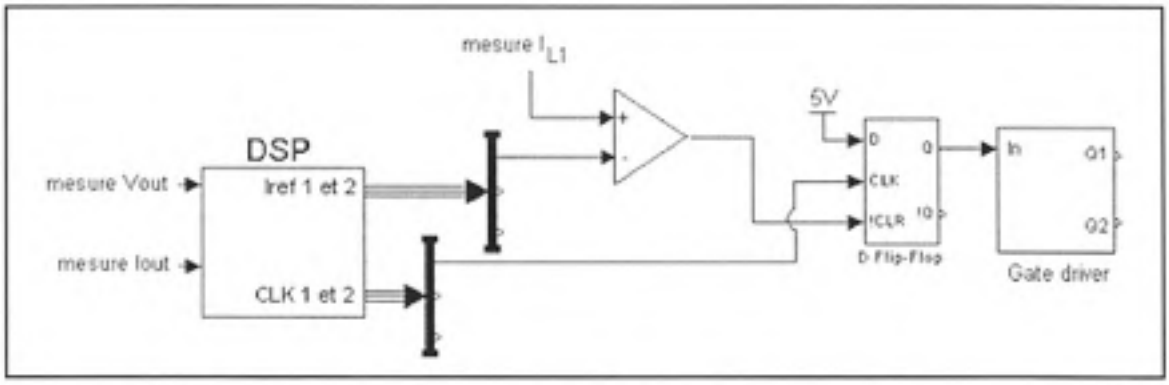

Figure 3.5 Schéma-blocs du contrôle par courant crête utilisé pour la topologie avec IPT.

La séquence de commande analogique est la même que celle présentée pour la topologie à 3 bras et la Figure 3.6 illustre les formes d'ondes d'intérêt pour la topologie avec IPT. On peut y reconnaître la forme caractéristique du courant dans un enroulement.

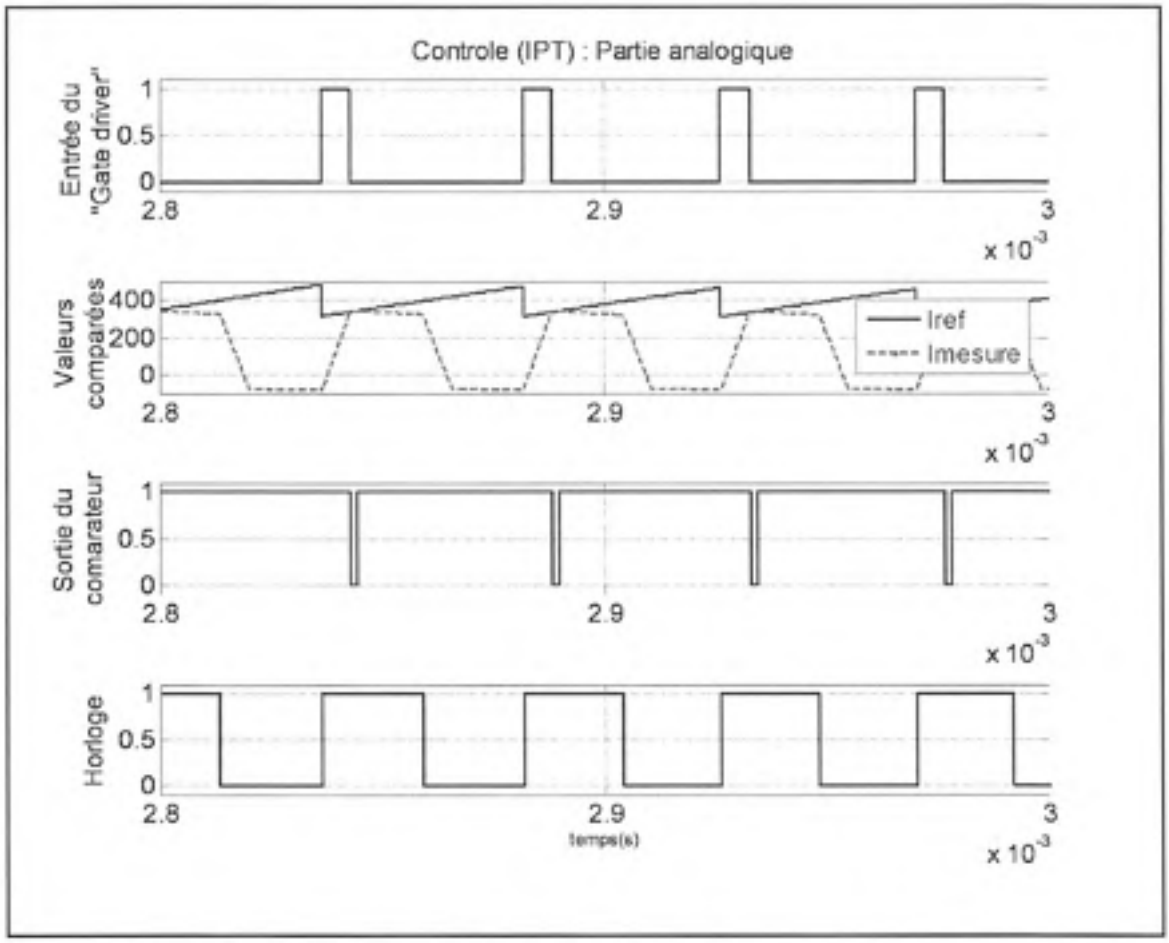

Figure 3.6 Formes d'onde d'intérêt de la partie analogique du contrôle du convertisseur avec IPT.

Pour cette topologie, comme pour celle à 3 bras, une mesure rapide du courant est requise, alors une résistance « shunt » est utilisée sur chaque enroulement. Ce facteur doit être considéré lors de la conception du transformateur interphase. Contrairement à la topologie à trois bras, la tension de référence des résistances de mesure n'est pas la tension de batterie mais plutôt la tension entre l'inductance d'entrée et le transformateur.

La régulation de la tension de sortie se fait numériquement sur DSP comme pour la topologie à trois bras. Par contre, la topologie avec IPT requiert seulement deux signaux de référence qui, tout comme les deux signaux d'horloge, sont déphasés de 180° (Figure 3.7).

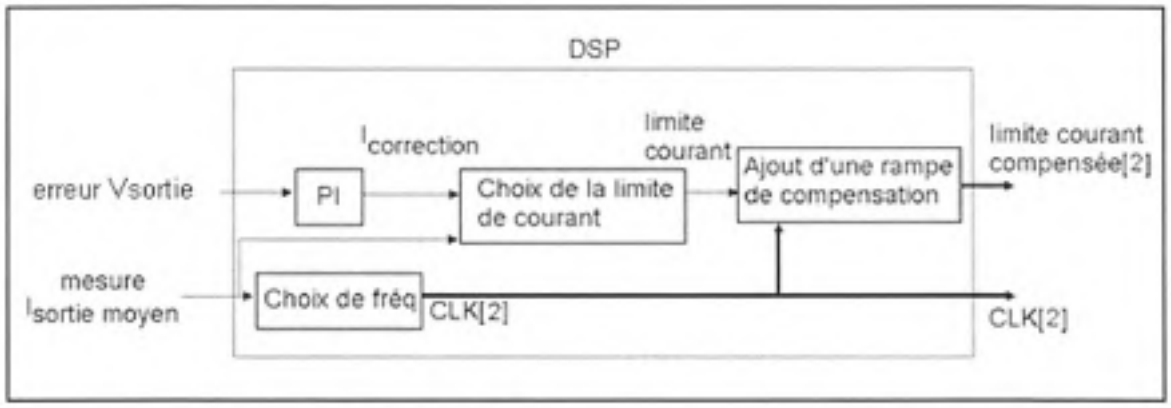

Figure 3.7 Partie numérique du contrôle pour la topologie avec IPT.

La construction de la pente de compensation ajoutée à la référence du compensateur se fait différemment. Puisque pour un cycle de travail inférieur à 50% la forme du courant descendant dans le transformateur n'est pas une droite, la pente doit être calculée selon une droite descendante virtuelle comme présentée à la Figure 3.8.

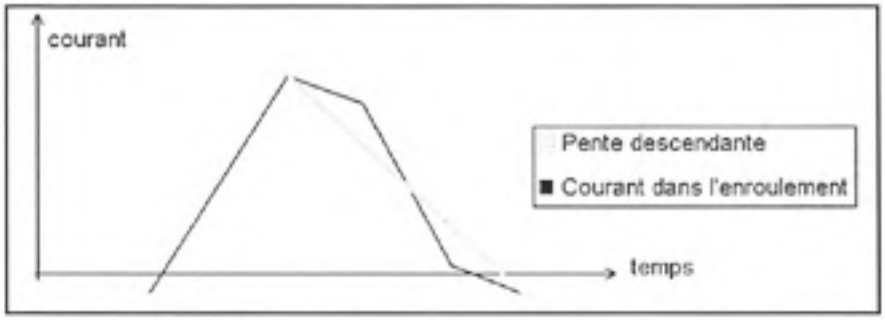

Figure 3.8 Pente virtuelle utilisée pour la pente de compensation.

Pour un cycle de travail supérieur à 50%, la droite descendante du courant est utilisée comme dans le cas de la topologie à trois bras. Les équations (3.9) à (3.13) permettent de trouver la

pente descendante pour tous les points d'opération. Cette pente est utilisée dans l'équation (2.6) pour trouver la pente de compensation à ajouter au signal de référence. La fréquence de calcul utilisée est de 40kHz.

$$pente = \frac{\Delta i_T}{(1-D)} = \frac{\Delta i_{diff}}{(1-D)} - \frac{\frac{\Delta i_{in}}{2}}{(1-D)} \tag{3.9}$$

Pour D≤50% :

$$\Delta I_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_{in} \cdot fsw} \cdot \frac{(1-2D)}{(1-D)} \tag{3.10}$$

$$\Delta I_{diff} = \frac{V_{out} \cdot D}{L_{diff} \cdot fsw} \tag{3.11}$$

Pour D>50% :

$$\Delta I_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_{in} \cdot fsw} \cdot \frac{(2D-1)}{D} \tag{3.12}$$

$$\Delta I_{diff} = \frac{V_{out} \cdot (1-D)}{L_{diff} \cdot fsw} \tag{3.13}$$

Comme pour la topologie à trois bras, les différents facteurs qui influencent la stabilité du convertisseur ont été considérés dans un modèle mathématique du circuit. La Figure 3.9 présente le schéma Simulink-Sim Power Systems haut-niveau du circuit simulé.

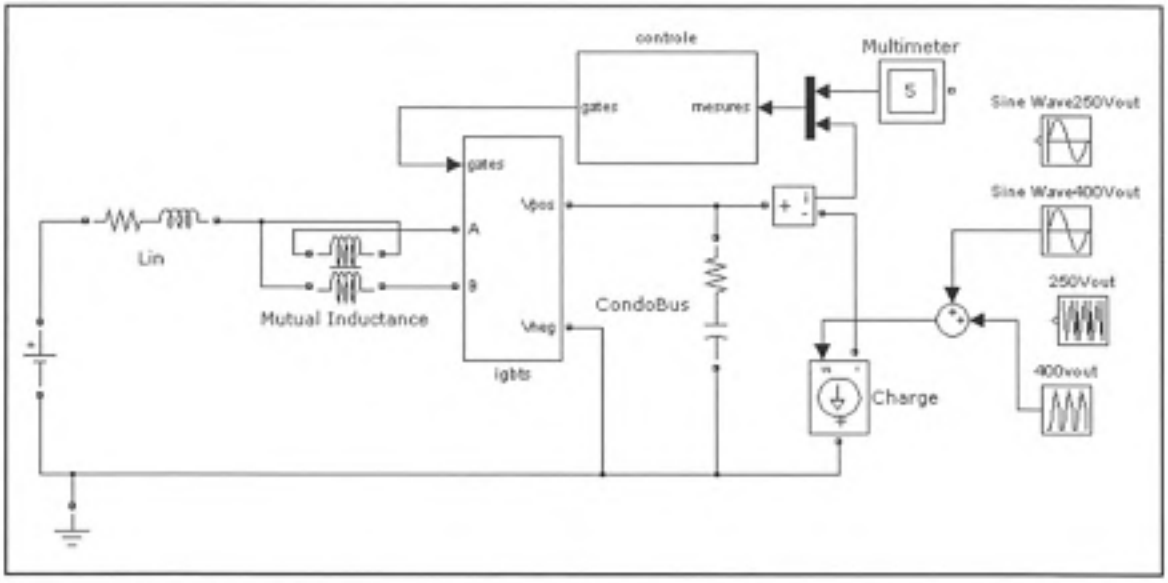

Figure 3.9 Schéma Simulink utilisé pour valider la stabilité du convertisseur avec IPT.

Le bloc « IGBTs » contient deux bras de transistors de puissance avec leur diode antiparallèle et leur condensateur d'amortissement. La charge appliquée est la même que pour la topologie à trois bras. Les connections liant la source (batterie), l'inductance d'entrée et l'inductance mutuelle (transformateur IPT) concordent avec le schéma de la Figure 1.8. La Figure 3.10 présente le résultat de simulation du convertisseur soumis aux mêmes conditions d'opération que la topologie à trois bras : La charge maximale est instantanément appliquée (impossible pour le système étudié) et diminue avec la pente maximale de courant de charge, la tension cible est de 250V et une harmonique de l'onduleur de 5kW à 150Hz est additionnée au courant de charge.

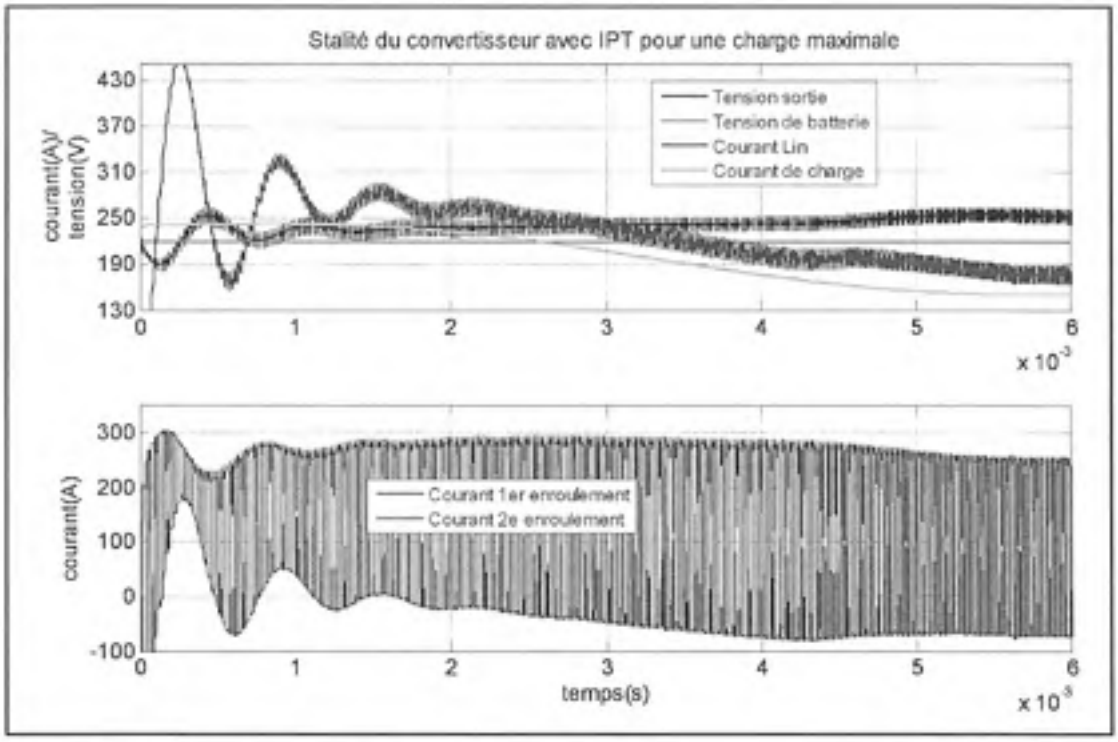

Figure 3.10 Stabilité du convertisseur avec IPT (sans erreurs de mesure).

On peut voir sur la Figure 3.10 que cette topologie se stabilise plus lentement que celle à trois bras. Le phénomène est causé par la fréquence de contribution en énergie des IGBTs. Cette fréquence vue par le condensateur de sortie est de 60 kHz minimalement pour la topologie à trois bras (3x20kHz) et de 40kHz pour la topologie à deux bras (2x20kHz). La contribution plus lente en énergie influence aussi la valeur du condensateur qui est deux fois plus élevée que celui de la topologie à trois bras (600µF) pour assurer la stabilité. Cette valeur est tout de même le tiers de la valeur actuellement utilisée pour l'entraînement électronique de TM4.

La Figure 3.11 présente une vue rapprochée du courant dans les enroulements du transformateur IPT et leur forme d'onde correspond à celle désirée.

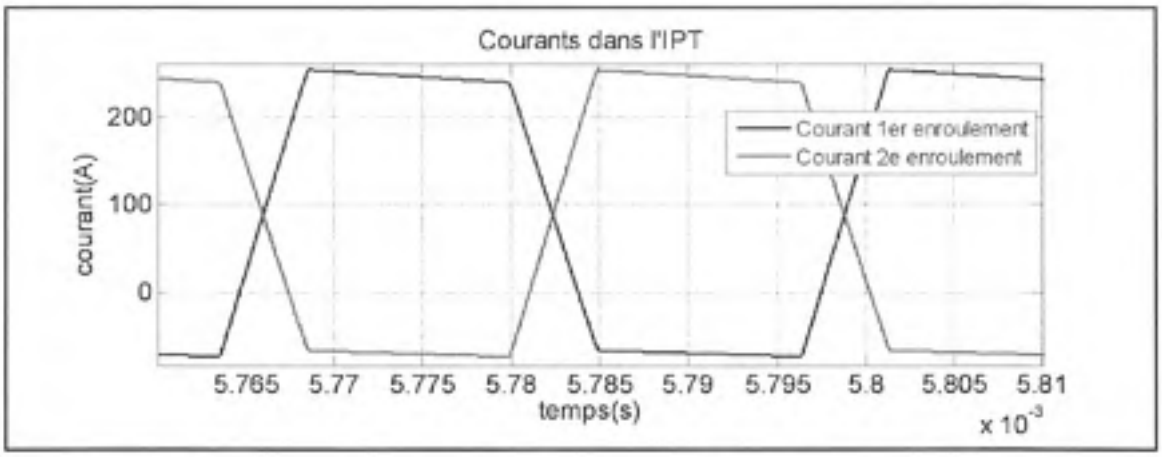

Figure 3.11 Courant simulé dans les enroulement du transformateur interphase.

Les différents points d'opération (tensions d'entrée et de sortie et charge différentes) ont été simulés de la même façon afin de confirmer la stabilité du système. Comme pour la topologie à trois bras, les erreurs de mesures ont été introduites au système afin d'obtenir un résultat plus près de la réalité. La Figure 3.12 présente le résultat obtenu.

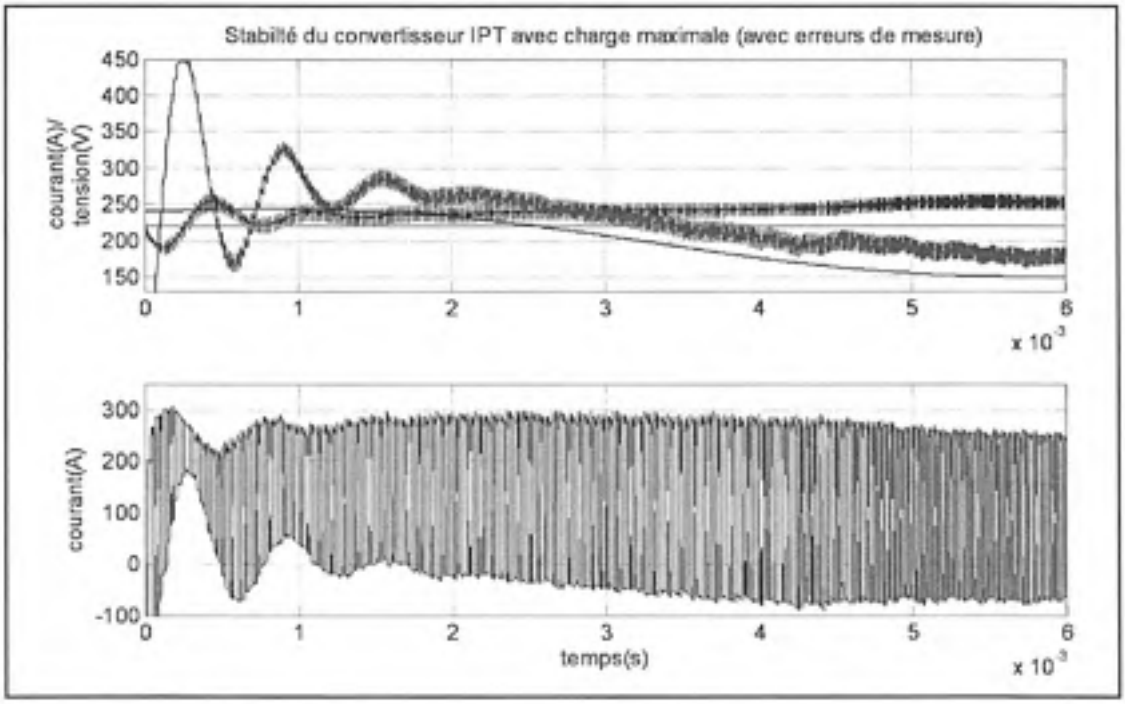

Figure 3.12 Stabilité du convertisseur avec IPT (avec erreurs de mesure).

On peut remarquer que les erreurs de mesure perturbent moins cette topologie que la topologie à trois bras. Cette différence peut être expliquée par le fait que la topologie à trois bras requiert une mesure de courant supplémentaire. Le même test a été réalisé pour les autres points d'opération limites pour s'assurer de la stabilité.

3.2 Dimensionnement des condensateurs d'entrée et de sortie

Contrairement à la topologie à trois bras, le convertisseur avec IPT comprend une inductance d'entrée qui limite l'ondulation de courant à l'entrée. Pour limiter à 2V l'ondulation de tension sur la batterie, un condensateur de seulement 50μF est requis. La Figure 3.13 montre l'ondulation de tension pour l'ensemble des points d'opérations avec cette valeur de condensateur.

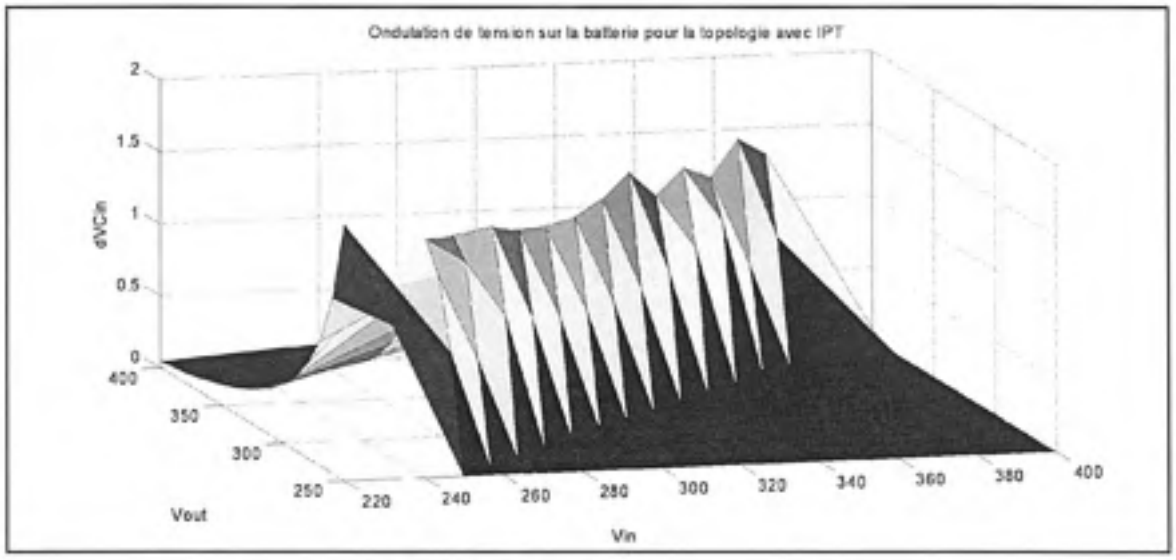

Figure 3.13 Ondulation de la tension d'entrée.

Cette variation de tension a été obtenue à partir de l'équation (2.7) où le courant I_{Cin} correspond à la composante alternative du courant dans l'inductance d'entrée. La Figure 3.14 présente un exemple de la forme du courant dans le condensateur d'entrée.

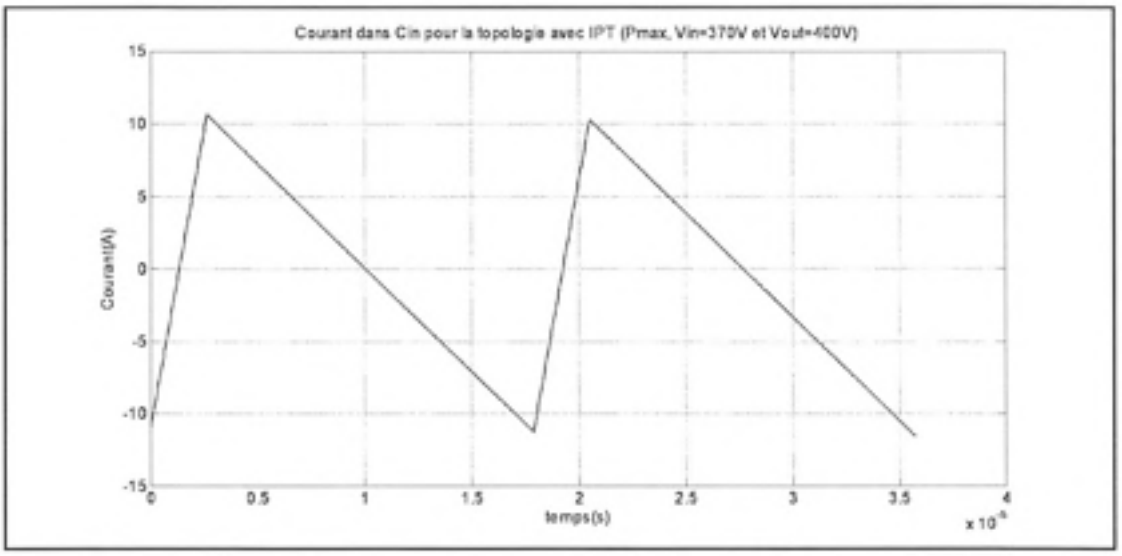

Figure 3.14 Exemple de courant dans le condensateur d'entrée à la puissance maximale.

À partir de la forme du courant, il est possible de trouver le courant efficace dans le condensateur d'entrée pour tous les points d'opération. Pour ce faire, on utilise l'équation (2.8) présentée pour l'autre topologie et on l'applique au courant obtenu pour le convertisseur avec IPT. On obtient ainsi la Figure 3.15 qui présente les différentes valeurs de courant efficace pour tous les points d'opérations. Le pire courant efficace obtenu est de 7,89Arms. Le condensateur requis n'est pas différent de celui actuellement utilisé pour le STEC du MO3 de TM4.

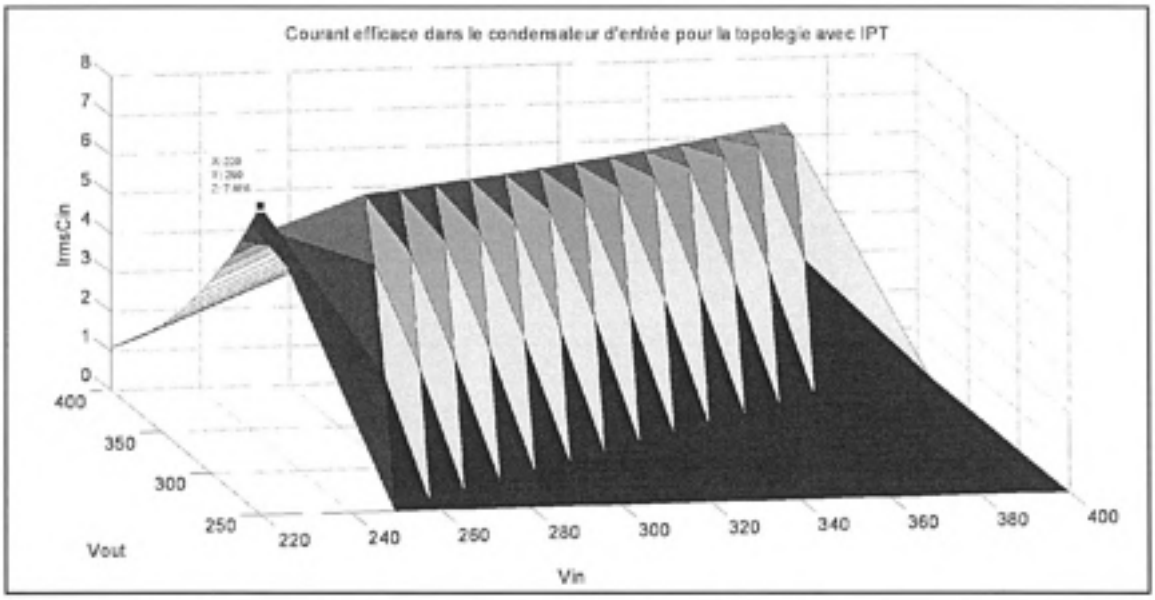

Figure 3.15 Courant efficace dans Cin pour la topologie avec IPT.

Afin de déterminer la valeur du courant efficace maximal auquel est soumis le condensateur de sortie pour cette topologie, on utilise l'équation (2.9) avec la forme d'onde qui est propre à la topologie avec IPT. La Figure 3.16 présente un exemple de la forme du courant dans le condensateur de sortie pour la contribution du convertisseur de courant-continu seulement.

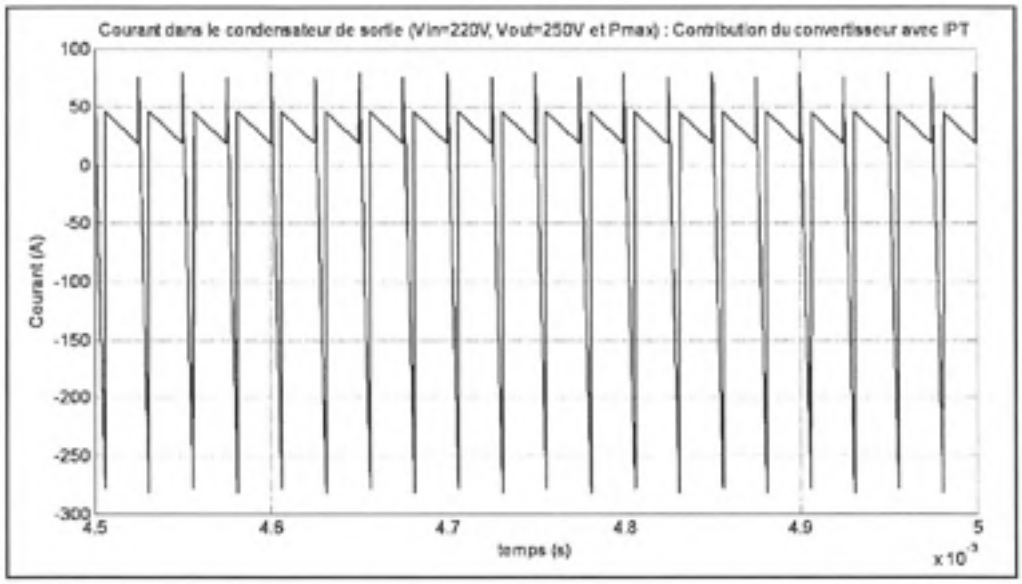

Figure 3.16 Contribution en courant du convertisseur DC-DC sur Cout.

La Figure 3.17 présente un exemple de la forme du courant total dans le condensateur de sortie (incluant la contribution de l'onduleur) pour un certain point d'opération.

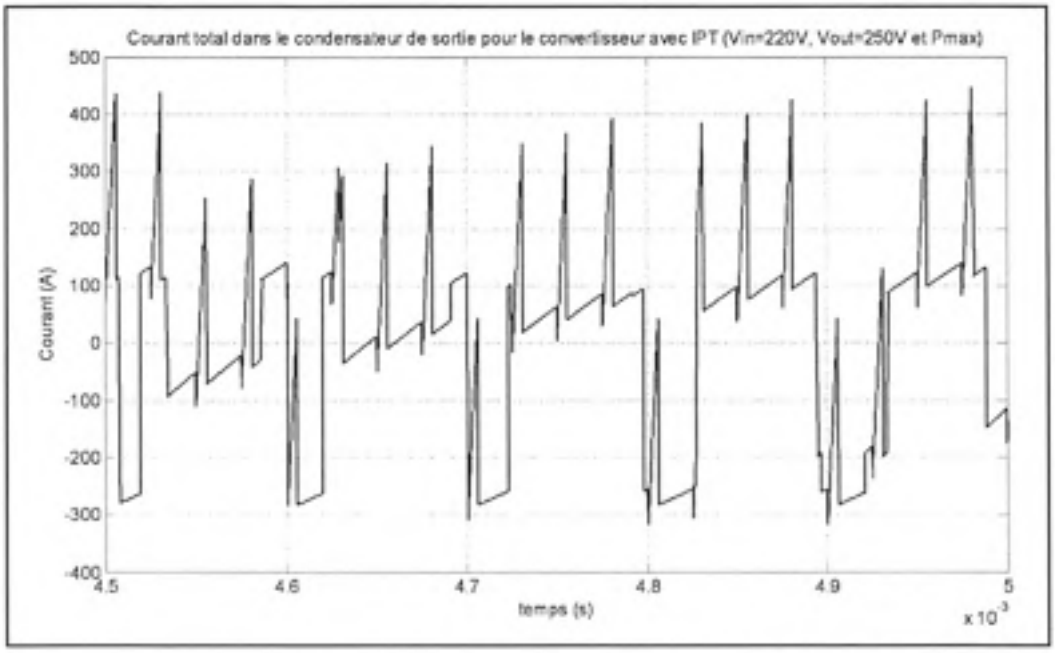

Figure 3.17 Courant dans Cout pour la topologie avec IPT.

La Figure 3.18 présente le courant efficace obtenu avec l'équation pour tous les points d'opération. On peut relever le pire courant efficace de 132Arms.

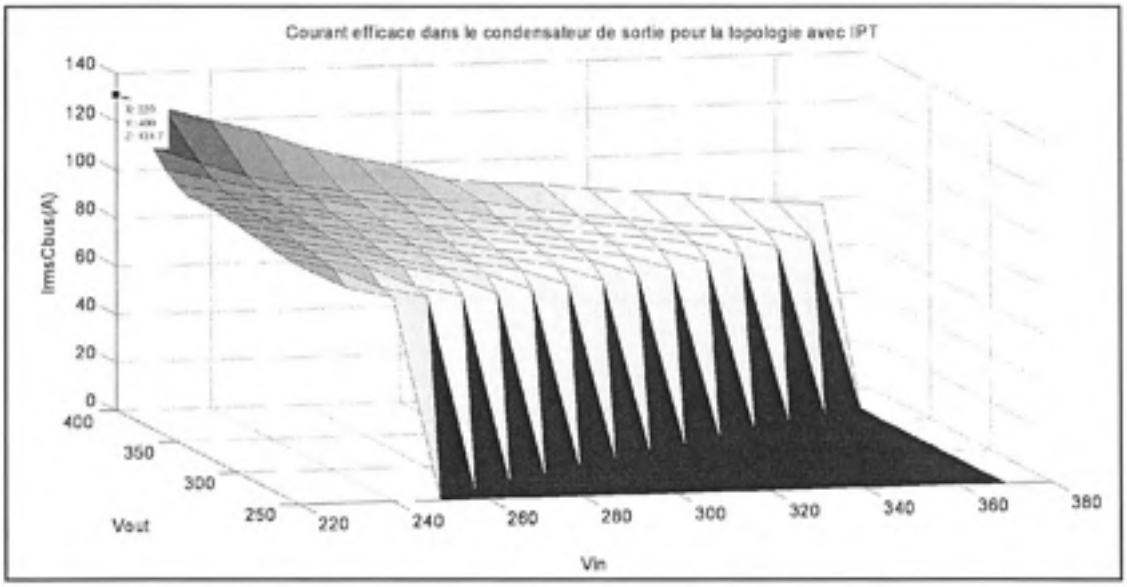

Figure 3.18 Courant efficace dans le condensateur de sortie pour la topologie avec IPT.

3.3 Pertes dans les IGBTs

Le circuit équivalent résonant est plus complexe que le circuit résonant de la topologie à trois bras. Pour initier la simplification, on considère le courant dans l'inductance d'entrée comme une source de courant continu, car la variation de ce courant est très faible pendant le temps mort. Les circuits résonants pour la topologie avec IPT pour des cycles de travail inférieur et supérieur à 50% sont présentés à la Figure 3.19.

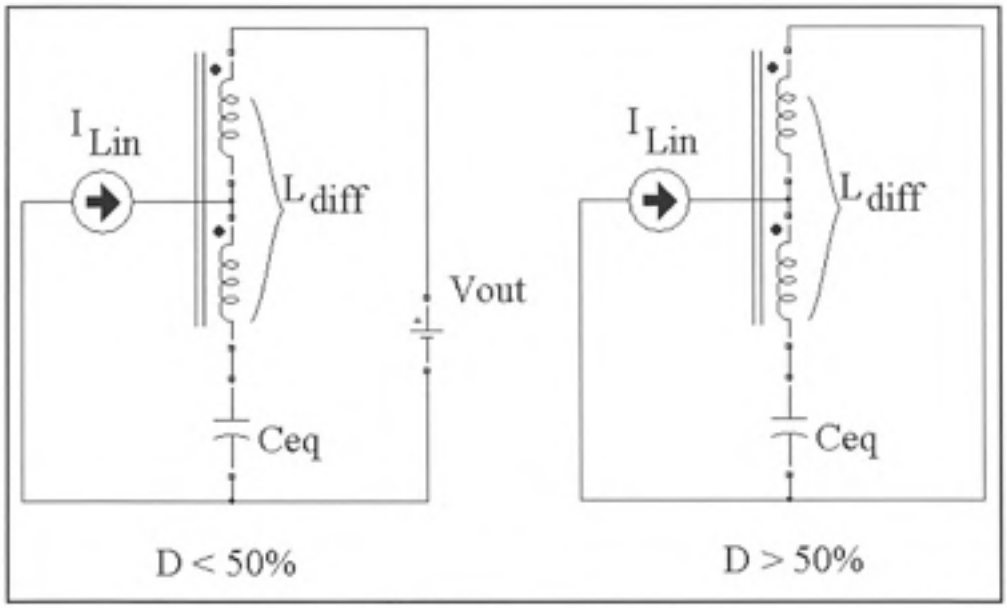

Figure 3.19 Circuits résonant pour la topologie avec IPT.

L'équation (3.14) permet de déterminer l'énergie totale dans le circuit résonant pour les deux plages de cycle de travail.

$$E_{totale} = \frac{1}{2} L_{diff} \left(I_{L1} - \frac{I_{Lin}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} C_{eq} \left(V_{out} - V_{ceq_ini} \right)^2 \tag{3.14}$$

Où I_{L1} est le courant dans un enroulement de l'IPT au début du temps mort

Comme pour la topologie à trois bras, les équations (2.10) à (2.14) permettent d'estimer les pertes par commutation des transistors d'un bras. Par contre, puisque le circuit résonant est différent, les équations pour trouver les valeurs de V_{Ceq} supérieure et inférieure sont différentes. La Figure 3.20 situe ces valeurs de tension au cours d'une période de commutation pour les deux plages de cycle de travail et les équations (3.15) et (3.16) permettent de trouver les valeurs de ces tensions pendant la résonance.

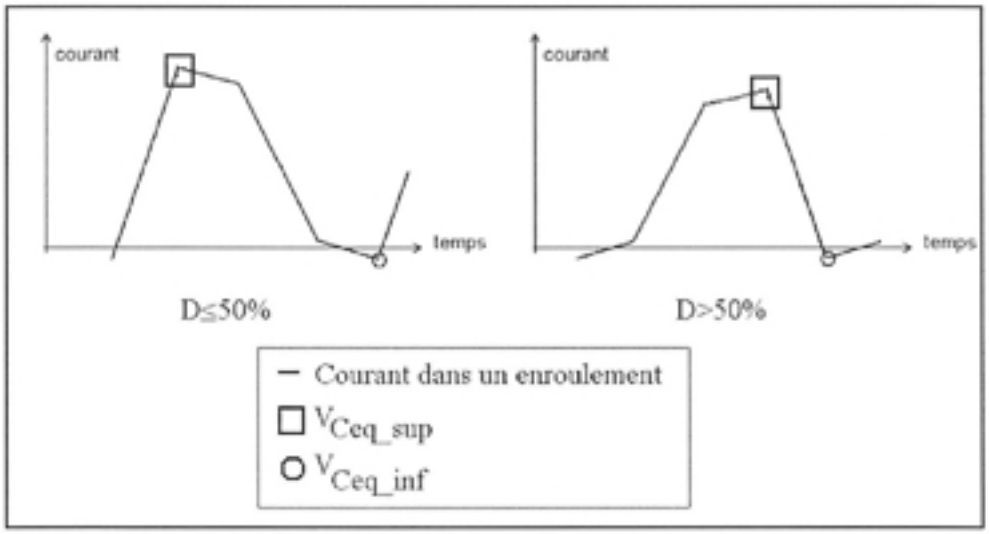

Figure 3.20 Situation des temps mort de la topologie avec IPT.

Pour D≤50% :

(3.15)

Pour D>50% :

(3.16)

Où et

L'angle peut être trouvé à partir du cercle de résonance correspondant à la topologie avec IPT. La Figure 3.21 montre le cercle de résonance correspondant à V_{Ceq} inférieure pour D<50%.

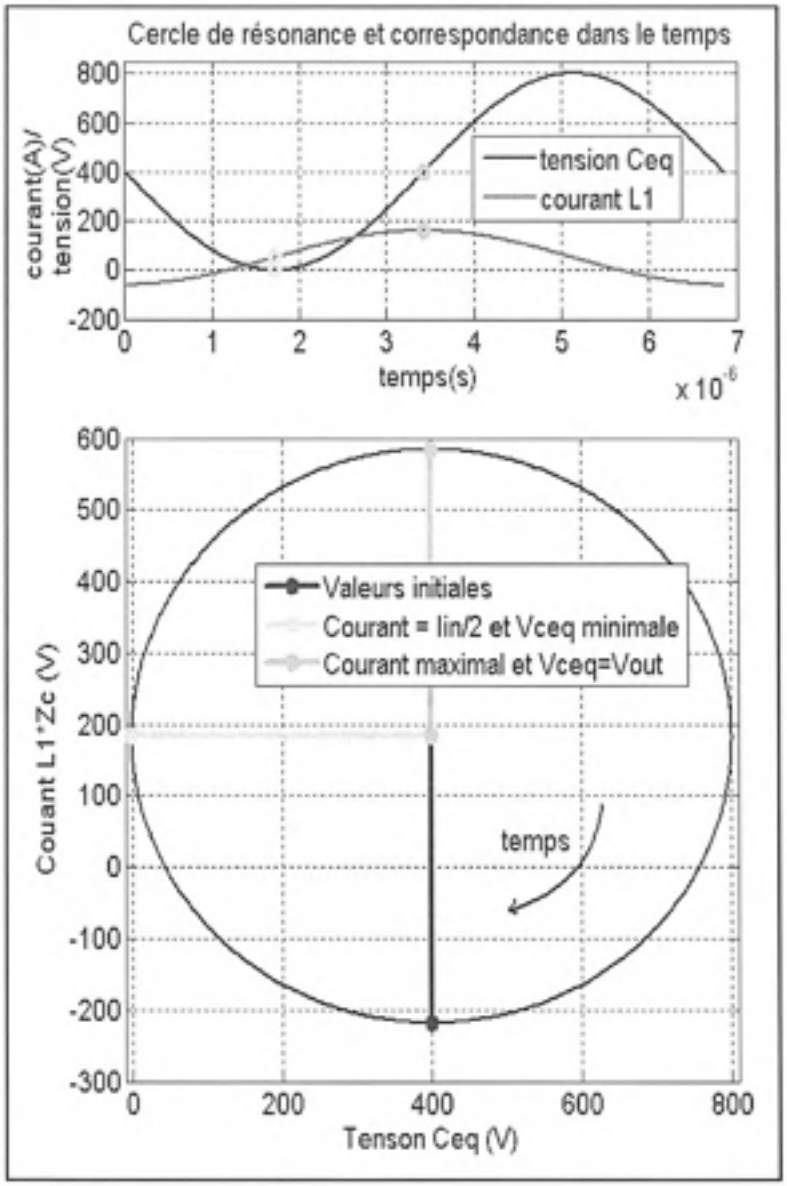

Figure 3.21 Cercle de résonance pour la topologie avec IPT.

À partir du cercle résonant, on trouve les expressions qui définissent pour tous les points d'opération du convertisseur et les équations générales complètes de V_{Ceq} par substitution dans les équations (3.15) et (3.16).

Pour D≤50% :

$$V_{ceq_sup} = \sqrt{\frac{L_{diff}\left(I_{L1ini} - \frac{I_{Lin}}{2}\right)^2 + C_{eq}\left(V_{out} - V_{ceq_{ini}}\right)^2}{C_{eq}}} \cdot \cos\left(\frac{DT}{\sqrt{L_{diff}C_{eq}}} - \left(\pi - arcsin\left(\frac{\left(I_{L1ini} - \frac{I_{Lin}}{2}\right)\cdot\sqrt{\frac{L_{in}}{C_{eq}}}}{\sqrt{\frac{L_{diff}\left(I_{L1ini} - \frac{I_{Lin}}{2}\right)^2 + C_{eq}\left(V_{out} - V_{ceq_ini}\right)^2}{C_{eq}}}}\right)\right)\right) + V_{out} \tag{3.17}$$

$$V_{ceq_inf} = \sqrt{\frac{L_{diff}\left(I_{L1ini} - \frac{I_{Lin}}{2}\right)^2 + C_{eq}\left(V_{out} - V_{ceq_{ini}}\right)^2}{C_{eq}}} \cdot \cos\left(\frac{DT}{\sqrt{L_{diff}C_{eq}}} - \frac{3\pi}{2}\right) + V_{out} \tag{3.18}$$

Pour D>50% :

$$V_{ceq_sup} = \sqrt{\frac{L_{diff}\left(I_{L1ini} - \frac{I_{Lin}}{2}\right)^2 + C_{eq}\left(V_{out} - V_{ceq_ini}\right)^2}{C_{eq}}} \cdot \cos\left(\frac{DT}{\sqrt{L_{diff}C_{eq}}} - \frac{\pi}{2}\right) \tag{3.19}$$

(3.20)

En substituant V_{Ceq} dans les équations (2.10) à (2.14), il est possible de trouver les pertes totales par commutation pour tous les points d'opération. Les Figure 3.22, Figure 3.23, Figure 3.24, Figure 3.25, Figure 3.26 et Figure 3.27 présentent les pertes totales par commutation en fonction de la valeur de C_{eq} pour tous les points d'opération et différentes puissances.

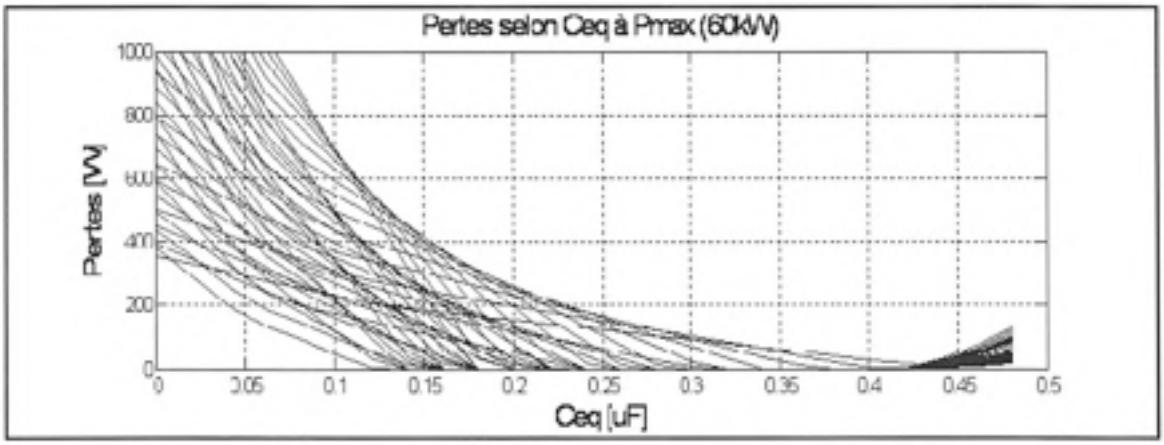

Figure 3.22 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à Pmax.

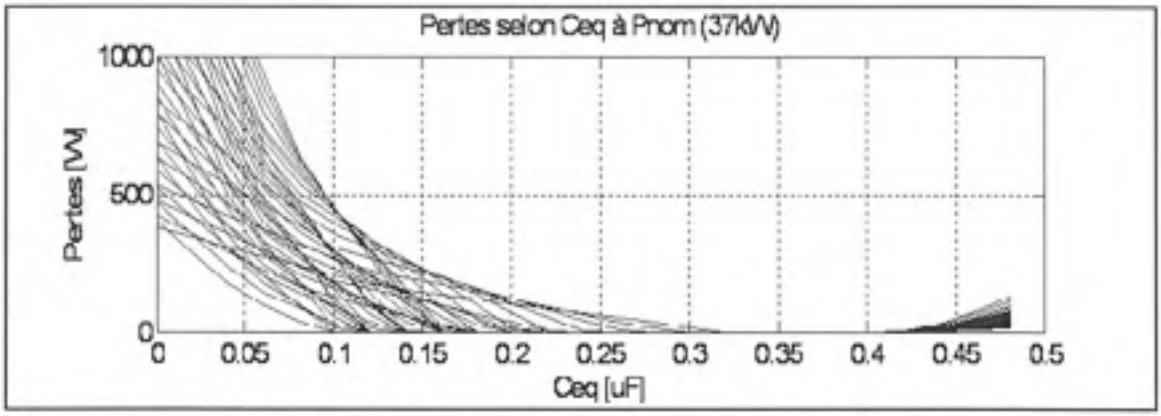

Figure 3.23 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à Pnom.

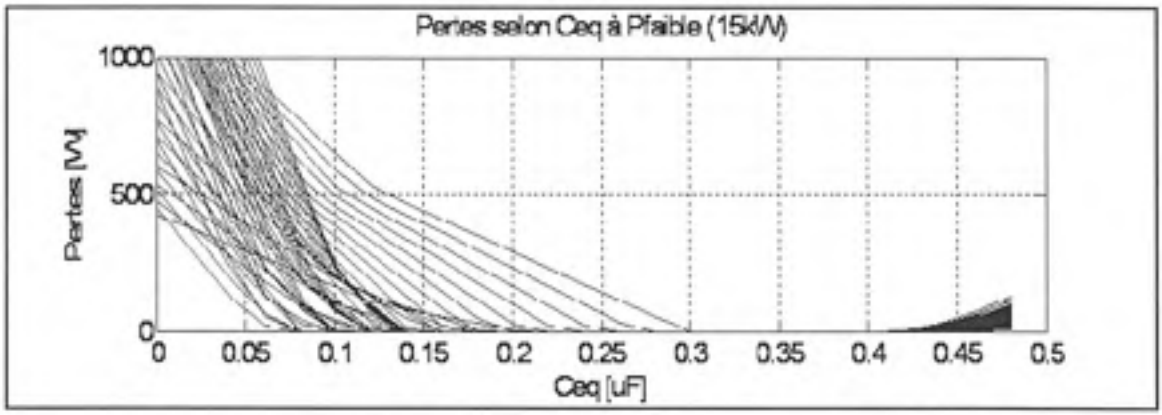

Figure 3.24 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à 15kW.

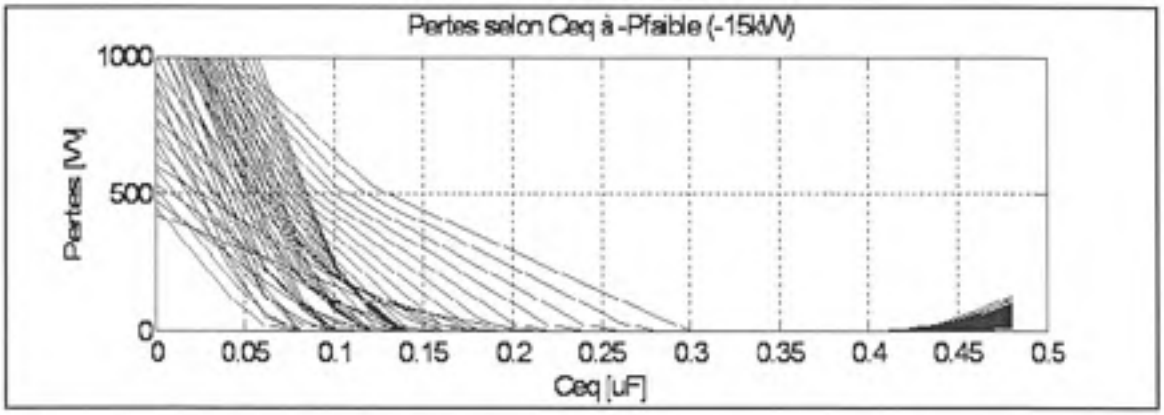

Figure 3.25 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à -15kW.

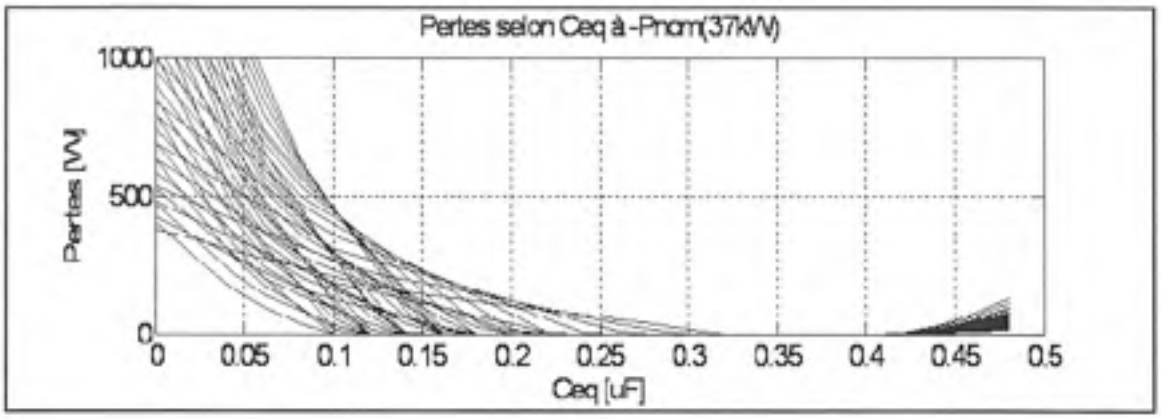

Figure 3.26 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à –Pnom.

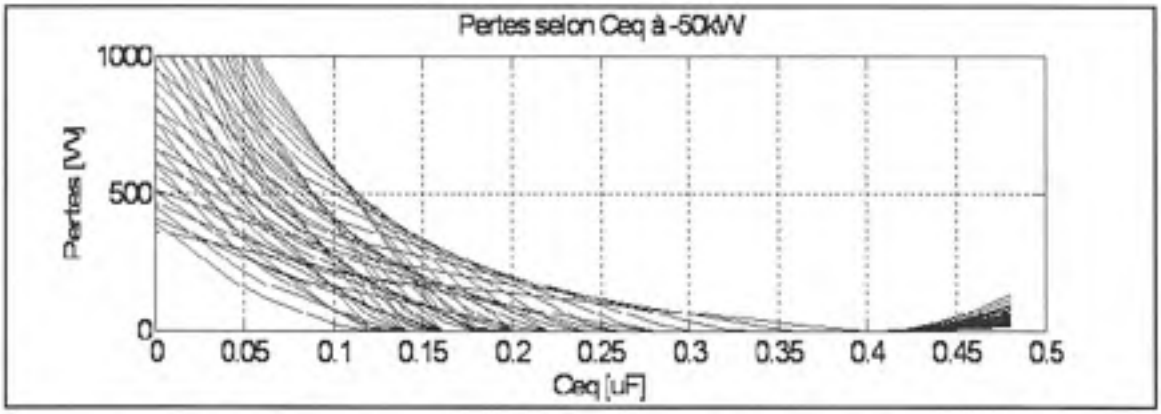

Figure 3.27 Pertes par commutation de la topologie avec IPT à -50kW.

En analysant ces différents graphiques, une valeur de condensateur équivalent de 400nF (deux condensateurs d'amortissement de 200nF) apparaît comme le meilleur compromis pour les différentes puissances.

Comme pour la première topologie présentée, les pertes par conduction pour la topologie avec IPT ont été calculées avec les équations (2.25) à (2.27). La forme particulière du courant dans les transistors et diodes pour la topologie avec transformateur interphase complexifie légèrement le calcul par rapport aux formes triangulaires de la topologie à trois bras. Cependant, comme pour la topologie à trois bras, on utilise les données du manufacturier des modules IGBT pour obtenir les valeurs de tension aux bornes des semi-conducteurs de

puissance sur une période de commutation. À partir des pertes par conduction et par commutation des modules IGBT, on peut tracer la Figure 3.28 qui présente le rendement total des IGBTs et diodes sur toute la plage de puissances pour certaines tenions d'opération.

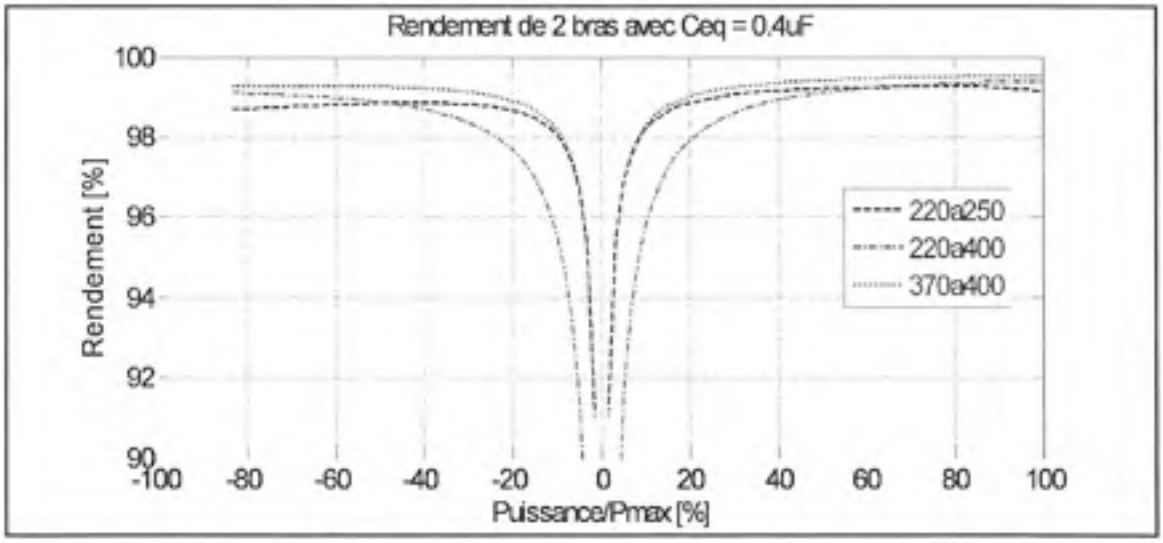

Figure 3.28 Rendement des IGBTs pour la topologie avec IPT.

3.4 Noyaux magnétiques et conducteurs des éléments magnétiques

Dans le cas de cette topologie avec IPT, les enroulements du transformateur sont soumis à une forme de courant semblable à la topologie à trois bras, soit une ondulation importante autour d'un fort courant moyen. Par contre, l'inductance d'entrée subit une plus faible ondulation de courant mais supporte le plein courant moyen. Afin de respecter les contraintes en rendement et en volume de l'application TM4, la démarche itérative présentée pour les trois inductances de l'autre topologie a été utilisée pour dimensionner les noyaux magnétiques de l'inductance d'entrée et du transformateur interphase.

Les simulations de la distribution du flux dans le noyau du transformateur ont été réalisées avec un courant de forme triangulaire. Puisque la forme du courant dans les enroulements du transformateur n'est pas triangulaire, le spectre fréquentiel est plus riche en harmoniques

selon les tensions d'opération. Les pertes découlant de ces harmoniques n'ont pas été incluses dans la simulation des pertes pour cette topologie, alors la simplification de la forme du courant a été considérée pour les recommandations sur le choix de topologie.

3.5 Nouvelles pièces, bilan des coûts et bilan des pertes

Les nouvelles pièces nécessaires pour la topologie avec IPT qui ont un impact significatif sur le coût total sont décrites ci-dessous avec leur coût associé pour 5000 unités sur deux ans. Comme pour la topologie à trois bras, un modèle standard est sélectionné comme condensateur de sortie pour comparer les topologies mais le condensateur fait sur mesure sera plus dispendieux.

Tableau 3.1 Nouvelles pièces requises pour la topologie avec IPT

Pièce	Caractéristiques	Coût
Condensateur de sortie	4 x « UL3_Q157K » Electronic Concept 500V, 150µF et 56,3Arms	4x36,18$
Noyau magnétique pour l'inductance d'entrée	8 x « U80/65/32 » usinés Ferroxcube Noyau de ferrite en « U » 80mm de long et 65mm de haut Section de 22mm par 32mm Total de 6,6 kg	8x7,50$
Noyau magnétique pour le transformateur	4 x « U93/52/30 » Ferroxcube Noyau de ferrite en « U » 93mm de long et 52mm de haut Section de 28mm par 30mm Total de 4,6 kg	4x7,84$
Fil de cuivre	2,246m de cuivre (1,388lbs) Thyssen Krupp Bande de cuivre en feuille 0,508mm par 55,88mm	6,80$
Total	-	**242,88$**

Tableau 3.2 Pièces du convertisseur actuel n'étant plus requises pour la topologie avec IPT

Pièce	Caractéristiques	Coût
Condensateur de sortie	Condensateur fait sur mesure Kemet 1800µF	310,50$
Noyaux magnétiques	2x Noyau en « U » jumelé à un « I » Fer laminé	2x39,62$
Fil de cuivre	Fil rectangulaire 1,3mm par 5,82mm	24,35$
Total	**-**	**414,09$**

En considérant que le coût total du convertisseur actuel est de 745,75$, on peut conclure que la topologie avec transformateur interphase suggérée permet une économie de 23,0% (171,21$) sur le convertisseur actuel.

La Figure 3.29 présente le bilan des pertes totales pour la topologie avec IPT. Les pertes dans les éléments magnétiques ont été ajoutées aux pertes des modules IGBTs présentées à la Figure 3.28.

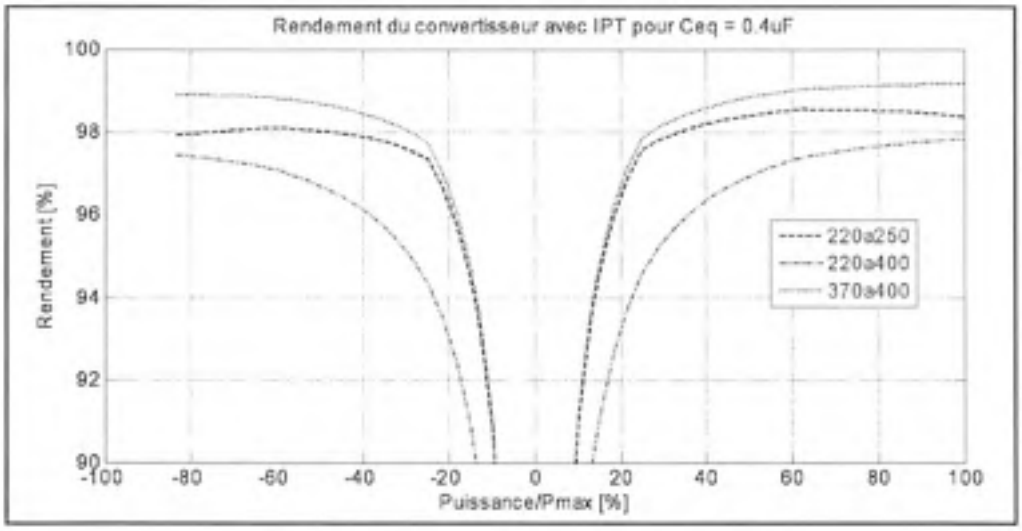

Figure 3.29 Rendement de la topologie avec IPT.

3.6 Conclusions de la conception détaillée

Les bilans de chaque topologie montrent que les deux topologies étudiées présentent un avantage significatif au niveau du coût sur le convertisseur existant. De plus, le rendement des topologies est comparable à celui du convertisseur actuel. La diminution du condensateur de sortie pour les deux topologies par rapport à celle existante permet aussi de réduire le volume du convertisseur. Chaque topologie peut être implantée sur l'entraînement électronique actuel sans modification sur l'onduleur en conservant les mêmes modules d'IGBTs.

La topologie à trois bras apparaît comme la plus avantageuse puisqu'elle est moins lourde et moins volumineuse que la topologie avec transformateur interphase.

Aussi, la forme particulière du courant dans les enroulements de l'IPT de la topologie avec transformateur génère plus d'harmoniques dans les éléments magnétiques. Ces harmoniques engendrent davantage de pertes que le total qui a été estimé avec une forme de courant triangulaire dans les enroulements.

Un autre avantage de la topologie à trois bras sur la topologie avec IPT se situe au niveau de la fiabilité du système. En effet, dans le cas d'une défectuosité d'un des IGBTs d'un bras de transistor, le convertisseur avec transformateur interphase doit être complètement arrêté. Par contre, puisque le fonctionnement de chaque bras d'IGBTs du convertisseur à trois bras est indépendant des autres bras, cette topologie permet au système de fonctionner aux deux tiers de la puissance sans problème jusqu'au remplacement du bras défectueux. D'ailleurs, la topologie à trois bras utilise trois éléments magnétiques identiques, ce qui diminue les coûts d'approvisionnement par rapport à l'autre topologie.

Le plus grand désavantage de la topologie avec transformateur interphase est la fréquence de commutation maximale très élevée que les IGBTs doivent atteindre pour satisfaire les requis du convertisseur. Bien que l'estimation des pertes par commutation ainsi que la simulation de la stabilité indiquent que la commutation des IGBTs à 115kHz fonctionnerait, l'utilisation typique de cette technologie de transistor se limite à une fréquence d'environ 45kHz à cause du courant de traîne relativement important. Le risque sur le bon fonctionnement du convertisseur est moins grand avec la topologie à trois bras qui a une fréquence de commutation maximale plus faible (75kHz).

Pour toutes les raisons ci-dessus, il apparaît évident que la topologie la plus avantageuse à implanter est celle à trois bras entrelacés.

CHAPITRE 4

RÉALISATION DU PROTOTYPE

4.1 Contrôle analogique du courant

Le prototype de convertisseur DC-DC a été réalisé à partir de plusieurs éléments déjà existants dans la version P0 de l'entraînement électronique Mo3 de TM4. Cette approche a permis de limiter grandement les coûts de réalisation du prototype sans avoir d'impact négatif sur l'objectif de démonstration de la faisabilité du convertisseur. Le schéma-bloc de la Figure 4.1 présente les différentes cartes et connections principales qui composent le prototype réalisé et les figures suivantes (Figure 4.2 et Figure 4.3) sont des photographies du montage.

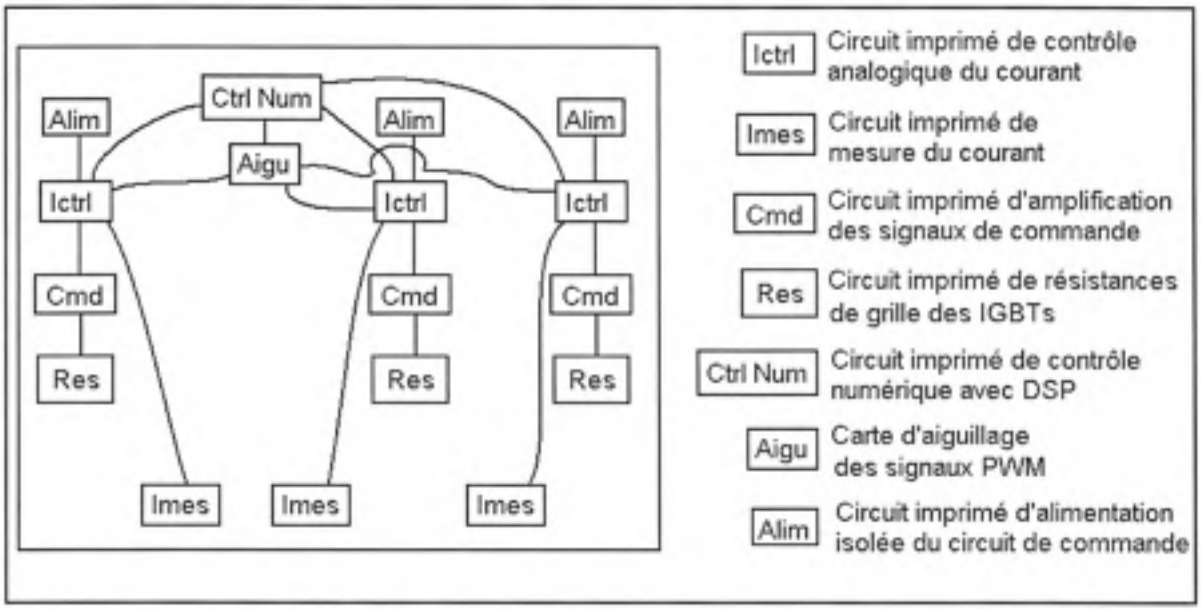

Figure 4.1 Cartes et connections du prototype construit.

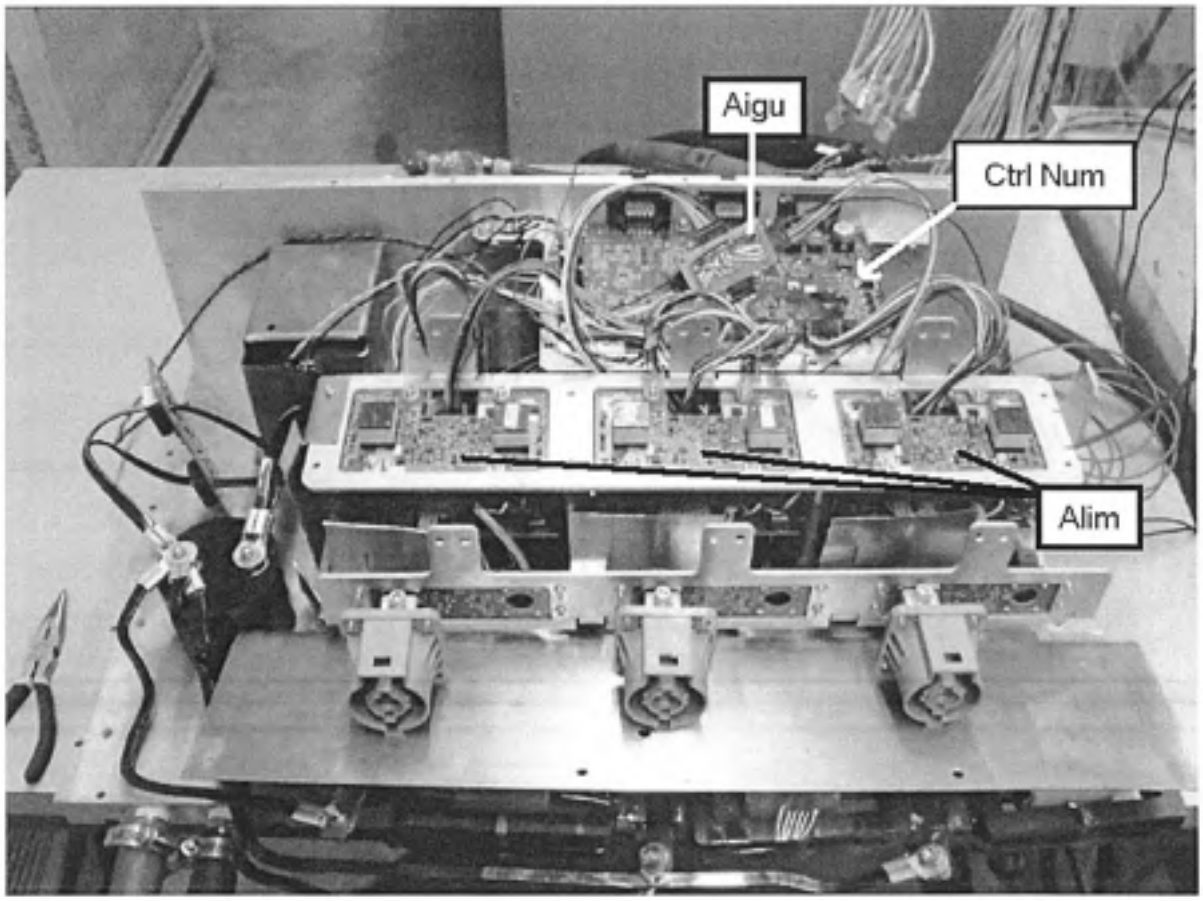

Figure 4.2 Photographie du prototype avec les connecteurs de l'onduleur installés.

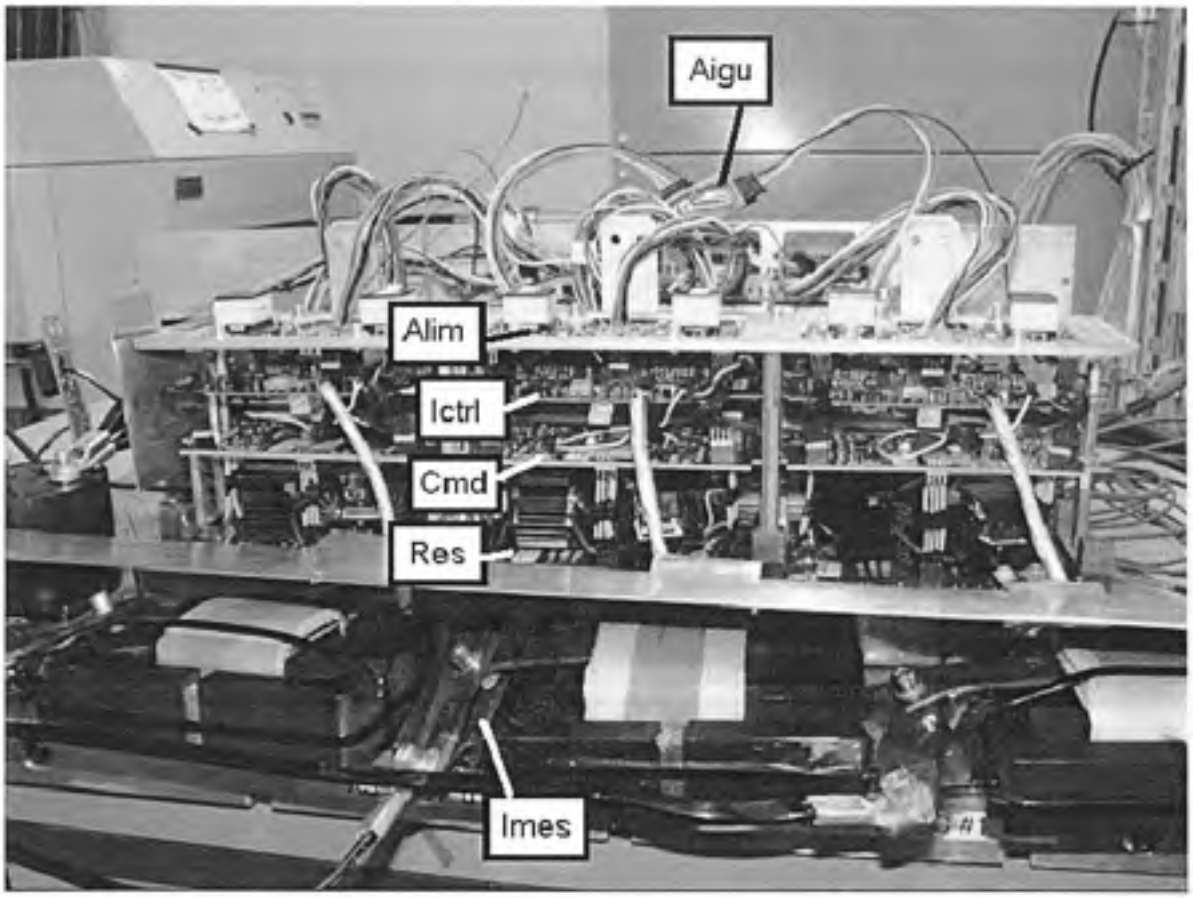

Figure 4.3 Photographie du prototype de 60kW sans les connecteurs de l'onduleur.

Les seuls circuits imprimés du prototype ne faisant pas initialement partie de l'entraînement électronique P0 existant sont les cartes de mesure de courant et les cartes de contrôle analogique du courant. Le schéma électrique du PCB qui a été fabriqué pour ces deux cartes est présenté à l'Annexe III. Ces cartes ont permis d'adapter l'entraînement électrique actuel de TM4 à la nouvelle méthode de contrôle retenue. La carte de contrôle analogique diffère légèrement d'un bras d'IGBTs à l'autre au niveau des pièces installées ou non. Ainsi, la carte du centre a été désignée comme carte maître et distribue les signaux d'horloge synchronisés à 120 degrés aux deux cartes dîtes auxiliaires. La photographie de la Figure 4.4 présente les trois cartes de contrôle du courant de chaque bras.

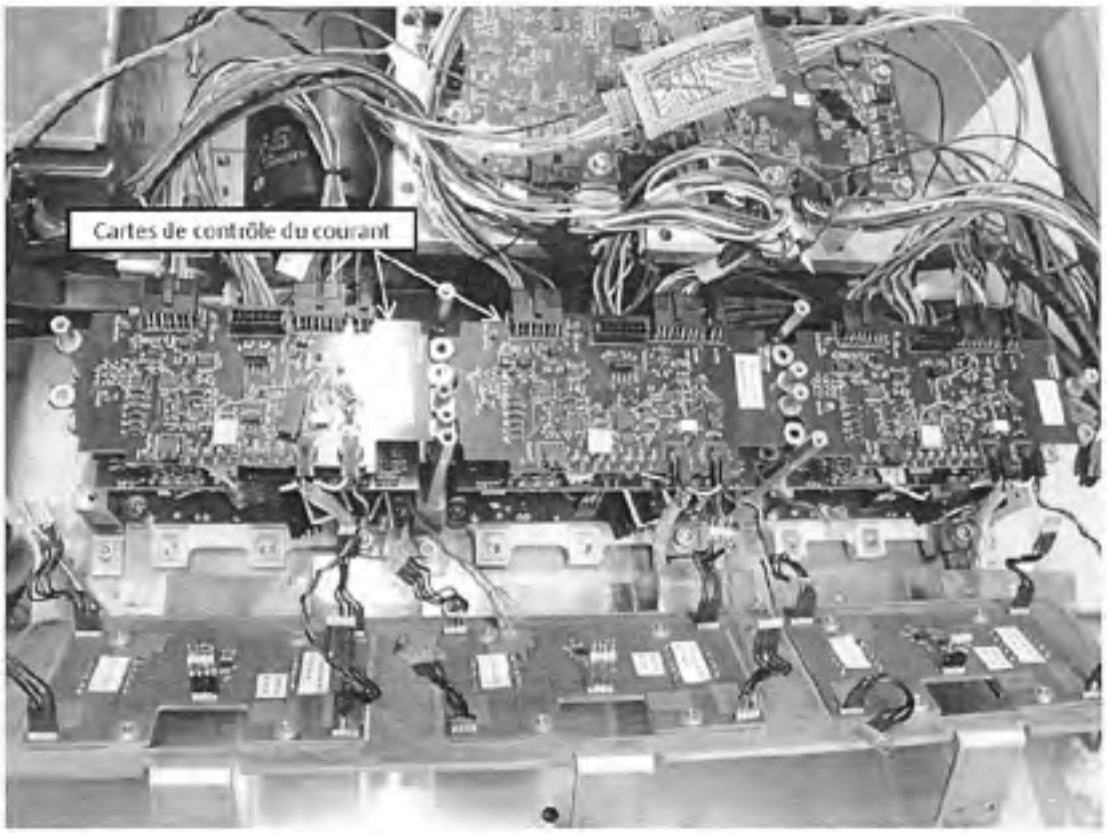

Figure 4.4 Photographie des cartes de contrôle du courant.

La génération des signaux d'horloge est réalisée par trois bascules D en cascade qui reçoivent un signal d'horloge du DSP à six fois la fréquence de commutation voulue.

Chaque carte de contrôle analogique du courant utilise comme régulateur la pièce UC2854B de Texas Instruments. Cette pièce a déjà été utilisée dans la passé par TM4 pour la réalisation d'un chargeur de batteries à facteur de puissance unitaire et le fait de réutiliser une pièce centrale comme celle-ci permet de limiter les imprévus en se fiant sur l'expérience acquise à l'interne.

Le régulateur UC2854B effectue une régulation du courant en mode « moyenne du courant » et non par courant crête comme prévu lors de la conception initiale. Par contre, ce contrôle analogique reste beaucoup plus rapide que le contrôle numérique sur DSP et convient à

l'application qui vise la diminution du condensateur de bus DC. Le choix des composantes électroniques entourant le régulateur UC2854B a été fait afin d'être près de la limite de la stabilité pour satisfaire le point de fonctionnement le plus contraignant tout en restant le plus rapide possible. Le régulateur proportionnel intégral du courant est construit autour d'un amplificateur opérationnel dont la fonction de transfert peut être déduite. La Figure-A II-7 de l'Annexe II présente le schéma-bloc utilisé dans Simulink pour modéliser le contrôle analogique du courant à partir de la fonction de transfert trouvée. Les valeurs numériques correspondent aux résistances et condensateur utilisés sur le circuit imprimé dont le schéma est présenté à l'Annexe III.

Des simulations ont été réalisées avec le logiciel Micro Cap 9 (modèles SPICE) afin de confirmer la stabilité de l'asservissement analogique du courant dans l'inductance d'un bras avec des pièces discrètes pour différents points d'opération. Le schéma qui a été utilisé est présenté à l'Annexe IV.

En plus du régulateur, la carte de contrôle du courant comprend les circuits nécessaires à la fréquence de commutation variable, à la création des temps mort (dead time) et à la détection d'un sur-courant provoquant une faute et un arrêt matériel et logiciel du convertisseur.

Le petit circuit imprimé de mesure du courant permet d'amplifier localement la mesure de la faible chute de tension aux bornes de la résistance de mesure avant de l'envoyer par un câble blindé au circuit imprimé de contrôle analogique du courant.

4.2 Stratégie de contrôle implantée et programmation du DSP

Comme mentionné en conclusion du chapitre précédent, le courant de traîne des IGBTs pose une limitation à leur utilisation à haute fréquence. La fréquence minimale de fonctionnement du prototype réalisé a donc été fixée à 15kHz pour une fréquence maximale de 56,25kHz. La

diminution de la fréquence de commutation diminue la marge de phase du système et nécessite un plus gros condensateur. Cependant, le délai introduit par une baisse de fréquence de cette ampleur ne cause pas d'augmentation du condensateur requis puisque c'est principalement l'asservissement analogique et la faible valeur de l'inductance qui permet d'améliorer les performances de régulation du courant et de diminuer le condensateur de bus.

La stratégie de contrôle qui a été implantée est la même que celle présentée dans la section de conception détaillée, mais la plage de variation de la fréquence est légèrement plus basse et la valeur de l'inductance est inversement proportionnelle à cette baisse (5,83μH au lieu de 4,37μH).

Les trois inductances ont été construites comme prévu lors de la conception détaillée avec un entrefer légèrement différent. Puisque chaque inductance a une valeur faible, la longueur du fil entre les connections influencent significativement la valeur de l'inductance (typiquement 1nH par millimètre). L'épaisseur de l'entrefer a été ajustée pour chacune des inductances afin de limiter les différences de valeur entre chaque bobine. L'entrefer et le gabarit de bobinage ont été fabriqué avec du phénolique, matériau isolant résistant à des températures élevées. Les Figure 4.5 et Figure 4.6 montrent une des trois bobines construites et le circuit de mesure de courant.

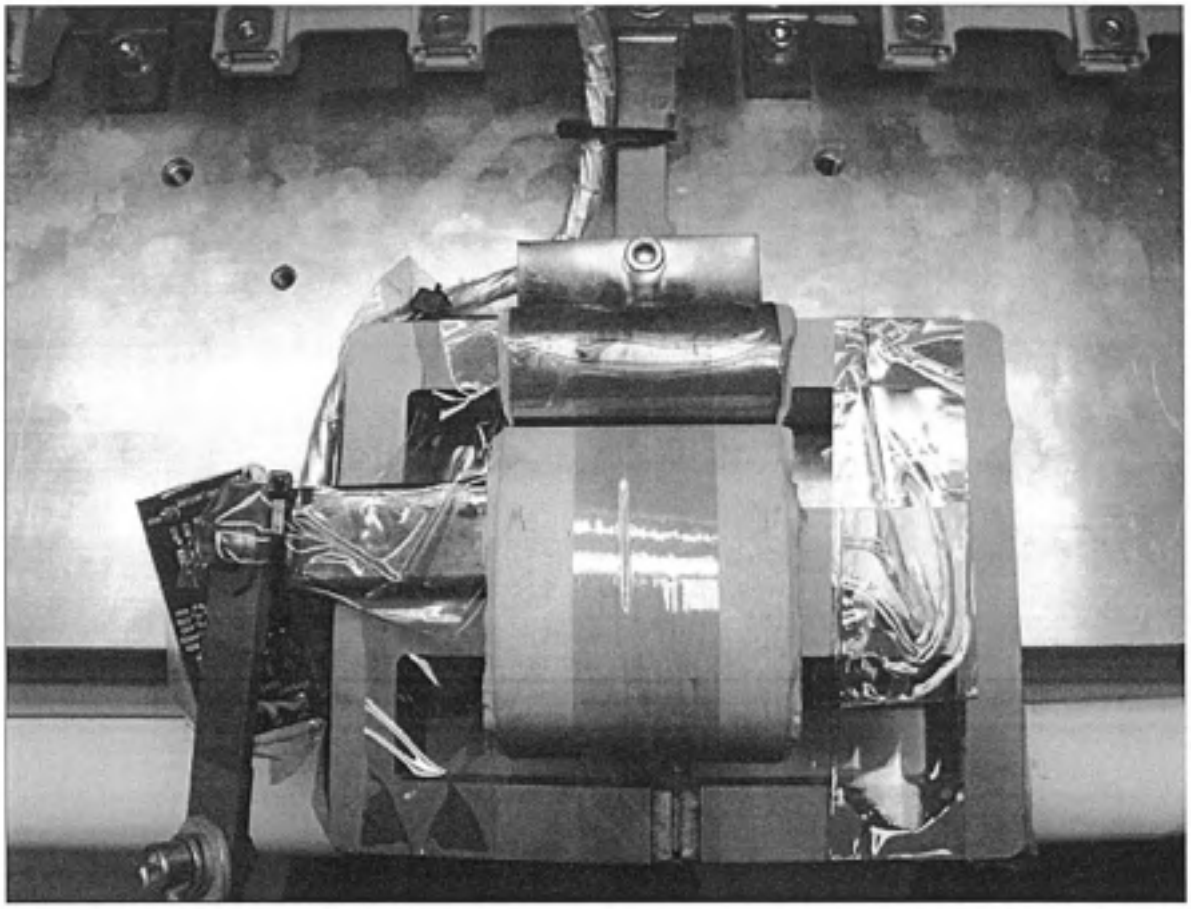

Figure 4.5 Photographie d'une inductance d'un bras montrant le noyau d'une bobine ainsi que les bornes de connexion.

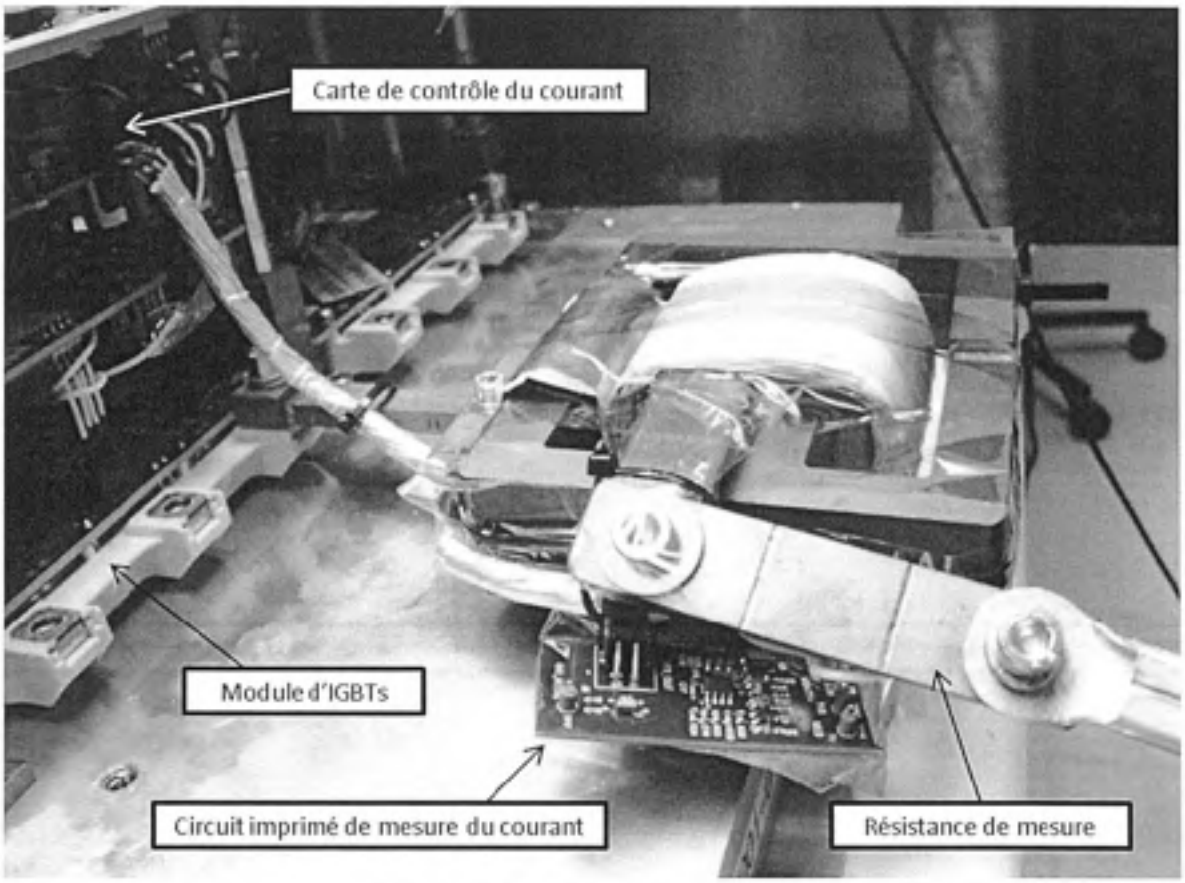

Figure 4.6 Photographie d'une inductance d'un bras et du circuit de mesure.

La valeur du condensateur de sortie du prototype a été fixée à 1080μF, soit à 60% de la valeur actuellement utilisée dans les systèmes de traction MO3. La Figure 4.7 présente le banc de condensateurs de sortie totalisant 1080 μF.

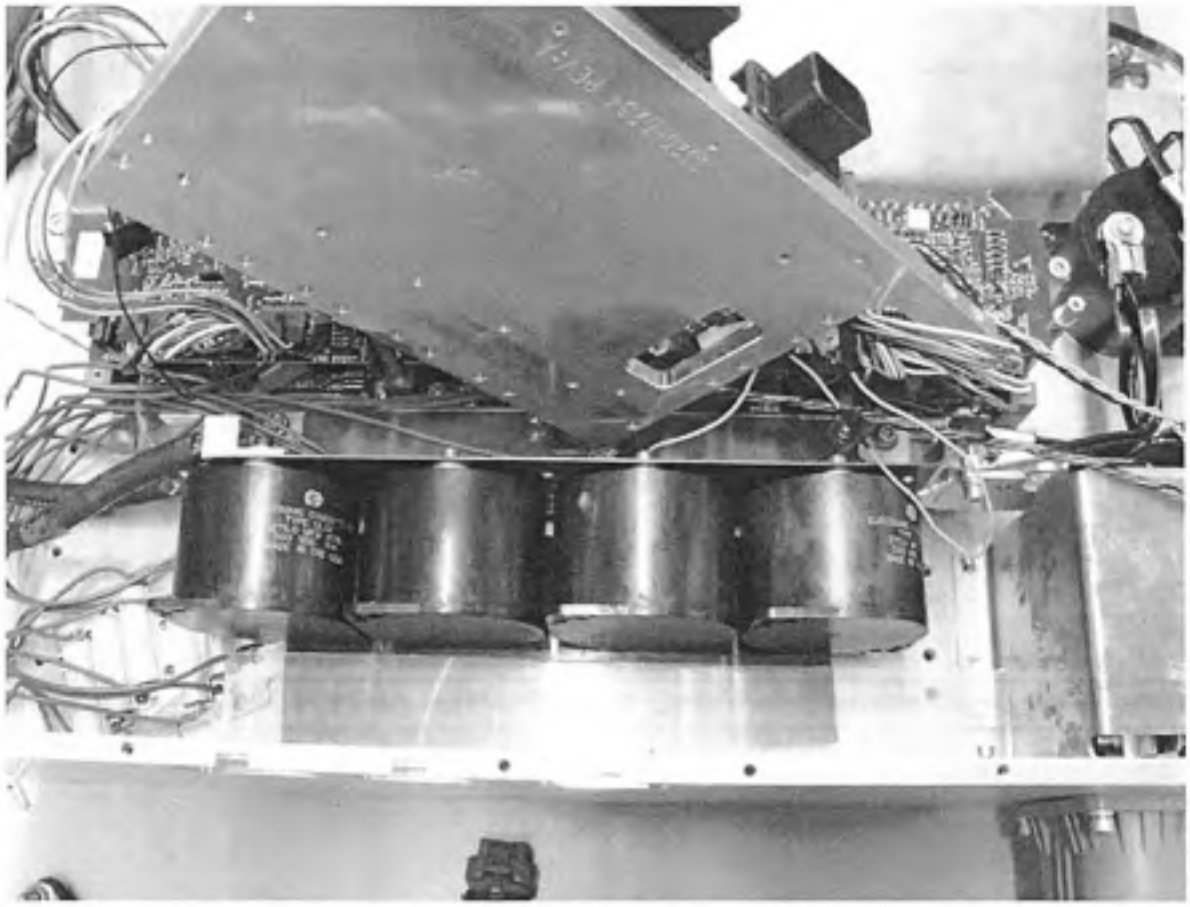

Figure 4.7 Banc de condensateurs à la sortie du convertisseur.

En validant le comportement dynamique du prototype avec celui du modèle simulé pour cette valeur de condensateur, on pourra s'assurer que le modèle simulé est le reflet du convertisseur réel et ainsi confirmer la possibilité d'utiliser un condensateur de sortie aussi petit que 17% de la valeur actuelle, comme simulé.

Le schéma Simulink utilisé lors de la conception détaillée a été modifié afin de bien représenter la régulation du courant avec le régulateur UC2854B et la nouvelle plage de fréquences utilisée. Ce schéma est présenté à l'Annexe II et a été utilisé pour modifier le code C++ implanté dans le DSP de la carte de contrôle.

Puisque la carte de contrôle utilisée sur le prototype a été initialement conçue pour le convertisseur à deux bras à régulation numérique, quatre sorties PWM étaient disponible pour contrôler le nouveau convertisseur à trois bras. Un signal PWM a été utilisé pour l'arrêt et le démarrage de la commutation, un autre pour envoyer une consigne de courant cible et les deux autres pour faire varier la fréquence de commutation. Les signaux d'erreurs matérielles ont été multiplexés pour ajouter le troisième bras de transistors de puissance.

Le prototype ainsi complété a subit des tests dont les résultats sont présentés à la section suivante.

CHAPITRE 5

RÉSULTATS ET DISCUSSION

5.1 Commutation des IGBTs et rendement du convertisseur

Dans l'article de Zhang (2006), on prétend que les oscillations indésirables sur les formes d'onde mesurées sont dues aux instruments de mesures eux-mêmes. Par expérimentation, il est cependant clair que l'oscillation est belle et bien présente sur les courants et tensions lorsque le circuit opère normalement. En effet, l'inductance parasite du module d'IGBTs ainsi que la longueur des connections résonnent avec les condensateurs utilisés pour la commutation douce. En utilisant l'équation (5.1), on voit que la valeur de l'inductance parasite du module en plus de celle des connections correspondent à la fréquence de résonnance mesurée lors de la commutation.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{5.1}$$

Bien que ce phénomène indésirable augmente légèrement le courant efficace et les pertes dans le condensateur résonnant, le rendement du convertisseur n'est pas significativement affecté par celui-ci. Par contre, afin d'améliorer la qualité des formes d'onde acquises lors de la commutation, un circuit amortisseur (« snubber ») actif a été ajouté. La Figure 5.1 présente le schéma utilisé en simulation pour reproduire la résonance et valider la conception de l'amortisseur.

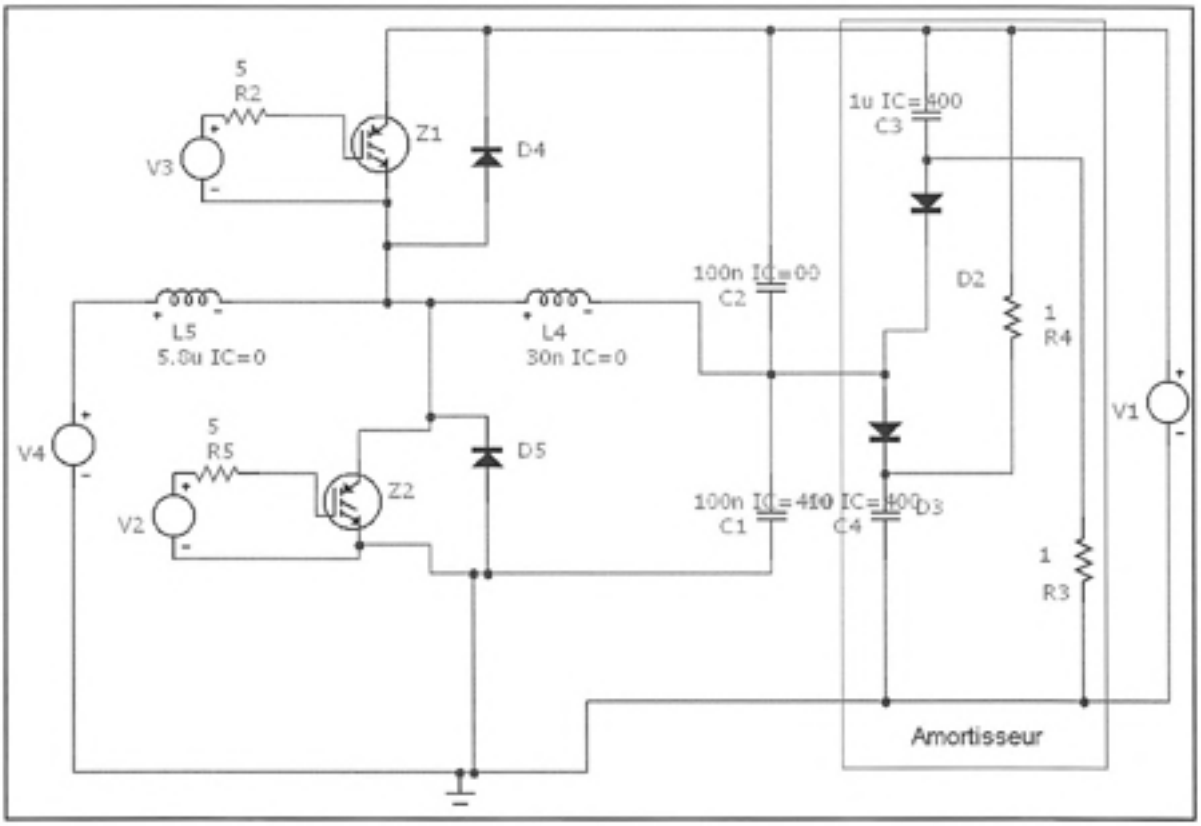

Figure 5.1 Schéma Micro Cap de simulation de l'amortisseur ajouté au circuit.

La topologie d'amortisseur choisie provient du document de Severns (2007) et permet de limiter les pertes à l'amortissement tout en n'influençant pas la résonnance pendant le temps mort. La Figure 5.2 est une photographie de l'amortisseur, qui est situé le plus près possible du module d'IGBTs.

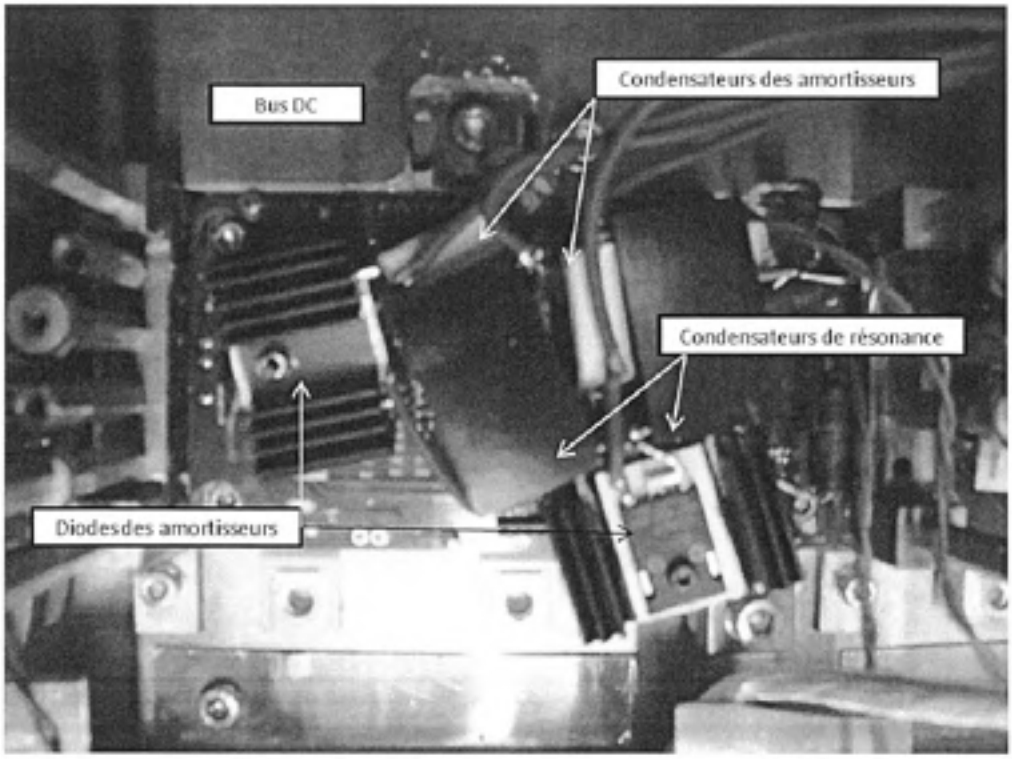

Figure 5.2 Photographie d'amortisseurs.

La Figure 5.3 compare la tension prise expérimentalement aux bornes d'un IGBT lorsqu'un amortisseur est utilisé ou non sur un bras de transistors pour un même point d'opération.

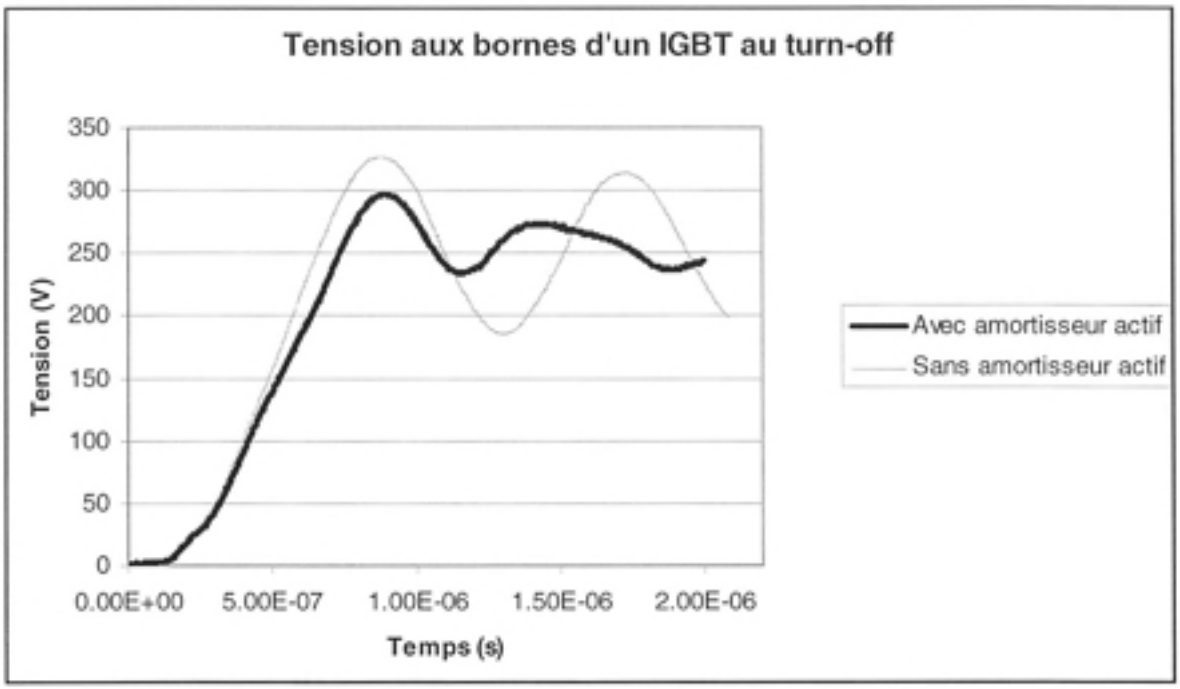

Figure 5.3 Tension expérimentale aux bornes d'un IGBT avec et sans amortisseur.

Sur la Figure 5.4 qui présente des formes d'onde expérimentales pour une élévation de tension de 220 à 250V, l'amortisseur permet d'apprécier l'efficacité de la commutation douce à l'ouverture et à la fermeture.

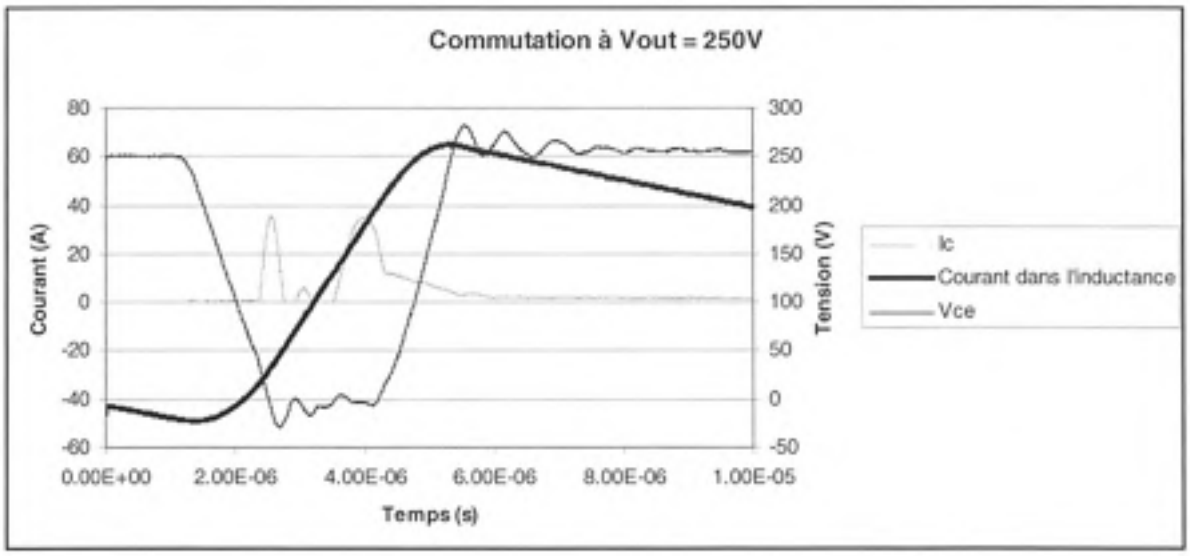

Figure 5.4 Commutation d'un IGBT pour Vout = 250V.

Lors de la fermeture de l'IGBT, la tension aux bornes de l'IGBT (V_{CE}) n'est pas tout à fait descendue à 0V, alors le condensateur de résonance est court-circuité et le courant de collecteur (I_C) augmente. Ce phénomène engendre des pertes qui sont représentée par la puissance instantanée au cours de la fermeture à la Figure 5.5.

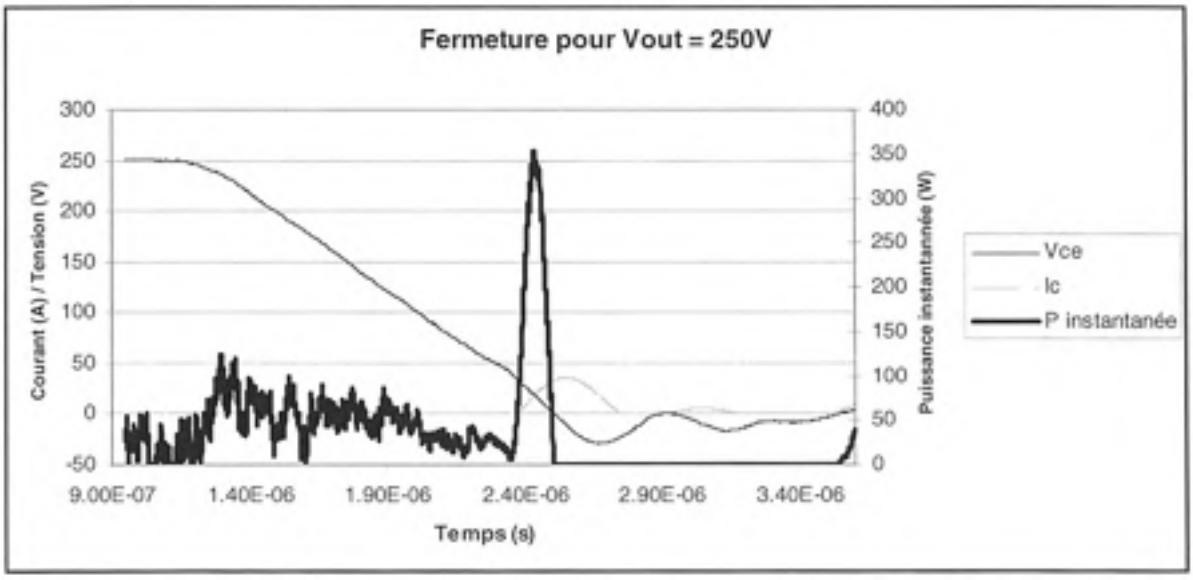

Figure 5.5 Puissance instantanée à l'amorçage pour Vout = 250.

L'énergie dissipée à la fermeture est obtenue en intégrant cette forme d'onde. En multipliant cette énergie par la fréquence de commutation utilisée pour ce point d'opération, on obtient les pertes à la fermeture de cet IGBT (4W). À l'ouverture, on peut remarquer sur la Figure 5.6 que la tension tarde à augmenter aux bornes du transistor alors que son courant de collecteur a presqu'atteint zéro ampères.

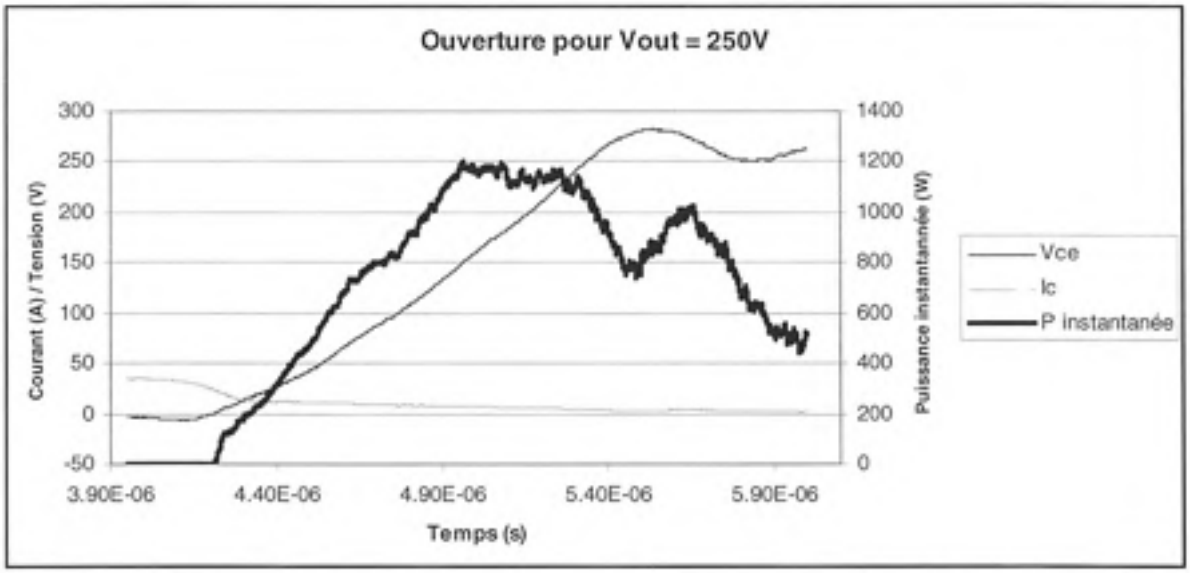

Figure 5.6 Puissance instantanée à l'ouverture pour Vout = 250.

Le courant résiduel de traîne dans l'IGBT provoque malgré tout des pertes. La Figure 5.6 présente la puissance instantanée au cours de l'ouverture et l'on en retire des pertes de 53W.

La Figure 5.7 montre la commutation du même IGBT pour, une élévation de 220V à 400V à fréquence de commutation maximale de 56kHz.

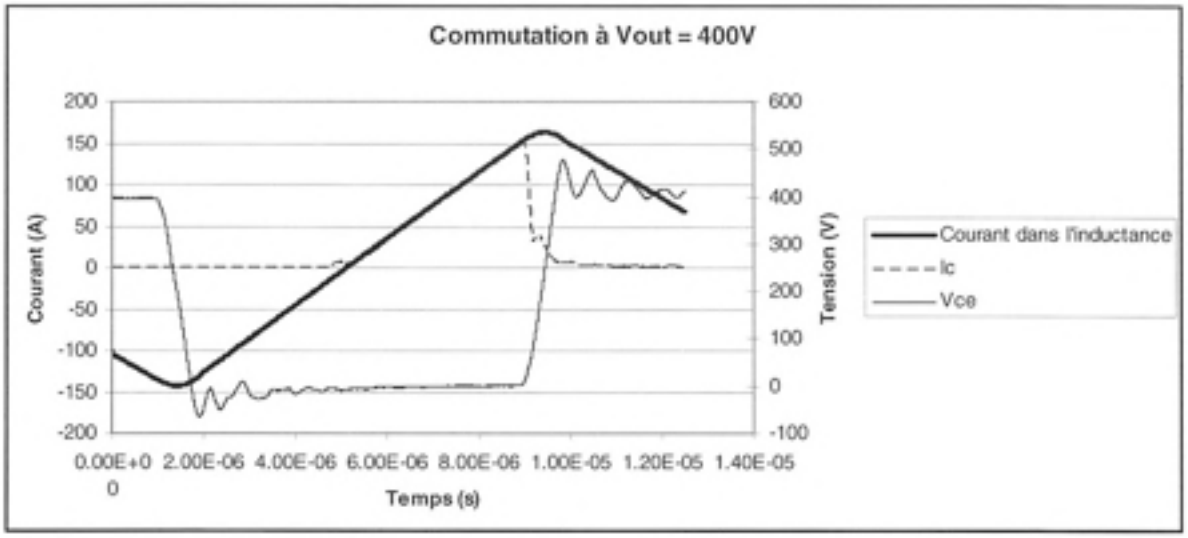

Figure 5.7 Commutation d'un IGBT pour Vout = 400V.

Contrairement au niveau de tension de sortie de 250V, le condensateur de résonnance est complètement déchargé avant l'amorçage du transistor de puissance, alors aucune énergie n'est dissipée par celui-ci à ce moment. Cependant, l'énergie dissipée à l'ouverture de l'IGBT est importante et est illustrée à la Figure 5.8.

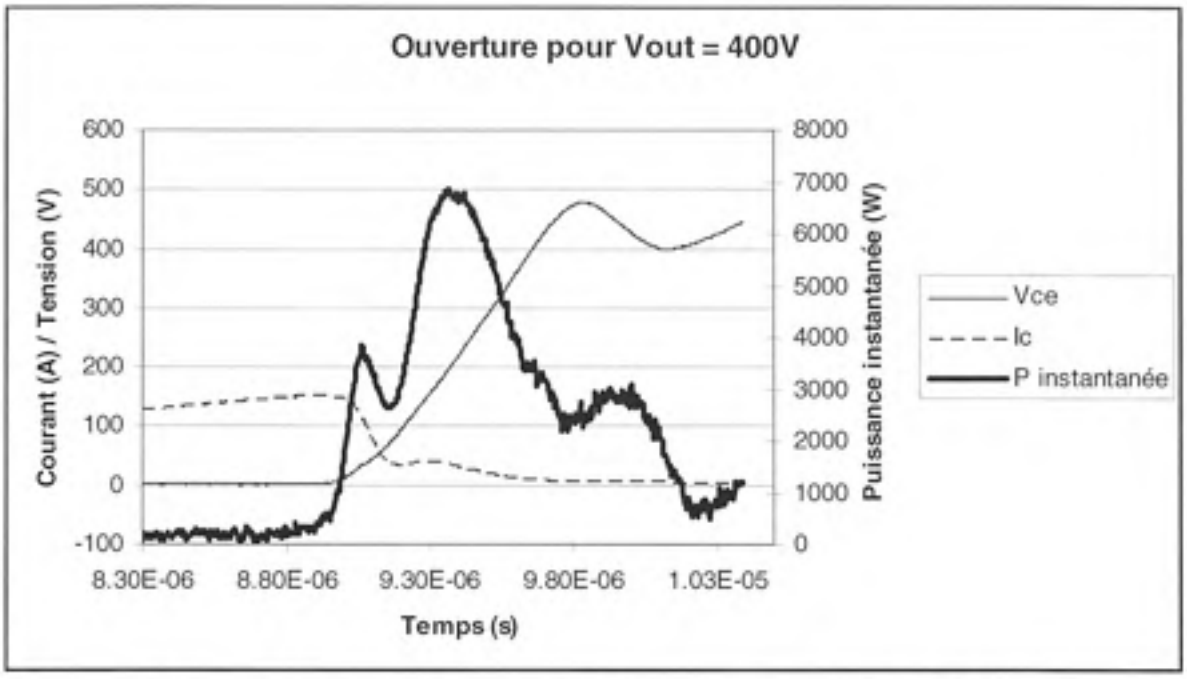

Figure 5.8 Puissance instantanée à l'ouverture pour Vout = 400V.

Bien que l'énergie dissipée à l'ouverture soit plus faible que lors de la commutation dure (4mJ au lieu de 8mJ pour ce point d'opération selon la fiche technique), la durée et l'intensité du courant de traîne ont un impact négatif important sur les pertes obtenues. L'équation utilisée pour la conception détaillée ne tient pas compte de ce courant de traîne, et la fréquence de commutation utilisée devrait donc être diminuée pour que les pertes de commutation soient acceptables pour ce point d'opération. Cela nécessite une inductance de valeur légèrement plus élevée et peut être implantée dans la prochaine itération du convertisseur.

La Figure 5.9 présente le rendement du convertisseur sur toute la plage de puissance pour une tension de sortie de 250V. On peut remarquer que les pertes obtenues pour ce point d'opération sont suffisamment faibles.

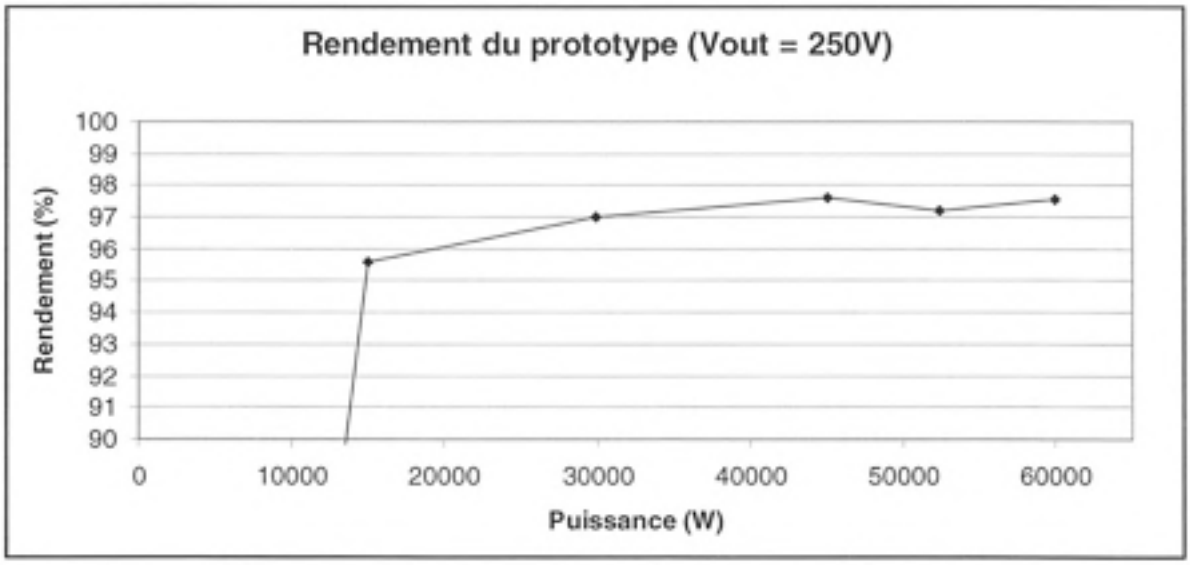

Figure 5.9 Rendement du convertisseur pour Vout = 250V.

5.2 Fréquence variable et régulation

La Figure 5.10 montre le courant dans les inductances du convertisseur lorsque celui-ci fonctionne puissance maximale pour une tension de sortie de 250V. On peut voir que les trois courants sont déphasés de 120 degrés. On peut aussi remarquer que la valeur de l'inductance du centre est légèrement plus faible que les deux autres, ce qui cause une variation plus importante du courant dans celle-ci. De plus, le courant moyen à l'entrée du convertisseur est bien partagé dans chaque bras.

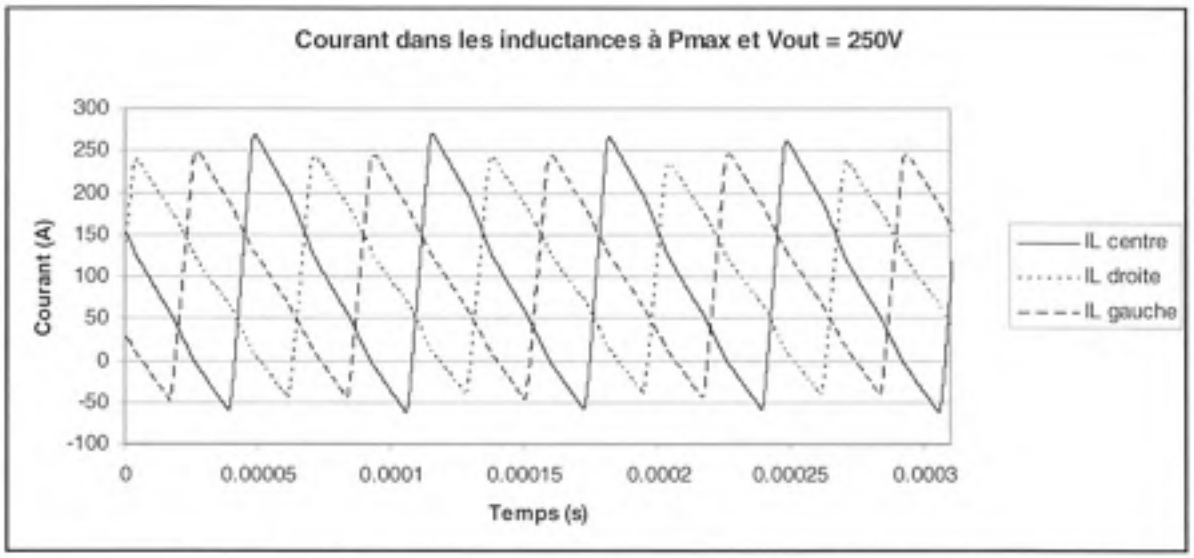

Figure 5.10 Courant dans les inductances des trois bras à 60kW.

La Figure 5.11 montre l'échauffement d'une inductance à puissance maximale. On peut constater que les pertes cuivre dominent comme calculé.

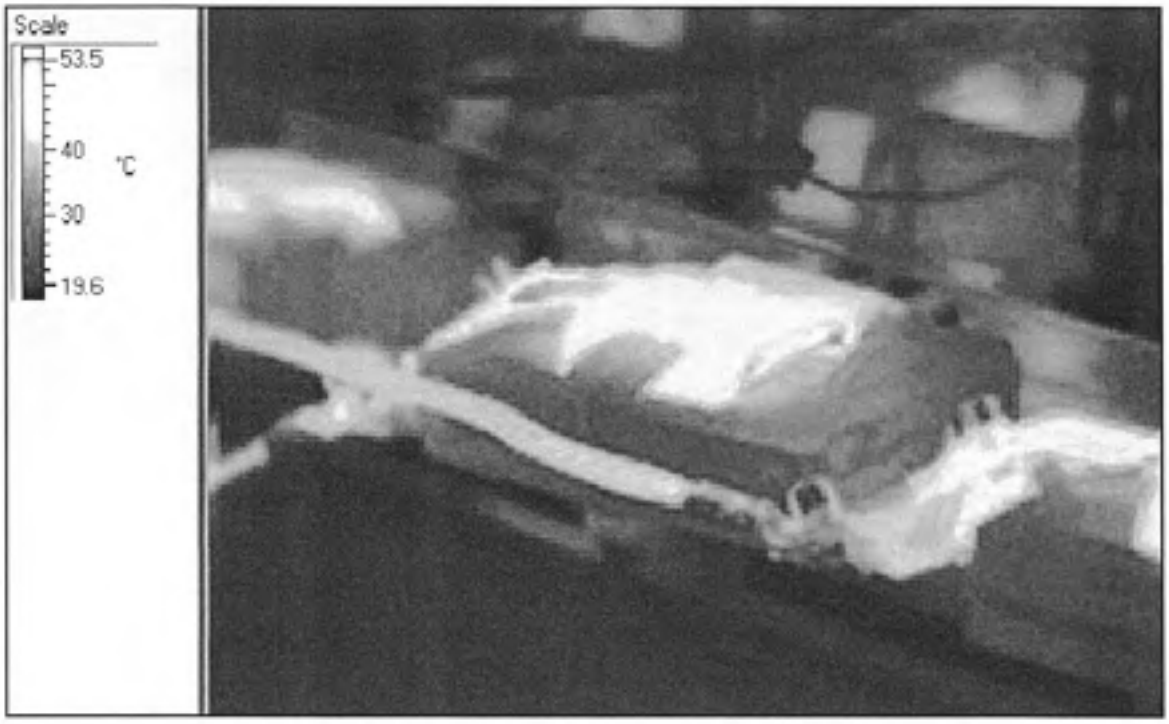

Figure 5.11 Photographie thermique d'une inductance.

La Figure 5.12 montre le courant dans l'inductance d'un des bras pour des tensions de sortie différentes et puissance nulle. On peut y remarquer l'efficacité du changement de fréquence selon la tension de sortie.

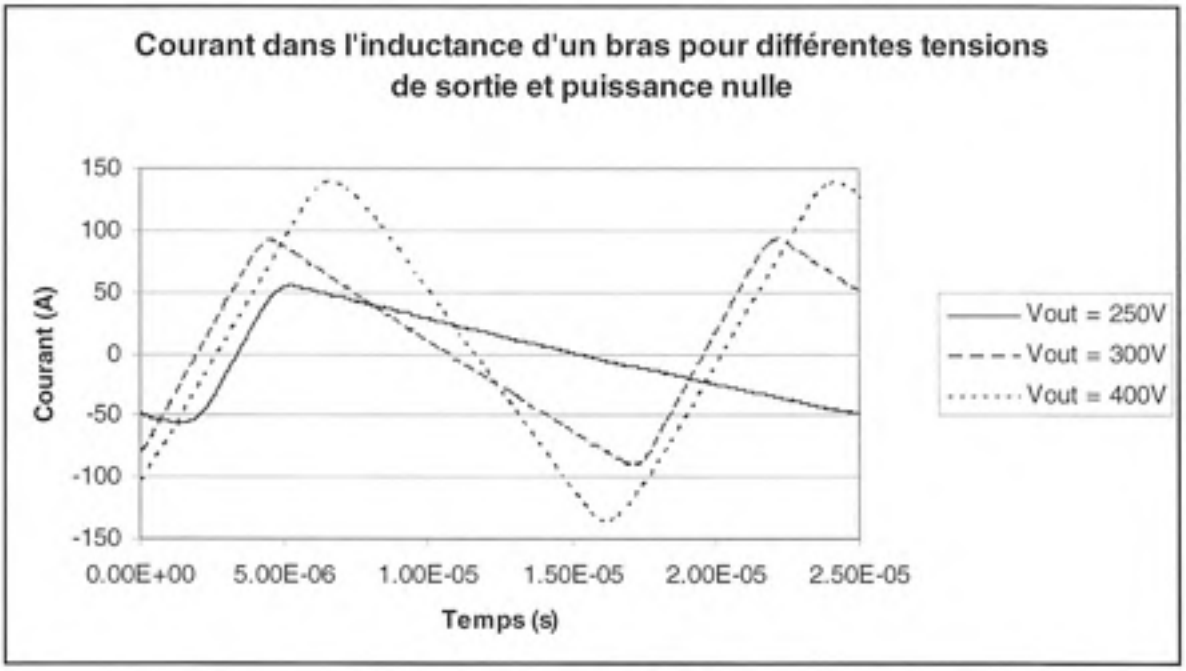

Figure 5.12 Forme du courant dans un des inductances pour différents V_{out}.

Le principal objectif du projet étant de diminuer le condensateur de sortie en utilisant une stratégie de contrôle plus nerveuse, il est important de comparer la réponse à un échelon du prototype avec le modèle simulé pour les mêmes conditions. Ainsi, le modèle sera validé et confirmera la possibilité d'utiliser un condensateur de seulement 300µF en sortie. La Figure 5.13 présente la réponse du convertisseur lorsqu'on lui impose en sortie une charge de 5kW en série avec une inductance de 166µH.

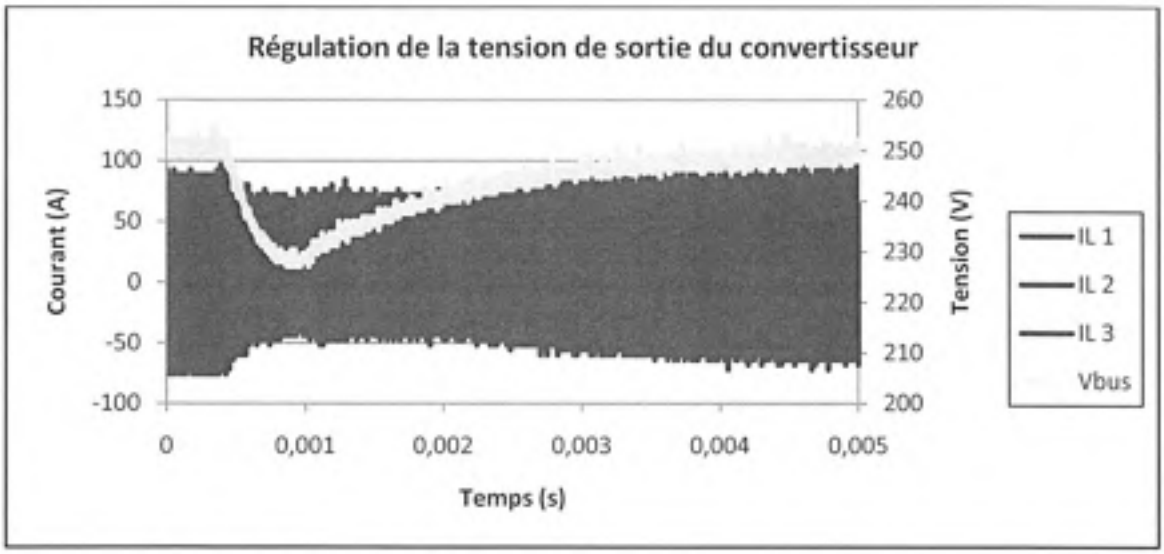

Figure 5.13 Convertisseur soumis à une charge presqu'instantanée.

De la même façon, le modèle simulé a été soumis à une charge résistive de 5kW en série avec 166µH. La Figure 5.14 est une vue rapprochée de la forme de la tension de sortie et montre que la régulation en simulation et sur le prototype est comparable, puisqu'après 7ms la tension est la même et le taux de variation de la tension de sortie et le même dans les deux cas.

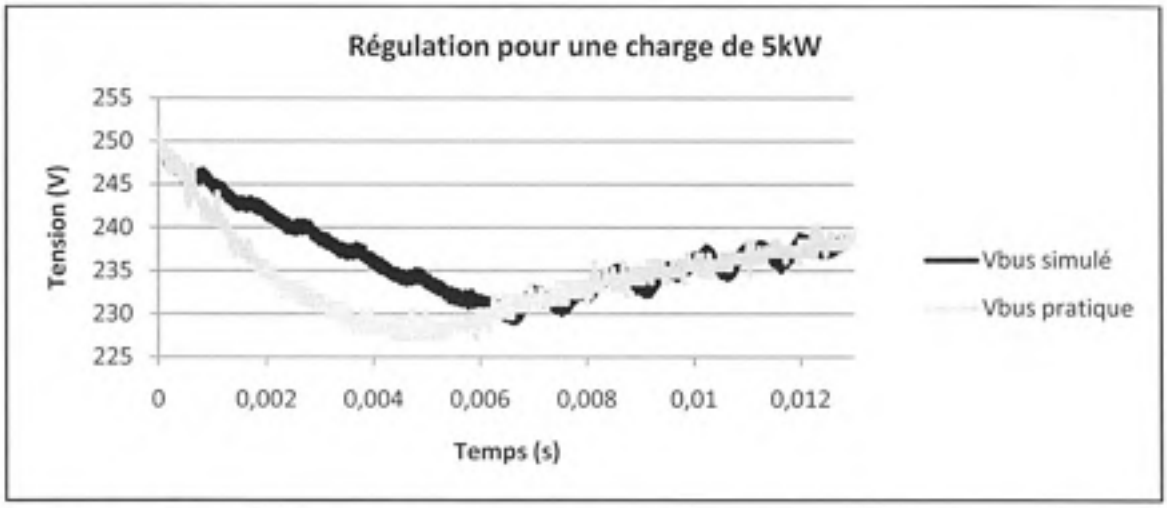

Figure 5.14 Convertisseurs réel et simulé soumis à une charge presqu'instantanée.

CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

Le prototype de convertisseur de courant continu à commutation douce qui a été réalisé a permis de prouver le potentiel de réduction de coût important (28%) associé à son utilisation. En plus des économies sur les composantes électroniques, la diminution du volume de l'entraînement électrique permet de diminuer le coût du boîtier.

Pour une tension de sortie de 250V et une fréquence de commutation variable, le rendement du convertisseur s'est avéré excellent pour toutes les puissances de sortie et correspond aux pertes calculées lors de la conception détaillée.

Pour une tension de sortie de 400V, le courant de traîne des IGBTs utilisés influence significativement les pertes à fréquence maximale qui sont un peu trop élevées.

La stratégie de contrôle implantée permet une régulation plus rapide de la tension de sortie et permet de diminuer au sixième le condensateur de sortie.

En tenant compte des résultats obtenus, une deuxième version du prototype devrait être réalisée avant d'utiliser la stratégie de contrôle et la topologie proposées dans un produit commercialisable. Cette deuxième itération du prototype devrait contenir des cartes électroniques dédiées au lieu de certaines pièces récupérées sur des produits existants. Le régulateur de courant moyen UC2854B devrait être remplacé par des pièces discrètes afin de contrôler directement la séquence de démarrage et le nombre de cartes utilisées devrait être réduit au possible afin de diminuer le nombre de fils et de connecteurs requis. La mesure de courant devrait être rapprochée du circuit de contrôle pour chacun des bras et les pièces devraient toutes être certifiées « automobiles ». Le gain proportionnel du régulateur de courant devrait varier en fonction du point d'opération pour pouvoir fonctionner avec les performances optimales en tout temps.

Deux solutions intéressantes se présentent pour régler le problème du courant de traîne associé aux pertes élevées à 400V de tension de sortie. D'abord, l'utilisation de MOSFETs en parallèle avec les IGBTs, tel que suggéré par Borage (2003), afin de retarder la montée de la tension permettrait de faire diminuer les pertes en conservant la fréquence de commutation élevée.

L'autre solution est de diminuer la plage de fréquence de commutation du convertisseur pour qu'il fonctionne à une fréquence maximale de 37,5kHz et une fréquence minimale de 10kHz. Cette basse fréquence de commutation nécessiterait d'augmenter légèrement la valeur des inductances d'entrée (environ 10μH au lieu de près de 6μH) et est audible, mais survient seulement à puissance maximale et vitesse faible. La régulation analogique et la faible valeur de l'inductance permettraient de conserver un avantage important sur la grosseur du condensateur de sortie nécessaire même si la fréquence de commutation plus faible introduit un léger retard sur la réponse du système. Cette dernière solution est simple à implanter et peut même être testée sur le prototype actuel en remplaçant seulement les inductances et en modifiant le code sur le DSP. Cette option se présente comme une suite logique au projet complété et permettra à court terme à TM4 de diminuer significativement le coût de production de son système de traction.

ANNEXE I

COURBES DE SPÉCIFICATIONS DE L'ENTRAÎNEMENT ÉLECTRONIQUE MO3 DE TM4 INC.

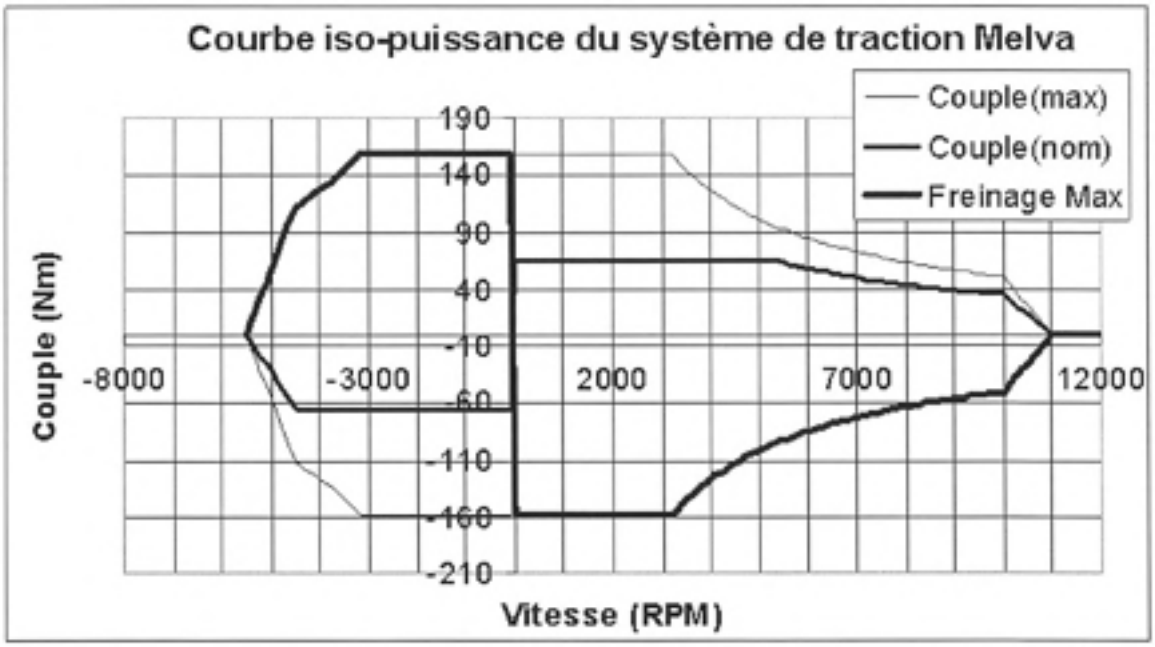

Figure-A I-1 Courbe ISO-Puissance de la machine de TM4.
Tirée de Cyr (2008, p. 28)

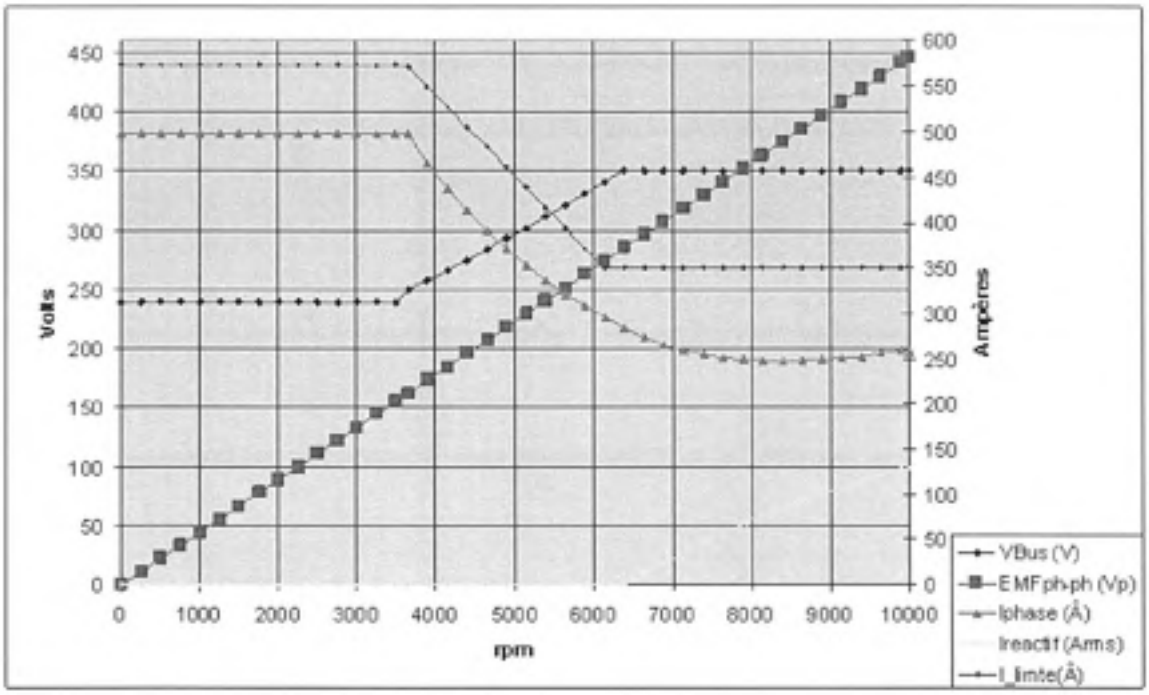

Figure-A I-2 FEM Phase-phase et autres caractéristiques du système en fonction de la vitesse du rotor.
Tirée de Amar (2008, p. 19)

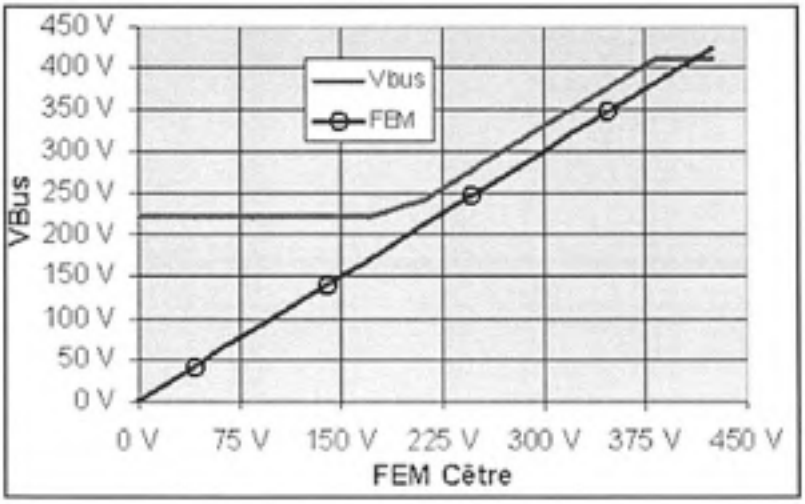

Figure-A I-3 Tension intermédiaire à l'entrée de l'onduleur en fonction de la FEM crête.
Adaptée de Amar (2008, p. 16)

ANNEXE II

PRINCIPAUX BLOCS DU SCHÉMA SIMULINK DU CONVERTISSEUR RÉALISÉ EN PRATIQUE

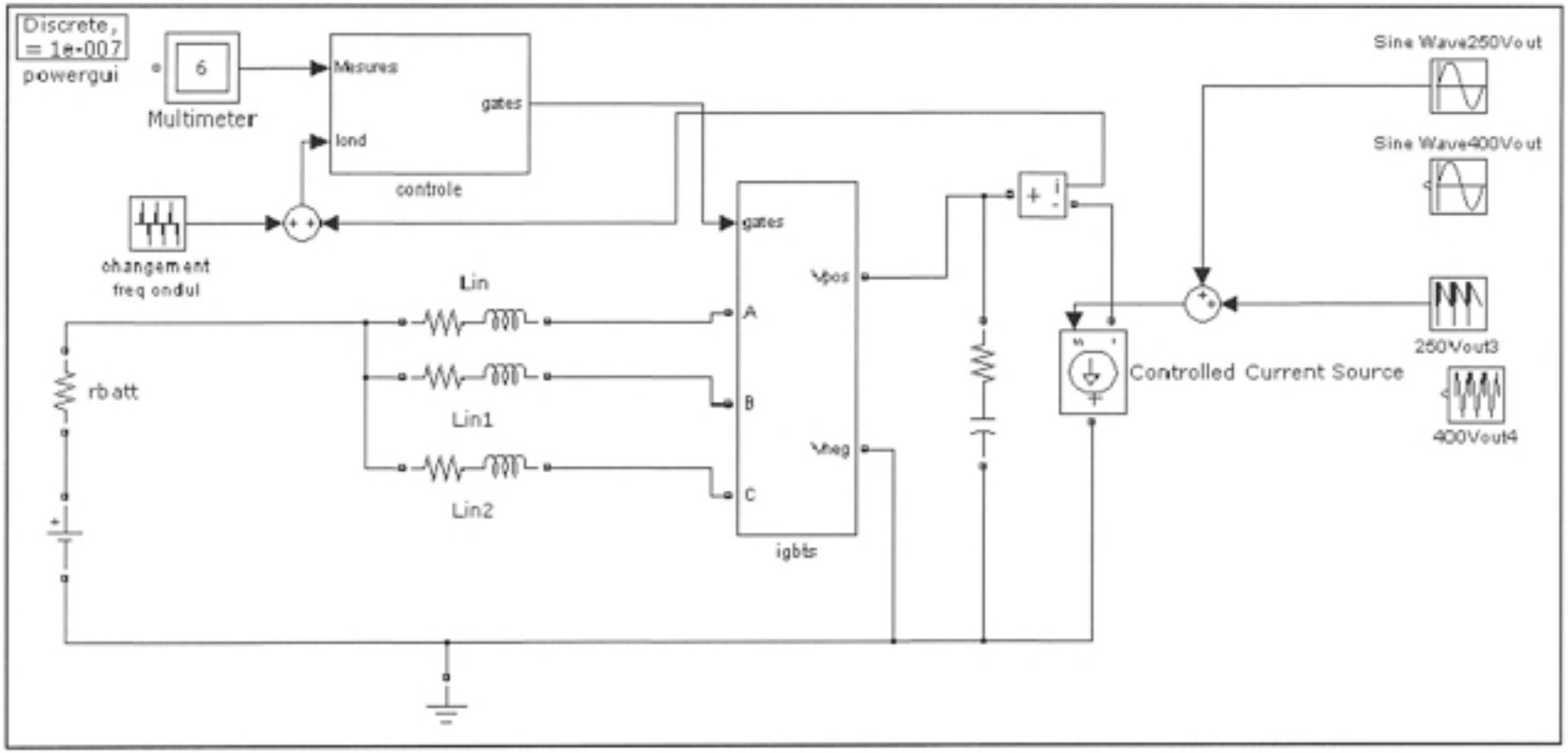

Figure-A II-1 Schéma haut niveau du convertisseur simulé.

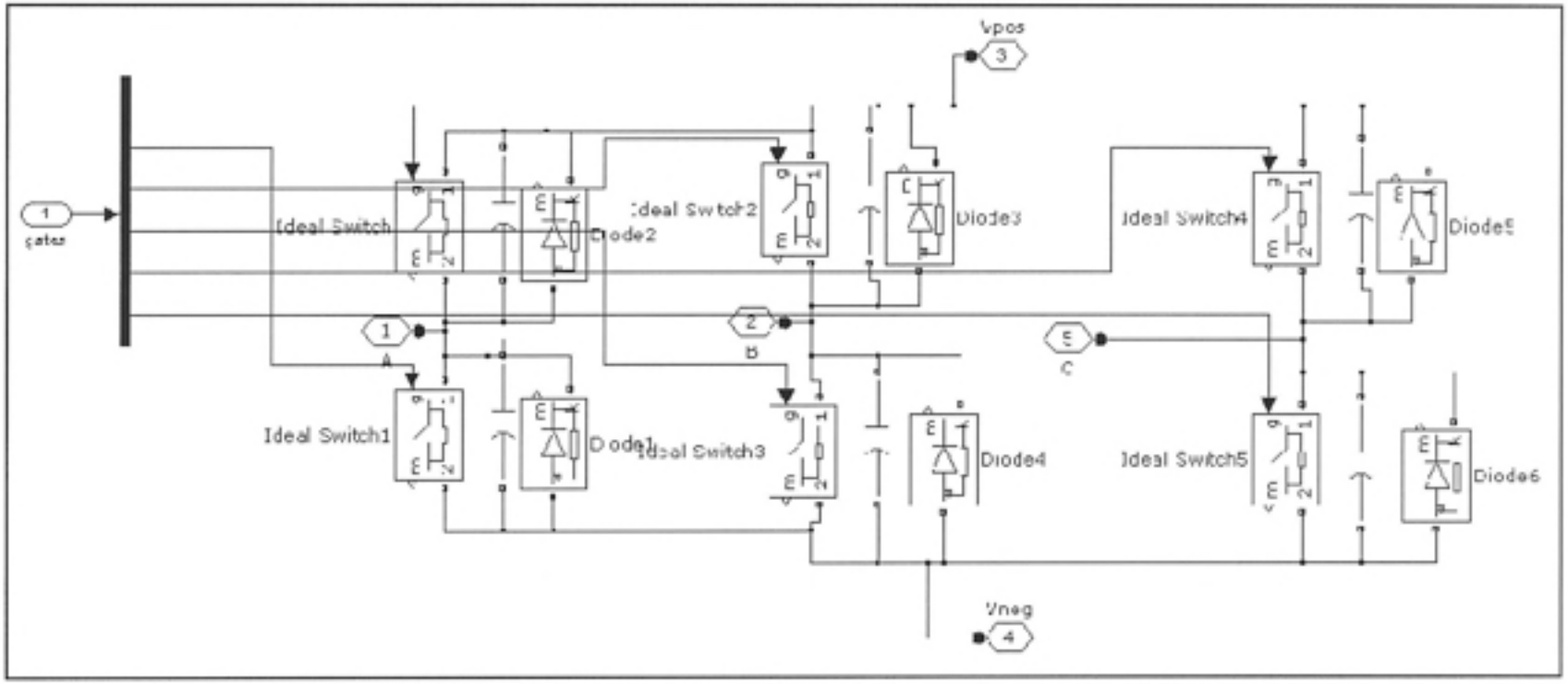

Figure-A II-2 Schéma Simulink du bloc 'IGBTs'.

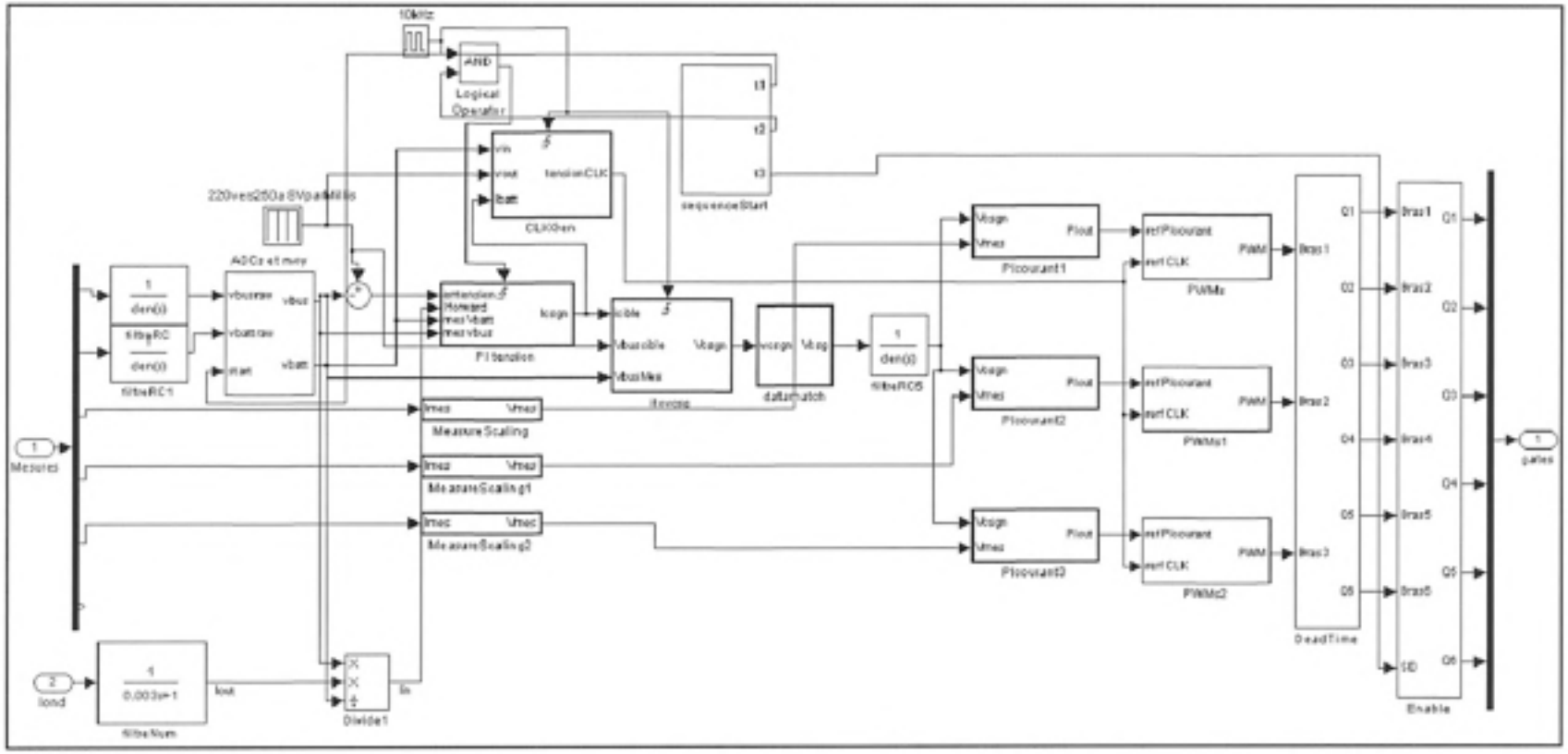

Figure-A II-3 Schéma Simulink du bloc 'Controle'.

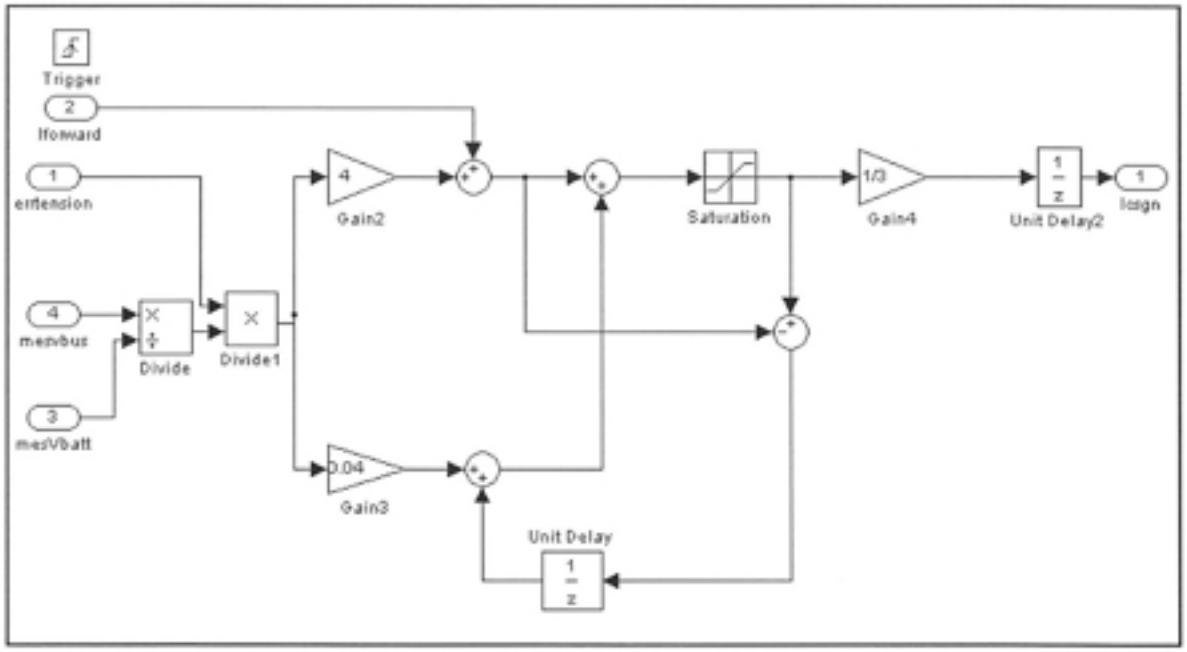

Figure-A II-4 Schéma Simulink du bloc 'Controle/PI tension'.

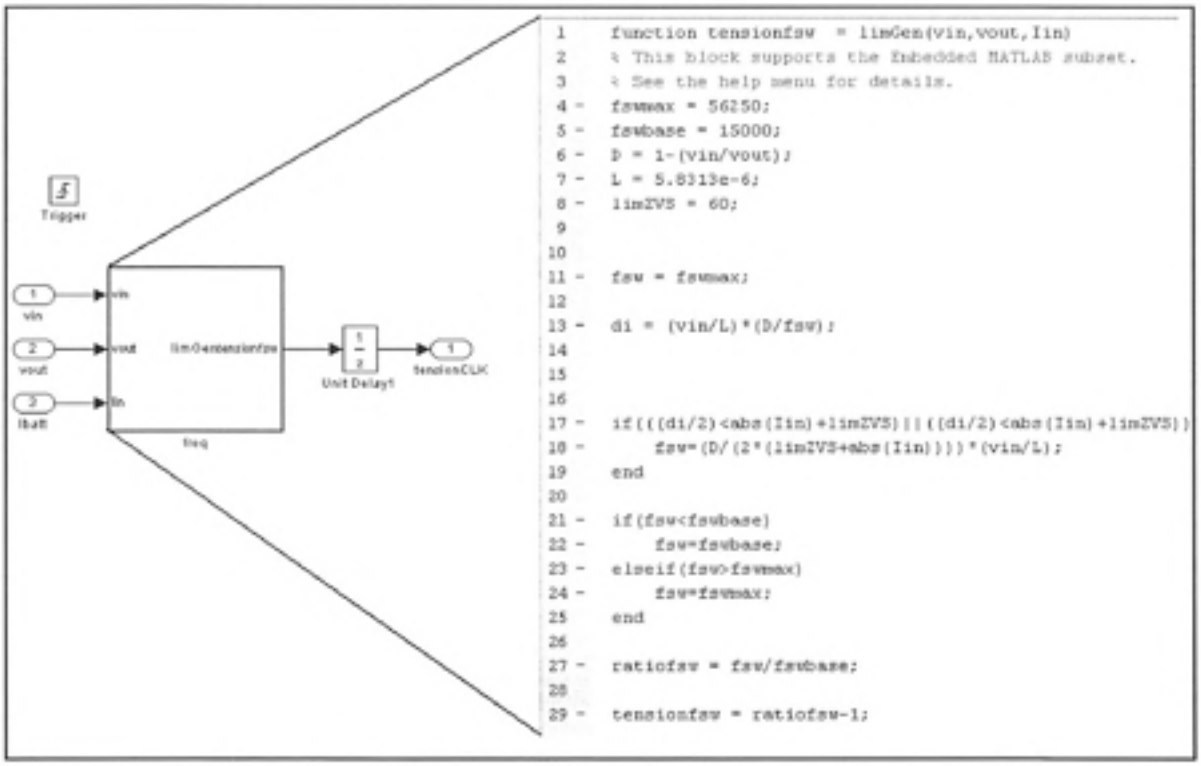

Figure-A II-5 Shéma Simulink du bloc 'Controle/CLKGen'.

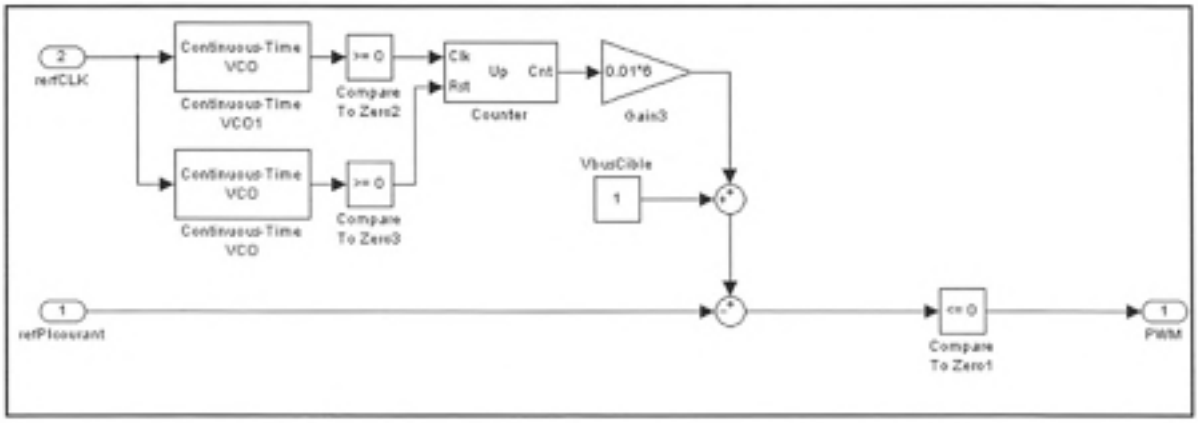

Figure-A II-6 Schéma Simulink du bloc 'Controle/PWMs'.

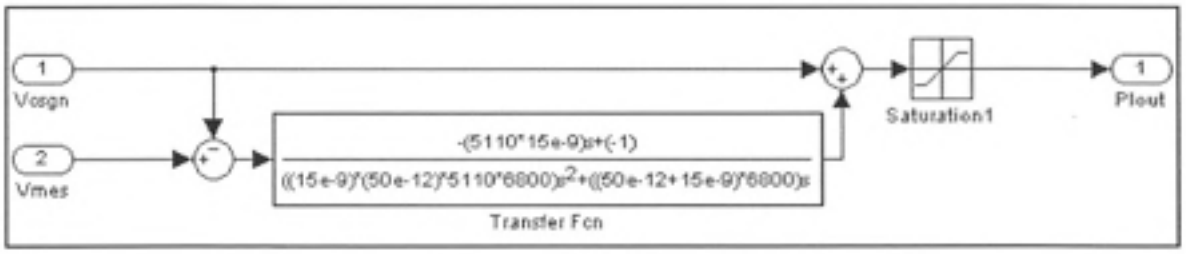

Figure-A II-7 Schéma Simulink du bloc 'Controle/PIcourant'.

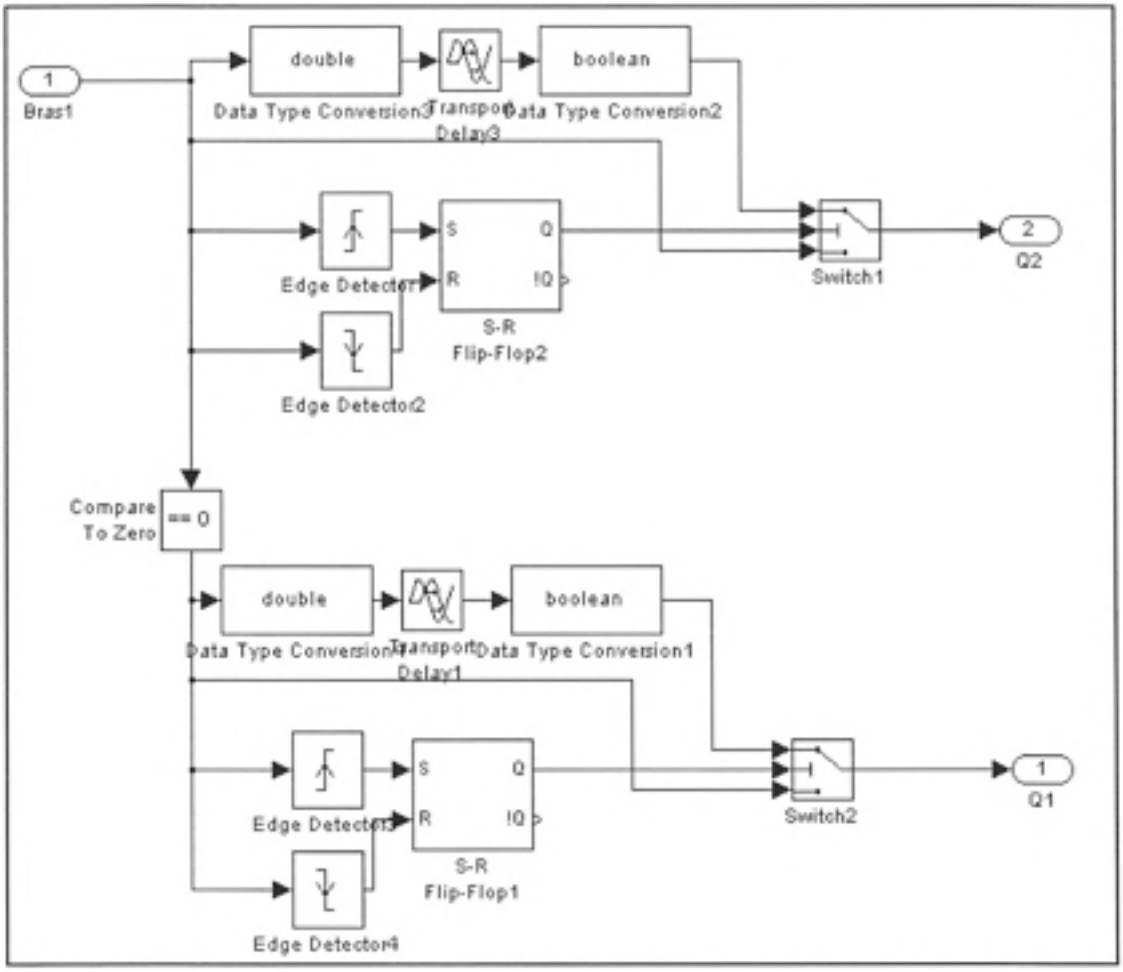

Figure-A II-8 Shéma Simulink pour un des trois bras du bloc 'Controle/DeadTime'.

ANNEXE III

SCHÉMA DES CARTES DE CONTRÔLE DU COURANT ET DE MESURE DU COURANT

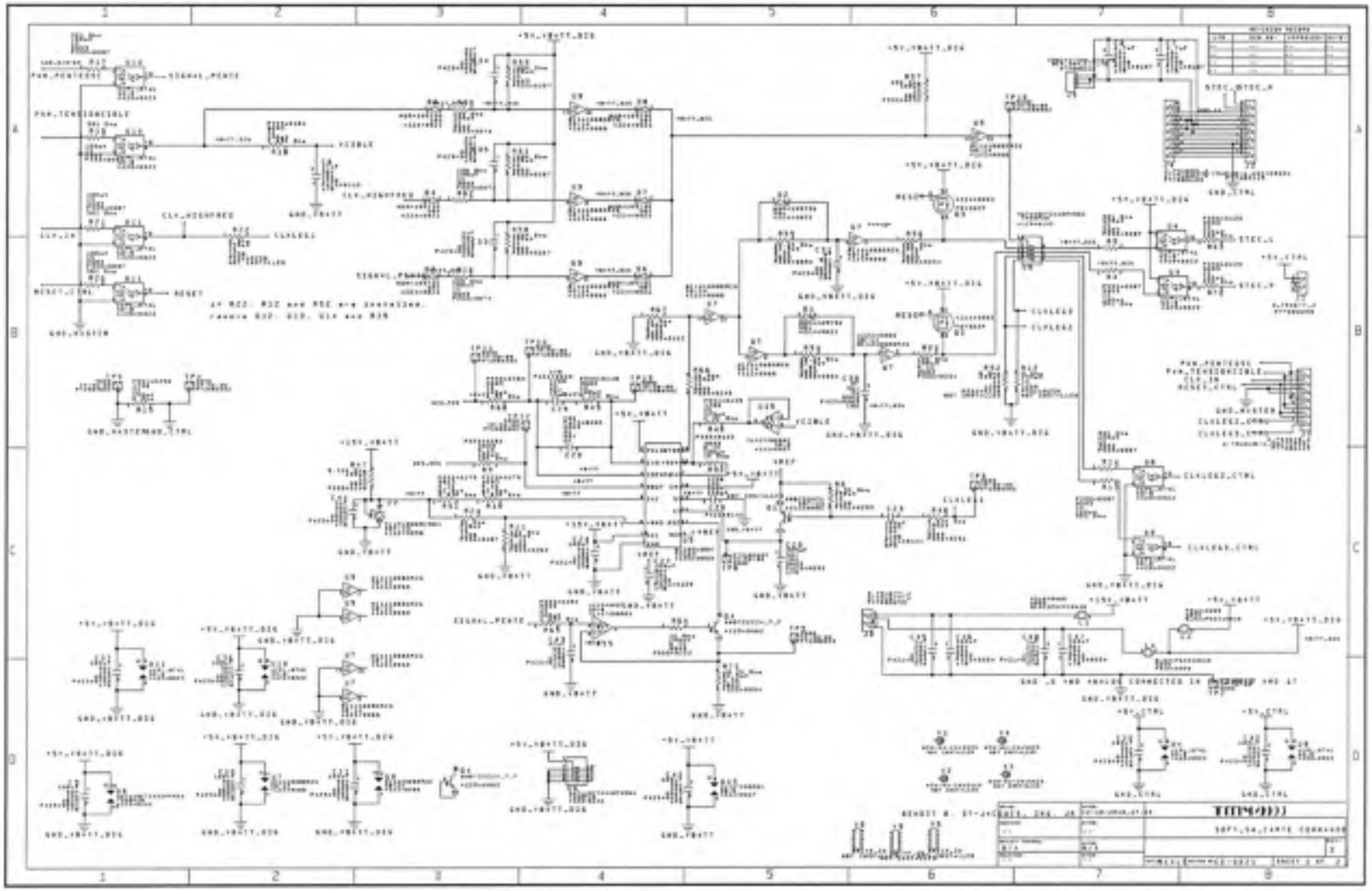

Figure-A III-1 Schéma de la carte de contrôle du courant, côté 1.

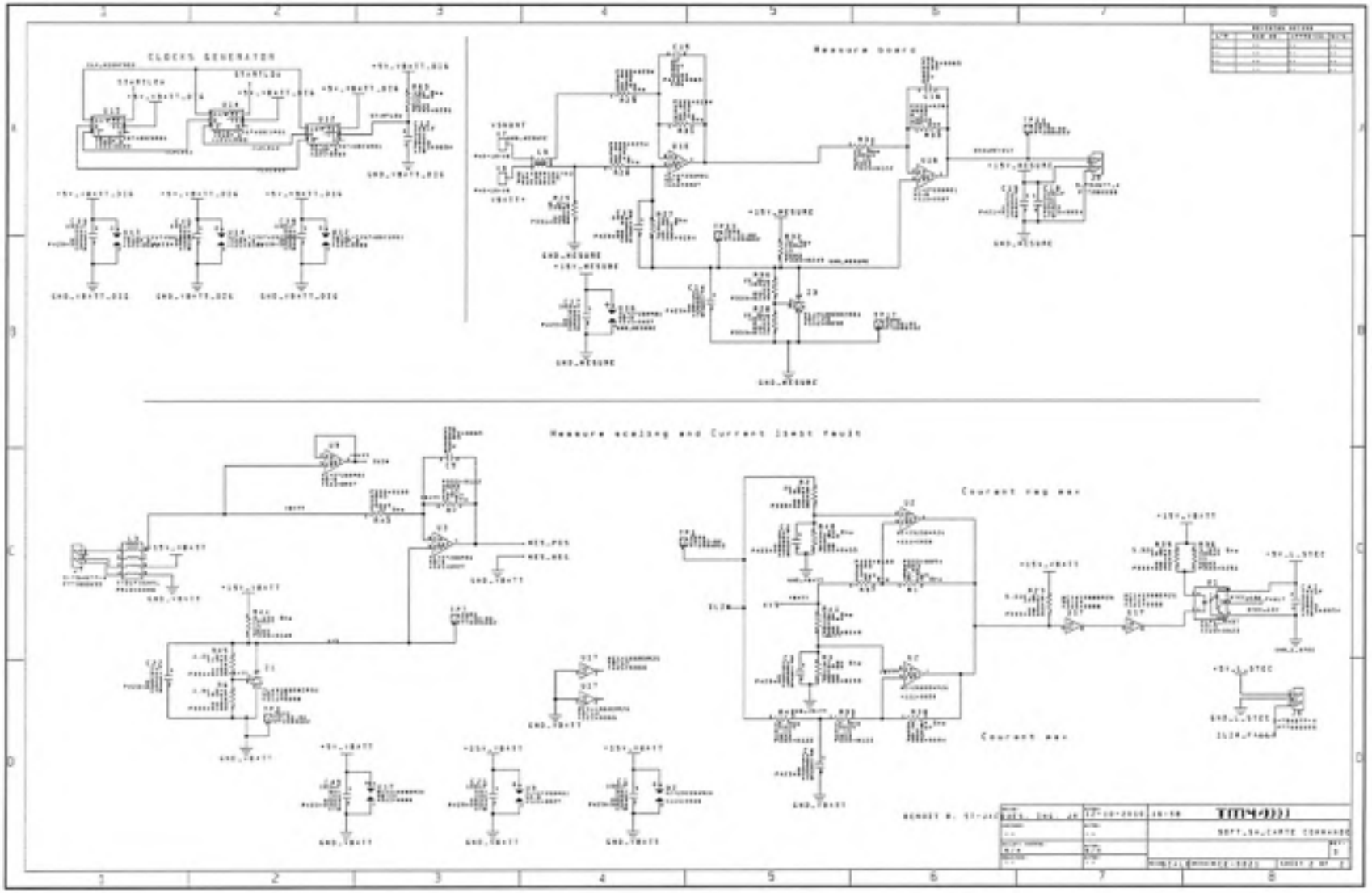

Figure-A III-2 Schéma de la carte de contrôle du courant, côté 2.

ANNEXE IV

SCHÉMA MICRO CAP 9 DU CONTRÔLE ANALOGIQUE DU COURANT

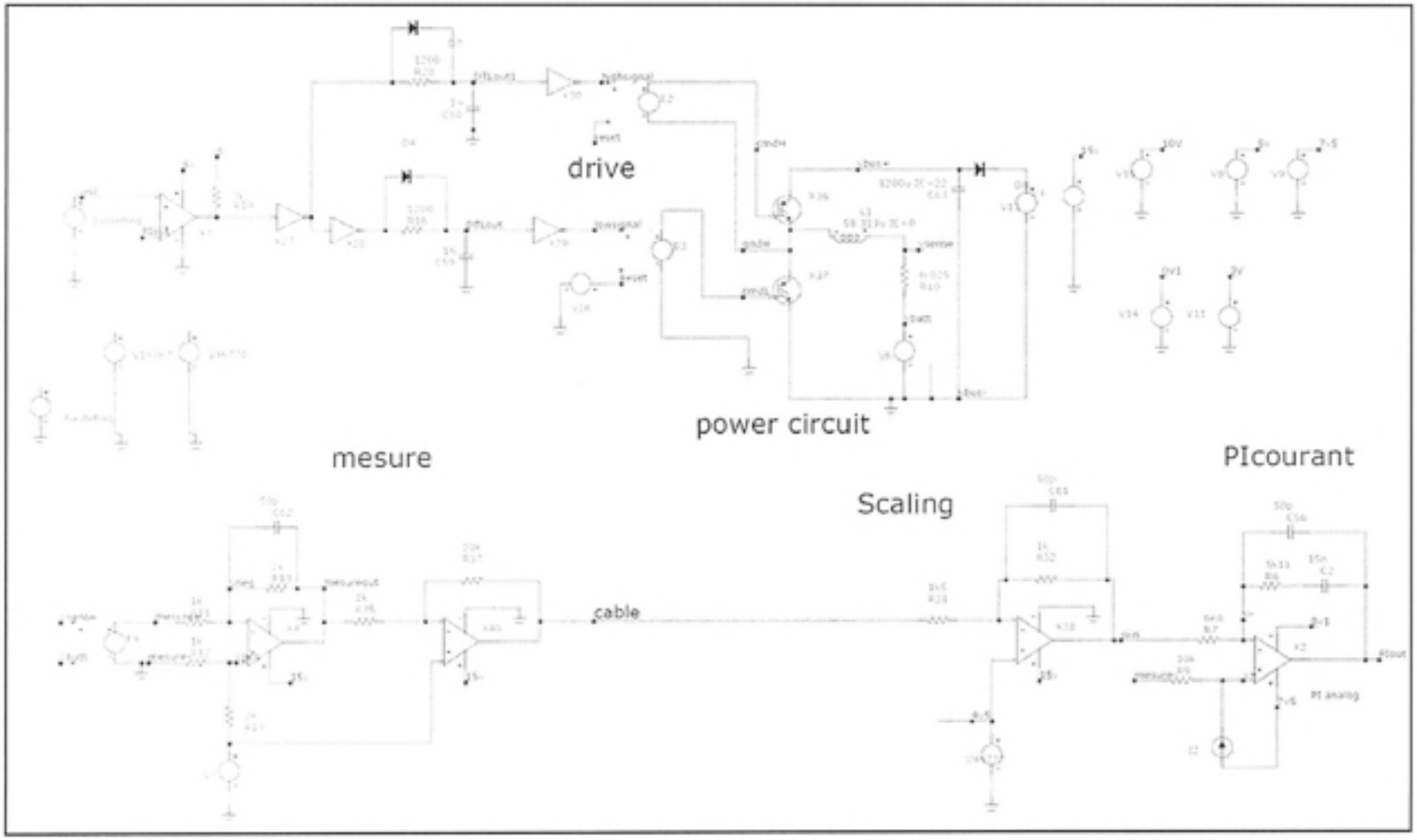

Figure-A IV-1 Schéma de simulation Microcap du circuit de contrôle du courant.

BIBLIOGRAPHIE

Al-Haddad, Kamal, Rachid Chaffaï et M. C. Ghanem. 1995. *Électronique de puissance II : Notes de cours ELE-654*. Programme de baccalauréat en génie électrique. Montréal : École de Technologie Supérieure, 134 p.

Amar, Mohammed. 2008. *SVSP160P60 Puissance Cahier des charges : Entraînement électronique*. Coll. « Cahier des charges de TM4 inc. », IN-8009F. Boucherville (Qc) : TM4 inc., 29 p.

Borage, Mangesh, Sunil Tiwari et S. Kotaiah. 2003. « MOSFET-Assisted Soft-Switching of IGBTs: A Re-Examination ». In *EE Times : News and Analysis*. En ligne. < http://www.eetimes.com/electronics-news/4196940/MOSFET-Assisted-Soft-Switching-of-IGBTs-A-Re-Examination >. Consulté le 20 juillet 2010.

Calderon-Lopez, G. et A. J. Forsyth. 2009. «High-Power Dual-Interleaved ZVS BoostConverter with Interphase Transformer for Electric Vehicles ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition*. (Washington, Feb. 15-19 2009), p. 1078-1083.

Cyr, Jean-Marc. 2008. *MK-MAR-0215-107T Ingénierie Cahier des charges : Système de traction Mo3*. Coll. « Cahier des charges de TM4 inc. », IN-8009F. Boucherville (Qc) : TM4 inc., 55 p.

Dixon, Lloyd. 1999. « Application Note U-140 : Average Current Mode Control of Switching Power Supplies ». En ligne. 15 p. < http://focus.ti.com/lit/an/slua079/slua079.pdf>. Consulté le 26 janvier 2010.

Eaton, John W. 2008. *Matlab*, version 7.6.0.324. Logiciel. Natick (Ma.) : MathWorks.

Erickson, Robert W et Dragan Maksimovic. 2001. *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. New York : Kluwer Academic Publishers. 912 p.

Ferreira, J. A. 1994. « Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 9, n°1, (Janvier), p. 127-131.

Frisch, Michael. 2006. « Standard Modules Supporting Ultra High Motor Speed for Electric Vehicle ». En ligne. 3 p. < http://download.vincotech.com/power/documentsection/AN61201SoftswingModule.pdf >. Consulté le 10 décembre 2009.

Groupe CEDRAT. 2009. *Flux2D*, version 10.3. Logiciel. Meylan : Groupe CEDRAT.

Haiping, Xu, F.Z. Peng, Chen Lihua et Wen Xuhui. 2008. « Analysis and design of Bi-directional Z-source inverter for electrical vehicles ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition*. (Austin, Feb. 24-28 2008), p.1252-1257.

Isurin, Alexander et Alexander Cook. 2008. « Passive Soft-Switching Snubber Circuit with Energy Recovery ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition*. (Austin, Feb. 24-28 2008), p. 465-468.

Kinjo, Tatsuto, Tomonobu Senjyu, Shigeyuki Sugimoto, Teruo Takagi, Junya Miyagi et Naomitsu Urasaki. 2006. « Bi-directional Zero-Current-Svwitching Approach Applied for Energy Storage System Using Electric Double Layer Capacitor ». In *Power Electronics Specialists Conference*. (Jeju, Jun. 18-22 2006), p. 1-6.

Lee, Dong-Gyu, Nam-Ju Park et Dong-Seok Hyun. 2008. « Soft-Switching Interleaved Bidirectional DC–DC Converter for Advanced Vehicle Applications ». In *Power Electronics Specialists Conference*. (Rhodes, Jun. 15-19 2008), p. 2988-2993.

Leyva-Ramos, Jesus, Jorge Alberto Morales-Saldaña et Margarito Martínez-Cruz. 2002. «Robust Stability Analysis for Current-Programmed Regulators ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, n°5, (Octobre), p. 1138-1145.

Mc Lyman, William T. 2004. *Transformer and Inductor Design Handbook*, 3rd éd. Boca Raton : CRC Press, 556 p.

Metglas. 2008. « High-Tech Magnetic Materials vs. Performance ». En ligne. 14 p. < http://metglas.com/downloads/apec0301.pdf >. Consulté le 15 septembre 2009.

Mishima, Tomokazu, Eiji Hiraki et Toshihiko Tanaka. 2006. « A ZCS Lossless Snubber Cells-Applied Half-Bridge Bidirectional DC–DC Converter for Automotive Electric Power Systems ». In *Power Electronics Specialists Conference*. (Jeju, Jun. 18-22 2006), p. 1-6.

Miwa, Brett A., David M. Otten et Martin F. Schlecht. 1992. « High Efficiency Power Factor Correction Using Interleaving Techniques ». In *Power Applied Power Electronics Conference and Exposition*. (Boston, Feb. 23-27 1992), p. 557-568.

Mohan, Ned, Tore M. Undeland et William P. Robbins. 2003. *Power Electronics : Converters, Applications and design*, 3rd ed. New York : John Wiley & Sons. 824 p.

Peng, Fang Z., Hui Li, Gui-Jia Su et Jack S. Lawler. 2004. «A New ZVS Bidirectional DC–DC Converter for Fuel Cell and Battery Application ». *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 19, n° 1, (décembre), p. 54-65.

Peng, Fang Zheng. 2003. « Z-Source Inverter ». *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 39, n°2, p.504-510.

Ridley, Ray. 2006. « Designers Series, Part V: Current-Mode Control Modeling ». *Switching Power Magazine*. En ligne. 2006, p. 1-9. <http://www.switchingpowermagazine.com/downloads/5%20Current%20Mode%20Control%20Modeling.pdf>. Consulté le 23 février 2010.

Sernia, P. C., D. A. Finn et G. R. Walker. 2003. « The effects of coupled inductors in parallel interleaved buck converters ». In *The Australasian Universities Power Engineering Conference*. (Christchurch, Sep. 28-Oct. 1 2003), p. 1-5.

Severns, Rudy. 2007. « Design of Snubbers for Power Circuits ». En ligne. 29 p. < http://www.cde.com/tech/design.pdf >. Consulté le 3 août 2010.

Spectrum Software. 2008. *Microcap*, version 9. Logiciel. Sunnyvale : Spectrum Software.

Tarter, Ralph E. 1993. Solid-State Power Conversion Handbook. New York : John Wiley & Sons. 736 p.

Texas Instruments. 2003-2008. « UC1854A, UC2854A, UC2854B, UC3854A, UC3854B : Advanced High-Power Factor Preregulator » . En ligne. 16 p. < http://focus.ti.com/lit/ds/slus329e/slus329e.pdf >. Consulté le 5 mars 2010.

Texas Instruments. 2009. « UC1854, UC2854, UC3854 : High Power Factor Preregulator ». En ligne. 13 p. < http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/uc3854.pdf >. Consulté le 5 mars 2010.

Todd, Philip C. 1999. « Application Note U-134 : UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design ». En ligne. 21 p. < http://www.ti.com/litv/pdf/slua144>. Consulté le 5 mars 2010.

Um, K. J. 2002. « Fairchild Semiconductor : Application Note 9020 IGBT Basic II ». En ligne. 25 p. < http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9020.pdf>. Consulté le 2 juin 2009.

Zhang, Junhong, Rae-young Kim et Jih-Sheng Lai. 2006. « High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional DC-DC Converter ». In *Power Electronics Specialists Conference*. (Jeju, Jun. 18-22 2006), p. 1-7.