

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
Maxime CARON

CONCEPTION ET MISE AU POINT D'UN MODULE DE CONNEXION RÉSEAU
MODULAIRE, BIDIRECTIONNEL EN COURANT ET ISOLÉ

MONTREAL, LE 9 janvier 2012

©Tous droits réservés, Maxime Caron, 2012

©Tous droits réservés

Cette licence signifie qu'il est interdit de reproduire, d'enregistrer ou de diffuser en tout ou en partie, le présent document. Le lecteur qui désire imprimer ou conserver sur un autre media une partie importante de ce document, doit obligatoirement en demander l'autorisation à l'auteur.

PRÉSENTATION DU JURY

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

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

M. Handy Fortin Blanchette, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Hadi Kanaan, membre du jury
Faculté d'ingénierie à l'Université St-Joseph

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

LE 15 DÉCEMBRE 2011

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

La réussite de ce projet a été rendue possible grâce à l'encadrement efficace qu'a su me fournir M. Kamal Al-Haddad. Je l'en remercie grandement.

Le soutien financier de mon directeur de recherche, M. Kamal AL-Haddad, ainsi que celui de l'ÉTS et du FQRNT m'a donné la possibilité de consacrer tout mon temps sur ce projet. Je leur en suis donc très reconnaissant.

Également, je veux remercier M. Handy Fortin Blanchette pour ces précieux conseils et l'intérêt qu'il a manifesté tout au long de ce projet. Ses encouragements ont toujours été bien reçus.

L'aide de M. Hadi Kanaan pour réaliser la modélisation théorique a été très appréciée. Sans sa collaboration, cette partie du projet aurait été très difficile à compléter. Je lui en suis très reconnaissant.

Je tiens aussi à remercier mon collègue de travail et ami Simon Therriault. Sa contribution au niveau de l'implémentation logicielle de la commande sur la plate-forme numérique aura permis à ce projet d'aller bien au-delà qu'il en ait été possible autrement.

Pour finir, je remercie ma copine Anna pour le soutien qu'elle m'a apporté tout au long de la durée de ce travail. Elle a su me redonner l'énergie nécessaire pour continuer lorsque je ne semblais plus en avoir.

CONCEPTION ET MISE AU POINT D'UN MODULE DE CONNEXION RÉSEAU MODULAIRE, BIDIRECTIONNEL EN COURANT ET ISOLÉ

Maxime CARON

RÉSUMÉ

La nécessité de réduire le temps de développement des convertisseurs de puissance et d'augmenter l'efficacité des équipements de test ne cesse de croître. Le développement continu de technologie utilisant l'électricité, tel l'électrification de l'automobile contribue à accélérer cette tendance. De plus, le prix de l'énergie étant sans cesse à la hausse, l'intérêt d'introduire des équipements de tests régénératifs pour la validation des convertisseurs de puissance gagne en importance.

Les efforts déployés dans le projet de ce mémoire font suite au développement des émulateurs de charges régénératifs. Ce type de charge intelligente nécessite une interface de connexion avec le réseau. Pour certaines applications, cette interface doit être bidirectionnelle et présenter une isolation galvanique. Par exemple, les amplificateurs de puissance utilisés pour émuler le comportement d'une source de tension alternative, tels un réseau de distribution ou un moteur, peuvent fonctionner dans les quatre cadrans de courant-tension. Il importe donc de fournir une connexion bidirectionnelle avec le réseau à ce type de convertisseur. D'autre part, dans la foulée du développement des convertisseurs multi-niveau, la caractéristique isolée prend tout son sens, permettant de connecter plusieurs niveaux de tension de façon aléatoire.

Le développement d'une unité de connexion réseau effectuant une conversion CA-CC est donc traité dans ce travail. La conception et l'optimisation d'un convertisseur CC-CC et d'un convertisseur CA-CC sont traitées. La modélisation, la simulation, la conception et les tests expérimentaux sur un prototype de 5kW sont effectués. La stabilité de l'interconnexion entre les deux convertisseurs est également analysée et testée en pratique.

Mots-clés : charge active, charge électronique, convertisseur CC-CC, convertisseur CA-CC

CONCEPTION ET MISE AU POINT D'UN MODULE DE CONNEXION RÉSEAU MODULAIRE, BIDIRECTIONNEL EN COURANT ET ISOLÉ

Maxime CARON

ABSTRACT

The need to reduce development time of power converters and improve the effectiveness of the test equipment continues to grow. This trend is further accelerated through the development of electricity-based technology, such as the electric or hybrid vehicle. As the price of energy continues to rise, regenerative test equipments used for validating power converters are gaining importance and attention.

The thesis focuses on the development of a regenerative load emulator constituent. This type of intelligent load requires a connection to the network interface, which, for some applications, must be bidirectional and must possess a galvanic isolation. For example, power amplifiers used to emulate the behaviour of a source of alternative voltage, such as a distribution network or an engine, can operate in four quadrants of current-voltage. In such cases, it is important to provide a two-way connection from the network to this type of converter. On the other hand, in the wake of the development of multi-level converters, the isolated feature makes sense for connecting several voltage levels in a random fashion.

The development of such network connexion unit processing AC-DC conversion is treated in this work. The design and optimization of DC-DC and AC-DC converters are treated. A 5kW prototype is used as a base to model, simulate, design and test such a system. Finally, the stability of the interconnection between the two converters is analyzed and tested in real time applications.

Keywords: active load, electronic load, DC-DC converter, AC-DC converter

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE	5
1.1 Double pont actif.....	5
1.1.1 Historique de la topologie (1988 à 2001)	5
1.1.2 Étude des méthodes de commande actuelles (2005-2009)	12
1.2 Topologie de conversion CC-CC.....	15
1.2.1 Convertisseur à résonance série	15
1.2.2 Convertisseur élévateur alimenté en courant	17
1.2.3 Convertisseur demi-pont à entrée sur point milieu	19
1.3 Topologie de conversion CA-CC avec isolation galvanique.....	19
1.3.1 Convertisseur hybride à pont complet	19
1.3.2 Convertisseur redresseur actif et DAB demi-pont à lien CC partagé.	20
1.4 Sélection de topologie.....	21
1.5 Conclusion	22
CHAPITRE 2 COMMANDE ET MODÉLISATION.....	23
2.1 Spécifications de l'unité.....	23
2.2 Analyse de stabilité de Krishnamurthy	24
2.2.1 Méthode de commande directe	25
2.2.2 Méthode de commande indirecte	27
2.3 Commande numérique implantée	29
2.3.1 Contrôle du redresseur actif	29
2.3.2 Contrôle du double pont actif	32
2.3.2.1 Introduction d'un angle alpha	33
2.4 Modélisation du système.....	35
2.4.1 Système d'équations	36
2.4.2 Modèles moyens	37
2.4.2.1 Modèle moyen du DAB	37
2.4.2.2 Modèle moyen du redresseur actif.....	42
2.4.2.3 Résumé des modèles moyens.....	42
2.4.3 Régime statique.....	44
2.4.4 Linéarisation	45
2.4.5 Conception des régulateur.....	46
2.4.5.1 Contrôleur de courant i_{L1}	46
2.4.5.2 Contrôleur de tension v_2	48
2.4.5.3 Contrôleur de tension v_1	51
2.5 Conclusion	55
CHAPITRE 3 CONVERTISSEUR CC-CC ISOLÉ : ÉTUDE ET CONCEPTION	57
3.1 Optimisation de la conception de l'étage de puissance	59

3.1.1	Pertes à l'ouverture des interrupteurs	59
3.1.2	Mécanisme de commutation à la fermeture, pont en avance de phase	61
3.1.3	Mécanisme de commutation à la fermeture, pont en retard de phase	64
3.1.4	Optimisation de la valeur de l'inductance	66
3.2	Calcul de l'élévation de température	77
3.2.1	Primaire du DAB	77
3.2.2	Secondaire du DAB	79
3.3	Dimensionnement du condensateur de filtrage de sortie	80
3.4	Conception du transformateur	81
3.5	Conception de l'inductance	89
3.6	Simulation	92
3.7	Expérimentation	97
3.8	Conclusion	107
CHAPITRE 4 REDRESSEUR ACTIF : ÉTUDE ET CONCEPTION		109
4.1	Conception	110
4.1.1	Dimensionnement de l'inductance	110
4.1.2	Dimensionnement du condensateur de sortie	111
4.1.3	Dimensionnement du pont d'interrupteur	112
4.2	Calcul de l'élévation de température	118
4.3	Conception de l'inductance	120
4.4	Simulation	123
4.5	Expérimentation	127
4.6	Conclusion	129
CHAPITRE 5 SYSTÈME COMPLET : SIMULATION ET EXPÉRIMENTATION ...		131
5.1	Simulation	131
5.2	Expérimentation	135
5.3	Conclusion	141
CONCLUSION		143
ANNEXE I DÉVELOPPEMENT MATHÉMATIQUE		147
LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES		155

LISTE DES TABLEAUX

		Page
Tableau 2.1	Modèle d'états moyens des étages de la charge active	43
Tableau 2.2	Paramètre de la fonction de transfert $G_{v_i, \hat{i}_{L_i}}$	52
Tableau 2.3	Paramètre des compensateurs	55
Tableau 3.1	Spécifications du DAB	58
Tableau 3.2	Paramètres optimisés du DAB	71
Tableau 3.3	Perte du pont d'interrupteurs du primaire	75
Tableau 3.4	Perte du pont d'interrupteurs du secondaire	76
Tableau 3.5	Pertes des interrupteurs du DAB	76
Tableau 3.6	Paramètres du calcul d'élévation de température du primaire	79
Tableau 3.7	Paramètres du calcul d'élévation de température du secondaire	80
Tableau 3.8	Paramètres de conception des transformateurs	83
Tableau 3.9	Spécifications de la ferrite des transformateurs Tirée des spécifications du E55/28/21	84
Tableau 3.10	Résultats de conception du transformateur	89
Tableau 3.11	Paramètres de conception de l'inductance	89
Tableau 3.12	Résultats de conception de l'inductance	92
Tableau 4.1	Spécifications du redresseur actif	110
Tableau 4.2	Sommaire des pertes pour l'IGBT FGH60N60SMD	117
Tableau 4.3	Sommaire des pertes pour l'IGBT IKW75N60T	118
Tableau 4.4	Pertes par diode/IGBT pour le calcul de l'élévation thermique	118
Tableau 4.5	Paramètres du calcul d'élévation de température du redresseur	120

Tableau 4.6	Spécifications du noyau de poudre de l'inductance. Tirée des spécifications du T400-34D	121
Tableau 4.7	Résultats de conception de l'inductance	122
Tableau 5.1	Performances du module de connexion réseau en mode source. Tension de réseau de 180V	140
Tableau 5.2	Performances du module de connexion réseau en mode source. Tension de réseau de 220V	140
Tableau 5.3	Performances du module de connexion réseau en mode source. Tension de réseau de 260V	140

LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 1.1	Double pont actif (DAB)	5
Figure 1.2	Analogie explicative du DAB	6
Figure 1.3	Limites de fonctionnement initial (a) et avec extension (b) de la plage de commutation douce Tirée de Kheraluwala et al. (1990).....	8
Figure 1.4	Topologie du DC-LFAC utilisant des interrupteurs quatre cadrans Tirée de Vangen et al. (1991)	9
Figure 1.5	Tension et courant du transformateur Tirée de Vangen et al. (1991)	9
Figure 1.6	Deuxième topologie du DC-LFAC Tirée de Vangen et al. (1993).....	10
Figure 1.7	Taux de distorsion harmonique du courant en fonction de la puissance d'entrée (a) du convertisseur CA-CC (b) proposé Tirée de Kheraluwala et De Doncker (1993).....	11
Figure 1.8	Formes d'ondes du courant des trois méthodes de contrôle Tirée de Kheraluwala et De Doncker (1993)	11
Figure 1.9	DAB avec demi-pont au primaire Tirée de Zhang, Xu et Zhaoming (2001).....	12
Figure 1.10	Forme d'onde de la technique proposée par Oggier et al. (2006) Tirée de Oggier et al. (2006).....	13
Figure 1.11	Limite pour la commutation douce avec ajout d'une MLI sur une des ondes carrées Tirée de Oggier et al. (2006)	14
Figure 1.12	Convertisseur à résonance série (SLR) Tirée de Lenke, Mura et De Doncker (2009)	15
Figure 1.13	Courant de l'inductance pour différentes valeurs de f_{sr}	16
Figure 1.14	Convertisseur élévateur alimenté en courant	18
Figure 1.15	Convertisseur élévateur avec circuit écrêteur actif Tirée de Kunrong, Lee et Lai (2000).....	18
Figure 1.16	Convertisseur demi-pont à entrée sur point milieu Tirée de Hui, Fang Zheng et Lawler (2003)	19

Figure 1.17	Topologie de Morrison et Egan Tirée de Morrison et Egan (1999)	20
Figure 1.18	Intégration du DAB et d'un redresseur actif demi-pont Tirée de Jaehong, Ilsu et Kwanghee (2009).....	20
Figure 1.19	Redresseur actif deux niveaux et double pont actif	22
Figure 2.1	Schéma général du module de connexion réseau	24
Figure 2.2	Avec leur impédance d'entrée et de sortie équivalente Tirée de Krishnamurthy (2008).....	24
Figure 2.3	Commande utilisée pour l'analyse de stabilité Tirée de Krishnamurthy (2008)	26
Figure 2.4	Impédance d'entrée du DAB et de sortie du redresseur Tirée de Krishnamurthy (2008).....	27
Figure 2.5	Impédance d'entrée du redresseur et de sortie du DAB Tirée de Krishnamurthy (2008).....	28
Figure 2.6	Contrôleur du redresseur actif.....	30
Figure 2.7	Contrôleur de la synchronisation réseau	30
Figure 2.8	Résultats de simulation du contrôleur de la synchronisation réseau.....	31
Figure 2.9	Détection du verrouillage de la synchronisation réseau	31
Figure 2.10	Contrôleur du DAB.....	32
Figure 2.11	Représentation équivalente des ponts d'interrupteur du DAB	32
Figure 2.12	Tension de sortie des ponts avec modulation sur alpha	34
Figure 2.13	Contrôleur du redresseur actif avec composante du contrôleur du DAB ..	35
Figure 2.14	Module de connexion réseau complet avec nomenclature de la modélisation.....	36
Figure 2.15	DAB avec nomenclature de modélisation.....	37
Figure 2.16	Tension de sortie des ponts du DAB.....	38
Figure 2.17	Tension aux bornes de l'inductance du DAB	38
Figure 2.18	Courant de l'inductance du DAB référencé à la tension du secondaire	39

Figure 2.19	Puissance transférée en fonction de la différence de phase ϕ	40
Figure 2.20	Modèle du gyrateur moyen du DAB.....	41
Figure 2.21	Modèle moyen de la charge active.....	44
Figure 2.22	Boucle de contrôle du courant i_{L1}	47
Figure 2.23	Réponse en fréquence du DAB.....	49
Figure 2.24	Boucle de contrôle de la tension v_2	49
Figure 2.25	Réponse en fréquence du contrôleur, du convertisseur et du système en boucle ouverte.....	51
Figure 2.26	Réponse en fréquence de la tension V_l par rapport au courant crête de ligne.....	53
Figure 2.27	Boucle de contrôle de la tension v_l	53
Figure 2.28	Réponse en fréquence de la régulation de v_l	54
Figure 3.1	DAB avec point de mesure des simulations et expérimentations.....	58
Figure 3.2	Courants et tension à l'ouverture des interrupteurs du DAB.....	60
Figure 3.3	Condensateurs à l'ouverture du pont en avance de phase.....	62
Figure 3.4	Régime libre de la résonance du DAB lors des temps morts.....	62
Figure 3.5	Régime libre simplifié.....	63
Figure 3.6	Résonance du pont en retard de phase.....	65
Figure 3.7	Condensateurs à l'ouverture du pont en retard de phase.....	65
Figure 3.8	Courant des interrupteurs d'un même bras du pont en avance de phase ...	67
Figure 3.9	Courant efficace normalisé en fonction de l'inductance.....	69
Figure 3.10	Pertes à l'ouverture (a) et courant minimum pour le ZVS (b) en fonction de l'inductance et du condensateur parallèle.....	70
Figure 3.11	Pertes à la fermeture à faible charge.....	71
Figure 3.12	Tension à l'état passant du MOSFET et de sa diode.....	73
Figure 3.13	Optimisation des MOSFET en parallèle.....	74

XVIII

Figure 3.14	Résistances thermiques équivalente du primaire du DAB.....	77
Figure 3.15	Résistances thermiques équivalente du secondaire du DAB	79
Figure 3.16	Configuration de la connexion des transformateurs	83
Figure 3.17	Perte fer par volume de la ferrite Tirée des spécifications du matériel 3C92.....	87
Figure 3.18	Optimisation de la construction du transformateur.....	88
Figure 3.19	Configuration de la connexion de l'inductance	90
Figure 3.20	Optimisation de la construction de l'inductance.....	91
Figure 3.21	DAB avec point de mesure des simulations et expérimentations.....	93
Figure 3.22	Résultats de simulation lors du démarrage du DAB.....	94
Figure 3.23	Résultat de simulation lors d'un saut de charge de 15A à 50A	95
Figure 3.24	Résultat de simulation lors d'un saut de charge de +50A à -50A.....	96
Figure 3.25	Démarrage du DAB sans modulation sur alpha.....	97
Figure 3.26	Démarrage du DAB avec modulation sur alpha	98
Figure 3.27	Agrandissement de la forme d'onde du démarrage du DAB.....	99
Figure 3.28	Fonctionnement en mode source	100
Figure 3.29	Fonctionnement en mode charge	100
Figure 3.30	Début de surtension sur les MOSFET du secondaire	101
Figure 3.31	Surtension des MOSFET à pleine charge	102
Figure 3.32	Saut de charge de 15A à 30A.....	103
Figure 3.33	Saut de charge de 30A à 15A.....	104
Figure 3.34	Fonctionnement sous l'angle minimum de déphasage	105
Figure 3.35	Fonctionnement à très faible charge	105
Figure 3.36	Courant de l'inductance insuffisant alors que le primaire est en avance de phase.....	106

Figure 3.37	Courant de l'inductance insuffisant alors que le secondaire est en avance de phase.....	107
Figure 4.1	Caractéristiques de courant-tension de l'IGBT et de la diode Tirée des spécifications du FGH60N60SMD.....	113
Figure 4.2	Pertes par commutation de l'IGBT Tirée des spécifications du FGH60N60SMD.....	114
Figure 4.3	Caractéristiques de recouvrement de la diode. Tirées des spécifications du FGH60N60SMD.....	115
Figure 4.4	Approximation de l'énergie de recouvrement de la diode.....	116
Figure 4.5	Résistances thermiques équivalente du redresseur.....	119
Figure 4.6	Variation de l'inductance en fonction du niveau moyen de courant Résultat obtenu à partir du logiciel de conception de <i>Micrometals</i>	123
Figure 4.7	Schéma du redresseur actif.....	124
Figure 4.8	Résultat de simulation d'un saut de charge de 7A à 14A.....	125
Figure 4.9	Résultat de simulation d'une variation de charge de +14A à -14A.....	126
Figure 4.10	Démarrage du redresseur actif.....	127
Figure 4.11	Formes d'ondes montrant une variation de charge de 0A à 5A.....	128
Figure 4.12	Formes d'ondes montrant une variation de charge de 5A à 0A.....	128
Figure 5.1	Module de connexion réseau avec point de mesure des simulations et expérimentations.....	132
Figure 5.2	Résultats de simulation pour un saut de charge de 15A à 50A sans compensation.....	132
Figure 5.3	Résultats de simulation pour un saut de charge de -50A à 50A sans compensation.....	133
Figure 5.4	Résultats de simulation d'un saut de charge de 15A à 50A avec compensation.....	134
Figure 5.5	Résultats de simulation pour un saut de charge de -50A à 50A avec compensation.....	134
Figure 5.6	Fonctionnement en mode source à 4 kW.....	135

Figure 5.7	Saut de charge de 15A à 40A.....	136
Figure 5.8	Formes d'onde montrant une variation de charge de 40A à 15A	137
Figure 5.9	Formes d'onde montrant le fonctionnement en mode charge à 15A	138
Figure 5.10	Fonctionnement en mode charge à 30A.....	139
Figure 5.11	Taux de distorsion harmonique et facteur de puissance du courant et rendement du système.....	141

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

AWG	American Wire Gauge
CA	Courant Alternatif
CC	Courant Continue
COP	COefficient de Performance
DAB	Dual Active Bridge
DSP	Digital Signal Processor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LC	(L) inductance et Condensateur
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PCB	Printed Circuit Board
PI	Proportionnel-Intégrale
PLL	Phase-Locked Loop
SLR	Series Loaded Resonant
ZVS	Zero Voltage Switching

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

UNITÉ DE BASE

m	mètre (unité de longueur)
kg	kilogramme (unité de masse)
s	seconde (unité de temps)
A	ampère (unité d'intensité de courant électrique)
V	volt (unité de tension électrique)
Hz	hertz (unité de fréquence)
rad	radian (unité d'angle)
°	degré (unité d'angle)
dB	décibel (unité de gain)

UNITÉ DE TEMPS

s	seconde
ms	milliseconde
μs	microseconde
ns	nanoseconde
τ	constante de temps

UNITÉS DE FRÉQUENCE

kHz	kilohertz
f_c	fréquence de coupure
f_0	fréquence à 0dB
F_{sw}	fréquence de commutation
ω	fréquence angulaire

UNITÉ DE PUISSANCE

W	watt
kW	kilowatt
P	puissance

UNITÉS GÉOMÉTRIQUE

m	mètre
cm	centimètre
mm	millimètre

UNITÉ ÉLECTRIQUE

Ω	ohm
H	henry
F	farad
Z	impédance
L	inductance
C	condensateur
R	résistance
η	efficacité
I	courant d'une maille
V	tension d'un nœud
K_p	gain proportionnel

UNITÉ MAGNÉTIQUE

T	tesla
---	-------

INTRODUCTION

Avant d'utiliser l'énergie électrique provenant d'un réseau de distribution, plusieurs appareils convertissent d'abord cette électricité disponible sous forme de courant alternatif (CA) vers une autre forme, la plupart du temps en courant continu (CC). Cette transformation de la forme de l'énergie s'effectue par l'entremise d'un convertisseur électronique de puissance. Lors de leur fabrication, des tests sont effectués sur ces convertisseurs afin d'assurer leur bon fonctionnement. Pour se faire, un banc de test dissipatif est alors utilisé.

Dans le scénario actuel, le réseau de distribution fournit l'énergie à l'unité sous test qui à son tour l'envoie dans une charge dissipative, constituée de pièce passive ou active convertissant toute l'énergie sous forme de chaleur. Cette puissance, additionnée aux pertes du convertisseur mis à l'épreuve, doit être évacuée afin de maintenir le local dans des conditions de test à température contrôlée et acceptables. En considérant une unité de climatisation standard avec un coefficient de performance (COP) de 3 et une consommation de l'unité sous test de 100kW, le processus consomme au total 133kW.

Dès lors, la substitution de la charge passive par une charge active permet de réduire considérablement la quantité d'énergie nécessaire pour le processus de validation des convertisseurs de puissance. Pour reprendre l'explication à partir de la configuration de test avec charge dissipative, on considère dans un premier temps l'énergie consommée par l'unité de test. Cette quantité reste évidemment inchangée, soit 100kW. L'énergie convertie est envoyée à la charge active qui à son tour, l'injecte dans le réseau. En somme, outre les pertes des deux convertisseurs (unité sous test et charge active), l'énergie boucle sur elle-même d'un convertisseur à l'autre. Pour faire fonctionner le banc de test, le réseau ne fournit maintenant que les pertes associées aux deux étages de conversion, soit 9kW et 10kW (considérant une efficacité de 90% pour chaque convertisseur). Dans un même ordre d'idée, l'échauffement thermique que doit compenser l'unité de climatisation est seulement relié à ces mêmes pertes. En somme, la consommation totale d'énergie est réduite à 25.3kW. En

comparaison avec le banc de test dissipatif qui utilisait 133kW. Il s'agit d'une diminution d'environ 80% de la puissance consommée pour tester cet équipement.

Nous introduisons maintenant le concept de charge active bidirectionnelle. Très similaire à la charge non dissipative décrite jusqu'à présent, elle comporte une différence fondamentale. Ici, le convertisseur à l'épreuve est bidirectionnel, et nécessite donc une charge active bidirectionnelle. Il s'agit du même banc de test, mais cette fois l'énergie peut circuler dans les deux directions. Puisque l'énergie boucle sur elle-même et que le réseau ne fournit que les pertes dues aux étages de conversions, l'énergie provient toujours du réseau et ce dernier n'agit qu'à titre de source. Par contre, au niveau de l'unité sous test et de la charge active, elles échangent de rôle, dépendamment de l'action commandée par l'unité sous test. Ainsi, lorsque l'énergie va de la charge active vers l'unité sous test, l'unité devient une charge et la charge active, une source.

La solution développée se décompose en deux étages de conversion d'énergie. Le premier module sert de connexion au réseau, donc joue le rôle de circuit interface avec le réseau électrique de distribution. L'entrée de ce module est alternative (CA) et sa sortie est continue (CC). Sa tâche consiste à réguler un niveau de tension continue le plus constant possible à sa sortie, peu importe la demande de courant, tout en offrant une connexion au réseau avec le moins de perturbations possible. De plus, ce module assure l'isolation galvanique avec le réseau en utilisant un transformateur haute fréquence. Le deuxième étage, complétant la connexion entre le premier module et le convertisseur mis à l'épreuve, se présente sous deux formes. Il s'agit de deux options, selon le convertisseur sous test, soit une sortie CA ou CC.

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude, la conception, la simulation et l'expérimentation du module de connexion réseau. Soit l'interface assurant une connexion au réseau avec un courant à facteur de puissance unitaire et une isolation galvanique assurée par l'intermédiaire d'un transformateur haute fréquence. Le troisième étage de la charge active, l'émulateur de charge CC, n'est pas couvert dans le présent travail.

Le premier chapitre explore la littérature scientifique disponible afin de sélectionner une ou plusieurs topologies de convertisseur pour réaliser le module de connexion réseau. Le deuxième chapitre explique la commande utilisée pour contrôler les étages de conversion. La modélisation analytique est également développée dans ce chapitre pour obtenir les paramètres des compensateurs. Dans le troisième et quatrième chapitre, l'optimisation, la conception et l'expérimentation des modules de conversion sont complétées. Le dernier chapitre expose les résultats de simulation et d'expérimentation du système complet.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

Plusieurs topologies pouvant être utilisées à titre de module de connexion réseau ont été proposées dans le passé. La construction de ce dernier peut se faire utilisant un seul étage de conversion, accomplissant du coup l'isolation galvanique et la conversion CC à CA, ou bien en utilisant deux étages distincts de conversion. La recherche documentaire présentée ci-après relate les principales topologies de conversion CC-CA et CC-CC bidirectionnelle et isolée. Dans le cas des topologies de conversion CC-CC, on assume qu'un redresseur actif standard deux niveaux sera ajouté comme unité de conversion CA-CC pour compléter le module de connexion réseau.

1.1 Double pont actif

1.1.1 Historique de la topologie (1988 à 2001)

Les premiers à introduire le double pont actif sont De Doncker, Divan et Kheraluwala (1988). Il s'agit d'un convertisseur bidirectionnel avec isolation galvanique assurant une conversion CC-CC. Le concept proposé fonctionne sur le principe du déphasage des ondes carrées appliquées de part et d'autre d'un transformateur haute fréquence, plus précisément sur son inductance de fuite.

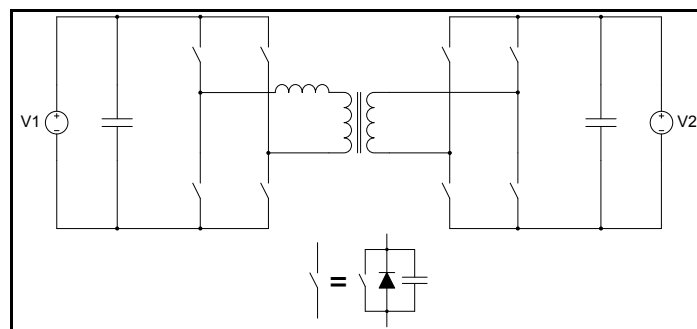


Figure 1.1 Double pont actif (DAB)

Lorsqu'il n'y a aucun déphasage entre les deux ondes carrées, il n'y a aucune puissance transigée. Lorsque le déphasage est de 180 degrés, il y a une puissance maximale qui est échangée entre les deux étages continus, mais cette puissance est uniquement réactive. Il y a écoulement d'énergie d'un étage à l'autre lorsque le déphasage est entre zéro et 90 degrés. Le sens d'écoulement de l'énergie dépend de la phase respective des deux ponts, c'est-à-dire en fonction de l'avance de phase d'un pont par rapport à l'autre. Une façon simple d'expliquer le fonctionnement de cette topologie est de considérer deux sources de tension alternative interconnectées par une inductance (De Doncker, Divan et Kheraluwala, 1988), tel que présenté à la Figure 1.2.

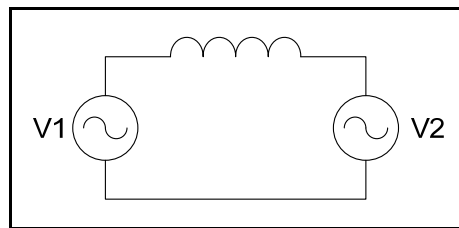


Figure 1.2 Analogie explicative du DAB

La topologie permet une utilisation efficace de l'inductance de fuite du transformateur et une commutation douce de tous les interrupteurs (De Doncker, Divan et Kheraluwala, 1988). Ces deux caractéristiques rendent la topologie particulièrement attrayante. Les limites de fonctionnement du convertisseur permettant l'opération des interrupteurs en commutation douce sont explicitées par Kheraluwala et al. (1990). Ces limites sont associées à chaque pont et sont dépendantes du courant de charge et du rapport de conversion du convertisseur, abaisseur ou élévateur. Considérant un rapport de tension unitaire au niveau du transformateur, on définit le rapport de conversion d comme étant :

$$d = \frac{V_2}{V_1} \quad (1.1)$$

Sur la Figure 1.3a, les limites de fonctionnement pour opérer le convertisseur en commutation douce sont définies pour le côté primaire et secondaire. Pour un rapport de conversion supérieur à l'unité, en mode élévateur, la limite de tension atteignable est imposée par le pont d'entrée, alors que la limite pour le mode abaisseur est imposée par le pont de sortie. On constate aussi que pour un rapport de conversion unitaire, le convertisseur fonctionne toujours en commutation douce.

Kheraluwala et al. (1990) explorent également les différents effets du condensateur de résonance des interrupteurs et de l'inductance de magnétisation du transformateur, ayant respectivement un impact négatif et positif sur la plage de commutation douce. Le processus de quasi-résonance à la fermeture entre l'inductance de fuite et les condensateurs de résonance est très bien expliqué. En somme, les auteurs notent que la réduction de la plage de commutation causée par les condensateurs est en partie compensée par la présence de l'inductance de magnétisation. Déjà, l'idée d'élargir la plage de fonctionnement en commutation douce émerge. Toujours selon les mêmes auteurs, une première technique de commande hybride est suggérée. Elle consiste à opérer le pont de sortie en redresseur à diode et de moduler la phase relative d'un bras par rapport à l'autre sur le pont d'entrée telle la modulation de phase conventionnelle (convertisseur unidirectionnel). Cette technique permet d'étendre la zone de commutation douce du pont de sortie tel que présenté à la Figure 1.3b. La topologie A fait référence à l'utilisation du pont de sortie comme diode, alors que la topologie B représente la modulation standard (du DAB).

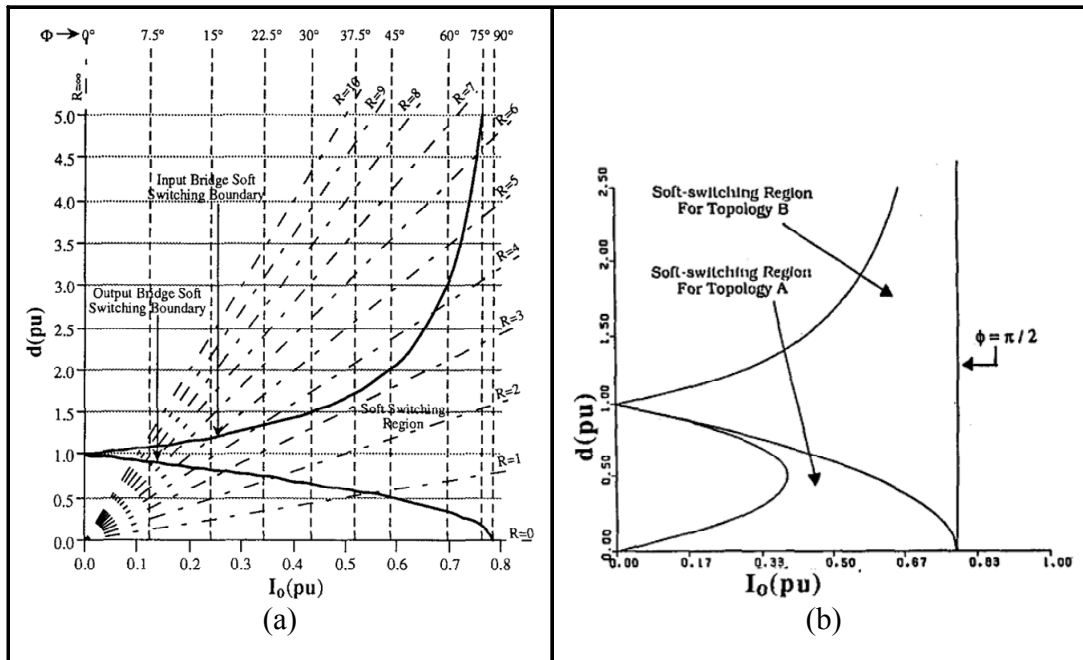


Figure 1.3 Limites de fonctionnement initial (a) et avec extension (b) de la plage de commutation douce
Tirée de Kheraluwala et al. (1990)

Par la suite, Vangen et al. (1991) explorent une autre méthode pour étendre la plage de commutation à l'ensemble du plan V-I, pour un rapport de conversion inférieur à un. Ceci dans le but d'effectuer une conversion CC à CA basse fréquence, avec isolation, avec un seul étage de conversion. Ils traitent également de la méthode évoquée par Kheraluwala et al. (1990), puis élargissent la limite de la caractéristique de pont de diode du pont de sortie en introduisant un passage par zéro additionnel du courant de l'inductance de fuite du transformateur, dans une même période de commutation. Les angles de contrôles nécessaires sont également donnés.

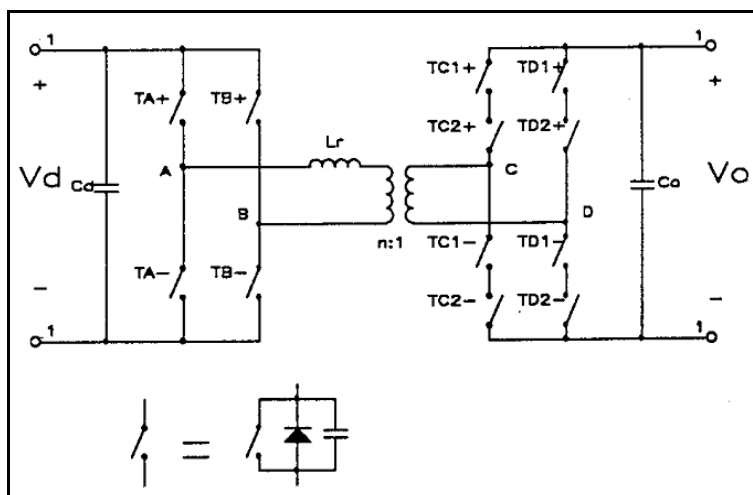


Figure 1.4 Topologie du DC-LFAC utilisant des interrupteurs quatre cadrans
Tirée de Vangen et al. (1991)

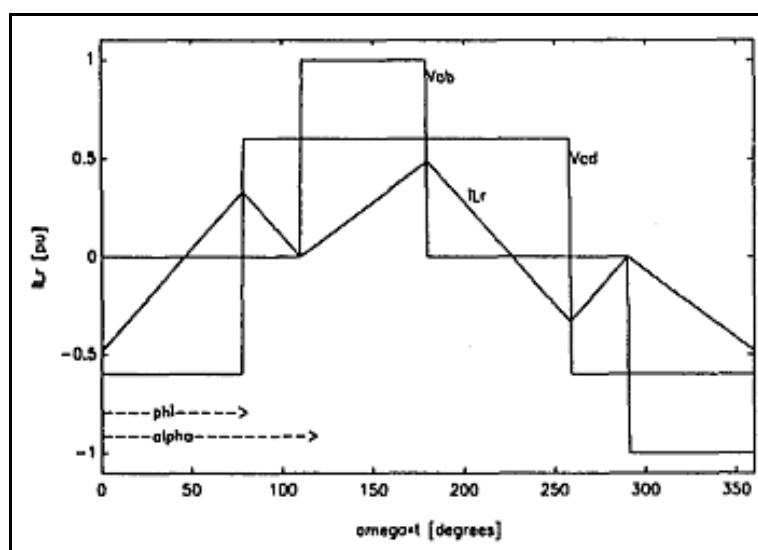


Figure 1.5 Tension et courant du transformateur
Tirée de Vangen et al. (1991)

Poursuivant leur travaux, Vangen, Melaa et Adnanes (1992) discutent des limitations causées par l'ajout du condensateur de résonance en parallèle avec les interrupteurs pour diminuer les pertes à l'ouverture. Les plages de commutation douce atteignables avec cette technique sont présentées. Bien que la zone diminue, l'influence globale de l'ajout de condensateur est bénéfique puisque les pertes à l'ouverture sont grandement diminuées. Une autre topologie

est ensuite proposée, toujours par Vangen et al. (1993). Le pont de sortie bidirectionnel en tension cède la place à quatre interrupteurs et un étage de commutateur basse fréquence. Il s'agit maintenant d'opérer le DAB pour produire une forme de courant redressé double alternance et d'en faire une onde alternative à l'aide du commutateur de sortie (Figure 1.6).

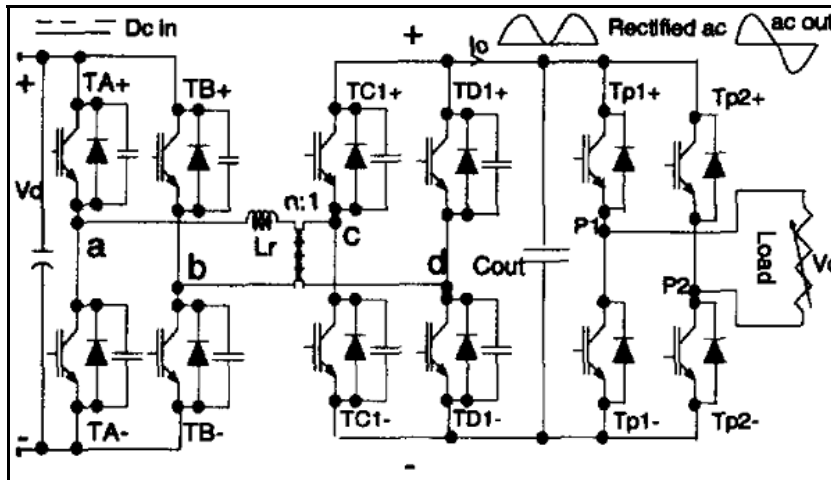


Figure 1.6 Deuxième topologie du DC-LFAC
Tirée de Vangen et al. (1993)

Conjointement, une autre méthode de conversion CA-CC, toujours basée sur le DAB, est présentée par Kheraluwala et De Doncker (1993) (Figure 1.7b). Bien que la topologie soit unidirectionnelle, leurs résultats sont applicables moyennant le changement du pont de diode par un commutateur comme à la Figure 1.6. Leur investigation porte cette fois sur trois méthodes de commande pouvant effectuer une correction de facteur de puissance. La première consiste à commander le DAB seulement lorsque l'angle minimal de commande pour opérer en commutation douce est atteint et de couper la commande le reste du temps (Figure 1.8a). La deuxième méthode consiste à moduler l'angle de commande de sorte qu'il suive temporairement la limite de commutation douce (Figure 1.8b). La dernière technique module tout simplement le courant avec un angle constant, jusqu'à la limite. Le résultat est un courant de forme carré (Figure 1.8c). Quoiqu'intéressantes, ces méthodes produisent des niveaux de distorsions harmoniques trop importants.

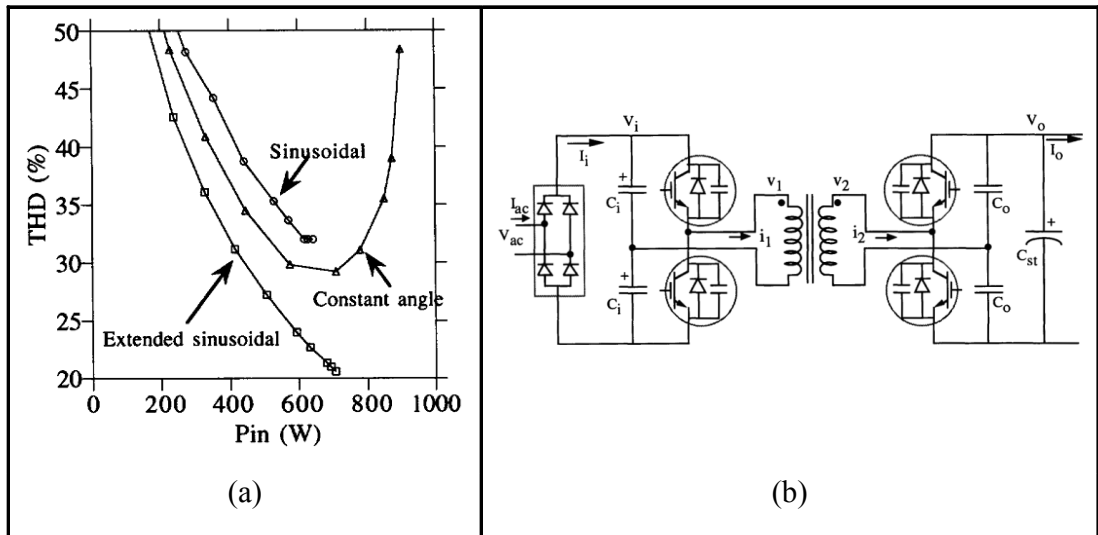


Figure 1.7 Taux de distorsion harmonique du courant en fonction de la puissance d'entrée (a) du convertisseur CA-CC (b) proposé
Tirée de Kheraluwala et De Doncker (1993)

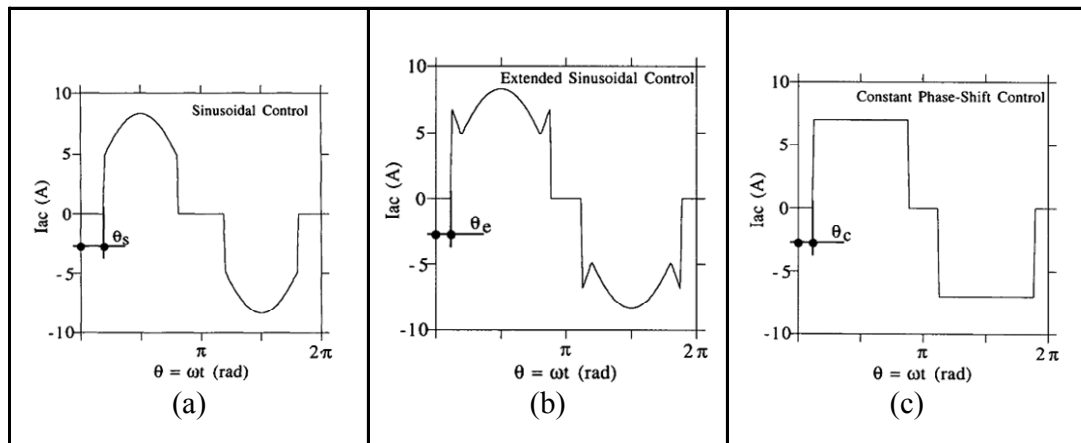


Figure 1.8 Formes d'ondes du courant des trois méthodes de contrôle
Tirée de Kheraluwala et De Doncker (1993)

Une autre topologie (Figure 1.9) fait son apparition dans la littérature lorsque Zhang, Xu et Zhaoming (2001) publient leurs résultats sur une diminution de la puissance réactive échangée à l'intérieur du convertisseur. Ils utilisent un demi-pont du côté primaire du transformateur et un pont complet du côté secondaire. Le courant efficace du transformateur est réduit pour une même puissance transmise. Leurs travaux ne présentent toutefois pas de détail sur la plage de commutation douce dans le plan d-I (rappelons que $d=V_2/V_1$). Il s'agit

plutôt d'une optimisation du courant circulaire avec rapport de conversion fixe ($d=0.5$). Les auteurs présentent une amélioration de l'efficacité à pleine charge de 2% et une diminution du courant efficace du condensateur de sortie, par rapport à l'utilisation du DAB sur une large plage de tension d'entrée.

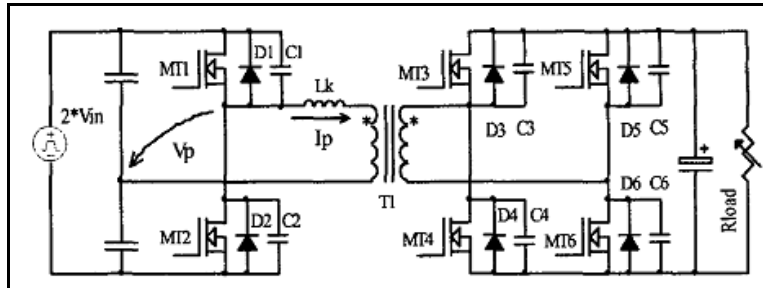


Figure 1.9 DAB avec demi-pont au primaire
Tirée de Zhang, Xu et Zhaoming (2001)

1.1.2 Étude des méthodes de commande actuelles (2005-2009)

La littérature des dernières années laisse croire qu'un intérêt grandissant se présente pour la topologie du double pont actif. Plusieurs chercheurs présentent des méthodes de commande optimisées pour réduire les pertes par commutation ou la puissance apparente du transformateur et le courant efficace des interrupteurs. On remarque deux façons de traiter les méthodes de modulation. Certains auteurs mettent l'accent sur la conservation de la forme d'onde de l'inductance pour étudier le comportement du DAB, parlant de modulation rectangulaire, triangulaire ou trapézoïdale, alors que d'autres mettent l'accent sur la technique de modulation, soit de réduire la largeur d'impulsion d'une ou des deux tensions, de chaque côté du transformateur. La différence de phase entre les tensions primaire et secondaire est toujours utilisée pour le contrôle de la puissance transmise. Selon le sens d'écoulement de l'énergie et du mode de fonctionnement du convertisseur, soit abaisseur ou éleveur, ces deux façons de considérer les méthodes de modulation se chevauchent. En effet, il s'agit dans tous les cas de réduire, ou non, la largeur d'impulsion de l'onde de tension appliquées aux bornes de l'inductance, ayant pour effet de rendre la forme du courant de l'inductance de fuite, originalement rectangulaire, trapézoïdale ou triangulaire.

D'abord, Krismer, Biela et Kolar (2005) étudient la possibilité d'utiliser un seul étage de conversion avec isolation galvanique, fonctionnant dans une large plage de tension, versus l'ajout d'un étage de conversion non isolé en sortie pour pallier le changement de tension. Ils analysent également l'utilisation d'un convertisseur à résonance série au lieu du DAB. Ils concluent que pour l'une ou l'autre des topologies, le fonctionnement sur une large plage de tension amène une dégradation des performances. L'utilisation d'un deuxième étage de régulation de tension entraîne une amélioration de l'efficacité. La technique de commande utilisée dans leur étude est la modulation trapézoïdale.

Ensuite, Oggier et al. (2006) étudient une méthode de commande consistant à ajouter une modulation de largeur d'impulsion sur l'une des ondes carrées appliquées sur le transformateur. Les auteurs réduisent la largeur de l'onde carrée en dessous de 50%. La méthode utilisée applique la modulation de largeur d'impulsion sur le pont ayant la plus haute tension sur son bus CC.

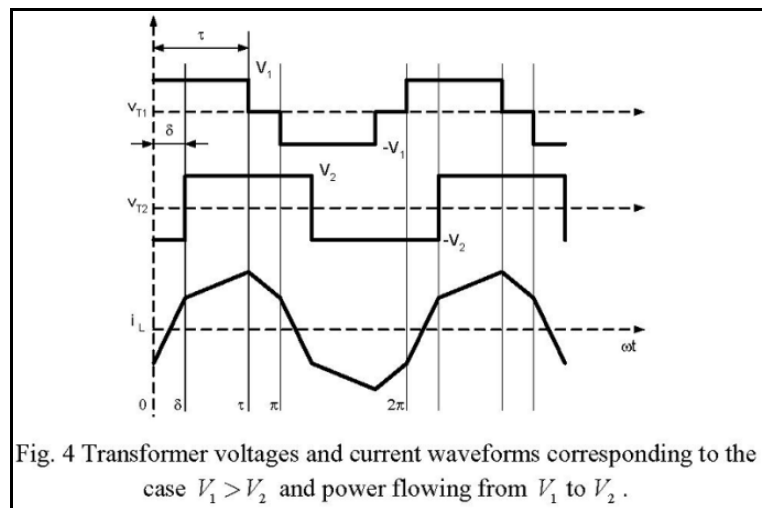


Figure 1.10 Forme d'onde de la technique proposée par Oggier et al. (2006)
Tirée de Oggier et al. (2006)

Les auteurs obtiennent ainsi une plage de fonctionnement en commutation douce beaucoup plus élargie, comme en témoigne la Figure 1.11. En comparaison avec la Figure 1.3b, il s'agit

d'une extension du travail de Vangen et al. (1991), qui avaient apporté une amélioration seulement pour les rapports de transformation inférieurs à un.

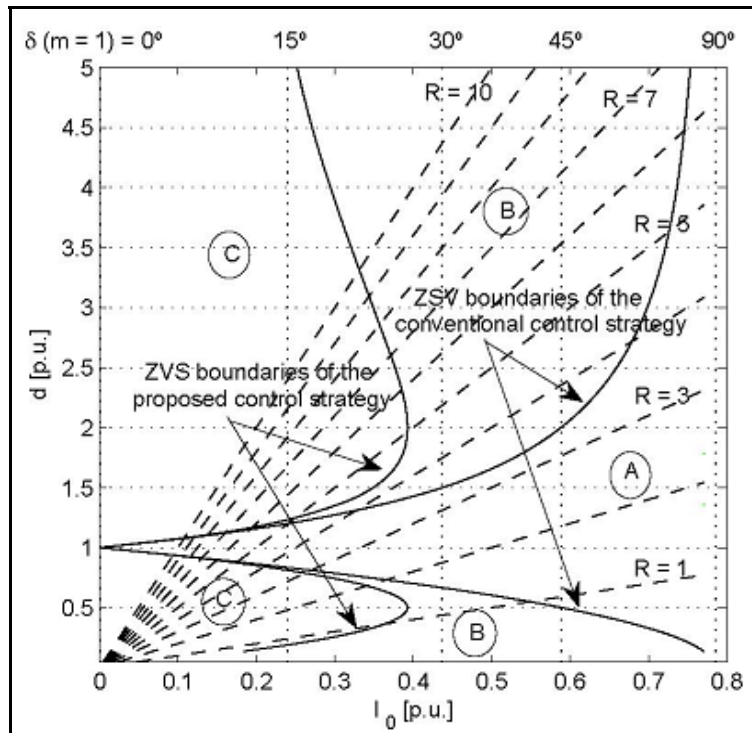


Figure 1.11 Limite pour la commutation douce avec ajout d'une MLI sur une des ondes carrées
Tirée de Oggier et al. (2006)

Jain et Ayyanar (2008) fournissent par la suite une analyse détaillée sur les différents types de pertes pouvant être minimisées en optimisant la commande du DAB. Ils évaluent également la possibilité d'appliquer une modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur les deux ponts, plutôt que seulement sur un des deux, comme Oggier et al. (2006). Les auteurs parlent également de la technique de commande de Vangen et al. (1991), qui nécessite de détecter le mode de fonctionnement du convertisseur. Quoiqu'il s'agisse d'un degré de complexité supplémentaire, ils soulignent que cette méthode permet d'étendre la plage de commutation douce jusqu'à l'origine du plan d-I. Jain et Ayyanar explique le compromis à faire entre l'optimisation de la commande pour la réduction du courant circulaire, donc la réduction des pertes par conduction des interrupteurs et les pertes cuivres du transformateur, ou pour l'élargissement de la zone de commutation douce, donc pour la réduction des pertes

par commutation. La complexité de l'implémentation est également discutée par les auteurs. À la lumière de leur étude, ils concluent donc que la méthode à deux MLI offre des avantages très limités, comme la réduction du courant efficace (interrupteur et transformateur) à basse puissance. Mais la plage de commutation douce est réduite. La technique de modulation à une seul MLI offre donc davantage de simplicité et présente une amélioration considérable par rapport à la modulation rectangulaire. La méthode proposée est d'autant intéressante qu'elle ne nécessite comme mesure que les deux bus CC.

1.2 Topologie de conversion CC-CC

1.2.1 Convertisseur à résonance série

L'analyse de Vangen et al. (1991) porte sur la commande à fréquence fixe du convertisseur à résonance série, *series loaded resonant* (SLR), car la commande à pulsation variable, en dessous de la fréquence de résonance du circuit LC, présente une plage limitée de contrôle et souffre de filtrage peu optimal. Ils définissent le rapport entre la fréquence de commutation du convertisseur et la fréquence de résonance comme suit :

$$f_{sr} = \frac{f_s}{f_0} \quad (1.2)$$

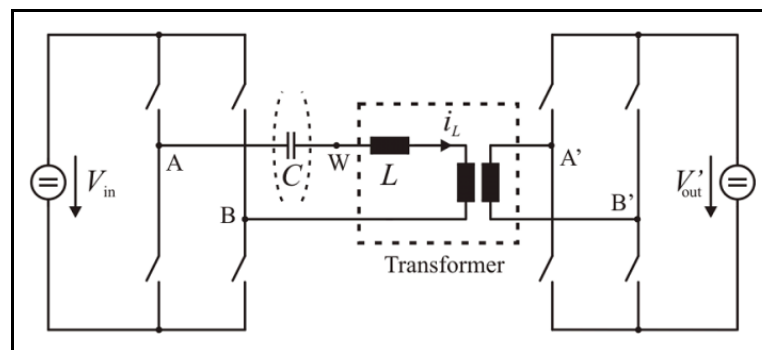


Figure 1.12 Convertisseur à résonance série (SLR)
Tirée de Lenke, Mura et De Doncker (2009)

Vangen et al. (1991) font le parallèle entre le SLR et le DAB, en exposant que lorsque le rapport est de 100, le circuit LC devient presque uniquement inductif et le courant de l'inductance devient identique à celui du DAB (Figure 1.13).

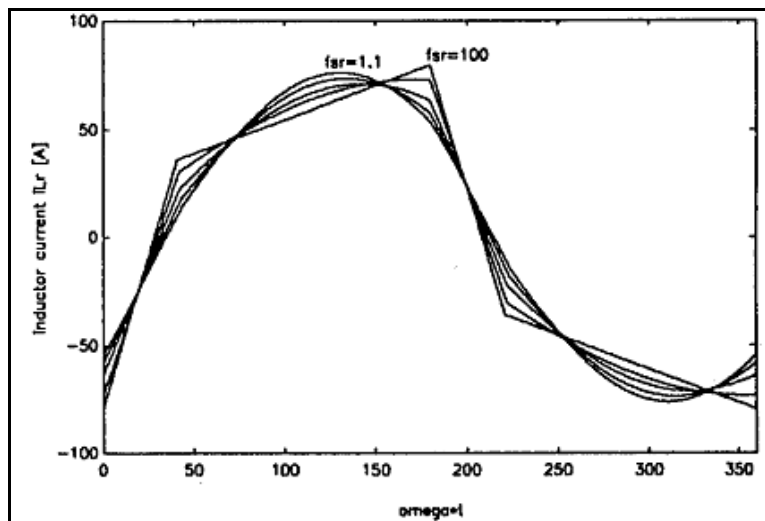


Figure 1.13 Courant de l'inductance pour différentes valeurs de f_{sr}
Tirée de Vangen et al. (1991)

Ils constatent que la variation du rapport f_{sr} n'a pratiquement aucun impact sur la valeur efficace, moyenne et crête du courant dans le circuit résonant. La plage de commutation n'est également pas influencée par le rapport f_{sr} . L'ajout du condensateur présente donc des avantages non significatifs. L'avantage de la topologie SLR réside dans le balancement du produit $V \cdot t$ du transformateur qui, autrement, doit être contrôlé en « mode courant crête ». Le principal désavantage est l'ajout d'une nouvelle composante avec une capacité en tension élevée. L'énergie réactive emmagasinée est également beaucoup plus faible pour le DAB que pour le SLR.

Comme mentionné précédemment, Krismer, Biela et Kolar (2005), ont également évalué le SLR comme topologie de conversion bidirectionnelle isolée. Leur analyse porte sur la commande à fréquence variable qui, comme mentionnée par Vangen et al. (1991), ne peut avoir un filtre de sortie efficace sur toute la plage de fonctionnement. La méthode de

commande utilise une fréquence de commutation plus élevée que la fréquence de résonance du circuit LC. Les auteurs notent que le convertisseur à résonance série offre une efficacité plus élevée et une réduction de taille par rapport au DAB.

Subséquentement, une comparaison analytique est menée par Lenke, Mura et De Doncker (2009), entre le DAB et le convertisseur à résonance série. L'analyse traite sur le mode de fonctionnement du SLR avec fréquence de commutation fixe, au-dessus de la fréquence de résonance du circuit LC. Tout comme Vangen et al. (1991), les auteurs traitent le DAB comme étant un SLR avec une valeur de condensateur infini (court-circuit en CA). Ils concluent que pour plusieurs paramètres importants du convertisseur, telles la charge du transformateur, la taille du circuit résonnant, et la plage de commutation douce, l'ajout du condensateur a un impact négatif. Toutefois Lenke, Mura et De Doncker (2009) notent que l'ajout du condensateur diminue la distorsion du courant de l'inductance et par conséquent les pertes des enroulements du transformateur. De plus, lorsque l'inductance requise est trop grosse pour atteindre le niveau de puissance demandé, le condensateur peut être utilisé comme compensation pour augmenter la puissance transitée.

1.2.2 Convertisseur élévateur alimenté en courant

Ce convertisseur est constitué de deux onduleurs dont l'un est alimenté par une source de courant et l'autre par une source de tension. Les interrupteurs souffrent de surtensions inhérentes à la topologie, causées par l'inductance de fuite du transformateur, qui se retrouve dans la maille de commutation. Il est donc impératif d'utiliser des circuits auxiliaires pour écrêter ces surtensions.

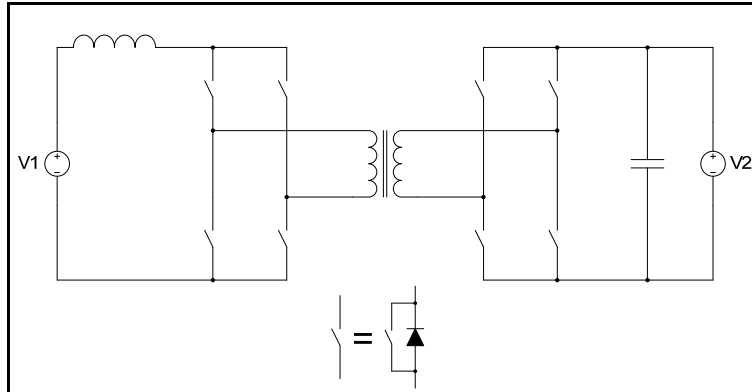


Figure 1.14 Convertisseur élévateur alimenté en courant

Kunrong, Lee et Lai (2000) proposent une technique de commande liée à l'ajout d'un interrupteur en série avec un condensateur, entre le pont du côté primaire et l'inductance d'entrée (Figure 1.15). Leur commande permet de transférer les pertes de commutation à l'ouverture du pont au secondaire dans l'interrupteur auxiliaire du côté primaire. Puisque dans l'application proposée par les auteurs, le côté primaire est à basse tension, donc avec perte par commutation plus faible, et le côté secondaire à haute tension, donc à plus forte perte par commutation, il est avantageux de procéder ainsi. Évidemment, cela n'est pas applicable à toutes les conceptions.

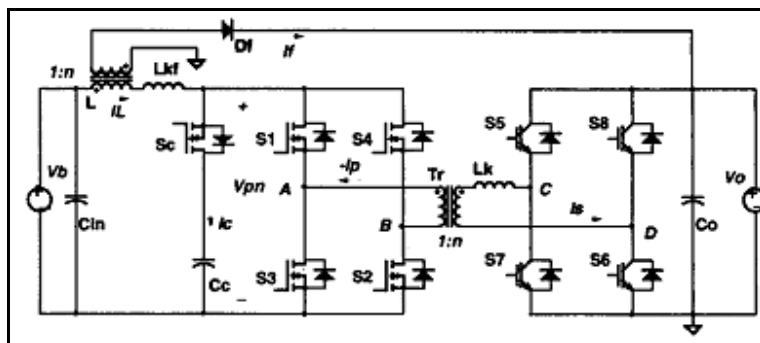


Figure 1.15 Convertisseur élévateur avec circuit
écrêteur actif

Tirée de Kunrong, Lee et Lai (2000)

1.2.3 Convertisseur demi-pont à entrée sur point milieu

Hui, Fang Zheng et Lawler (2003) proposent une topologie à demi pont, pouvant fonctionner à commutation douce, avec une technique de commande dérivée du DAB. Tout comme ce dernier, l'ouverture à zéro tension est obtenue en définissant les temps morts entre les signaux des interrupteurs. Pour une même puissance, la capacité des interrupteurs est la même que pour la topologie à pont complet. Néanmoins, les interrupteurs du côté primaire sont assujettis au double de la tension d'alimentation. Dans une topologie avec tension d'entrée élevée, ceci devient évidemment désavantageux d'utiliser des composants avec une capacité en tension deux fois plus grande. De plus, pour un convertisseur de l'ordre de 5kW, remplacer des interrupteurs par des condensateurs devant subir le courant de charge, ceci n'est pas un choix judicieux par rapport au coût et à la taille des condensateurs, même si les interrupteurs doivent être refroidis par un dissipateur.

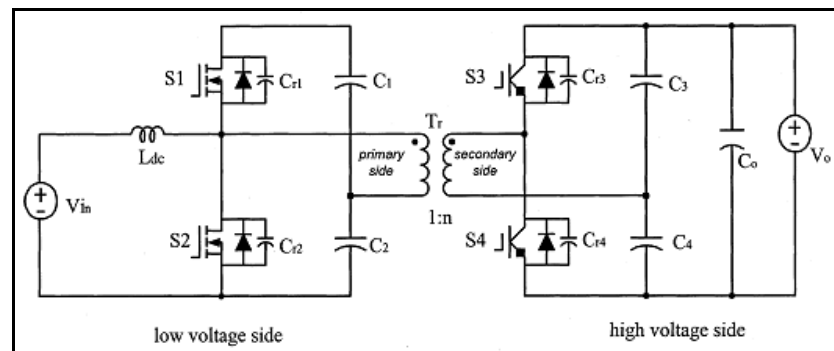


Figure 1.16 Convertisseur demi-pont à entrée sur point milieu
Tirée de Hui, Fang Zheng et Lawler (2003)

1.3 Topologie de conversion CA-CC avec isolation galvanique

1.3.1 Convertisseur hybride à pont complet

Morrison et Egan (1999) proposent un dérivé de l'idée de Kheraluwala et De Doncker (1993). La topologie est présentée comme ayant une grande immunité aux surtensions transitoires de la ligne. Il s'agit de l'intégration d'un convertisseur CA-CC abaisseur

élévateur et d'un DAB (Figure 1.17). La topologie effectue une conversion efficace, avec faible taux de distorsion harmonique et facteur de puissance unitaire. Morrison et Egan ont par la suite publié en 2000 et 2001 la continuité de leur recherche sur cette topologie.

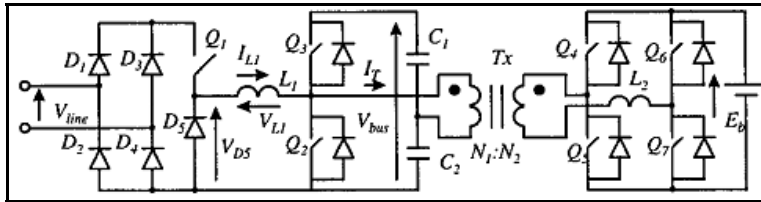


Figure 1.17 Topologie de Morrison et Egan
Tirée de Morrison et Egan (1999)

1.3.2 Convertisseur redresseur actif et DAB demi-pont à lien CC partagé.

Une intégration intéressante du DAB et d'un onduleur est présentée par Jaehong, Ilsu et Kwanghee (2009). La topologie souffre fondamentalement d'un déséquilibre de tension aux bornes des condensateurs C_{sa} et C_{sb} (Figure 1.18). Les auteurs proposent donc une technique de commande permettant de pallier à ce déséquilibre. Toutefois, cette approche cause un couplage du comportement du DAB avec l'onduleur. Ils intègrent donc un algorithme de contrôle pour découpler les deux convertisseurs. Tout comme celle de Hui, Fang Zheng et Lawler (2003), cette topologie est très intéressante et présente une réduction de composante non négligeable. Toutefois, puisqu'il s'agit encore une fois d'une topologie avec demi-pont, les condensateurs doivent supporter la totalité du courant de charge.

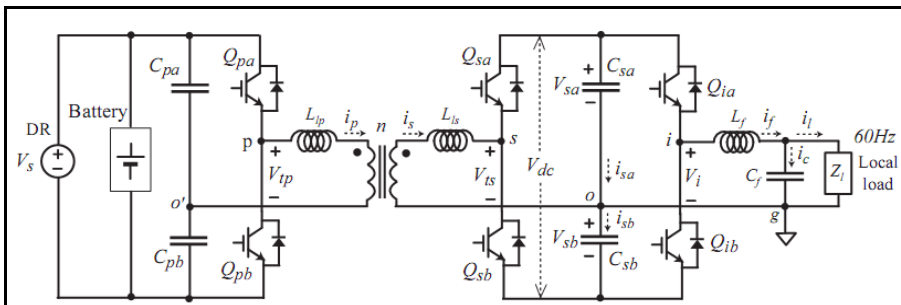


Figure 1.18 Intégration du DAB et d'un redresseur actif demi-pont
Tirée de Jaehong, Ilsu et Kwanghee (2009)

1.4 Sélection de topologie

À la lumière de cette recherche documentaire exhaustive, deux topologies seront retenues pour évaluation. La première est le DAB avec commutateur de courant, comme présentée à la Figure 1.6, alors que la deuxième est le DAB (Figure 1.1), en cascade avec un redresseur actif. Le premier choix se résume à un seul convertisseur fonctionnant à haute fréquence, modulé à 120Hz, le DAB, avec emphase sur l'élargissement de la plage de commutation douce. La deuxième option comprend encore le DAB, mais fonctionnant avec rapport de conversion fixe et unitaire, donc toujours à commutation douce et l'emphase de la modulation est portée sur la minimisation de la puissance circulaire, avec un autre convertisseur haute fréquence, le redresseur actif, à commutation dure.

Des tests en simulations ont toutefois rapidement écarté l'idée du DAB modulé à 120Hz. Les résultats présentés par Vangen et al. (1993) ont d'ailleurs été effectués sur une charge résistive et non pas sur une source de tension alternative. La connexion de la topologie sur le réseau nécessite l'ajout d'une inductance entre ce dernier et le commutateur de courant pour deux raisons. La première est dans le but de protéger les interrupteurs des surtensions transitoires du réseau et la deuxième, pour séparer les deux sources de tension que sont le réseau et le bus CC du DAB. Sur une charge résistive, le système a pu être rapidement rendu stable, toutefois, la connexion sur une source de tension alternative (le réseau de distribution) n'a pu être stabilisée en simulation, et ce, même sans l'ajout d'une inductance.

Puisque les pertes par conduction du commutateur de courant sont les mêmes que pour le redresseur actif, la différence vient de l'ajout des pertes par commutation. Toutefois, les pertes par commutation du DAB sont appelées à augmenter dû à l'opération à l'extérieur du rapport de conversion unitaire. Le gain au niveau des pertes sur le redresseur est donc potentiellement perdu avec le DAB. Bien qu'il soit possible d'augmenter la plage de fonctionnement en commutation douce du DAB, il est impossible de le faire sur la totalité. De plus, l'ajout de condensateur de résonance pour la diminution des pertes à l'ouverture cause une réduction inhérente de cette zone (mécanisme expliqué plus en détail au point 3.1

du chapitre 3). L'utilisation de cette idée aurait permis une diminution de la taille des inductances de ligne, toutefois, la modulation à 120Hz du DAB implique qu'une forte valeur alternative du courant circule dans ce dernier. Puisque la source de tension au secondaire est continue, cette portion alternative n'est que réactive. Par conséquent, les pertes par conduction des interrupteurs, du transformateur et de l'inductance sont augmentées. La diminution de la taille de l'inductance de ligne est donc compensée par une augmentation des éléments du DAB.

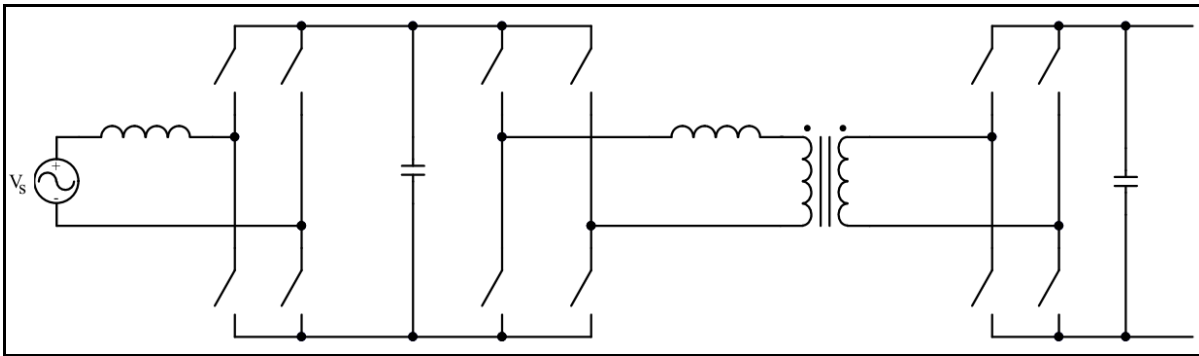


Figure 1.19 Redresseur actif deux niveaux et double pont actif

1.5 Conclusion

Les différentes façons d'effectuer une conversion CC-CC isolée, bidirectionnelle, tel qu'on le retrouve dans la littérature, ont été présentées. Certaines topologies, comme celles proposées par Vangen et al. (1991), permettent d'effectuer du même coup la conversion CA-CC. Après analyse et plusieurs simulations, nous avons décidé d'arrêter notre choix sur le redresseur actif deux niveaux et le DAB, soit deux convertisseurs indépendants dont l'un assure la connexion avec le réseau et le deuxième l'isolation galvanique et l'abaissement de la tension continue.

CHAPITRE 2

COMMANDE ET MODÉLISATION

Le chapitre précédent conclu sur la sélection des deux topologies de convertisseur qui formeront le module de connexion réseau de la charge active. Ce module, rappelons-le, effectue à la fois un raccordement efficace avec le réseau de distribution et assure l'isolation galvanique entre ce dernier et le convertisseur sous-test. À présent, il importe d'effectuer l'analyse du système afin de vérifier la stabilité et trouver les paramètres des contrôleurs proportionnel-intégral (PI) qui en effectueront l'asservissement. La sélection de la combinaison du redresseur actif et du double pont actif (DAB) coïncide avec le choix de Krishnamurthy (2008). La première étape de notre étude du système consiste donc à prendre connaissance de son travail. La méthode de commande que préconise Krishnamurthy présente toutefois un désavantage indéniable au niveau de l'optimisation de la conception du DAB. S'ensuit la modélisation complète du système. L'exercice nous permet de trouver les fonctions de transfert du système, obtenues à partir de la linéarisation de la partie petits signaux du modèle d'état moyen du système. Les paramètres des contrôleurs assurant la stabilité du système et garantissant une réponse transitoire intéressante sont obtenus.

2.1 Spécifications de l'unité

- Connexion réseau monophasé 187V à 276V. Connexion triphasée avec 3 unités;
- Puissance : 5kW;
- Connexion charge CC, 100V/50A;
- Mise en série/parallèle selon les spécifications de l'unité sous test.

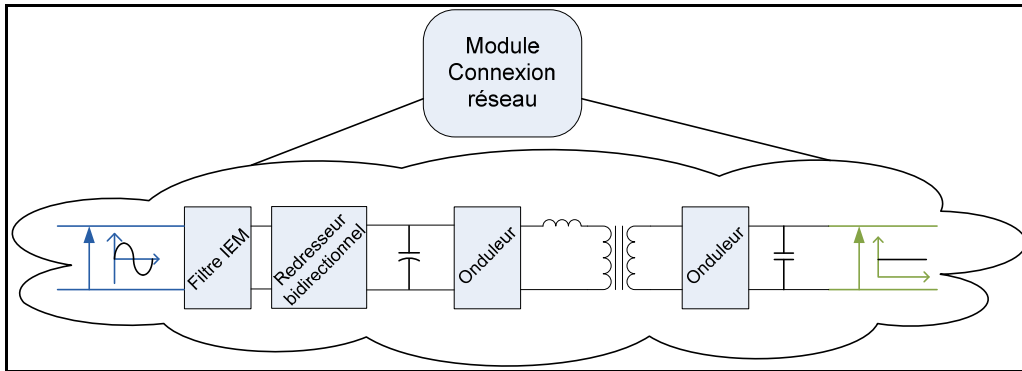


Figure 2.1 Schéma général du module de connexion réseau

2.2 Analyse de stabilité de Krishnamurthy

L'auteur compare deux types d'asservissement, soit la commande directe et la commande indirecte. Ces deux types de contrôle sont présentés en détail plus bas. Afin de vérifier la stabilité du système, lorsque soumis à l'un ou l'autre de ces asservissements, Krishnamurthy (2008) utilise le critère d'impédance, tel que présenté par Middlebrook (1976). Cette approche, utilisée à l'origine pour la conception des filtres d'entrées de convertisseur à commutation, permet de mettre en évidence la caractéristique de la résistance d'entrée négative du dit convertisseur. En effet, puisqu'un régulateur de tension à hachage à pour fonction de toujours maintenir sa tension de sortie constante, une diminution de la tension d'entrée implique une augmentation du courant d'entrée. La Figure 2.2 représente le schéma équivalent CA des deux convertisseurs, le redresseur actif et le DAB, en cascade.

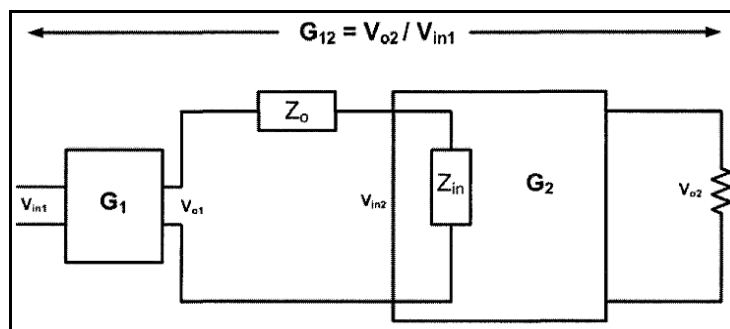


Figure 2.2 Avec leur impédance d'entrée et de sortie équivalente

Tirée de Krishnamurthy (2008)

Middlebrook établit un critère de stabilité suffisant pour assurer la stabilité de deux systèmes connectés en cascade, tel que le système présentement utilisé. Le développement de la fonction de transfert du système équivalent CA de la Figure 2.2 amène à l'équation (2.1).

$$G_{12} = \frac{G_1 \cdot G_2}{1 + \frac{Z_o}{Z_{in}}} \quad (2.1)$$

À partir du critère de stabilité de Nyquist, le système ne doit comporter aucun pôle plus grand que zéro.

$$\begin{aligned} 1 + \frac{Z_o}{Z_{in}} &< 0 \\ \frac{Z_o}{Z_{in}} &< -1 \end{aligned} \quad (2.2)$$

À partir de cela, Middlebrook établit une condition beaucoup plus exigeante pour assurer la stabilité (équation (2.3)). En somme, le système sera stable si l'impédance de sortie du premier convertisseur est bien inférieure à l'impédance d'entrée du deuxième convertisseur.

$$\left| \frac{Z_o}{Z_{in}} \right| \ll 1 \quad (2.3)$$

À partir de ce critère d'évaluation, Krishnamurthy analyse deux types de commande, directe et indirecte. L'appellation fait référence à l'attribution de l'asservissement des niveaux de tension des deux bus CC.

2.2.1 Méthode de commande directe

La méthode de commande directe consiste à contrôler le bus intermédiaire par le redresseur actif et le bus de sortie par le DAB. Afin de respecter le mode d'écoulement de l'énergie

établie plus haut pour analyser à l'aide du critère de Middlebrook, la vérification est effectuée pour le mode redresseur. Le DAB est ainsi défini comme régulateur de sortie duquel on vérifie l'impédance d'entrée et le redresseur actif comme pré régulateur dont on vérifie l'impédance de sortie. La méthode de commande directe présente une interaction sur le bus CC intermédiaire, pouvant provoquer des instabilités. La Figure 2.3 montre la méthode de commande utilisée par Krishnamurthy afin de procéder à l'étude de la stabilité du système.

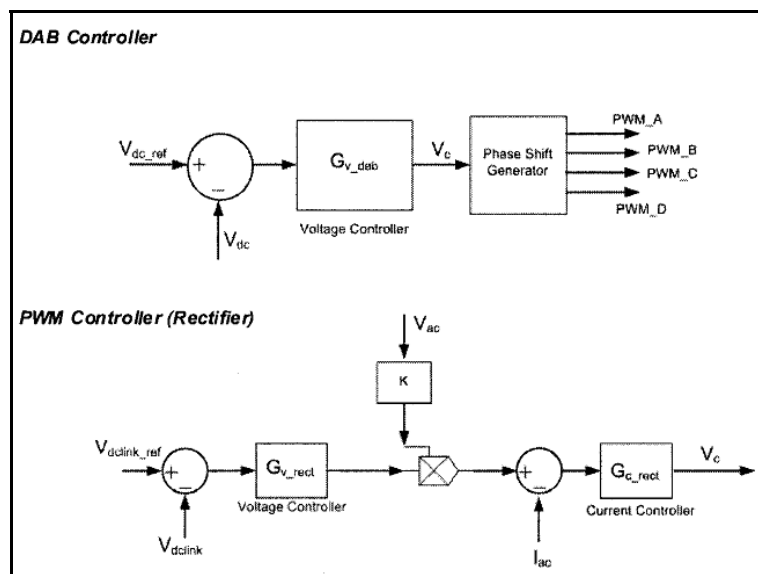


Figure 2.3 Commande utilisée pour l'analyse de stabilité
Tirée de Krishnamurthy (2008)

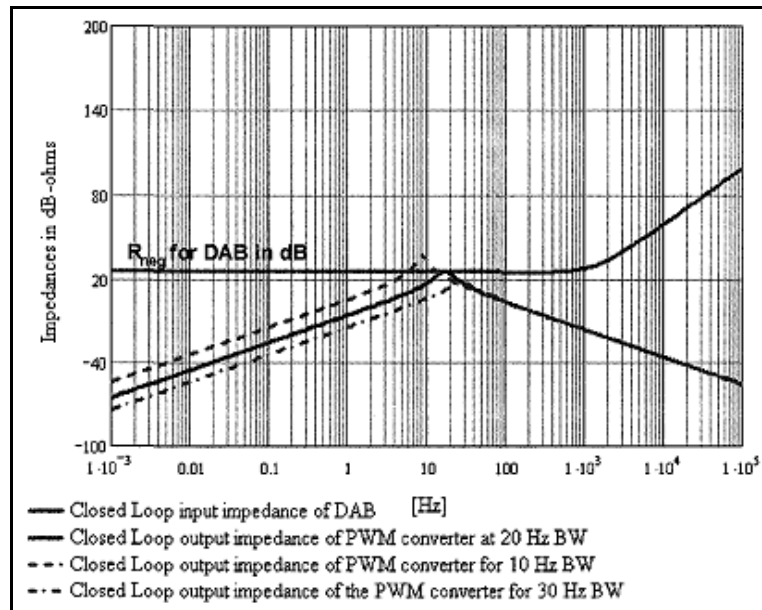


Figure 2.4 Impédance d'entrée du DAB et de sortie du redresseur
Tirée de Krishnamurthy (2008)

L'analyse de Krishnamurthy, basé sur les impédances de sortie et d'entrées des deux convertisseurs, montre que pour des valeurs de bande passante données, le mode de contrôle direct peut présenter une instabilité autour de la fréquence de coupure du régulateur de tension du redresseur actif. À ce point, l'impédance de sortie du redresseur devient très près de celle d'entrée du DAB, pouvant même la dépasser, pour des valeurs de bande passante plus faible du régulateur de tension du redresseur.

2.2.2 Méthode de commande indirecte

La méthode de commande indirecte utilise le redresseur actif pour contrôler le bus de sortie et le DAB pour asservir le bus intermédiaire. Cette méthode de contrôle s'apparente à un circuit d'amplificateur opérationnel en cascade où une rétroaction globale achemine la sortie finale vers l'entrée initiale. De cette façon, le système complet bénéficie d'une stabilité accrue. La caractéristique de résistance d'entrée négative du DAB est supprimée, assurant ainsi par le fait même l'annulation de toute interaction des deux convertisseurs au niveau du bus intermédiaire. Cette astuce n'est toutefois valide que pour le mode de fonctionnement

redresseur. Pour le mode onduleur, Krishnamurthy utilise encore une fois le critère d'impédance pour vérifier la stabilité du système. Comme on peut s'y attendre, puisque la bande passante du DAB est beaucoup plus élevée que celle du redresseur actif, l'impédance de sortie du DAB est plus faible que l'impédance d'entrée du redresseur sur toute la plage fréquentielle d'intérêt, telle que présenté à la Figure 2.5.

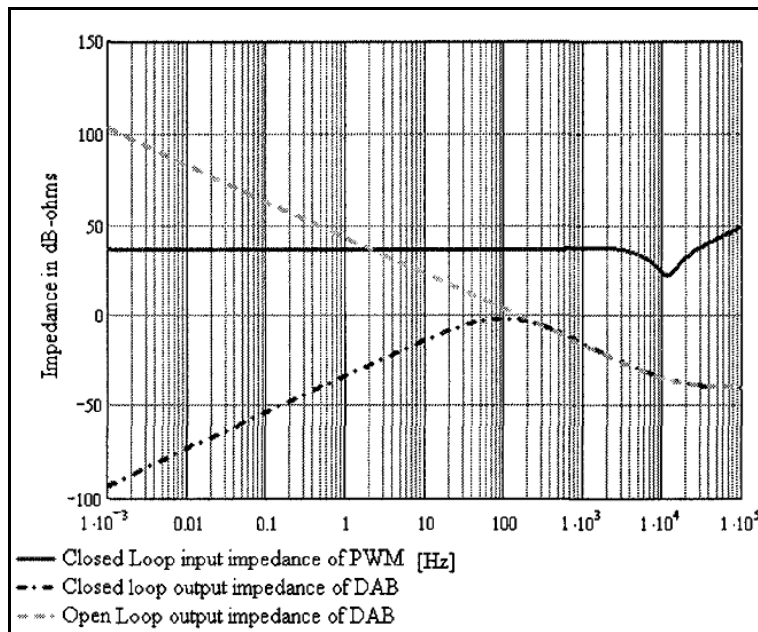


Figure 2.5 Impédance d'entrée du redresseur et de sortie du DAB

Tirée de Krishnamurthy (2008)

À la lumière de cette analyse, la méthode de commande indirecte semble être nettement avantageuse par rapport la méthode directe. Toutefois, ce contrôle amène un désavantage notoire. La commande du bus de sortie par le régulateur de tension du redresseur pose une limite sur la bande passante atteignable à ce point. En effet, puisque ce régulateur génère la référence pour le contrôle du courant de ligne, il doit être beaucoup plus lent que la fréquence du réseau. Ce faisant, les condensateurs de filtrage du courant de ligne se retrouvent à la sortie du système. Les condensateurs du bus intermédiaire deviennent pour leur part beaucoup plus faible, ce qui, à priori, n'augmente pas la quantité globale d'éléments de filtrage réactif. Toutefois, maintenant que le DAB asservit rapidement le bus intermédiaire,

tout le courant entrant dans le condensateur de ce bus est égal au courant en sortant, pour maintenir la tension régulée. Ce faisant, le courant ondulé à 120Hz passe dans le DAB pour être ensuite filtré dans le condensateur de sortie du système. Cette opération entraîne une modulation 120Hz du DAB. En somme, pour une même puissance de sortie, le courant circulant dans le DAB possède une forte valeur alternative. Puisque les tensions sont CC, seule la valeur CC du courant véhicule de la puissance active. La portion CA du courant représente alors uniquement de la puissance réactive. Cette forte augmentation de la puissance circulatoire implique inévitablement un surdimensionnement inacceptable des interrupteurs et du transformateur du convertisseur.

2.3 Commande numérique implantée

La conséquence au niveau du design matériel qu'impose la méthode indirecte implique un surdimensionnement trop important. Par conséquent, la commande directe est utilisée. Les schémas de commande implantés dans le contrôleur sont présentés ci-après. L'ensemble du convertisseur est échantillonné au $25\mu\text{s}$, soit deux fois par période de commutation du redresseur.

2.3.1 Contrôle du redresseur actif

La Figure 2.6 détail la commande du redresseur actif. Que ce soit en mode redresseur ou onduleur, le contrôle de ce module ne diffère pas. La boucle de régulation de la tension du bus intermédiaire génère la référence d'amplitude de la boucle d'asservissement du courant. Il s'agit d'un contrôleur proportionnel intégral pour la tension et une commande proportionnel pour le courant.

intégrer. Cette constante provient d'un niveau continu et d'un signal asservi par un régulateur PI. Une mesure initiale de la fréquence du réseau est effectuée avant de lancer l'asservissement. Cette mesure détermine le niveau moyen autour duquel la fréquence est asservie. Le contrôleur PI termine la correction en ajoutant une composante tirée de la moyenne effectuée sur le signal carré généré par le résultat logique du « ou exclusif » entre le signal carré du réseau et le signal carré interne du cosinus de l'angle asservi. Lorsque la synchronisation est complète, la valeur moyenne du résultat du « ou exclusive » est de 0,5.

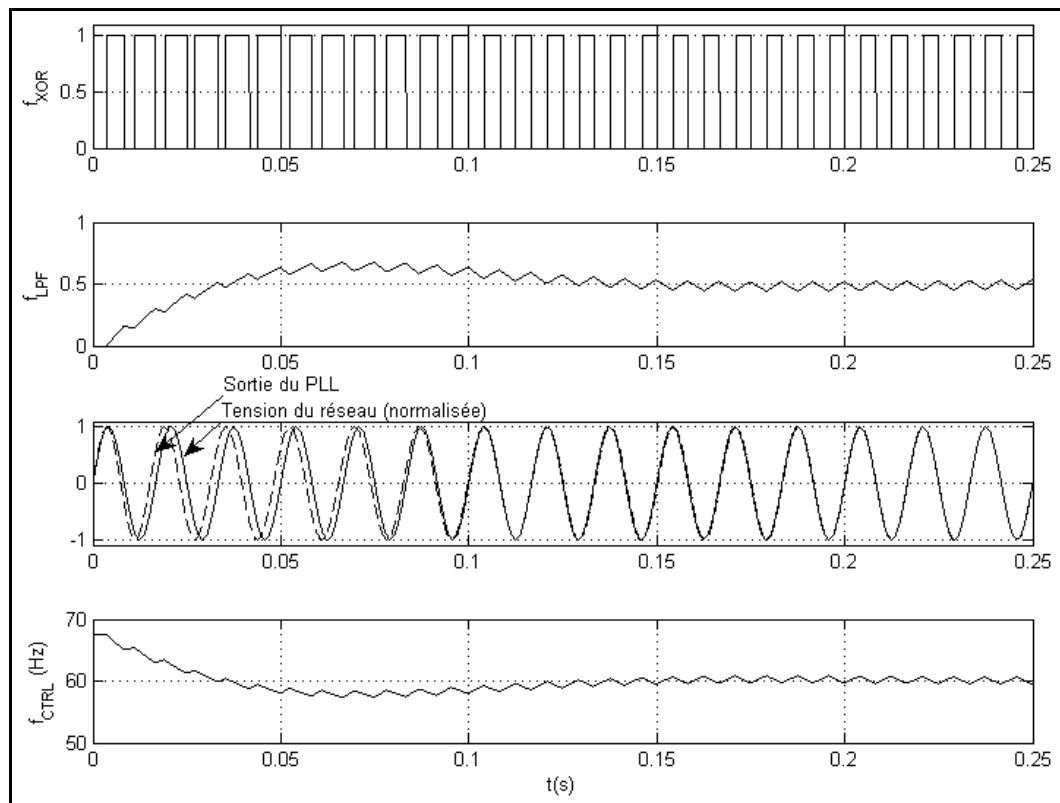


Figure 2.8 Résultats de simulation du contrôleur de la synchronisation réseau

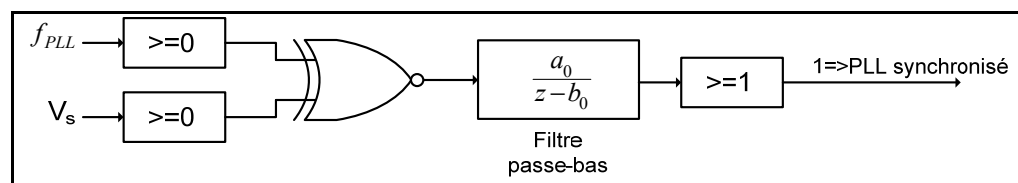


Figure 2.9 Détection du verrouillage de la synchronisation réseau

Afin de détecter la complétion de la synchronisation du signal interne avec le réseau, une moyenne est effectuée sur le résultat du « ou exclusive » du signal carré du sinus interne de l'angle asservi et le signal carré du réseau. Lorsque les deux sont parfaitement en phase, le résultat de la moyenne est unitaire.

2.3.2 Contrôle du double pont actif

Le contrôle de la puissance transféré par le DAB se fait en modulant l'amplitude du courant de l'inductance série. L'asservissement se fait en modifiant le déphasage entre les ondes carrées appliquées de part et d'autre du transformateur en série avec l'inductance. Cette amplitude augmente en fonction du déphasage appliqué entre les deux ondes carrées. Le régulateur est de type proportionnel intégral. L'énergie circule du côté en avance de phase vers celui en retard de phase. La phase varie de -90° à 90° .

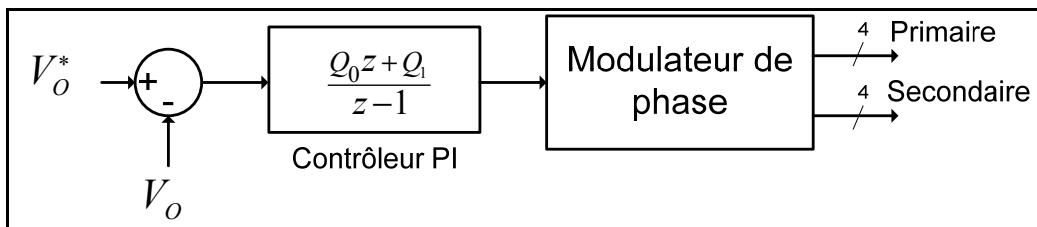


Figure 2.10 Contrôle du DAB

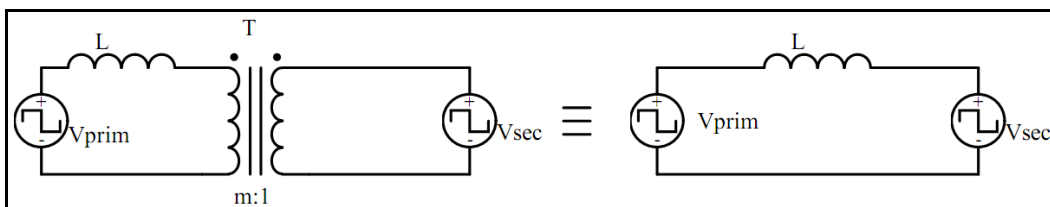


Figure 2.11 Représentation équivalente des ponts d'interrupteur du DAB

Le DAB peut bénéficier d'une commutation douce sur toute la plage de courant lorsqu'opéré à modulation unitaire ($V_{prim} = m \cdot V_{sec}$). Toutefois, en raison des condensateurs de résonance placés en parallèle avec les interrupteurs, une certaine limite autour de zéro apparaît (discuté au chapitre 3). Puisque l'ensemble de ce convertisseur est optimisé pour la commutation

douce (temps de commutation des interrupteurs de puissance), il importe de limiter son fonctionnement hors de la plage de commutation dure. La méthode utilisée consiste à couper les pulses lorsque l'algorithme de contrôle impose un angle de sortie inférieur au seuil prédéterminé. L'évolution des variables de commande n'est pas altérée, en ce sens où il n'y a pas de discontinuité dans l'asservissement, mais lorsque la commande passe sous un certain seuil (entre 1 et 10 degrés), les signaux de commande sont coupés et aucune puissance ne circule. Le condensateur de sortie se vide alors dans la charge s'il s'agit d'un fonctionnement à faible charge, puis lorsque la sortie du contrôleur revient au dessus de l'angle minimum, les pulses sont rétablis. À l'opposé, s'il s'agit d'une transition entre le mode source et le mode charge active (du point de vue du DAB), lorsque les pulses sont coupés, la tension du condensateur continue de montée, l'algorithme de contrôle passe par zéro, puis augmente dans l'autre direction et lorsque l'angle de commande passe enfin au-dessus du seuil dans l'autre cadran, les pulses sont réactivés.

2.3.2.1 Introduction d'un angle alpha

Le démarrage du système se fait à zéro tension du côté secondaire et pleine tension du côté primaire. Puisque le DAB a une plage de fonctionnement à commutation douce limitée lorsque le rapport de conversion n'est pas unitaire (Figure 1.3), le démarrage du système ne peut être opéré à commutation douce. Bien qu'il soit entièrement acceptable d'opérer le système au démarrage en commutation dure, une motivation supplémentaire nous amène à introduire un mécanisme de contrôle supplémentaire. Sans tension au secondaire, la valeur du courant dans l'inductance un angle entre les deux bras du pont au primaire pour réduire le rapport cyclique du pont au primaire. La méthode de commande de base (modulation de l'angle entre les deux ondes carrées) maintient un angle de 180 degrés entre chaque pont au secondaire. L'ajout d'un l'angle alpha consiste à modifier la phase entre les deux bras d'un pont. Le contrôle de cet angle, tel que proposé par Oggier et al. (2006), se résume à moduler la phase du pont dont le bus est le plus élevé. L'objectif est de conserver le rapport des tensions des deux bus constant en modifiant le rapport cyclique de la tension la plus élevée, un peu de la même façon qu'un convertisseur abaisseur.

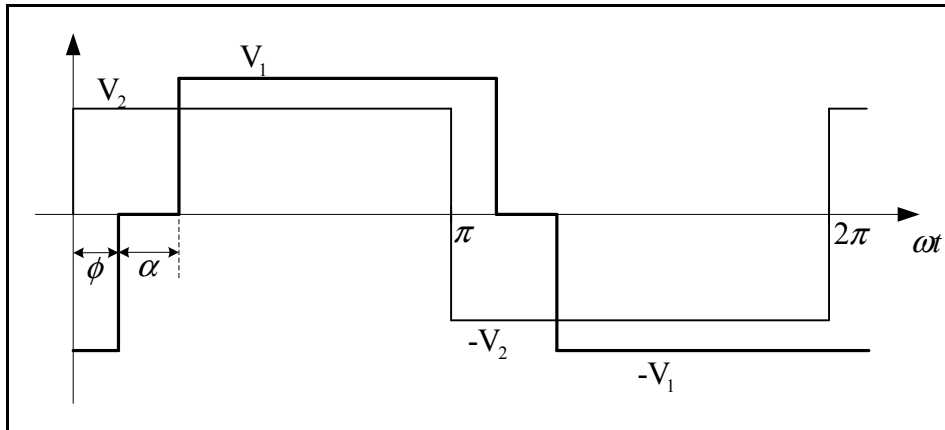


Figure 2.12 Tension de sortie des ponts avec modulation sur alpha

L'angle de commande (contrôle du courant de sortie), identifié précédemment par φ , est redéfini ici et devient φ_f . Il provient de la composition du déphasage entre les deux ponts et du déphasage entre les bras du pont affichant la tension la plus haute (V_1 sur la Figure 2.12).

$$\varphi_f = \varphi + \frac{\alpha}{2} \quad (2.4)$$

L'angle φ_f est en fait le déphasage entre les deux ondes fondamentales sinusoïdales des deux tensions de sortie des ponts. Cette technique de commande augmente la plage de commutation douce comme en témoigne la Figure 1.11 du chapitre 1.

Bien qu'une possible interaction au niveau du bus intermédiaire soit possible, l'ajout d'une composante de l'asservissement interne du DAB comme *feed forward* permet au contrôleur du redresseur actif d'anticiper les appels de puissance. Les résultats de simulation de l'asservissement du redresseur sans compensation et avec compensation sont présentés au chapitre 5.

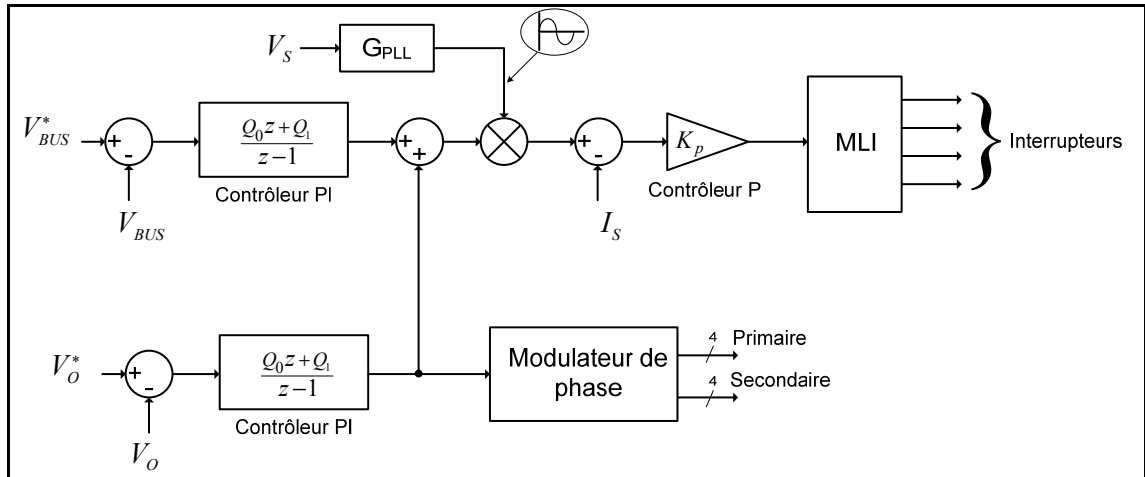


Figure 2.13 Contrôleur du redresseur actif avec composante du contrôleur du DAB

2.4 Modélisation du système

Une analyse rigoureuse des convertisseurs permet d'observer les différentes interactions entre les grandeurs physiques contrôlées (entrée du système) et les variables de commande (sortie du système). Afin de réaliser une commande optimisée pour l'ensemble des convertisseurs utilisés dans le module de connexion réseau et de tenir compte des interactions, il importe de développer la modélisation complète du système. Dans cette section, les équations du module sont définies et les modèles moyens en sont dérivés. La représentation d'états du circuit en modèle moyen et la linéarisation de ce dernier autour du régime permanent permettent finalement d'obtenir les fonctions de transfert menant à la conception des contrôleurs. Le détail du développement mathématique de la modélisation est présenté à l'annexe I.

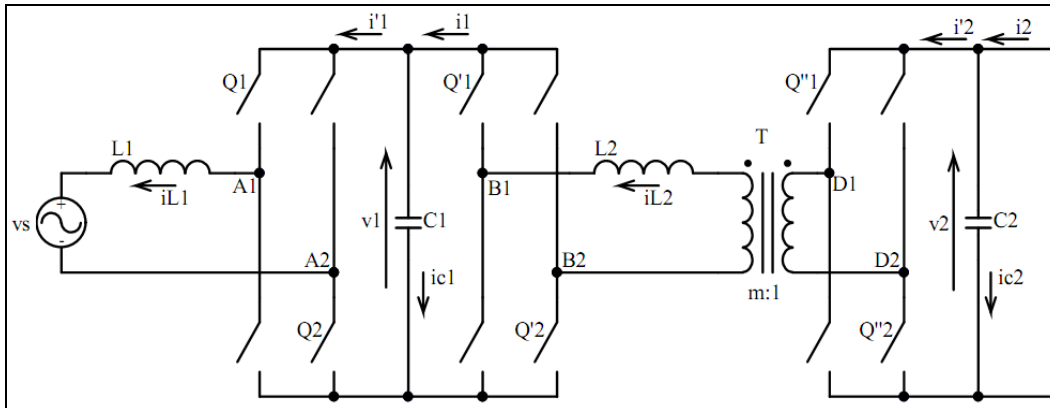


Figure 2.14 Module de connexion réseau complet avec nomenclature de la modélisation

2.4.1 Système d'équations

La Figure 2.14 contient l'ensemble du module de connexion réseau. Soit le redresseur actif à gauche et le DAB à droite. Les équations du premier ordre sont obtenues en vérifiant les tensions appliquées aux bornes des inductances et les courants des condensateurs. La fonction de commutation s exprime l'état des interrupteurs. Elle prend la valeur un ou zéro.

Redresseur actif :

$$L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = v_1 (2s_1 - 1) - v_s \quad (2.5)$$

$$C_1 \cdot \frac{dv_1}{dt} = i_1 - i_{L1} (2s_1 - 1) \quad (2.6)$$

Convertisseur isolé, le DAB :

$$C_2 \cdot \frac{dv_2}{dt} = i_2 - m \cdot i_{L2} (2s''_1 - 1) \quad (2.7)$$

$$L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} = m \cdot v_2 (2s''_1 - 1) - v_1 (2s'_1 - 1) \quad (2.8)$$

$$i_1 = i_{L2} (2s'_1 - 1) \quad (2.9)$$

2.4.2 Modèles moyens

2.4.2.1 Modèle moyen du DAB

Pour obtenir le modèle moyen du DAB, une analyse détaillée de la puissance transférée est obtenue en appliquant la définition de la puissance moyenne.

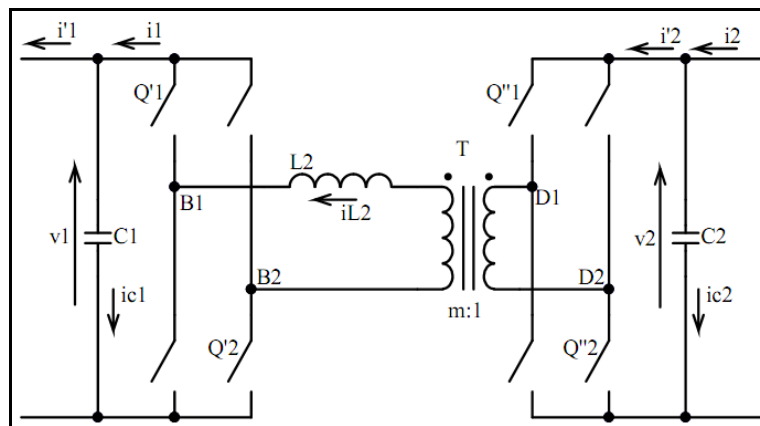


Figure 2.15 DAB avec nomenclature de modélisation

D'abord, on définit la tension aux bornes de l'inductance comme la différence des deux tensions de sortie des ponts, ramené du côté primaire du transformateur.

$$\begin{aligned}
 L_2 \cdot \frac{di_{L_2}}{dt} &= mV_{D_1D_2} - V_{B_1B_2} \\
 &= L_2 \omega_s \frac{di_{L_2}}{dx} \\
 &= \Delta v
 \end{aligned}
 \tag{2.10}$$

Pour obtenir l'expression de la puissance transigée par le DAB, la tension de sortie d'un des ponts et le courant de l'inductance sont intégrés sur une période de commutation.

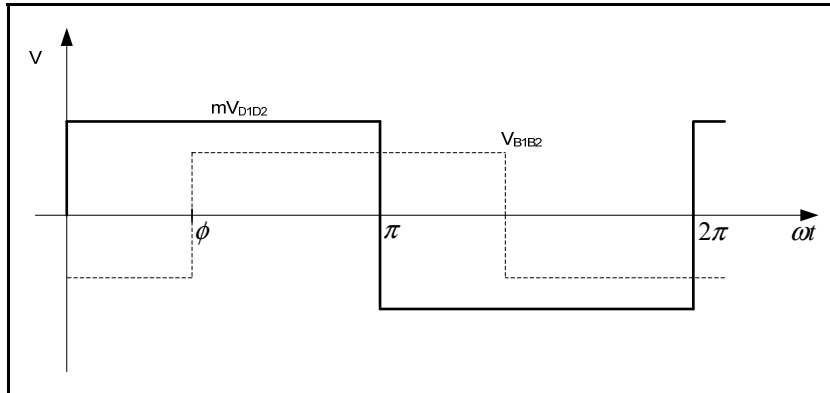


Figure 2.16 Tension de sortie des ponts du DAB

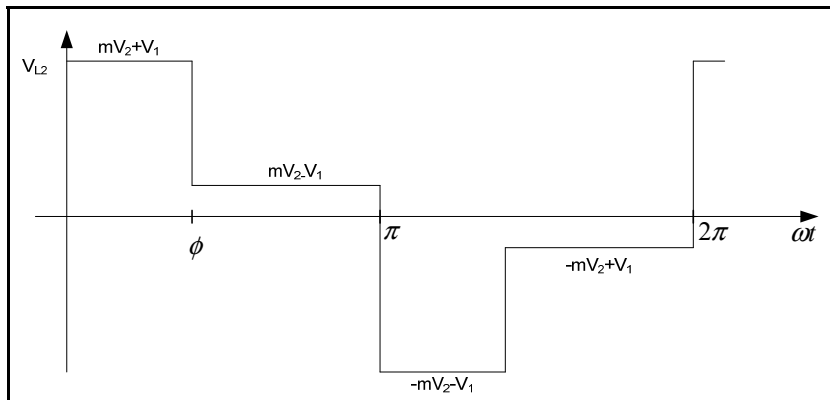


Figure 2.17 Tension aux bornes de l'inductance du DAB

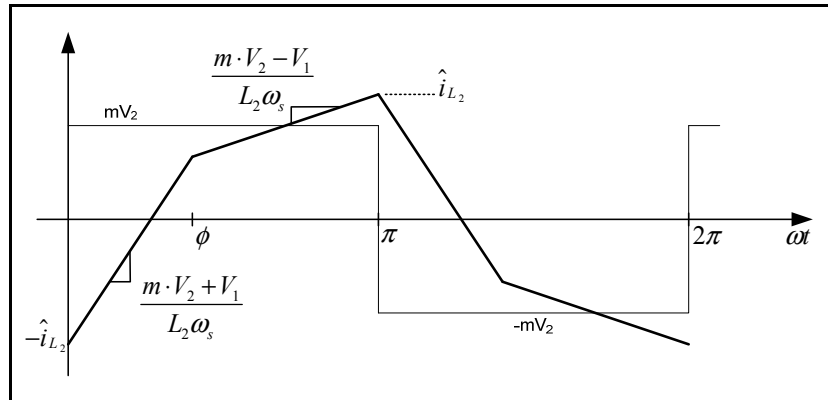


Figure 2.18 Courant de l'inductance du DAB référencé à la tension du secondaire

Chaque pente du courant de l'inductance (Figure 2.18) provient des différentes expressions de la tension appliquée à ses bornes, comme en témoigne la Figure 2.17. Le déphasage appliqué entre les deux ponts est représenté par la variable ϕ . La Figure 2.16 représente la différence de tension entre les deux ponts, résultant en la différence de potentielle appliqué aux bornes de l'inductance. En appliquant la définition de la puissance moyenne sur une demi-période, nous trouvons l'expression de la puissance transférée en fonction de l'angle de phase du DAB (équation (2.11)) (voir l'annexe I pour le développement).

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} m \cdot v_2 \cdot i_{L_2}(x) \cdot dx \\
 &= \frac{m \cdot v_2}{2L_2 \omega_s \pi} \left\{ (m \cdot v_2 + v_1) \phi^2 - (m \cdot v_2 - v_1) (\phi - \pi)^2 + 2 \cdot \widehat{i}_{L_2} \cdot L_2 \cdot \omega_s \cdot (\pi - 2\phi) \right\}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

À partir des pentes du courant sur une demi-période, on obtient l'expression du courant crête, toujours en fonction de l'angle de déphasage (équation (2.12)). Finalement, en remplaçant \widehat{i}_{L_2} , l'expression de la puissance est simplifiée (équation (2.13)).

$$\widehat{i}_{L_2} = \frac{1}{2 \cdot L_2 \cdot \omega_s} \left[m \cdot v_2 \cdot \pi + v_1 (2\phi - \pi) \right] \tag{2.12}$$

$$P = \frac{m \cdot v_2}{2L_2 \omega_s \pi} \left\{ v_1 (2\pi\phi - 2\phi^2) \right\} \quad (2.13)$$

La puissance transférée en fonction de l'angle ϕ se résume donc par :

$$P = \frac{m \cdot v_2 \cdot v_1}{L_2 \omega_s} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (2.14)$$

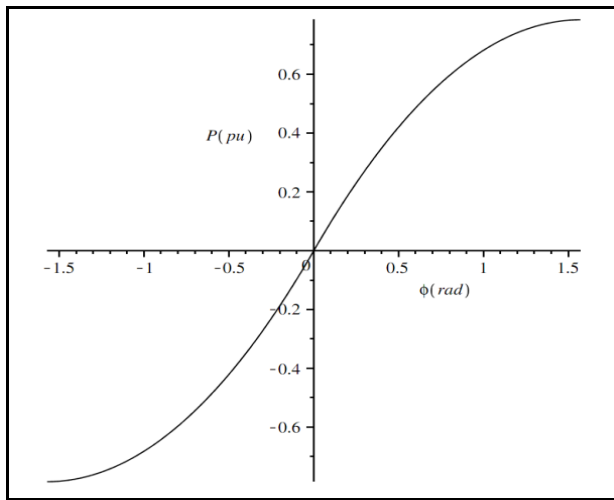


Figure 2.19 Puissance transférée en fonction de la différence de phase ϕ

Par rapport à une valeur de normalisation telle que définie à l'équation (2.15), la valeur maximale de puissance pouvant être transférée par le DAB, lorsque l'angle est de 90° , est de $\pi/4$.e

$$\begin{aligned} P_{base} &= \frac{m \cdot v_2 \cdot v_1}{L_2 \omega_s} & \rightarrow & P_{norm} = \frac{P}{P_{base}} \\ P_{max_{norm}} &= \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \right) & \rightarrow & \phi = \frac{\pi}{2} \\ P_{max_{norm}} &= \frac{\pi}{4} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Tel que Krishnamurthy (2008) le mentionne, le modèle du DAB peut être approximé par un gyrateur moyen.

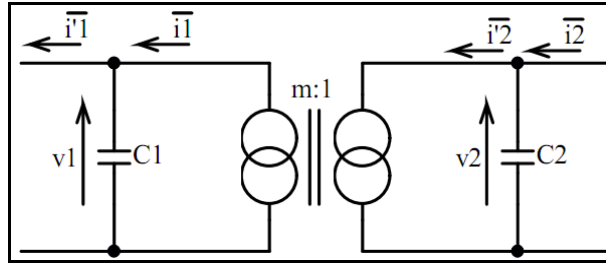


Figure 2.20 Modèle du gyrateur moyen du DAB

Avec ce modèle d'approximation, le DAB peut donc être considéré comme deux sources de courant contrôlé par une tension. L'angle de phase est commun au contrôle des deux sources de courant, toutefois, la tension du condensateur C_1 contrôle la source \bar{i}'_2 et la tension du condensateur C_2 contrôle la source \bar{i}'_1 . Ce contrôle en croisé, propre au gyrateur, couple les courants et tensions du système. Le courant de l'inductance L_2 n'est donc plus une variable d'état selon ce modèle.

$$\begin{aligned}\bar{i}'_2 &= \frac{P}{v_2} = \frac{m \cdot \bar{v}_1}{L_2 \cdot \omega_s} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \\ \bar{i}'_1 &= \frac{P}{v_1} = \frac{m \cdot \bar{v}_2}{L_2 \cdot \omega_s} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right)\end{aligned}\tag{2.16}$$

Le déphase en degrés peut également être exprimé en rapport cyclique temporel. L'expression de la puissance devient ainsi :

$$P = \frac{m \cdot v_1 \cdot v_2}{2L_2 f_s} \alpha(1 - \alpha) \quad \rightarrow \quad \alpha = \frac{\phi}{\pi}, \quad 0 \leq \alpha \leq 1\tag{2.17}$$

2.4.2.2 Modèle moyen du redresseur actif

La modélisation de la boucle de régulation de la tension v_I n'utilise pas les équations du modèle moyen habituelles. La sortie de ce régulateur constitue la référence pour le courant crête de ligne \hat{i}_{L_1} . Puisque la dynamique de ce courant et celle de la tension V_I ne sont pas les mêmes, nous devons utiliser les définitions de la puissance instantanée du côté CA et CC. La relation entre la tension V_I et le courant \hat{i}_{L_1} doit être modélisée. En considérant la conservation de la puissance (négligeant les pertes), nous obtenons l'équation (2.18).

$$\begin{aligned} p_{CA} &= \frac{\hat{v}_s \cdot \hat{i}_{L_1}}{2} \\ p_{CC} &= i_1' \cdot v_1 \\ i_1' &= \frac{\hat{v}_s \cdot \hat{i}_{L_1}}{2 \cdot v_1} \end{aligned} \quad (2.18)$$

L'expression du courant i_1' est ensuite remplacée dans l'équation d'état de la tension du condensateur C_I (équation (2.6)).

$$\begin{aligned} C \frac{dv_1}{dt} &= i_1 - i_1' \\ &= \frac{mv_2}{2L_2f_s} \alpha(1-\alpha) - \frac{\hat{v}_s \cdot \hat{i}_{L_1}}{2 \cdot v_1} \end{aligned} \quad (2.19)$$

2.4.2.3 Résumé des modèles moyens

Le redresseur actif est approximé par un transformateur à rapport cyclique variable. Les sorties des points milieux des bras pouvant être approximées par des sources de tension dont la valeur moyenne sur une période de commutation est déterminée par le rapport cyclique. Le Tableau 2.1 résume les modèles moyens de chaque convertisseur. Les équations d'états du

modèle moyen complet sont finalement présentées au système d'équations (2.20) avec le schéma complet moyen à la Figure 2.21 La fonction d_1 représente la valeur moyenne de la fonction de commutation s_1 .

Tableau 2.1 Modèle d'états moyens des étages de la charge active

	$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = v_1 (2d_1 - 1) - v_s$
	$C_1 \frac{dv_1}{dt} = \frac{mv_2}{2L_2 f_s} \alpha (1 - \alpha) - \frac{\widehat{v}_s \cdot \widehat{i}_{L_1}}{2 \cdot v_1}$

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} &= v_1 (2d_1 - 1) - v_s \\
 C_1 \frac{dV_1}{dt} &= \frac{mv_2}{2L_2 f_s} \alpha (1 - \alpha) - \frac{\widehat{v}_s \cdot \widehat{i}_{L_1}}{2 \cdot v_1} \\
 C_2 \frac{dv_2}{dt} &= \overline{i_2} - \frac{mv_1}{2L_2 f_s} \alpha (1 - \alpha)
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

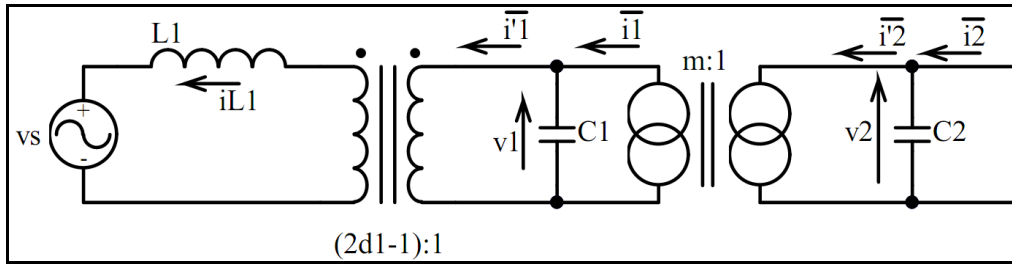


Figure 2.21 Modèle moyen de la charge active

2.4.3 Régime statique

Nous trouvons le point d'équilibre autour duquel les équations sont évaluées, le régime statique, à partir des définitions de variables suivantes :

$$\begin{aligned} i_{L_1} &= I_{L_1} & V_1 &= v_1 \\ v_s &= V_s & V_2 &= v_2 \end{aligned} \quad (2.21)$$

Par définition, à l'équilibre, les dérivées des courants d'inductances et tension de condensateur sont nulles.

Courant de ligne i_{L_1} :

$$\begin{aligned} 0 &= V_1(2D_1 - 1) - V_s \\ V_s &= V_1(2D_1 - 1) \\ D_1 &= \frac{1}{2} + \frac{V_s}{2V_1} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Tension du bus v_1 :

$$\begin{aligned}
 0 &= \frac{mV_2}{2L_2f_s} A(1-A) - \frac{\widehat{V}_s \cdot \widehat{I}_{L_1}}{2 \cdot V_1} \\
 \frac{mV_2}{2L_2f_s} A(1-A) &= \frac{\widehat{V}_s \cdot \widehat{I}_{L_1}}{2 \cdot V_1} \quad \rightarrow \quad K_1 = \frac{m}{2L_2f_s} A(1-A) \\
 V_2 &= \frac{\widehat{V}_s \cdot \widehat{I}_{L_1}}{2 \cdot V_1 \cdot K_1}
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

Tension du bus v_2 :

$$\begin{aligned}
 0 &= \bar{i}_2 - \frac{mV_1}{2L_2f_s} A(1-A) \\
 I_2 &= V_1 \cdot K_1
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

2.4.4 Linéarisation

Dans le but de déterminé le comportement du système pour de faibles variations des variables d'états, des entrées et des grandeurs de commandes, nous effectuons la linéarisation du modèle petit signaux, autour des points du régime statique. Les variables d'états, d'entrées et de commande sont décomposées deux parties. Soit une perturbation CA et une grandeur continue (provenant du régime statique) (équation (2.25)). La linéarisation est effectuée en utilisant l'expansion de la série de Taylor. Les dérivés des grandeurs continues étant nulles, les parties statiques sont supprimées. Nous gardons seulement les termes CA linéaire de la série de Taylor du premier ordre, les ordres suivant étant non linéaires (grandeurs alternatives multipliées ensemble). Par l'approximation des petits signaux, ces termes d'ordres supérieurs sont considérés négligeables.

$$\begin{aligned}
v_s &= V_s + \Delta v_s & i_{L_1} &= I_{L_1} + \Delta i_{L_1} \\
\hat{v}_s &= \hat{V}_s + \Delta \hat{v}_s & \hat{i}_{L_1} &= \hat{I}_{L_1} + \Delta \hat{i}_{L_1} \\
v_1 &= V_1 + \Delta v_1 & \alpha &= A + \Delta \alpha \\
v_2 &= V_2 + \Delta v_2 & d_1 &= D_1 + \Delta d_1 \\
\bar{i}_2 &= I_2 + \Delta i_2 & &
\end{aligned} \tag{2.25}$$

Suivant cette méthode, la linéarisation de chaque équation d'état est obtenue. Ci-dessous, le courant i_{L_1} :

$$L_1 \frac{d\Delta i_{L_1}}{dt} = (2D_1 - 1)\Delta v_1 + 2V_1\Delta d_1 - \Delta v_s \tag{2.26}$$

Tension du bus v_1 :

$$C_1 \frac{d\Delta v_1}{dt} = K_1 \cdot \Delta v_2 + K_2 \cdot V_2 \cdot \Delta \alpha - \frac{\hat{V}_s}{2V_1} \cdot \Delta \hat{i}_{L_1} + \frac{\hat{V}_s \hat{I}_{L_1}}{2V_1^2} \cdot \Delta v_1 - \frac{\hat{I}_{L_1}}{2V_1} \cdot \Delta \hat{v}_s \tag{2.27}$$

Tension du bus v_2 :

$$C_2 \frac{d\Delta v_2}{dt} = \Delta i_2 - K_1 \cdot \Delta v_1 - K_2 \cdot V_1 \cdot \Delta \alpha \tag{2.28}$$

2.4.5 Conception des régulateur

2.4.5.1 Contrôleur de courant i_{L1}

Les fonctions de transfert peuvent donc être maintenant obtenues à partir du résultat de la linéarisation. Ci-après, nous obtenons la relation entre le courant de ligne I_{L1} et le rapport cyclique d_1 .

$$G_{i_{L_1}, d_1} = \left. \frac{\Delta i_{L_1}(s)}{\Delta d_1(s)} \right|_{\substack{\Delta v_1=0 \\ \Delta v_s=0}} = \frac{2V_1}{L_1 s} \quad (2.29)$$

La boucle de régulation interne du courant de ligne (i_{L1}) est de type proportionnel. Le contrôle étant normalisé, nous devons introduire le gain de normalisation dans le modèle. Le schéma bloc du système est donné à la Figure 2.22 et la fonction de transfert en boucle fermée à l'équation (2.30).

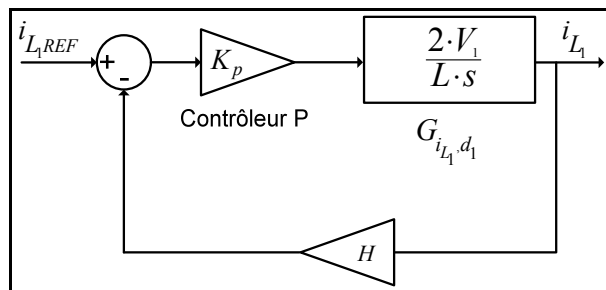


Figure 2.22 Boucle de contrôle du courant i_{L1}

$$\frac{\Delta i_{L_1}(s)}{\Delta i_{L_1, REF}(s)} = \frac{2HK_p V_1}{L_1 s + 2HK_p V_1} \quad (2.30)$$

L'équation (2.30) peut s'écrire sous la forme d'un filtre passe-bas, avec une constante de temps τ et une fréquence de coupure f_c (équation (2.31)).

$$\frac{\Delta i_{L_1}(s)}{\Delta i_{L_1, REF}(s)} = \frac{1}{\frac{L_1}{2HK_p V_1} s + 1} \quad (2.31)$$

$$\tau = \frac{L_1}{2HK_p V_1}$$

$$f_c = \frac{HK_p V_1}{L_1 \pi}$$

Le gain K_p peut donc être déterminé, en fixant une fréquence de coupure à la moitié de la fréquence de commutation du pont. Puisque le système subi un double échantillonnage par rapport à fréquence de commutation du redresseur, la fréquence de coupure choisie est égale au quart de la période de rafraichissement. Ceci laisse donc une marge supplémentaire pour ne pas créer d'oscillation due à la commande numérique.

$$\begin{aligned}
 K_p &= \frac{L_1 \pi f_c}{H V_1} & \rightarrow & \begin{cases} L_1 = 1mH & f_0 = 10kHz \\ V_1 = 400V & H = \frac{1}{40\sqrt{2}} \end{cases} \\
 &= \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3}{\frac{1}{40\sqrt{2}} 400} & & (2.32) \\
 &= 4.44
 \end{aligned}$$

2.4.5.2 Contrôleur de tension v_2

À partir de l'expression de la dérivé de la tension v_2 (équation (2.28)), nous trouvons la fonction de transfert reliant cette tension à l'angle α . Le système étant bidirectionnel, la charge peut être résistive ou active, soit une source. Nous traitons du cas résistif pour compléter la conception du régulateur. Le terme Δi_2 devient donc $\Delta v_2 / R_{ch}$. Puisque la relation entre l'angle de phase alpha et le courant moyen i_{L2} n'est valide que pour des valeurs positives d'alpha (A), nous devons revoir l'équation en modifiant la polarité en conséquence.

$$\begin{aligned}
 C_2 \frac{d\Delta v_2}{dt} \Big|_{\Delta v_1=0} &= -\Delta i_2 + K_2 \cdot V_1 \cdot \Delta \alpha \\
 G_{v_2, \alpha} = \frac{\Delta v_2(s)}{\Delta \alpha(s)} \Big|_{\Delta v_1=0} &= \frac{K_2 \cdot V_1}{C_2 s + \frac{1}{R_{ch}}} & & (2.33) \\
 &= \left(\frac{R_{ch}}{R_{ch} C_2 s + 1} \right) \frac{m \cdot V_1}{2 L_2 f_s} (1 - 2A)
 \end{aligned}$$

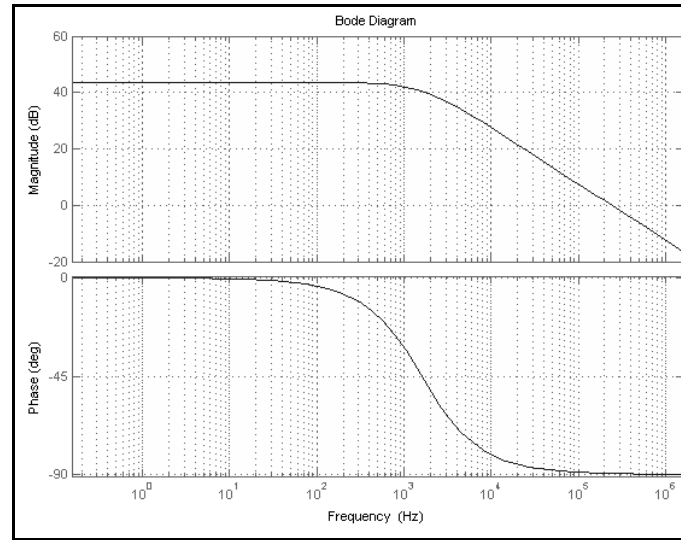


Figure 2.23 Réponse en fréquence du DAB

La boucle de régulation de la tension v_2 (Figure 2.10) est recopiée à la Figure 2.24, avec l'ajout du coefficient de normalisation dans la branche de rétroaction. La fonction de transfert du régulateur PI (équation (2.34)), celle du convertisseur et du système complet, en boucle ouverte, sont tracées sur la Figure 2.25.

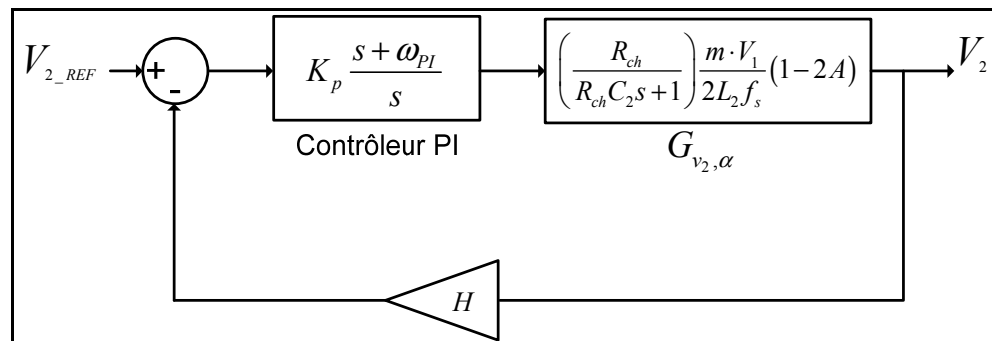


Figure 2.24 Boucle de contrôle de la tension v_2

$$\begin{aligned}
 G_{PI} &= \frac{K_p s + K_i}{s} \\
 &= K_p \frac{s + K_i/K_p}{s} \\
 &= K_p \frac{s + \omega_{PI}}{s}
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est présentée à la l'équation (2.35).

$$G_{V_2BO} = \left(\frac{s + \omega_{PI}}{R_{ch} C_2 s^2 + s} \right) \frac{m V_1 K_p H R_{ch}}{2 L_2 f_s} (1 - 2A) \quad (2.35)$$

Le gain du contrôleur PI est déterminé de sorte que le gain du système soit unitaire à une fréquence f_0 donnée. Le gain à 0Hz du convertisseur ($K_2 R_{ch}$) est utilisé pour trouver K_p , comme le montre l'équation (2.36) (Erickson et Maksimović, 2004). Nous choisissons f_0 égale à 4kHz.

$$K_p = \frac{f_0}{f_c \cdot K_2 R_{ch} H} \rightarrow \begin{cases} H = 1/100 \\ K_2 = \frac{m V_1}{2 L_2 f_s} (1 - 2A) \Big|_{\substack{A=0.39 \\ V_1=400V \\ m=4 \\ L_2=40\mu H \\ f_s=60kHz}} \\ f_0 = 4kHz \\ f_c = \frac{1}{2\pi R_{ch} C_2} \Big|_{\substack{R_{ch}=2\Omega \\ C_2=50\mu F}} \end{cases} \quad (2.36)$$

$$K_p = 1.67$$

Afin que la fonction de transfert en boucle ouverte du système décroisse avec une pente constante de -20dB/décade jusqu'à f_0 , nous plaçons le zéro du contrôleur PI au même endroit que le pôle du convertisseur.

$$\begin{aligned} \omega_{PI} &= \frac{1}{2\pi R_{ch} C_2} \Big|_{\substack{R_{ch}=2\Omega \\ C_2=50\mu F}} \\ &= 1.6kHz \end{aligned} \quad (2.37)$$

La Figure 2.25 montre les réponses en fréquence résultantes de la conception du contrôleur de la tension V_2 . La marge de phase est d'environ 90 degrés.

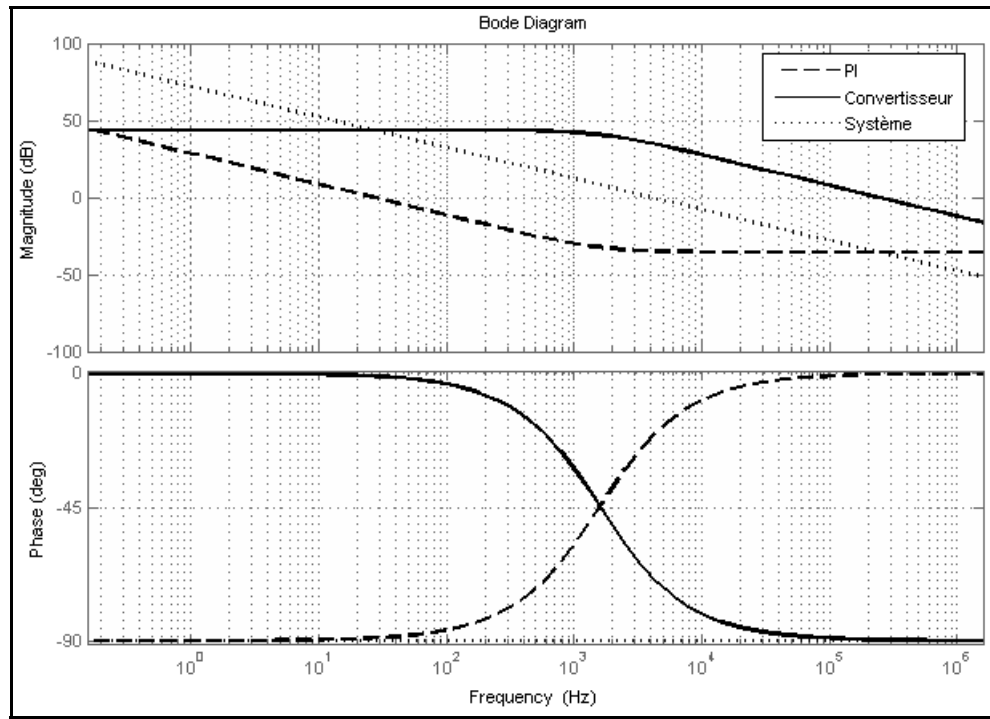


Figure 2.25 Réponse en fréquence du contrôleur, du convertisseur et du système en boucle ouverte

La même conception de contrôleur est utilisée pour le mode de fonctionnement charge. Les performances du système dans ce mode sont vérifiées en simulation. Il est à noter que certaines dynamiques sont négligées dans le modèle, telle la résistance série du condensateur C_2 , qui ajoute typiquement un zéro et diminue la marge de phase. Toutefois, le positionnement de ce zéro est généralement au-delà de la fréquence f_0 .

2.4.5.3 Contrôleur de tension v_l

La fonction de transfert reliant le courant crête de la ligne et la tension v_l est obtenue avec la transformé de Laplace de l'équation linéarisée de la tension du condensateur C_l . Le détail du calcul est présenté à l'annexe I.

$$L \left[C_1 \frac{d\Delta v_1}{dt} \right]_{\substack{\Delta v_2=0 \\ \Delta \hat{\alpha}=0 \\ \Delta v_s=0}} = \frac{\hat{V}_s \hat{I}_{L_1}}{2V_1^2} \cdot \Delta v_1 - \frac{\hat{V}_s}{2V_1} \cdot \Delta \hat{i}_{L_1} \quad (2.38)$$

$$\frac{\Delta v_1(s)}{\Delta \hat{i}_{L_1}(s)} = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_s V_1}{P - V_1^2 C_1 s}$$

Le résultat de l'équation (2.38) correspond au mode de fonctionnement charge, où la puissance est injectée sur le réseau. Pour le mode source, l'équation est similaire, mais le courant crête et la puissance change de signe (équation (2.39))

$$\frac{\Delta v_1(s)}{-\Delta \hat{i}_{L_1}(s)} = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_s V_1}{-P - V_1^2 C_1 s} \quad (2.39)$$

$$\frac{\Delta v_1(s)}{\Delta \hat{i}_{L_1}(s)} = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_s V_1}{P + V_1^2 C_1 s}$$

Les réponses en fréquence des deux fonctions de transfert sont présentées à la Figure 2.26. Puisque la seule différence entre les deux fonctions de transfert est la polarité du pôle, soit positif pour le mode charge et négatif pour le mode source, il n'y a que la phase qui change. Le mode charge présente donc une instabilité en boucle ouverte en raison de la présence d'un pôle positif. Les paramètres utilisés pour le tracé sont résumés au Tableau 2.2.

Tableau 2.2 Paramètre de la fonction de transfert $G_{v_1, \hat{i}_{L_1}}$

Tension crête du réseau	\hat{V}_s	$208\sqrt{2}$	[V]
Tension du bus CC	V_I	400	[V]
Puissance	P	5830	[W]
Condensateur de filtrage	C_I	2750	[μ F]

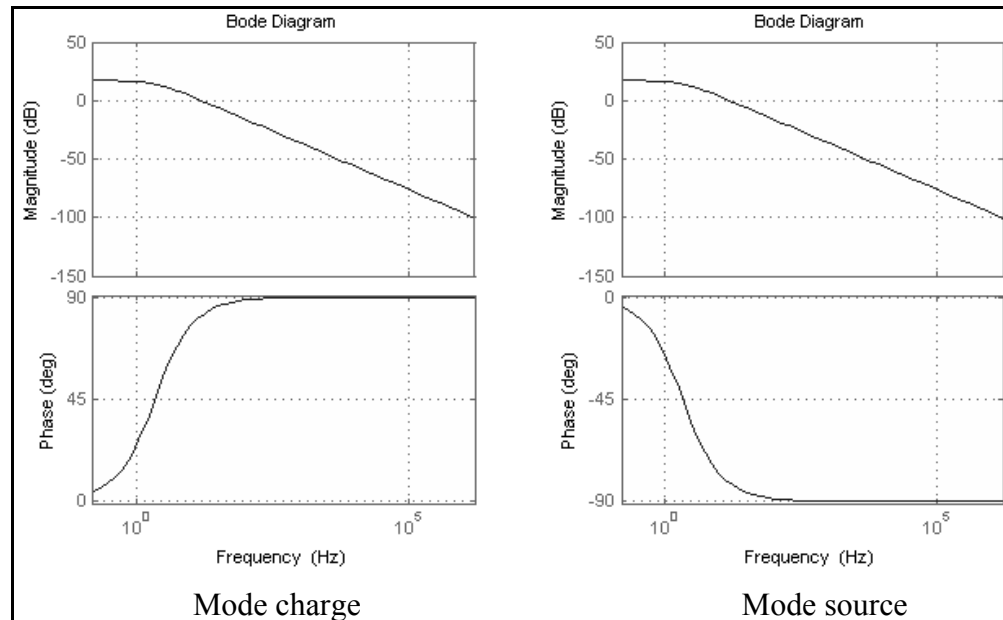


Figure 2.26 Réponse en fréquence de la tension V_l par rapport au courant crête de ligne

Encore ici, nous utilisons un contrôleur PI pour compenser le système. Nous effectuons la conception du régulateur pour le mode charge. La réponse en fréquence pour le mode source sera par la suite vérifiée graphiquement. La fonction de transfert en boucle ouverte du système est donnée à l'équation (2.39) et le schéma bloc à la Figure 2.27.

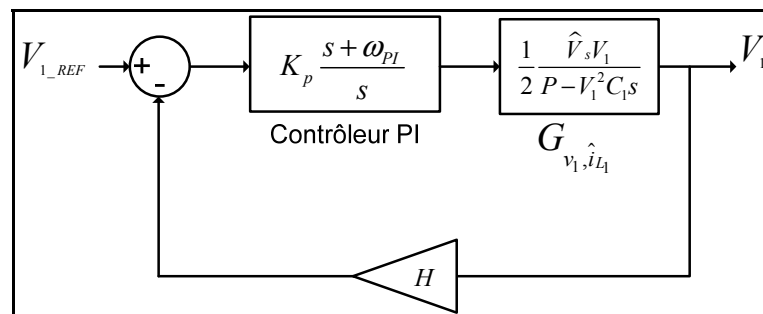


Figure 2.27 Boucle de contrôle de la tension v_l

$$\frac{\hat{V}_s V_1 K_p H (s + \omega_{PI})}{2Ps - V_1^2 C_1 s^2} \quad (2.40)$$

Puisque l'ondulation de la tension à 120Hz ne doit pas affecter la régulation du courant, nous plaçons la bande passante du contrôleur au cinquième de cette fréquence, soit 24Hz. Afin de garantir une pente de -20dB/décade, il serait plus justifiable, d'un point de vue de la stabilité, de placer le zéro du compensateur à la même fréquence que le pôle du convertisseur. Toutefois, cela rend la réponse du système très lente, puisque ce pôle est d'environ 2Hz. En choisissant le gain de sorte que la fréquence f_0 soit avant le début de l'augmentation de la pente du gain, nous pouvons tout de même garantir la stabilité du système tout en améliorant la réponse transitoire. Puisque la pente du système en boucle ouverte n'est pas constante à -20dB/décade, une relation similaire l'équation (2.36) ne peut être utilisée. Nous trouvons donc graphiquement le gain nécessaire. La Figure 2.28 présente la réponse en fréquence du compensateur, du convertisseur et du système en boucle ouverte, pour le mode source et charge.

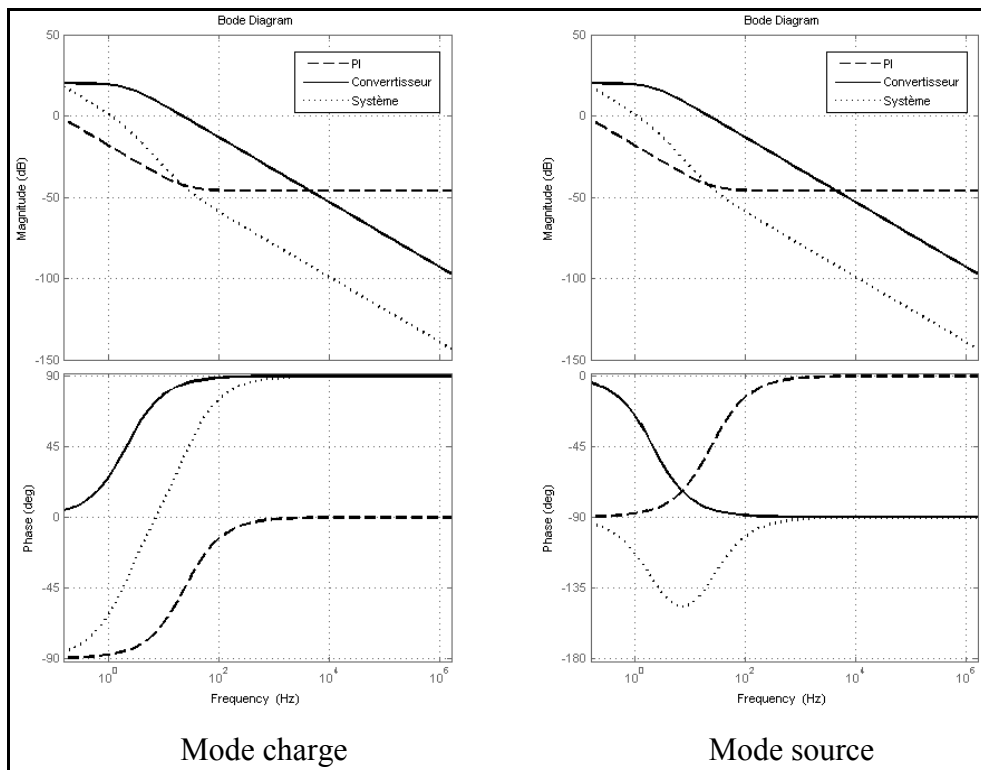


Figure 2.28 Réponse en fréquence de la régulation de v_I

La fréquence f_0 est environ 1Hz, soit la moitié du pôle du convertisseur. La marge de phase est de 90 degrés pour le mode charge et de 65 degrés pour le mode source. Le Tableau 2.3 résume les paramètres des trois contrôleurs du module de connexion réseau.

Tableau 2.3 Paramètre des compensateurs

Contrôleur de courant i_{LI}		
Gain	2	[-]
Contrôleur de tension v_2		
Gain	1.7	[-]
Bande passante	1600	[Hz]
Contrôleur de tension v_1		
Gain	2	[-]
Bande passante	24	[Hz]

2.5 Conclusion

Le contrôle du module de connexion réseau a été couvert dans ce chapitre. La modélisation des deux convertisseurs le constituant nous a permis de tirer les fonctions de transfert et de concevoir les compensateurs nécessaires à l'asservissement des deux tensions des bus et du courant de ligne. Les blocs de commande, tels qu'implémentés dans la plateforme de commande numérique *digital signal processor* (DSP), ont été détaillés. Nous avons également décortiqué la technique de synchronisation de la tension de ligne, emprunté du monde numérique et ces performances ont été vérifiées en simulation.

CHAPITRE 3

CONVERTISSEUR CC-CC ISOLÉ : ÉTUDE ET CONCEPTION

Dans le chapitre précédent, la modélisation et le contrôle du convertisseur a été traité dans son ensemble. Nous allons à présent faire la conception matérielle du convertisseur assurant l'isolation galvanique haute fréquence. La topologie DAB possède de nombreux degrés de liberté quant à la sélection des éléments de transfert d'énergie, de filtrage et de commutation. Sa capacité d'élever ou d'abaisser la tension de sortie est, en partie, responsable de cette flexibilité de conception. À partir des spécifications générales du convertisseur, nous couvrons la sélection des composantes des interrupteurs de deux ponts, avec le calcul des pertes par commutation et des pertes par conduction. La construction du transformateur et de l'inductance est détaillée, appuyée par les équations de conception. De plus, une explication justifiant l'utilisation de deux transformateurs plutôt que d'un seul est fournie. L'étude des mécanismes de commutation douce est présentée, avec les équations de calcul des pertes et leurs limites. Cela nous permet d'optimiser la conception du convertisseur en fonction des relations entre les condensateurs de résonance en parallèle avec les interrupteurs, la valeur de l'inductance, le courant efficace du transformateur et le courant minimum pour fermer à zéro tension les interrupteurs de l'onduleur sur toute la plage de variation de la puissance. À partir du calcul des pertes dans les interrupteurs, le radiateur est sélectionné. Finalement, à la fin du chapitre, nous présentons les résultats de simulation et les résultats d'une validation par expérimentation.

Le DAB doit pouvoir transiger 5kW à l'étage interface CC de 100V, tant en transférant l'énergie du primaire vers le secondaire que du secondaire vers le primaire. Les paramètres de conception de départ du convertisseur sont énumérés au Tableau 3.1.

Tableau 3.1 Spécifications du DAB

Puissance continue	P_{CC}	5.2	[kW]
Tension du bus CC au primaire	V_{BUS}	400	[V]
Tension du bus CC au secondaire	V_O	100	[V]
Fréquence de commutation	F_{sw}	60	[kHz]

Le système est conçu pour fonctionner avec un rapport de conversion d unitaire (équation (3.1)). Le rapport des tensions m du transformateur est donc de quatre :

$$d = \frac{m \cdot V_O}{V_{BUS}} = 1$$

$$m = \frac{V_{BUS}}{V_O} = \frac{400V}{100V} = 4 \quad (3.1)$$

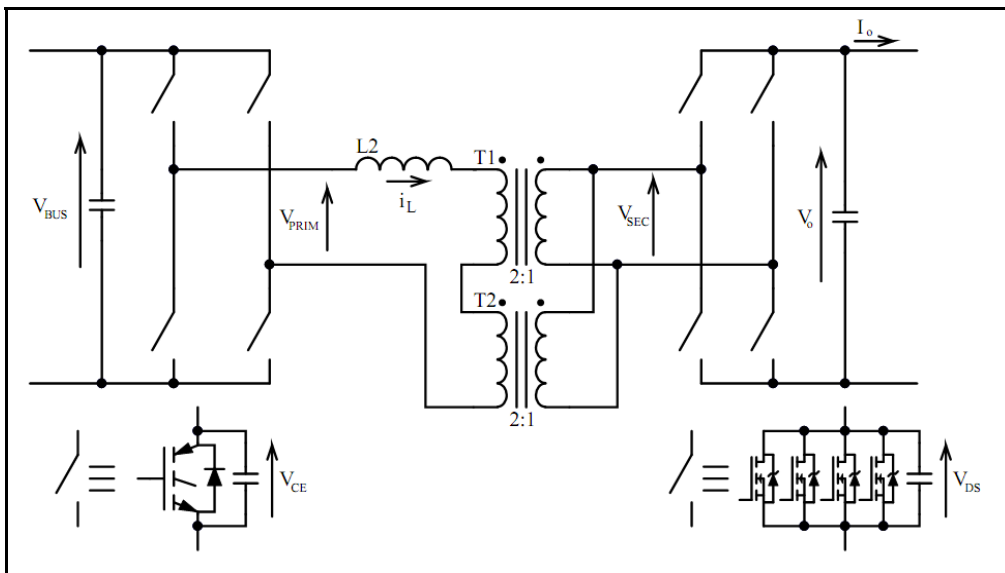


Figure 3.1 DAB avec point de mesure des simulations et expérimentations

La Figure 3.1 présente le convertisseur traité dans ce chapitre. Au secondaire, puisque la tension du bus est de 100V, les MOSFET sont un choix intéressant en vertu de leur commutation très rapide. Dans cette plage de tension, ce type d'interrupteur présente une

faible résistance à l'état passant tout en étant très abordable. Pour diminuer davantage les pertes par conduction, la mise en parallèle est tout indiquée grâce à leur coefficient de température positif. Au primaire, la tension du bus est de 400V. Bien que des interrupteurs de type MOSFET soient disponibles à ces tensions, ils deviennent très rapidement onéreux. Les nouvelles générations d'IGBT présentent quant à elles des caractéristiques de commutation intéressantes tout en ayant une faible tension à l'état passant.

3.1 Optimisation de la conception de l'étage de puissance

3.1.1 Pertes à l'ouverture des interrupteurs

Afin de diminuer les pertes par commutation à l'ouverture des interrupteurs, nous plaçons un condensateur en parallèle avec ce dernier. Cette technique, décrite par McMurray (1980), permet de compléter la coupure du courant dans l'interrupteur, sans avoir la totalité de la tension du bus apparaissant très rapidement aux bornes de ce dernier. Lorsque commandé à l'ouverture, le courant circulant dans l'interrupteur est alors dévié vers le condensateur placé en parallèle. La tension du condensateur ne pouvant augmenter instantanément, l'interrupteur commute partiellement à zéro tension. La Figure 3.2 montre les formes d'ondes idéales des courants et tensions du condensateur et de l'interrupteur commandé à l'ouverture.

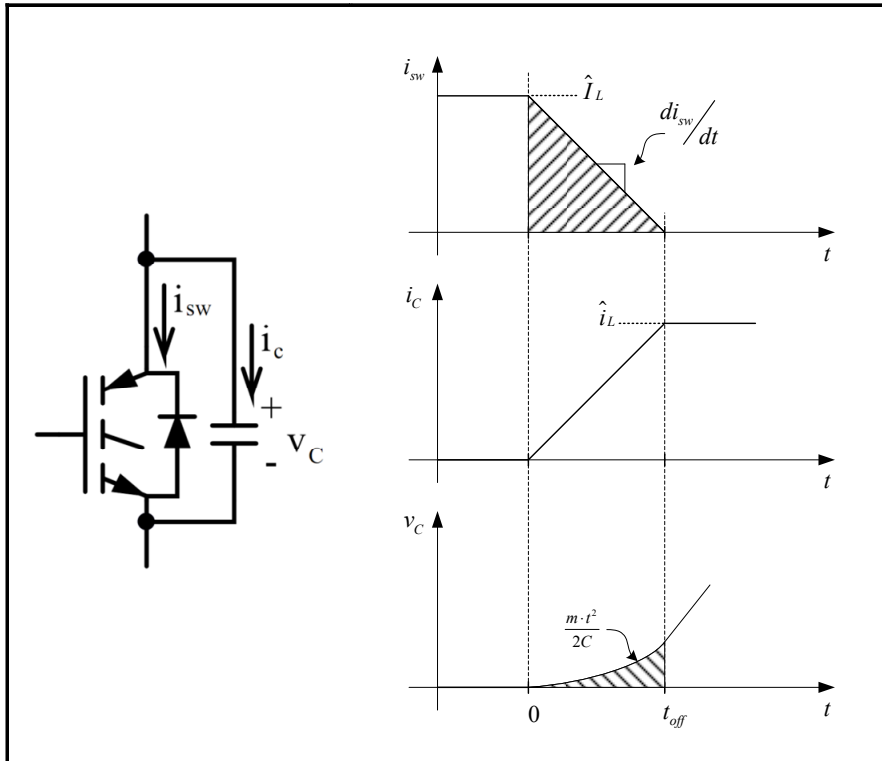


Figure 3.2 Courants et tension à l'ouverture des interrupteurs du DAB

Le temps d'ouverture (t_{off}) de l'interrupteur est une de ses caractéristiques intrinsèques. Cette information est fournie par le fabricant. À partir de ce temps de fermeture du courant à l'état passant, on peut calculer la pente du courant di/dt , responsable du déroulement de la procédure de commutation à l'ouverture.

$$m = \frac{di}{dt} = \frac{\hat{i}_L}{t_{off}} \quad (3.2)$$

Les pertes associées sont obtenues en intégrant le courant et la tension de l'interrupteur sur l'intervalle de commutation. Premièrement, nous trouvons l'expression de la tension du condensateur sur l'intervalle de commutation.

$$\begin{aligned}
 v_c(t) &= \frac{1}{C} \int_0^{t_{off}} i_c(t) dt \quad \rightarrow \quad i_c(t) = m \cdot t \\
 v_c(t) &= \frac{m \cdot t^2}{2C} \Big|_0^{t_{off}}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

L'énergie perdue lors de la commutation est ensuite calculée (McMurray, 1980) :

$$\begin{aligned}
 E_{off} &= \int_0^{t_{off}} i_{sw}(t) \cdot v_c(t) dt \quad \rightarrow \quad \left\{ \begin{array}{l} i_{sw}(t) = \widehat{I}_L \left(1 - \frac{t}{t_{off}} \right) \\ v_c(t) = \frac{m \cdot t^2}{2C} \end{array} \right\} \\
 E_{off} &= \int_0^{t_{off}} \widehat{I}_L \left(1 - \frac{t}{t_{off}} \right) \cdot \frac{m \cdot t^2}{2C} dt \\
 E_{off} &= \frac{\widehat{I}_L^2 t_{off}^2}{24 \cdot C} \text{ (Joules)}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

L'équation (3.4) vérifie que les pertes de commutation seront plus faibles si un condensateur plus gros et un interrupteur plus rapide sont utilisés, tel que le dicte notre intuition. Le pire cas est à pleine charge, lorsque le courant crête de l'inductance est au maximum. La puissance moyenne associée à cette énergie est obtenue en multipliant par la fréquence de commutation.

3.1.2 Mécanisme de commutation à la fermeture, pont en avance de phase

Le pont en avance de phase possède la capacité de commuter à zéro tension à la fermeture, *zero voltage switching* (ZVS). L'état du système précédant cette commutation correspond à la Figure 3.3. Les condensateurs C_1 et C_4 n'ont aucune tension à leurs bornes et, faisant abstraction du courant de l'inductance (le considérant nul), l'état des tensions aux bornes des quatre condensateurs de résonance, lors du temps mort, est à l'équilibre.

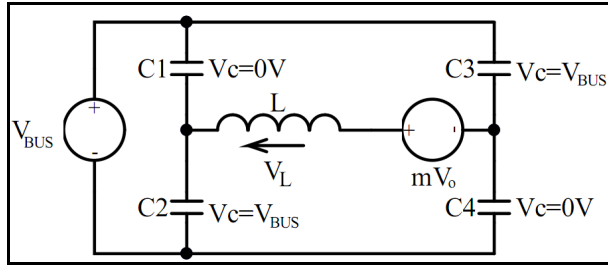


Figure 3.3 Condensateurs à l'ouverture du pont en avance de phase

$$\begin{aligned} V_{BUS} - V_L - m \cdot V_O &= 0 \\ V_L &= V_{BUS} - m \cdot V_O \end{aligned} \quad (3.5)$$

La tension du secondaire, ramenée au primaire, est de même polarité que la source du primaire. L'application de la loi de Kirchhoff (équation (3.5)) sur la maille formé des deux sources de tensions, des condensateurs C_1 et C_4 et de l'inductance montre qu'il n'y a pas de différence de potentiel aux bornes de l'inductance (équation (3.6)). Le système fonctionne à rapport de conversion d unitaire et V_{BUS} égale $m \cdot V_O$.

$$\begin{aligned} V_L &= V_{BUS} - V_{BUS} \\ V_L &= 0 \end{aligned} \quad (3.6)$$

Il est donc impossible d'opérer une transition à résonance si un courant minimum n'est pas préalablement présent dans l'inductance.

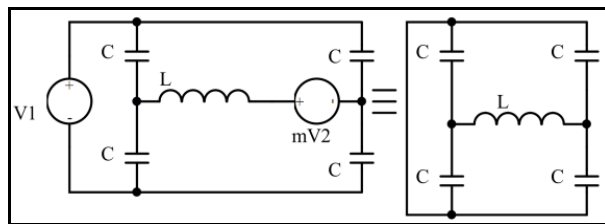


Figure 3.4 Régime libre de la résonance du DAB lors des temps morts

En modifiant la disposition des composantes (Figure 3.4), on obtient finalement le régime libre équivalent du circuit à résonance (Figure 3.5).

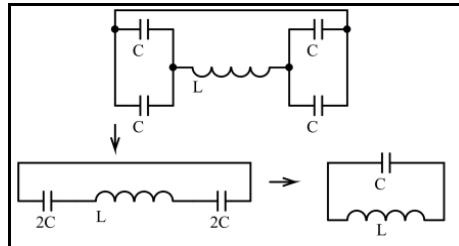


Figure 3.5 Régime libre simplifié

Le courant minimum nécessaire pour opérer la résonance, tel que défini par Kheraluwala et De Doncker (1993) est donné par l'équation (3.7).

$$I_{\min} = \frac{2\sqrt{V_1 \cdot d \cdot V_2}}{Z_c} \quad \rightarrow \quad Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.7)$$

Où Z_c est l'impédance caractéristique du circuit résonnant, C est la valeur du condensateur de résonance et L l'inductance série avec le transformateur. Avec un rapport de conversion d unitaire, l'équation (3.7) devient :

$$I_{\min} = \frac{2 \cdot V_{C1}}{Z_c} \quad (3.8)$$

Le temps mort inséré entre l'ouverture et la fermeture des interrupteurs d'un même bras égal le quart de la période de résonance du circuit LC, puisque l'échange d'énergie entre les deux condensateurs d'un même bras et l'inductance se produit sur un quart de cycle de résonance sinusoïdale.

3.1.3 Mécanisme de commutation à la fermeture, pont en retard de phase

La transition à résonance du pont en retard de phase diffère de celui fonctionnant en avance. Il s'agit du même mécanisme, mais le régime forcé n'est pas le même. Reprenant l'explication à partir du primaire (c'est-à-dire si l'énergie circulait maintenant du secondaire vers le primaire), la tension du bus CC du pont secondaire, ramenée au primaire, est maintenant de polarité inverse. L'application de la loi de Kirchhoff résulte en une tension appliquée aux bornes de l'inductance de $2V_1$. Ceci implique que, même si l'inductance est à zéro courant lors de la commutation, le système n'est pas à l'équilibre et il tendra vers un nouveau point de stabilisation.

Le régime libre étant toujours le même, les paramètres résonnants sont les mêmes. Toutefois, le système n'est plus au même point dans le plan de phase. La polarité de la tension appliquée sur l'inductance impose la circulation d'un courant opérant la charge des condensateurs à vide et la décharge à pleine tension. Si un courant est présent dans l'inductance, il ajoute de l'énergie dans la cellule de résonance et augmente la rapidité à laquelle la résonance peut s'opérer. La période de résonance ne peut être modifiée (les éléments L et C ne changent pas), toutefois, comme en témoigne la Figure 3.6, l'énergie ajoutée dans l'inductance peut faire théoriquement monter la tension aux bornes des condensateurs au-delà de la valeur de la source de tension V_1 , mais cette dernière fixe la limite supérieure de tension des condensateurs de résonance. L'amplitude de la résonance sinusoïdale étant supérieure, le temps nécessaire pour compléter la transition est réduit (Figure 3.6).

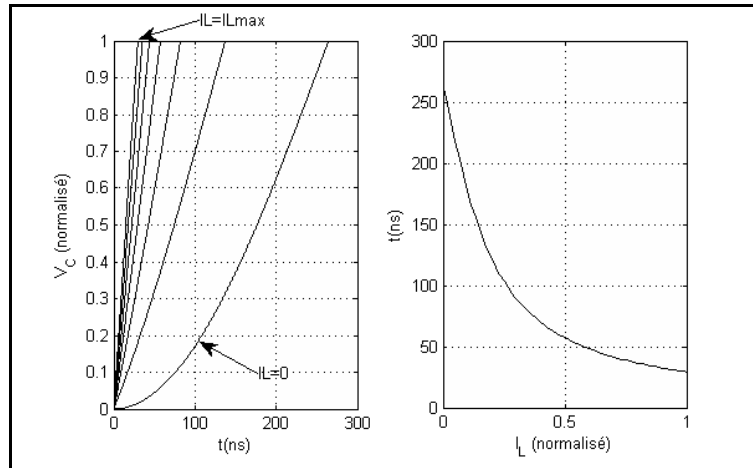


Figure 3.6 Résonance du pont en retard de phase

Le temps d'échange d'énergie des condensateurs passe de plus de 250ns à moins de 50ns. Autre point intéressant à noter, la résonance sur le pont en retard de phase s'effectue de sorte que la pente augmente d'un minimum vers un maximum, entre le début de la transition et la fin. Cette particularité fait souffrir le pont en retard de phase d'une commutation beaucoup moins douce que cela ne le laisse croire. Dans l'exemple de la Figure 3.6 (paramètres tirés du projet à l'étude), le dv/dt , au pire des cas, est de 3V/ns.

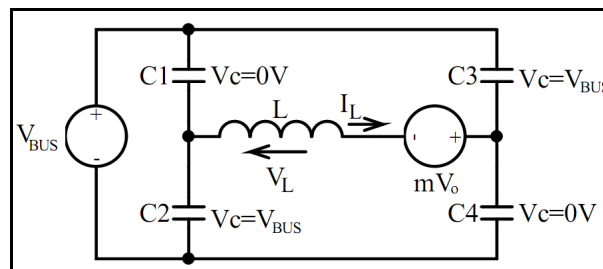


Figure 3.7 Condensateurs à l'ouverture du pont en retard de phase

$$\begin{aligned}
 V_{BUS} - V_L + m \cdot V_O &= 0 \\
 V_L &= V_{BUS} + m \cdot V_O \\
 V_L &= 2V_{BUS}
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

3.1.4 Optimisation de la valeur de l'inductance

Le choix de la valeur de l'inductance est borné par un maximum dictant la puissance maximale du convertisseur.

$$L_{\max} = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} \cdot \frac{\pi}{\omega 4} \quad (3.10)$$

L'angle nécessaire, en fonction d'une inductance donnée, est fourni par l'équation (3.11).

$$\phi = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 I_{cc} \cdot L \cdot \omega}{\pi V_{cc}}} \right) \quad (3.11)$$

Du point de vue de l'optimisation matérielle, il est évidemment souhaitable de diminuer la valeur de l'inductance au minimum, afin d'augmenter la densité de puissance et de diminuer le coût. Toutefois, la valeur de l'inductance est d'autant liée au transfert maximum de puissance qu'elle l'est à l'optimisation de la réduction de la puissance réactive et la diminution du courant minimum nécessaire pour opérer la commutation à zéro tension à la fermeture. Ces interrelations nous obligent à prendre en considération l'ensemble de ces facteurs dans la sélection des paramètres pour optimiser la conception du convertisseur. Tout d'abord, voyons l'impact le plus néfaste qu'occasionne une valeur d'inductance très élevée, soit l'augmentation de la puissance circulaire (réactive). La forme d'onde du courant dans les interrupteurs de la Figure 3.8 illustre le phénomène.

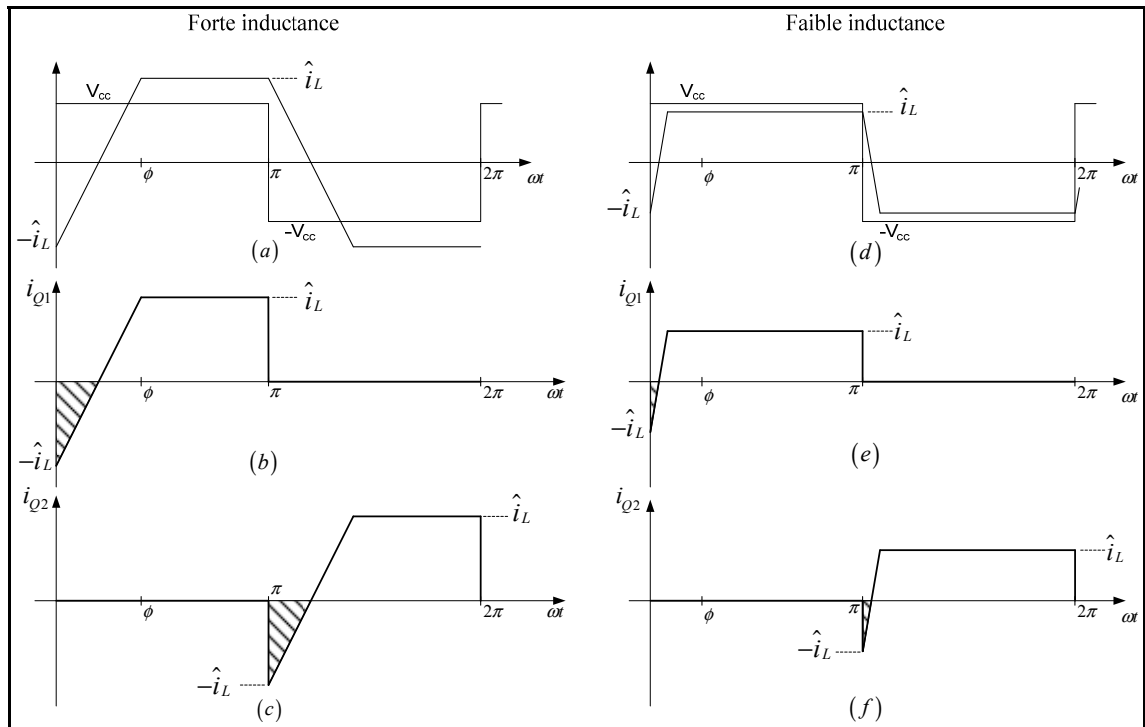


Figure 3.8 Courant des interrupteurs d'un même bras du pont en avance de phase

Les zones hachurées sont les intervalles où le courant et la tension sont de polarité inverse. Durant ces intervalles, l'énergie circule du côté charge vers le côté source. Ces séquences véhiculent donc de la puissance purement réactive. La forme d'onde de tension appliquée sur le transformateur étant parfaitement carrée, nous pouvons également dire qu'une forme d'onde de courant la plus carrée et avec la plus petite différence de phase possible avec la tension permet d'approcher un facteur de puissance unitaire. Les formes d'onde de droite sont obtenues en réduisant l'inductance. L'angle ϕ nécessaire (équation (3.11)) pour transférer la même puissance est plus faible, réduisant le courant crête et par le fait même, la surface des zones hachurées.

En appliquant la définition de la valeur efficace sur la forme d'onde du courant, nous trouvons l'équation (3.12).

$$I_{RMS} = \hat{I}_L \cdot \sqrt{1 - \frac{\phi}{2\pi}} \quad (3.12)$$

Avec le courant crête définie par :

$$\hat{I}_L = \frac{V_{cc} \cdot \phi}{L \cdot \omega} \quad (3.13)$$

Les équations (3.12) et (3.13) confirment qu'une diminution de l'angle ϕ et de la valeur crête du courant diminue effectivement le courant efficace. Il importe maintenant de valider que cette diminution du courant efficace n'implique pas une diminution du courant moyen. L'équation (3.14) vérifie ce questionnement.

$$I_{cc} = \frac{V_{cc}}{L \cdot \omega} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (3.14)$$

Pour un courant moyen donné, une diminution de l'inductance implique nécessairement une diminution de l'angle ϕ . Portons maintenant le tout en graphique afin d'illustrer la variation du ratio du courant efficace sur le courant moyen en fonction de l'inductance, tout en conservant la puissance constante.

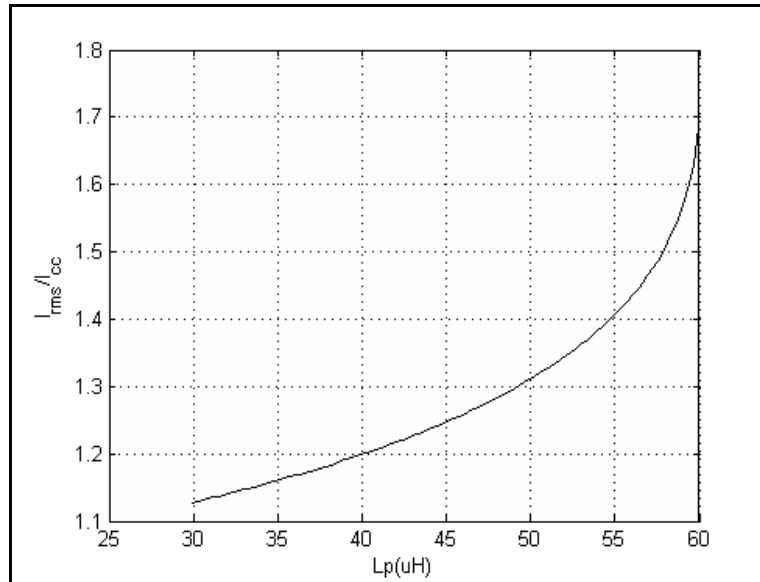


Figure 3.9 Courant efficace normalisé en fonction de l'inductance

À partir de la Figure 3.9, nous voyons qu'une valeur maximum d'inductance impose sur le transformateur et les interrupteurs un courant efficace presque 1.7 fois plus élevé que le courant moyen de sortie. Il va sans dire que le choix d'une valeur d'inductance plus faible soulage grandement le convertisseur, pour une puissance donnée.

Bien entendu, la diminution de la valeur de l'inductance n'a pas que des avantages. Considérant une valeur fixe de condensateur parallèle, une diminution de l'inductance implique qu'un courant crête plus élevé sera nécessaire pour opérer la transition à résonance, tel que le dicte l'équation (3.7). La valeur des condensateurs parallèles peut toutefois être diminuée pour réduire le courant minimum, ayant pour effet en contrepartie d'augmenter les pertes à l'ouverture. Encore ici, un graphique permet d'évaluer l'allure des variations des différentes pertes de commutation en fonction de l'inductance et des condensateurs de résonance.

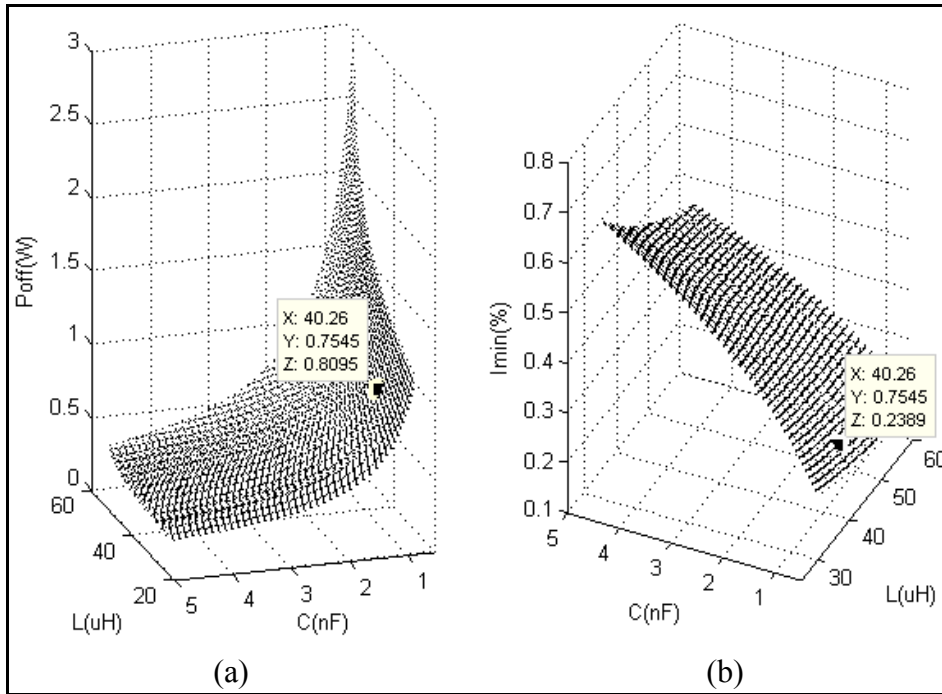


Figure 3.10 Pertes à l'ouverture (a) et courant minimum pour le ZVS (b) en fonction de l'inductance et du condensateur parallèle

Nous constatons également qu'une diminution de l'inductance permet de diminuer grandement les pertes à l'ouverture. Les pertes à l'ouverture sont proportionnelles au carré du courant crête (équation (3.4)), la réduction de ce courant par la diminution de l'inductance explique la relation observée. La Figure 3.10b met en évidence l'augmentation du courant minimum nécessaire pour opérer la transition à résonance en fonction du condensateur et de l'inductance. Puisque la valeur de cette dernière varie dans une moins grande mesure que le condensateur ne le fait, la diminution du condensateur influence davantage la réduction du courant minimum. La position des curseurs constitue le point de conception approximatif choisie. Il s'agit de compromis, tel que présentés au Tableau 3.2.

Tableau 3.2 Paramètres optimisés du DAB

Inductance	40	[μH]
Condensateurs	755	[pF]
Courant minimum (normalisé)	0.24	[-]
Perte à l'ouverture	0.8	[W]
Rapport I_{RMS}/I_{CC}	1.2	[-]

Il s'agit là des paramètres relatifs au primaire. Le raisonnement est le même au secondaire. La valeur de condensateur choisie est simplement adaptée en fonction du rapport de transformation au carré.

À faible charge, lorsque le courant minimum n'est pas atteint, les pertes à la fermeture sont calculées à partir de la décharge du condensateur parallèle dans l'interrupteur. L'équation (3.15) est utilisée pour calculer les pertes à la fermeture dans ce mode. Le courant crête \hat{I}_L est toujours le courant circulant dans l'inductance avant la commutation.

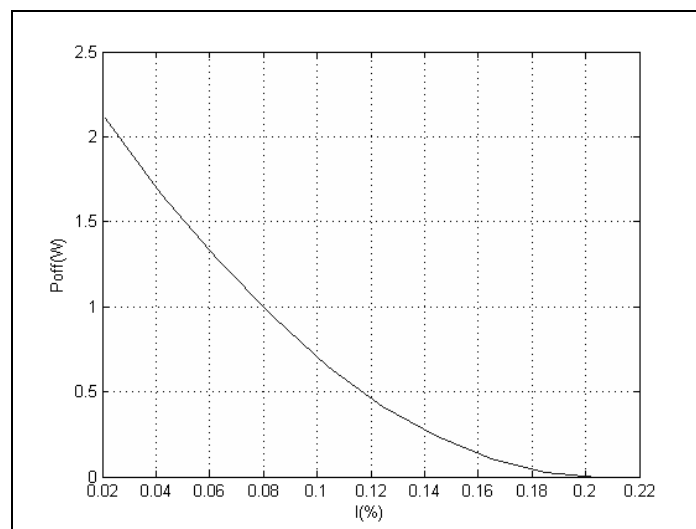


Figure 3.11 Pertes à la fermeture à faible charge

$$P_{off} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \left(V_{cc} - \hat{I}_L \cdot \frac{Z_{LC}}{2} \right)^2 \rightarrow Z_{LC} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.15)$$

Les pertes par conduction sont obtenues à partir du courant efficace pour les interrupteurs de type MOSFET (*metal oxide semiconductor field effect transistor*) et par intégration de la courbe V-I du manufacturier pour les interrupteurs de type IGBT (*insulated gate bipolar transistor*) et les diodes anti parallèles. L'interrupteur choisi au primaire est l'IGBT FGH20N60 de la compagnie *Fairchild Semiconductor* et au secondaire le MOSFET IRFB4115GPBF de la compagnie *International Rectifier*.

$$\begin{aligned} P_{cond\ IGBT} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{IGBT}(\omega t) \cdot i_{IGBT}(\omega t) d\omega t \\ P_{cond\ DIODE} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{DIODE}(\omega t) \cdot i_{DIODE}(\omega t) d\omega t \\ P_{cond\ MOSFET} &= R_{DS(on)} \cdot I_{Q_{RMS}}^2 \end{aligned} \quad (3.16)$$

Le courant efficace de chaque interrupteur est obtenu à partir du courant efficace du transformateur (équation (3.17)).

$$I_{Q_{RMS}} = \frac{I_{L_{RMS}}}{\sqrt{2}} \quad (3.17)$$

$I_{L_{RMS}}$: Courant « I_{RMS} » des équations précédentes. Il s'agit du courant de l'inductance et du transformateur.

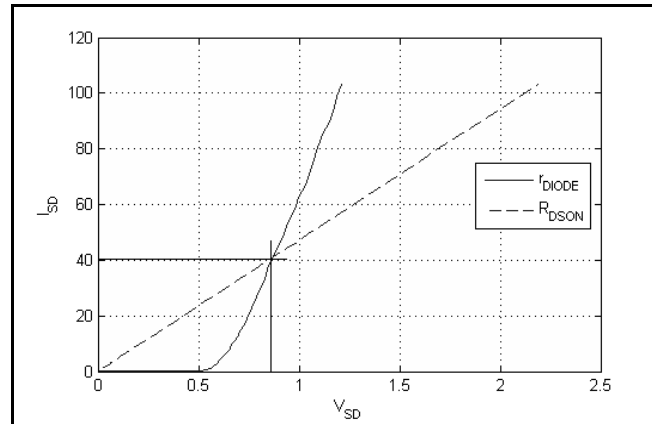


Figure 3.12 Tension à l'état passant du MOSFET et de sa diode

La vérification de la conduction de la diode anti parallèle des interrupteurs de type MOSFET au secondaire (Figure 3.12) nous montre que cette diode n'est pas vraiment en conduction puisque la tension à l'état passant au point d'opération est plus élevée que celle du MOSFET. Le courant crête des interrupteurs étant inférieur à 40A, la diode ne conduit jamais. Les pertes par conduction sont donc calculées entièrement pour le MOSFET. Afin de diminuer les pertes par conduction au secondaire, nous utilisons quatre MOSFET en parallèle par interrupteur. Le pont complet compte donc seize MOSFET. La Figure 3.13 détail l'avantage d'utiliser les MOSFET en parallèle.

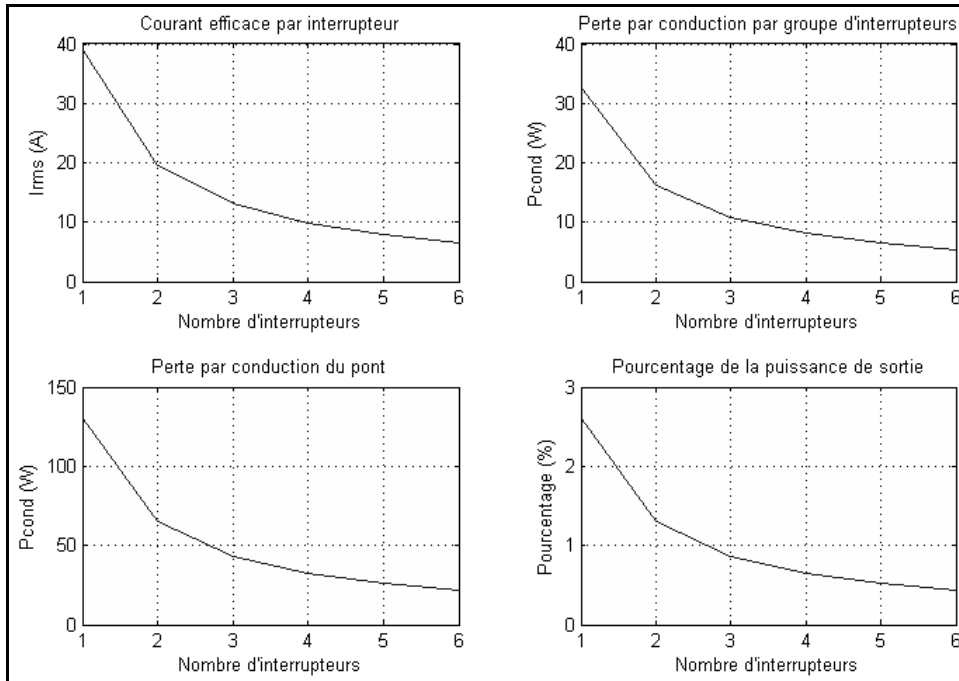


Figure 3.13 Optimisation des MOSFET en parallèle

Le Tableau 3.3 détaille le calcul des pertes du pont d'interrupteurs du primaire et le Tableau 3.4, celui du secondaire.

Tableau 3.3 Perte du pont d'interrupteurs du primaire

Direction de l'énergie	Primaire vers secondaire	Secondaire vers primaire	
Courant efficace			
IGBT	10.15	1.97	[A]
Diode	1.93	9.83	[A]
Perte par conduction			
Par interrupteur (total)	14.78	14.10	[W]
Diode seulement	0.63	13.44	[W]
Pont	59.13	56.41	[W]
Perte par commutation			
Par interrupteur			
Ouverture (pleine charge)	0.84	0.84	[W]
Fermeture (sans charge)	2.02	2.02	[W]
Pont			
Ouverture (pleine charge)	3.34	3.34	[W]
Pertes totales (pleine charge)			
Par interrupteur	15.62	14.94	[W]
Pont	62.47	56.75	[W]
Pourcentage de P_{CC}	1.25	1.20	[%]

Tableau 3.4 Perte du pont d'interrupteurs du secondaire

Direction de l'énergie	Primaire vers secondaire	Secondaire vers primaire	
Courant efficace			
MOSFET	8.06	39.87	[A]
Diode	40.41	7.25	[A]
Perte par conduction			
Par interrupteur (groupe)	8.99	8.70	[W]
Diode seulement	0	0	[W]
Pont	35.97	34.78	[W]
Perte par commutation			
Par interrupteur			
Ouverture (pleine charge)	1.62	1.62	[W]
Fermeture (sans charge)	2.02	2.02	[W]
Pont			
Ouverture (pleine charge)	6.48	6.48	[W]
Pertes totales (pleine charge)			
Par interrupteur	2.65	2.58	[W]
Par groupe d'interrupteur	10.61	10.32	[W]
Pont	42.45	41.26	[W]
Pourcentage de P_{CC}	0.85	0.83	[%]

Tableau 3.5 Pertes des interrupteurs du DAB

Primaire vers secondaire		
Convertisseur complet	105	[W]
Pourcentage de P_{CC}	2.10	[%]
Secondaire vers primaire		
Convertisseur complet	101	[W]
Pourcentage de P_{CC}	2.02	[%]

Il est indiqué au Tableau 3.4 que le courant de la diode est de 40.41 A (et 7.25A dans l'autre sens d'écoulement d'énergie) au secondaire. Puisque la tension à l'état passant de la diode est plus élevée que celle du MOSFET, on considère que les pertes sont uniquement dues au MOSFET.

3.2 Calcul de l'élévation de température

3.2.1 Primaire du DAB

Le Tableau 3.3 nous donne les pertes pour la diode et l'IGBT pour les deux modes de fonctionnement. Il importe de vérifier l'élévation de température dans l'un et l'autre de ces modes, puisque le semi-conducteur majoritairement en conduction n'est pas le même. Lorsque l'énergie circule du primaire vers le secondaire, presque la totalité des pertes vient de l'IGBT. Dans l'autre mode de fonctionnement, la diode est souvent en conduction. La Figure 3.14 montre le schéma équivalent des résistances thermiques entre la jonction des semi-conducteurs et l'air ambiant.

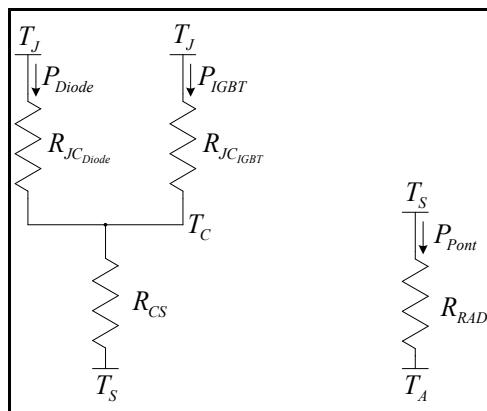


Figure 3.14 Résistances thermiques équivalente du primaire du DAB

L'élévation de température du boîtier du transistor et la température du radiateur pour les deux modes de fonctionnement sont calculées à l'équation (3.18).

Primaire vers secondaire $T_C = T_J - R_{JC_{IGBT}} \cdot P_{IGBT}$ $= 100 - 0.75 \cdot 15.6$ $= 88^\circ C$	Secondaire vers primaire $T_C = T_J - R_{JC_{Diode}} \cdot P_{Diode}$ $= 100 - 2.51 \cdot 15$ $= 62^\circ C$
(3.18)	
Primaire vers secondaire $T_S = T_C - R_{CS} \cdot P_{IGBT}$ $= 88 - 1 \cdot 15.6$ $= 72.5^\circ C$	Secondaire vers primaire $T_S = T_C - R_{CS} \cdot P_{Diode}$ $= 90 - 1 \cdot 15$ $= 47.35^\circ C \leftarrow \text{Impossible}$

La température de jonction de la diode, lorsque l'énergie va du secondaire vers le primaire, devra être plus élevée que 100°C, car la sélection du radiateur sera quasi impossible, avec une température de ce dernier de 47.35°C.

Résistance thermiques du radiateur :

$$R_{RAD} = \frac{T_S - T_A}{8 \cdot (P_{IGBT} + P_{Diode})}$$

$$R_{RAD} = \frac{72.5 - 40}{4 \cdot 15.6}$$

$$R_{RAD} = 0.5^\circ C/W$$
(3.19)

Le Tableau 3.6 résume les caractéristiques des paramètres thermiques du primaire du DAB. Bien que la température de la diode soit de 125°C dans le pire cas, le semi-conducteur peut aller jusqu'à 150°C, laissant suffisamment de marge de sécurité. La durée de vie est toutefois réduite.

Tableau 3.6 Paramètres du calcul d'élévation de température du primaire

Résistance thermique			
Jonction-Boitier (Diode)	$R_{JC_{Diode}}$	2.5	[°C/W]
Jonction-Boitier (IGBT)	$R_{JC_{IGBT}}$	0.75	
Boitier-Radiateur (mica isolateur)	R_{CS}	1	
Radiateur	R_{RAD}	0.5	
Température			
Jonction de la diode	$T_{J_{Diode}}$	125	[°C]
Jonction de l'IGBT	$T_{J_{IGBT}}$	100	
Interface du boitier de l'interrupteur	T_C	88	
Interface du radiateur	T_S	72.5	
Ambiante	T_A	40	

3.2.2 Secondaire du DAB

Dans le cas du secondaire du DAB, nous avons établi que seulement le MOSFET conduisait, puisque la tension à l'état passant de la diode était plus élevée que celle du MOSFET, dans la plage d'utilisation de notre conception. L'élévation de température est donc calculée uniquement pour le MOSFET.

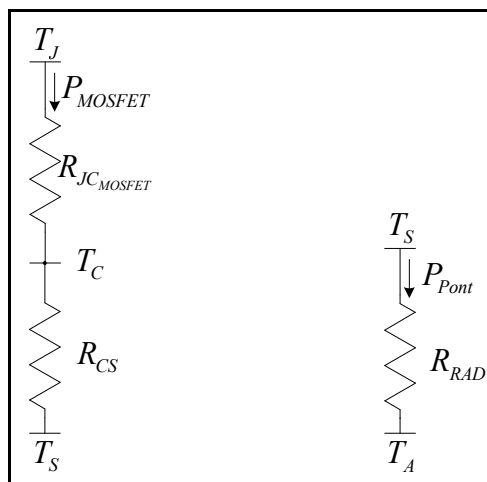


Figure 3.15 Résistances thermiques équivalente du secondaire du DAB

Les calculs étant de la même forme que pour le primaire, nous résumons seulement les résultats dans le Tableau 3.7.

Tableau 3.7 Paramètres du calcul d'élévation de température du secondaire

Résistance thermique			
Jonction-Boitier (MOSFET)	$R_{JC_{MOSFET}}$	0.4	[°C/W]
Boitier-Radiateur (mica isolateur)	R_{CS}	2.9	
Radiateur	R_{RAD}	2.42	
Température			
Jonction du semi-conducteur	T_J	100	[°C]
Interface du radiateur	T_S	91	
Ambiante	T_A	40	

Bien que la résistance thermique nécessaire du radiateur pour le secondaire soit nettement plus élevée que pour le primaire, nous utiliserons la même extrusion que pour le primaire, afin d'uniformiser la sélection. Le DAB utilise donc deux radiateurs de 0.5°C/W.

3.3 Dimensionnement du condensateur de filtrage de sortie

La diminution du courant efficace par rapport au courant continu permet également de diminuer la taille du condensateur de sortie. En effet, le courant du condensateur n'est autre que la valeur alternative défini par l'équation (3.20).

$$\begin{aligned}
 I_{AC} &= \sqrt{I_{RMS}^2 - I_{cc}^2} \\
 I_{AC} &= \sqrt{(I_{cc} \cdot 1.2)^2 - I_{cc}^2} \\
 I_{AC} &= \sqrt{(50 \cdot 1.2)^2 - 50^2} \\
 I_{AC} &= 33.2 A
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

À partir du point d'optimisation choisi précédemment, le rapport du courant efficace sur le courant continu de sortie est 1.2. Pour une ondulation de tension de sortie donnée, on peut calculer la valeur du condensateur nécessaire.

$$\begin{aligned}
 X_C &= \frac{V_{AC}}{I_{AC}} \\
 \frac{1}{2\pi f \cdot C} &= \frac{V_{AC}}{I_{AC}} \\
 C &= \frac{1}{2\pi f \cdot \frac{V_{AC}}{I_{AC}}} \\
 C &= \frac{I_{AC}}{2\pi f \cdot V_{AC}} \\
 C &= \frac{33.2A}{2\pi \cdot 120 \cdot 10^3 \cdot 1V} \\
 C &= 44\mu F \approx 50\mu F
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Avec une fréquence de l'ondulation CA du courant de 120kHz (deux fois la valeur de la fréquence de commutation) et une ondulation d'un volt efficace, on obtient approximativement une valeur de condensateur de 50μF.

3.4 Conception du transformateur

Un choix de conception a été fait quant à l'utilisation de deux transformateurs plutôt qu'un seul. Bien qu'il soit possible de concevoir un transformateur pour la puissance nominale, il devient avantageux d'en utiliser deux puisque la surface est augmentée et la dissipation thermique améliorée. De plus, en procédant de la sorte, la ferrite choisie pour la conception des transformateurs est bien adaptée à la conception de l'inductance.

À priori, un mécanisme de balancement du produit $V \cdot t$ sur le transformateur est nécessaire, peu importe la topologie, pour éviter la saturation du transformateur. En un sens, le DAB ne diffère pas des autres topologies de convertisseur sur cette nécessité. Toutefois, le contrôle du courant de sortie se fait par modulation de la phase entre les deux ponts d'interrupteur et non sur la phase entre les deux bras d'un même pont. Cette spécificité implique que les tensions appliquées de part et d'autre du transformateur en série avec l'inductance soient carrées, de rapport cyclique constant, excepté lors des variations de commande.

En plaçant l'inductance du côté de la tension dont on varie la phase par rapport à l'autre, l'autre tension étant constante, avec rapport cycle fixe, même lors des changements de commande, le produit $V \cdot t$ est toujours le même sur le transformateur. La conception du transformateur à cette puissance amène à limiter l'excursion de la densité de flux à environ 150mT pour maintenir les pertes fer à un niveau optimal. Ceci laisse suffisamment de marge pour éviter la saturation du transformateur.

De plus, le courant étant plus élevé au secondaire, cela nous amène à placer l'inductance côté haute tension (primaire) pour réduire les pertes cuivre qui augmentent en fonction du carré du courant. En plaçant les enroulements en parallèle au secondaire pour diminuer le courant de chaque enroulement secondaire, on applique également la même tension sur le transformateur. L'autre tension subissant les changements de phase n'influence que très peu la tension appliquée sur l'inductance de magnétisation des transformateurs. La mise en parallèle des transformateurs au secondaire assure l'égalité des tensions sur chaque transformateur et donc, outre les disparités des inductances de fuite de chaque transformateur, le contrôle intrinsèque des courants de magnétisation. D'autre part, afin d'assurer que chaque transformateur voit le même courant de charge, les enroulements primaires sont placés en série. Ce côté possédant la plus haute tension et le plus faible courant, il est tout indiqué de faire le raccordement de la sorte. En somme, les secondaires à basse tension, fort courant, placés en parallèle sur le pont à phase constante (source de tension carrée de référence pour le contrôle de phase) et les primaires à haute tension, faible courant, placés en série avec l'inductance de transfert d'énergie, évitent respectivement la saturation des transformateurs et le débalancement du courant de charge. Dans l'ensemble, les deux transformateurs fonctionnent à puissance quasi égale, faisant abstraction des inductances de fuite de chacun. Il est à noter que l'influence de ces inductances parasitiques est réduite puisque le côté possédant beaucoup d'enroulement (forte inductance de fuite) est raccordé en série et le côté à faible nombre de tours (faible inductance de fuite) est utilisé pour le balancement du courant de magnétisation. Les spécifications de bases utilisées pour la conception des transformateurs sont présentées dans le Tableau 3.8.

Tableau 3.8 Paramètres de conception des transformateurs

Puissance continue	P_{CC}	2.6	[kW]
Tension appliquée au primaire	V_P	200	[V]
Tension appliquée au secondaire	V_S	100	[V]
Courant primaire efficace	I_{Prms}	15.72	[A]
Courant secondaire efficace	I_{Srms}	31.5	[A]
Courant crête primaire	$I_{Pcrête}$	16.7	[A]
Courant crête secondaire	$I_{Scrête}$	33.3	[A]
Différence nominale de phase	ϕ	35	[°]
Densité de courant au primaire	C_P	580	[A/cm ²]
Densité de courant au secondaire	C_S	580	[A/cm ²]
Fréquence de fonctionnement	F_{sw}	60	[kHz]

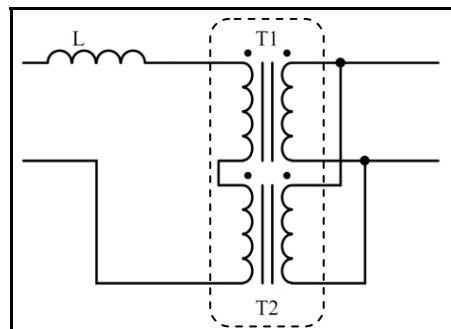


Figure 3.16 Configuration de la connexion des transformateurs

Profondeur de pénétration (λ) dû à l'effet de peau (Pressman, 1998) :

$$\begin{aligned}
 \lambda &= \sqrt{\frac{2\rho_0}{\omega \cdot \mu_0}} \\
 &= \sqrt{\frac{2 \cdot 2.3 \cdot 10^{-8}}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}} \\
 &= 31.16 \cdot 10^{-3} \text{ cm}
 \end{aligned}
 \tag{3.22}$$

Avec:

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$$

$$\rho_0 = 2.3 \times 10^{-8}$$

Le diamètre du fil choisi pour la construction doit être inférieur ou égal au double de cette valeur. Le plus proche calibre de fil correspondant à ce critère est le AWG 22 (*american wire gauge*). La densité de courant désirée permet de déterminer le nombre de fils à utiliser en parallèle. Après quelques itérations de calcul, nous choisissons une densité de courant C de $580\text{A}/\text{cm}^2$.

$$A_{w_{TOTAL}} = \frac{I_{RMS}}{C} \quad (3.23)$$

À partir de la section totale nécessaire (A_w) et de la section du fil AWG22, nous déterminons le nombre de fil à mettre en parallèle (δ).

$$\delta = \frac{A_{w_{TOTAL}}}{A_{w_{AWG22}}} \quad (3.24)$$

Quelque itération de conception montre que le noyau E55/28/21 de la compagnie *Ferroxcube* est un bon candidat. Les spécifications de cette ferrite, tirées du manuel du manufacturier sont présentées au Tableau 3.9.

Tableau 3.9 Spécifications de la ferrite des transformateurs
Tirée des spécifications du E55/28/21

Section équivalente de la ferrite	A_e	3.53	$[\text{cm}^2]$
Volume équivalent	V_e	44×10^{-6}	$[\text{m}^3]$
Longueur moyenne du chemin magnétique	L_e	12.4	$[\text{cm}]$
Section du bobinage	A_{wb}	2.77	$[\text{cm}^2]$
Longueur moyenne d'un tour de fil	L_w	11.3	$[\text{cm}]$
Hauteur de la bobine	H_B	3.37	$[\text{cm}]$
Dimensions de la ferrite			
Largeur	W	5.5	$[\text{cm}]$
Hauteur	H	5.6	$[\text{cm}]$
Épaisseur	T	2.1	$[\text{cm}]$
Perméabilité relative initiale	μ_i	1500	$[-]$

Calcul du nombre de tours d'après la loi de Faraday. La tension appliquée sur le transformateur est carrée, de rapport cyclique de 50%.

$$N = \frac{V_P}{4 \cdot A_e \cdot \hat{B}_{AC} \cdot f} \quad (3.25)$$

Calcul du facteur de remplissage à partir de la section des fils, du nombre de tours et de la section totale disponible de la bobine.

$$FF = \frac{A_w \cdot N \cdot \delta}{A_{wb}} \quad (3.26)$$

Afin d'évaluer la qualité de la construction, il importe également de vérifier le nombre de couches qu'occupe chaque enroulement. Il doit, dans le meilleur des cas, être égal à un. S'il est trop élevé, les pertes cuivre augmentent à cause de l'effet de proximité.

$$Nb_{couche} = \frac{N \cdot \sqrt{\frac{A_{wTOTAL} \cdot 4}{\pi}}}{H_B} \quad (3.27)$$

Les pertes cuivre sont obtenues par l'entremise du calcul d'un rapport de la résistance CA, incluant l'effet de proximité et l'effet de peau, sur la résistance CC (Chaffaï et Al-Haddad, 1996). Idéalement, ce rapport doit être unitaire. En pratique, on essaie de garder ce rapport en deçà de 1.7.

$$\begin{aligned}
h &= 0.8 \cdot \phi_{AWG22} \\
\alpha &= \sqrt{\frac{j \cdot \omega \cdot \mu_o}{r_o}} \\
D &= 2 \cdot \alpha \cdot h \cdot \tanh\left(\frac{\alpha \cdot h}{2}\right) \\
M &= \alpha \cdot \left(\frac{h}{a \tanh(\alpha \cdot h)}\right) \\
R_{CA_CC} &= \frac{R_{CA}}{R_{CC}} = \mathbb{R}(M) + \frac{(Nb_couche^2 - Nb_couche)}{3} \times \mathbb{R}(D)
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Avec:

ϕ_{AWG22} : Diamètre du fils (m)

Le rapport R_{CA_CC} connu, les pertes cuivre sont maintenant calculées à partir du courant efficace et de la résistance CC, multiplié par ce coefficient (R_{CA_CC}). Nous calculons la résistance CC totale à partir du nombre de tours, de la longueur moyenne d'un tour et de la résistance par unité de longueur du fil AWG22. La résistance totale est divisée par le nombre de fils en parallèle.

$$\begin{aligned}
R_{CC} &= \frac{N \cdot L_w \cdot R_{AWG22}}{\delta} \\
P_{CU} &= R_{CC} \cdot R_{CA_CC} \cdot I_{CA}^2
\end{aligned} \tag{3.29}$$

Les pertes fer sont calculées à partir des spécifications du manufacturier. Connaissant la fréquence de fonctionnement et la valeur crête de la densité de flux, les pertes fer par unité de volume sont obtenues de la Figure 3.17. Cette valeur multipliée par le volume total de la ferrite nous donne les pertes fer.

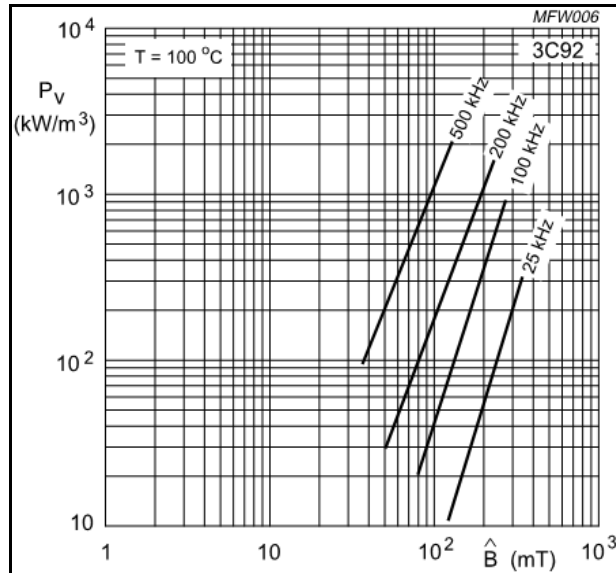


Figure 3.17 Perte fer par volume de la ferrite
Tirée des spécifications du matériel 3C92

$$P_{fer} = P_V \cdot V_e \quad (3.30)$$

La surface totale de la ferrite, approximée comme un cube, est utilisée pour évaluer l'élévation de température, à partir de l'équation (3.31) (Pressman, 1998). La somme des pertes (cuivre et fer) est considérée dans le calcul. Il s'agit d'une approximation en ventilation naturelle. Puisqu'une ventilation forcée est utilisée pour refroidir le convertisseur, la valeur réelle de l'élévation de température est plus faible. La valeur finale est vérifiée expérimentalement.

$$\begin{aligned} P_{tot} &= P_{fer} + P_{cuivre} \\ T_{elev} &= 80 \cdot A^{-0.7} \cdot P_{tot}^{0.85} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Le point optimal de conception du transformateur est obtenu graphiquement en faisant varier la valeur crête de la densité de flux. Le point optimal réduit les pertes au minimum, donc l'élévation de température. Il importe également de réduire le nombre de couches pour réduire les pertes cuivre (effet de proximité). Afin d'assurer la faisabilité du transformateur, le facteur de remplissage doit être raisonnable. Puisque la construction nécessite des fils en

parallèle, 60% de remplissage représente le maximum admissible. Le Tableau 3.10 résume les paramètres de conception du transformateur.

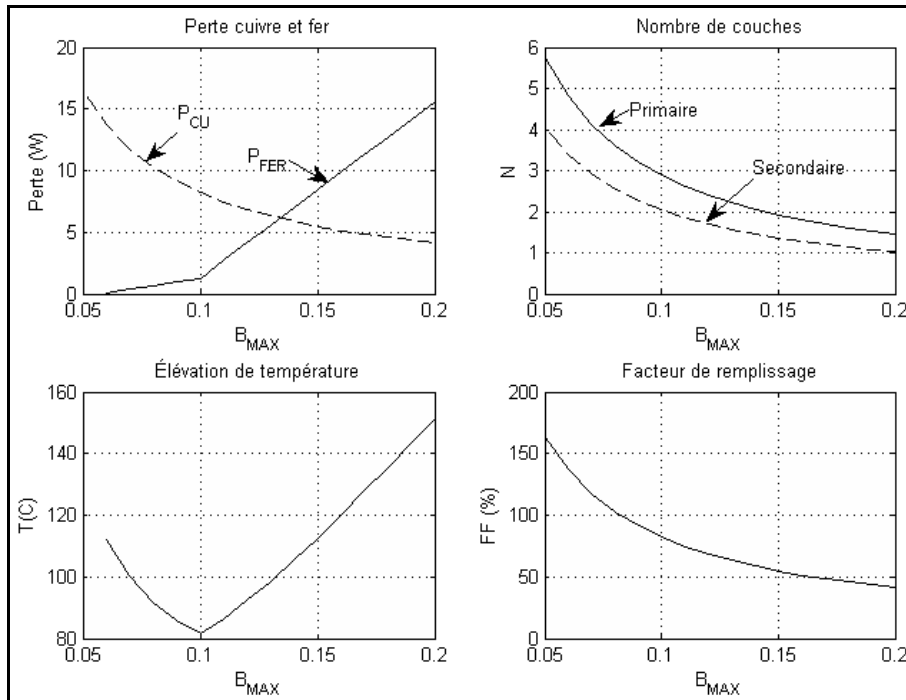


Figure 3.18 Optimisation de la construction du transformateur

La Figure 3.18 montre les graphiques utilisés pour la sélection du point conception du transformateur.

Tableau 3.10 Résultats de conception du transformateur

	Primaire	Secondaire	
Ferrite	E55/28/21		[-]
Matériel	3C92		[-]
Densité de flux crête	150		[mT]
Puissance	2.6		[kW]
Rapport N_p / N_s	2		[-]
Résistance d'enroulement	11	2.64	[mΩ]
Tension	200	100	[V]
Courant efficace	15.72	31.5	[A]
Perte cuivre	5.5		[W]
Perte fer	8.42		[W]
Élévation de température	112		[°C]
Nombre de tours	16	8	[tours]
Densité de courant	580	580	[A/cm ²]
Calibre de fils	22	22	[AWG]
Nombre de fils en parallèle	9	18	[fils]
Nombre de couches	1.32	2	[couches]
Facteur de remplissage	53		[%]

3.5 Conception de l'inductance

La valeur totale de l'inductance du convertisseur est la somme de l'inductance de fuite des transformateurs et de l'inductance série externe. Sachant que l'inductance de fuite totale des transformateurs (après fabrication et mesures expérimentales), vue du primaire, est 10μH, nous devons donc ajouter une inductance externe de 30μH.

Tableau 3.11 Paramètres de conception de l'inductance

Inductance	L	30	[μH]
Tension au démarrage	V_{init}	400	[V]
Tension nominale	V_{nom}	800	[V]
Courant efficace	I_{rms}	15.72	[A]
Courant crête nominal	$I_{Pcrête}$	16.7	[A]
Différence nominale de phase	ϕ	35	[°]
Fréquence de fonctionnement	F_{sw}	60	[kHz]

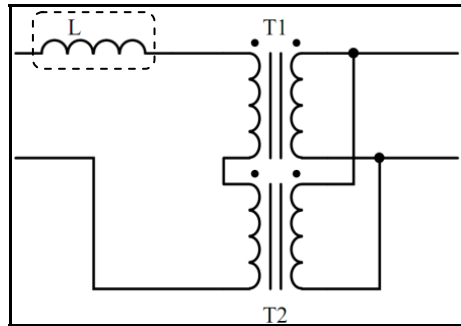


Figure 3.19 Configuration de la connexion de l'inductance

La conception de l'inductance doit tenir compte de certains points critiques de fonctionnement. La tension appliquée sur l'inductance, responsable de la valeur maximum de densité de flux, est dépendante de l'angle de fonctionnement du convertisseur. Cet angle, tel que nous l'avons déjà vu, varie de zéro à 90 degrés. Il importe toutefois de différencier que le point de fonctionnement utilisé pour le calcul des pertes n'est pas le même que pour l'évaluation de la densité de flux maximale possible. Cette valeur est en effet atteinte dans deux situations, soit au démarrage, à zéro tension de sortie et lors de changement abrupt de charge, alors que l'angle de fonctionnement peut momentanément être de 90 degrés. Dans le premier cas, la tension du primaire est appliquée pendant 180 degrés (pleine onde carrée). Dans le deuxième cas, la somme de la tension du primaire et du secondaire (ramené au primaire) est appliquée sur l'inductance, mais pendant seulement 90 degrés. Cependant, le produit $V \cdot t$ est le même dans les deux situations.

Puisque la valeur CC du courant est nulle, la conception de l'inductance est similaire à celle du transformateur. De plus l'inductance étant en série avec les primaires des transformateurs, le courant efficace est le même. Le choix du calibre de fil (AWG22) ne diffère donc pas. Cependant, la densité de courant peut être plus faible puisqu'il y a plus d'espace dans la fenêtre de bobinage. La ferrite choisie pour l'inductance est la même que pour les transformateurs. Encore ici, quelques essais de conception avec d'autres ferrites nous amènent à choisir celle-ci. Il est de plus avantageux de pouvoir réutiliser la même ferrite pour les deux conceptions.

Une fois le nombre de tours fixé (à l'aide de la loi de Faraday), nous obtenons l'entre fer nécessaire pour ajuster la valeur de l'inductance. D'abord, la perméabilité relative μ nécessaire est obtenue avec :

$$\mu = \frac{L \cdot 10^9 \cdot L_e}{4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot N^2} \quad (3.32)$$

L_e étant en centimètre et A_e , en centimètre carré. Ensuite, l'équation (3.33) nous donne l'épaisseur de l'entrefer.

$$L_{gap} = \frac{L_e}{\mu} - \frac{L_e}{\mu_i} \quad (3.33)$$

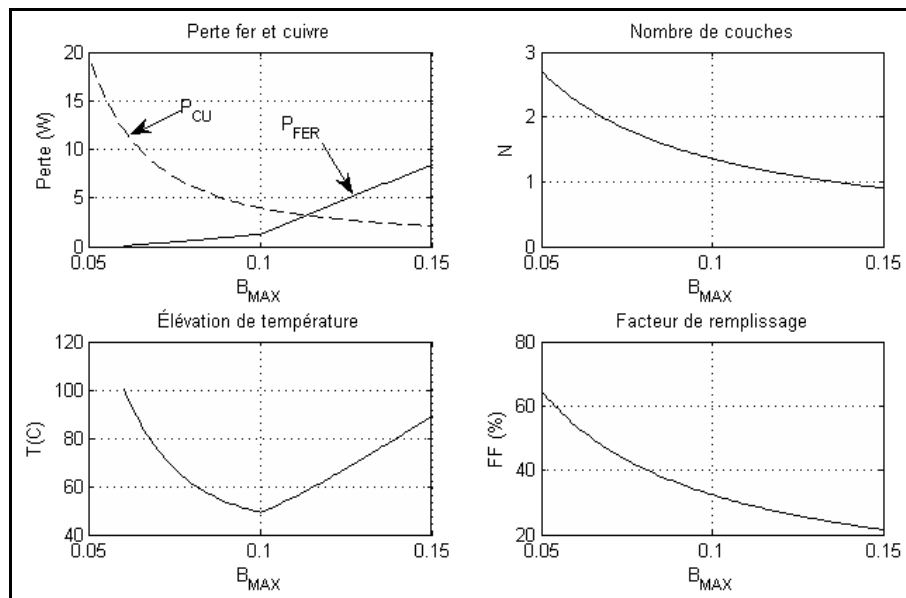


Figure 3.20 Optimisation de la construction de l'inductance

La Figure 3.20 présente les graphiques utilisés pour la sélection des paramètres de conception de l'inductance. Le Tableau 3.12 résume les spécifications de cette dernière.

Tableau 3.12 Résultats de conception de l'inductance

Ferrite	E55/28/21	[-]
Matériel	3C92	[-]
Densité de flux crête nominale	114	[mT]
Densité de flux crête maximale	294	[mT]
Inductance	30	[μ H]
Résistance d'enroulement	8	[m Ω]
Courant efficace	15.72	[A]
Perte cuivre	3.17	[W]
Perte fer	3.28	[W]
Élévation de température	59	[°C]
Entre fer	3.7	[mm]
Paramètre A_L	117	[nH/t ²]
Perméabilité relative	33	[-]
Nombre de tours	16	[tours]
Densité de courant	420	[A/cm ²]
Calibre du fil	22	[AWG]
Nombre de fils en parallèle	12	[fils]
Nombre de couches	1.2	[couches]
Facteur de remplissage	30	[%]

3.6 Simulation

Le convertisseur et sa commande sont modélisés à l'aide de Matlab/Simulink et de la librairie SimPowerSystems. Le schéma de la Figure 3.21 indique le nom des différents points de mesure utilisés dans la simulation et l'expérimentation. Il s'agit d'un rappel de la Figure 3.1. Cette nomenclature est également utilisée dans les figures présentant les résultats expérimentaux.

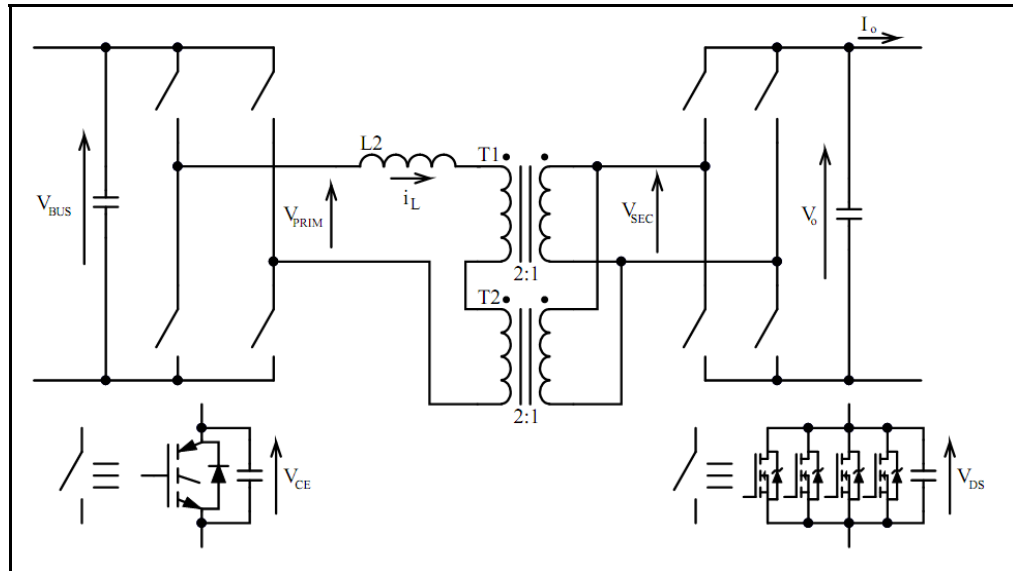


Figure 3.21 DAB avec point de mesure des simulations et expérimentations

La Figure 3.22 présente le démarrage du convertisseur. La tension est nulle au départ, puis augmente jusqu'à sa valeur nominale. La modulation de l'angle alpha est utilisée. Les résultats de simulation montrent plus en détail le démarrage. Sur la Figure 3.23, la charge est variée de 15A à 50A, puis de 50A à 15A, alors que sur la Figure 3.24, le sens d'écoulement de l'énergie est inversé, la charge passant de 50A à -50A, pour ensuite revenir à 50A.

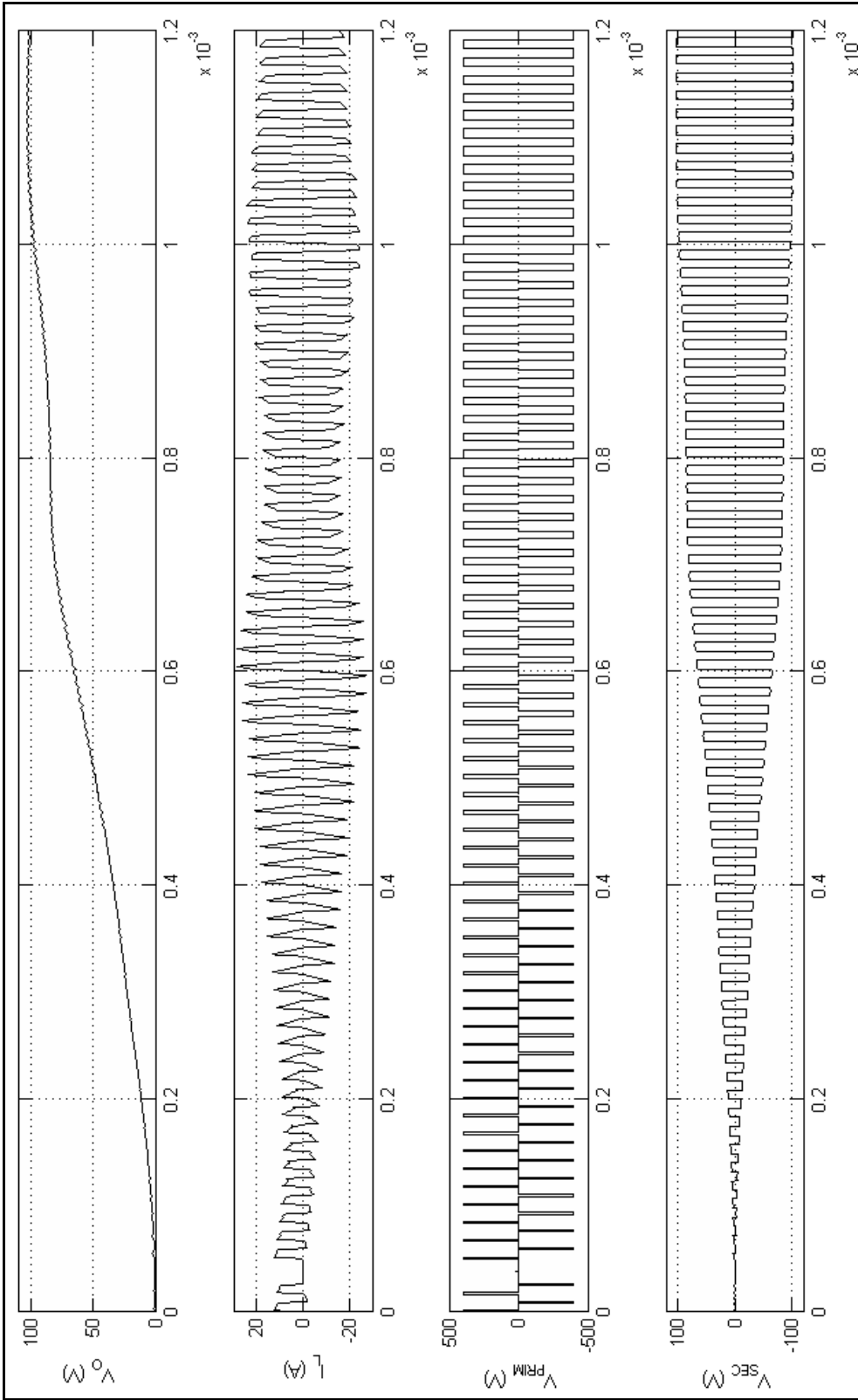


Figure 3.22 Résultats de simulation lors du démarrage du DAB

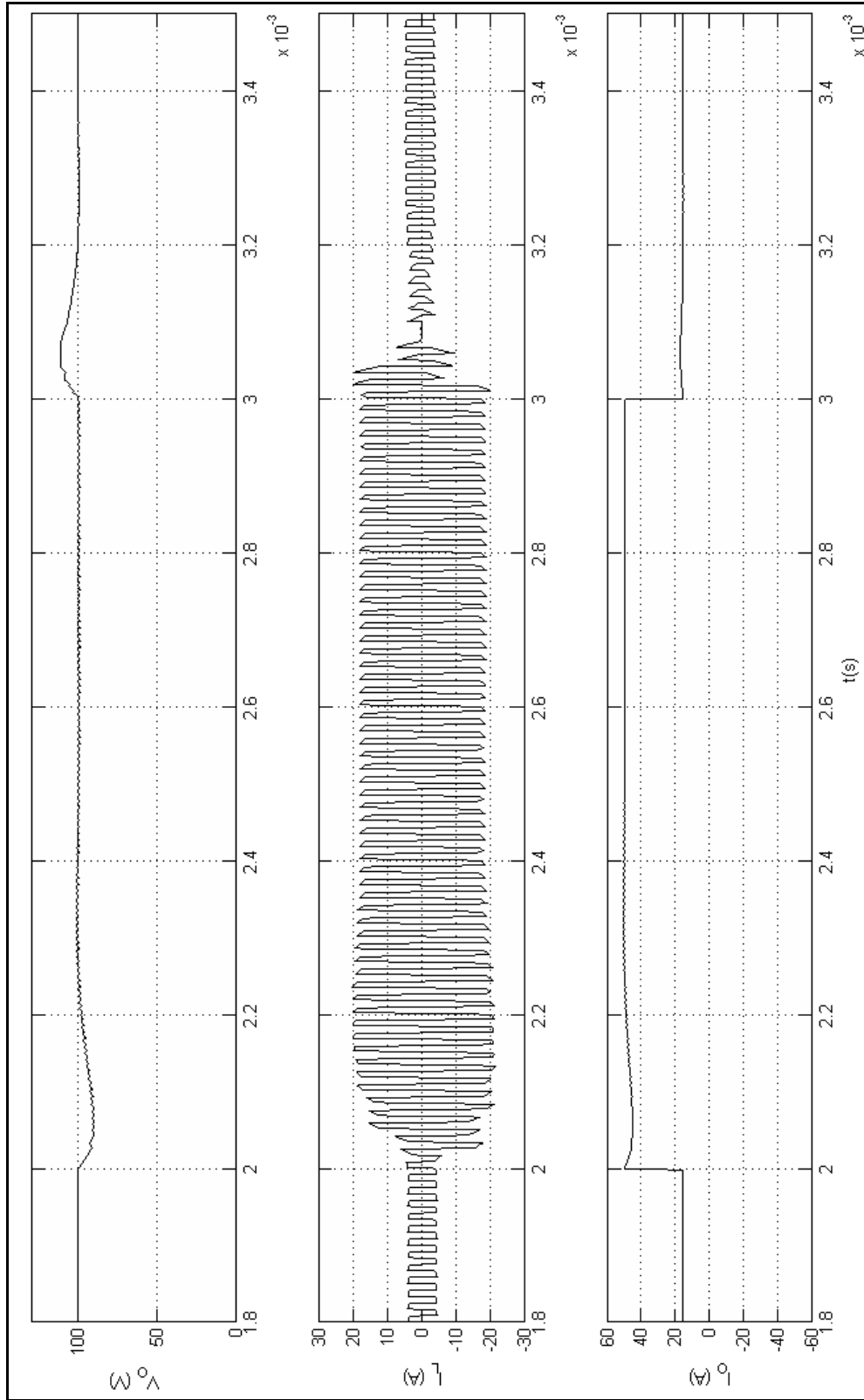


Figure 3.23 Résultat de simulation lors d'un saut de charge de 15A à 50A

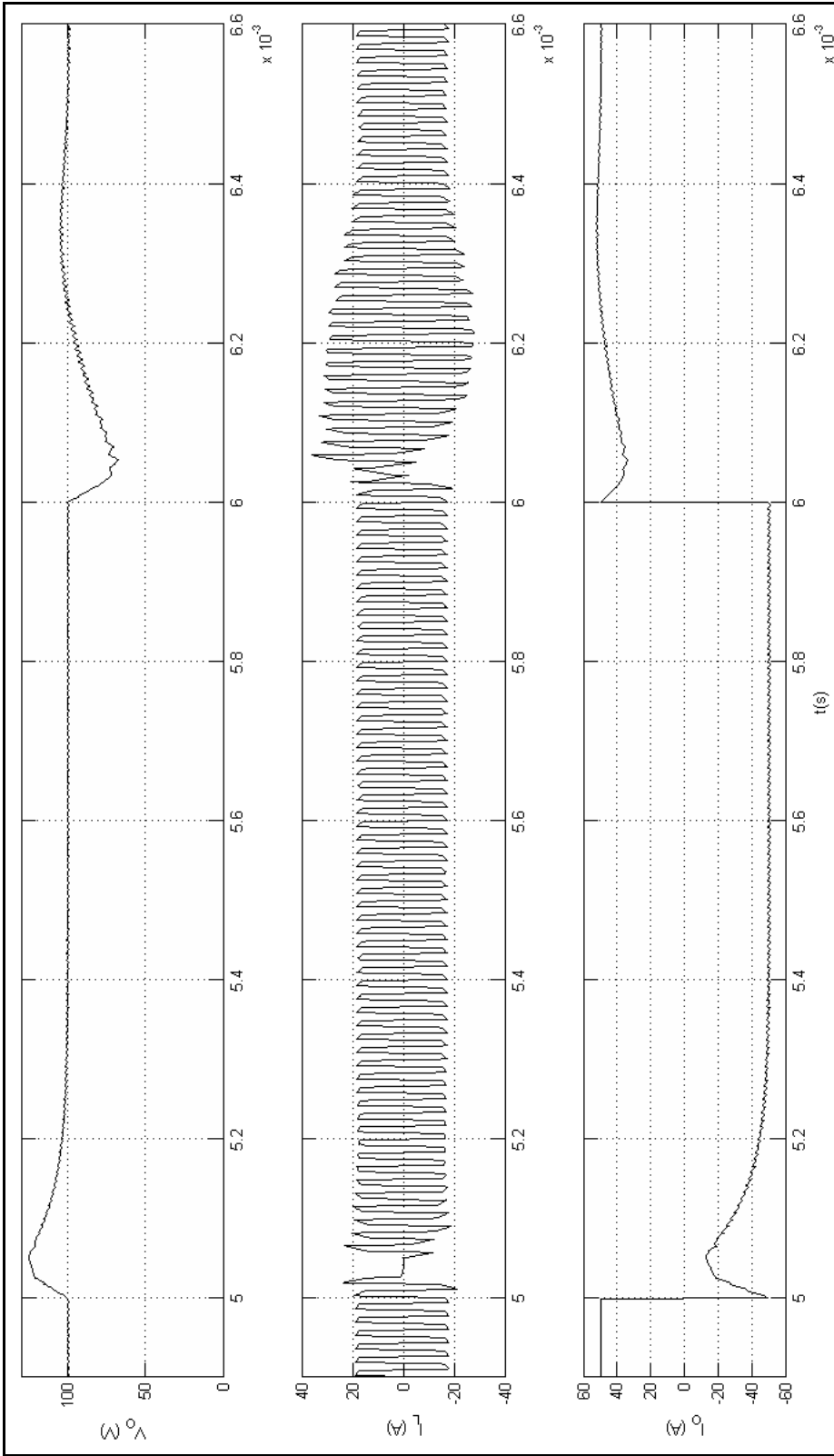


Figure 3.24 Résultat de simulation lors d'un saut de charge de +50A à -50A

3.7 Expérimentation

Sur la Figure 3.25, le démarrage est effectué sans utiliser la modulation sur alpha. Les surtensions des MOSFET du secondaire (causé par la commutation dure) sont visibles sur la trace 3. Le courant est beaucoup plus élevé puisqu'on applique une onde pleine de tension bipolaire de 400V. Sans modulation sur alpha, le courant atteint plus de 40A crête, alors que le courant crête en régime permanent est d'environ 17A.

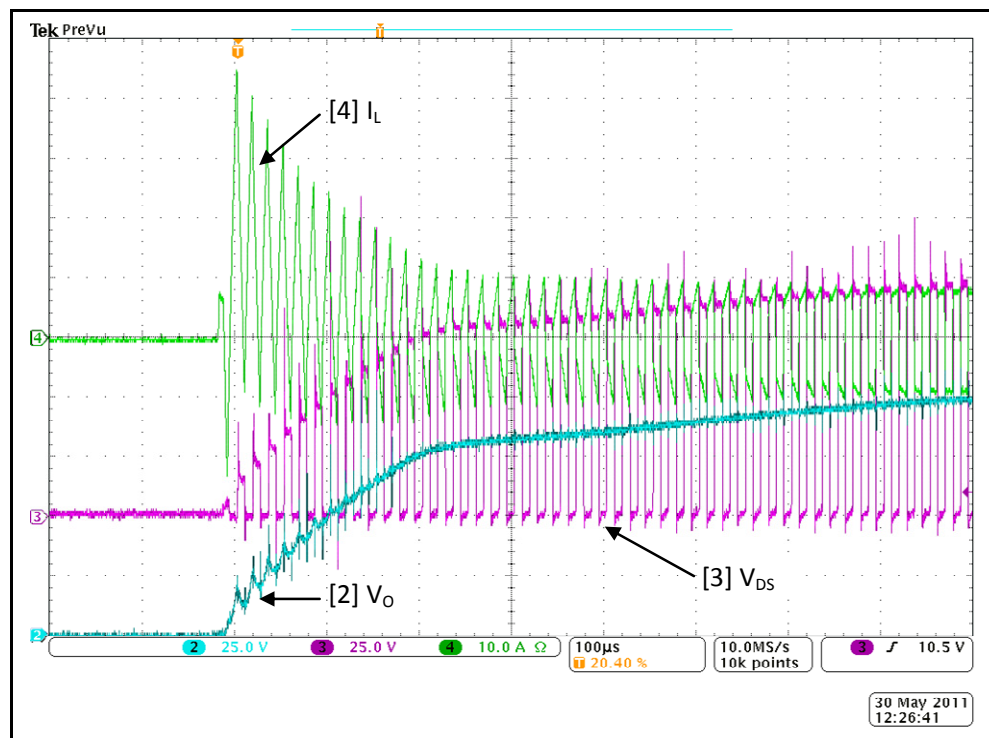


Figure 3.25 Démarrage du DAB sans modulation sur alpha

L'ajout de la modulation de la tension de sortie du pont au primaire (Figure 3.26) permet de limiter efficacement le courant crête de l'inductance au démarrage. La tension V_{DS} des MOSFET au secondaire n'affiche pas de surtension et la tension de sortie est très propre, confirmant le fonctionnement en commutation douce. Une fonction de démarrage en douceur est ajoutée. La référence du contrôle de tension de sortie est augmentée graduellement jusqu'à la valeur nominale. Nous constatons que pendant environ les premières $400\mu\text{s}$, la tension de sortie (V_O) augmente avec une allure de système du premier ordre et qu'ensuite, la

monté affiche des oscillations. Ceci est dû à la limite inférieure imposée au système. En deçà du minimum permis (environ cinq degrés de déphasage), la sortie du contrôleur est maintenue à cette valeur minimum. Ensuite, le contrôleur tente de suivre la référence, laquelle nous augmentons graduellement.

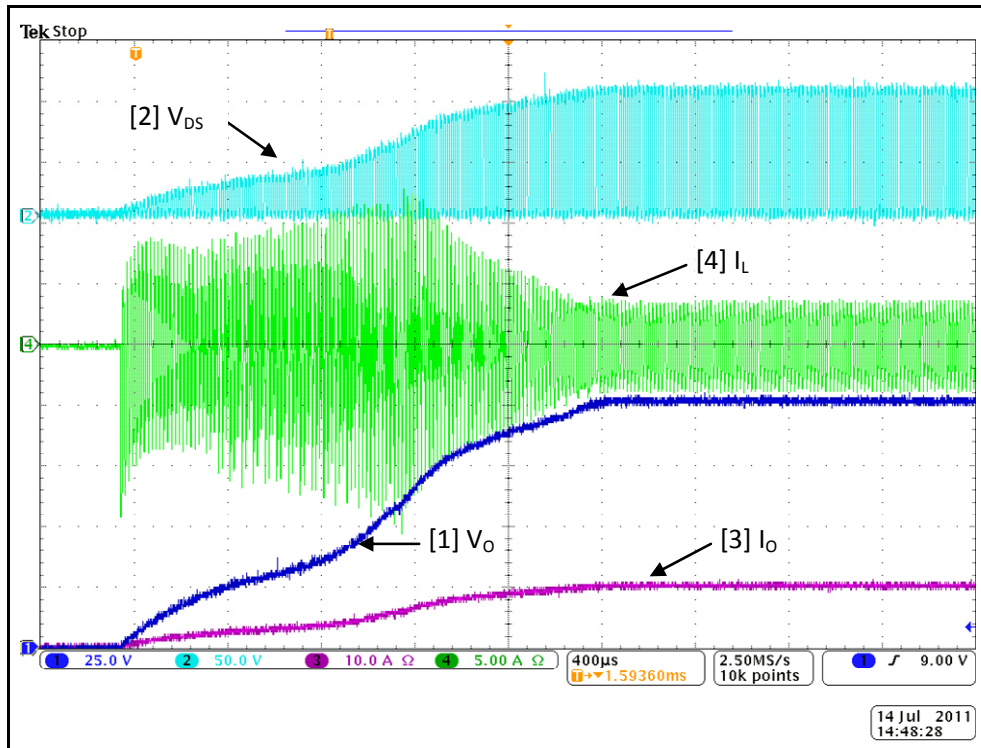


Figure 3.26 Démarrage du DAB avec modulation sur alpha

Un agrandissement permet de voir la forme d'onde de la sortie du pont, au primaire, avec modulation du déphasage entre les deux bras. Le courant d'inductance passe deux fois par zéro, tel que décrit par Vangen, Melaa et Adnanes (1992). Cette prise de mesure a été effectuée alors que le convertisseur fonctionnait au quart des tensions nominales (100V à l'entrée et 25V à la sortie) mais l'allure des courbes est fidèle au fonctionnement à haute tension. On remarque que la tension diminue radicalement une fois la valeur atteinte. Il s'agit de l'arrêt des pulses (tel que définie au chapitre 2). La commande passe sous le seuil minimum, car la charge est très faible. Les pulses sont rétablis lorsque la commande repasse au dessus du seuil minimum.

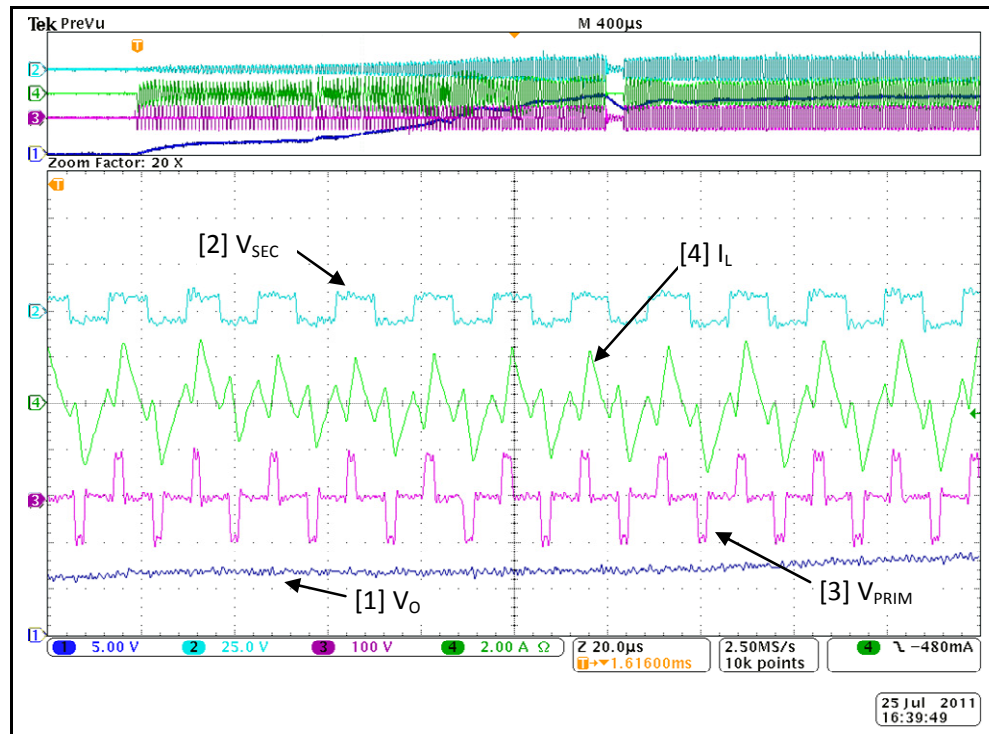


Figure 3.27 Agrandissement de la forme d'onde du démarrage du DAB

Les Figure 3.28 et Figure 3.29 montrent les différences entre les deux modes de fonctionnement du convertisseur. Sur la Figure 3.28, la tension V_{SEC} est en retard de phase par rapport à la tension V_{PRIM} , ce qui veut dire que l'énergie circule du primaire vers le secondaire, donc en mode source. En contrepartie, sur la Figure 3.29, le convertisseur est en mode charge, la tension V_{PRIM} est en retard de phase par rapport à V_{SEC} .

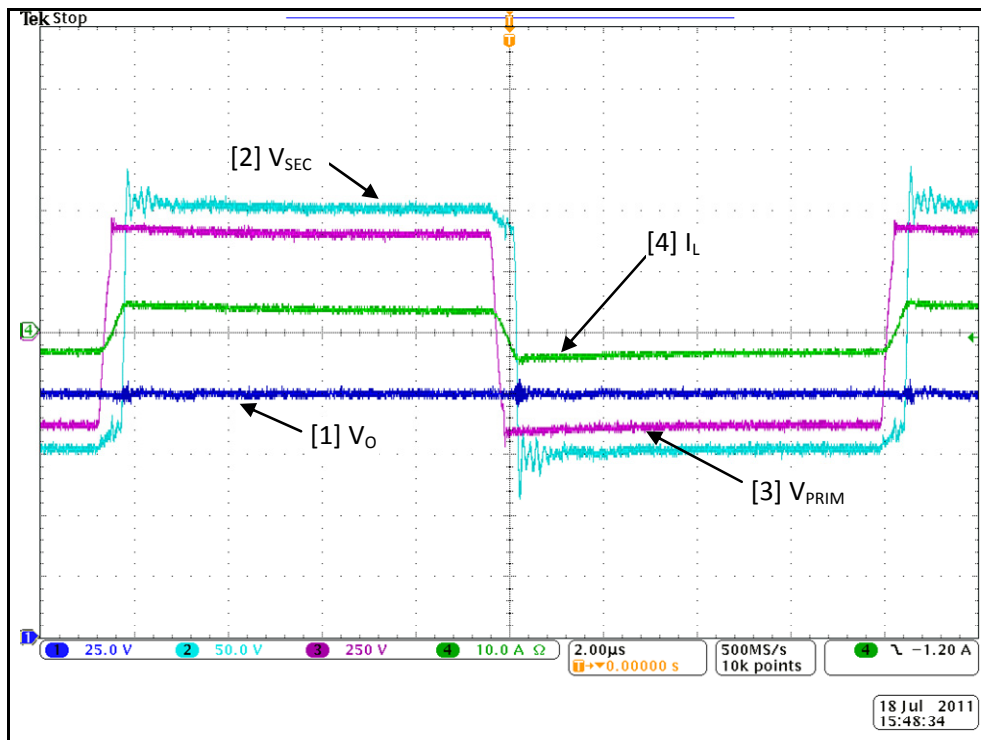


Figure 3.28 Fonctionnement en mode source

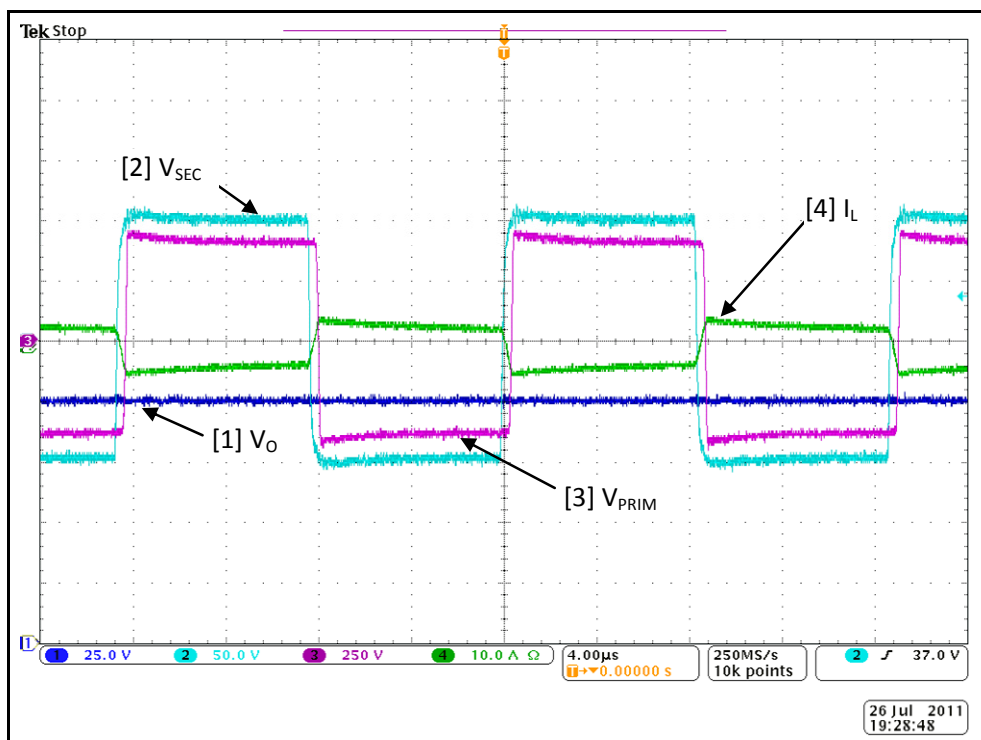


Figure 3.29 Fonctionnement en mode charge

Les formes d'onde avec une charge de 30A en mode source sont présentées à la Figure 3.30. La tension V_{DS} du MOSFET montre de légères surtensions. Les tests montreront plus tard que les condensateurs de découplage des MOSFET au secondaire étaient en train de se détériorer.

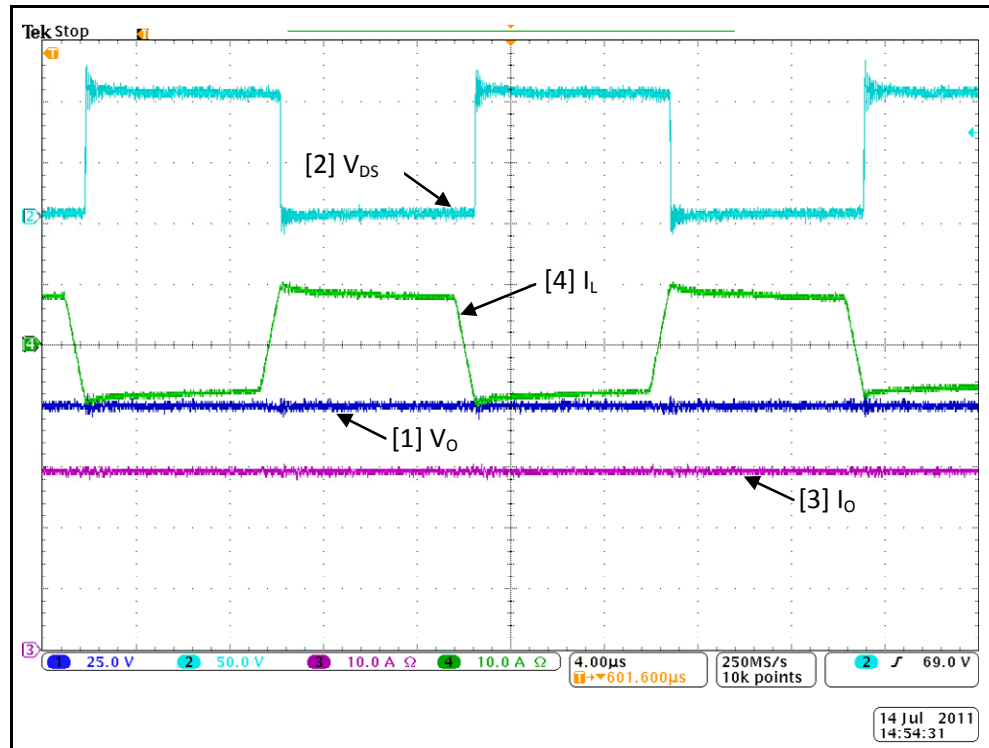


Figure 3.30 Début de surtension sur les MOSFET du secondaire

La Figure 3.31 met en évidence un problème de surtension sur les MOSFET au secondaire lorsque le primaire est en avance de phase (énergie allant du primaire vers le secondaire). À pleine charge, le temps de montée de la tension sur le pont en retard de phase est très rapide, comme expliqué au point 3.1.3 de ce chapitre. Différentes expérimentations ont permis de déterminer que le découplage des MOSFET au secondaire n'était pas adéquat et que l'inductance de fuite de la configuration des traces du circuit imprimé était trop élevée.

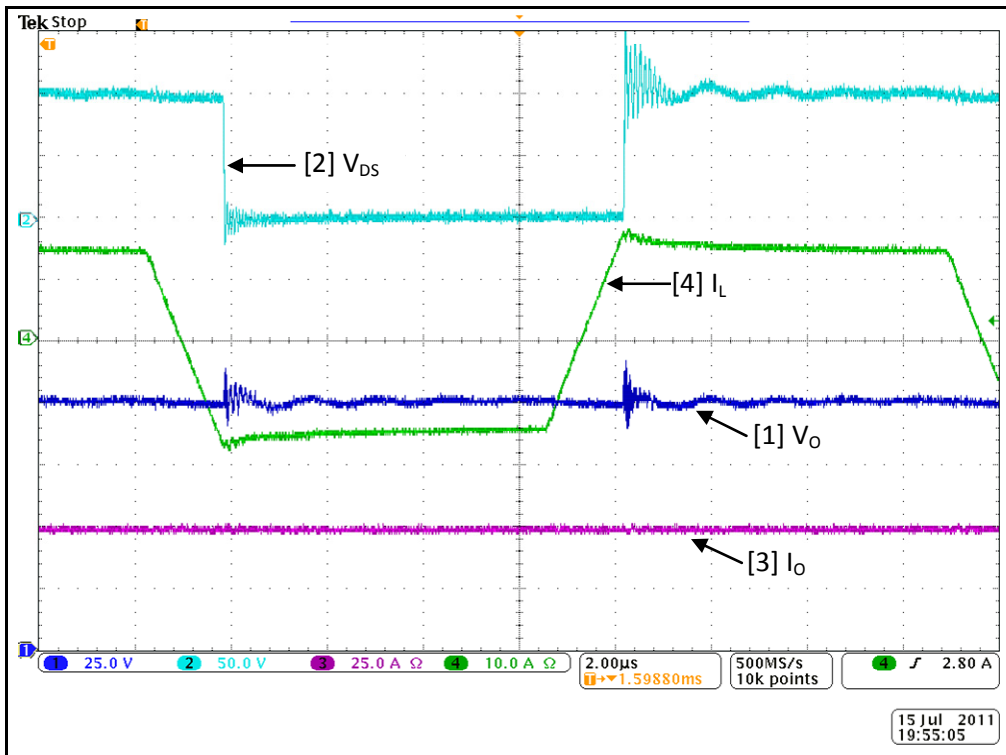


Figure 3.31 Surtension des MOSFET à pleine charge

L'asservissement de la tension de sortie pour des sauts de charges de 15A à 30A est vérifié sur la Figure 3.32. Les paramètres du contrôleur PI utilisés sur le prototype ne sont pas les mêmes que ceux utilisés en simulation (bande passante de 1.6kHz et gain de 1.67), car la réponse en fréquence du circuit de mesure de la tension de sortie (incluant un isolateur optique) présente une fréquence de coupure de 3.3kHz. Il est impossible d'obtenir la stabilité du prototype avec une fréquence de coupure si près de la bande passante du contrôleur de tension. Les paramètres du contrôleur PI utilisé dans le montage expérimental offrent donc une dynamique beaucoup plus lente (bande passante de 100Hz et gain de 1).

Outre un asservissement plus lent, nous voyons tout de même l'augmentation du courant d'inductance ainsi que le changement momentané de sa forme trapézoïdale vers une forme plutôt triangulaire, du à la diminution de la tension de sortie. Lorsque la tension de sortie revient à sa valeur nominale (100V), le courant redevient trapézoïdal.

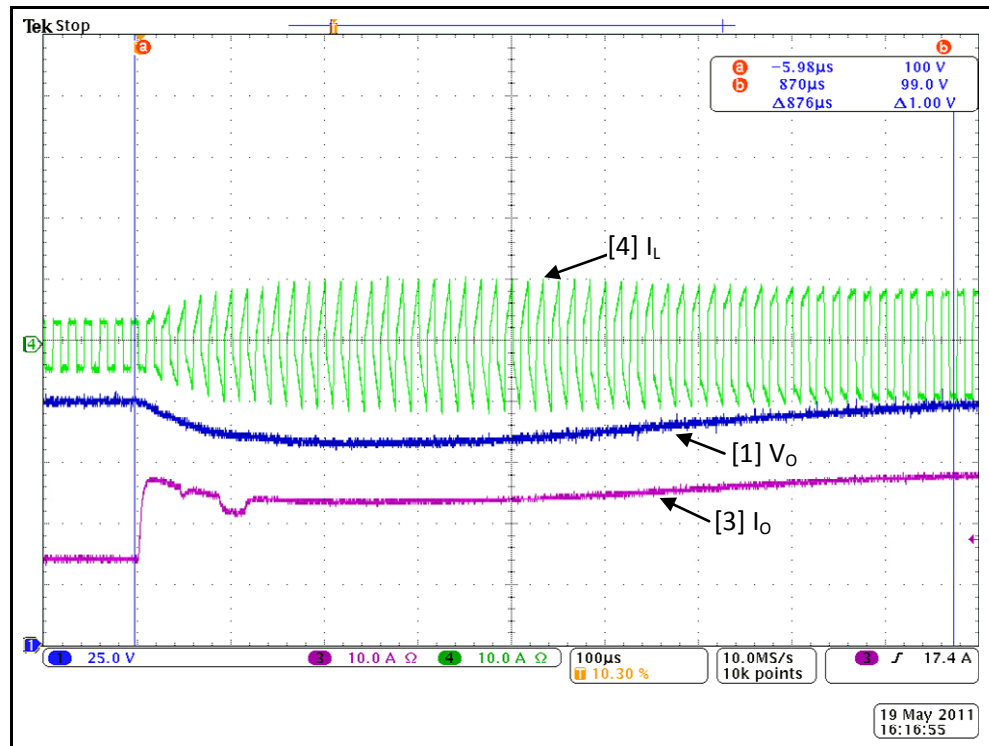


Figure 3.32 Saut de charge de 15A à 30A

Faisant suite à la Figure 3.32, sur la Figure 3.31, le courant de charge revient à 15A, avec le saut de tension temporaire de la tension de sortie, jusqu'à ce que la commande diminue l'angle de phase pour asservir la tension à 100V.

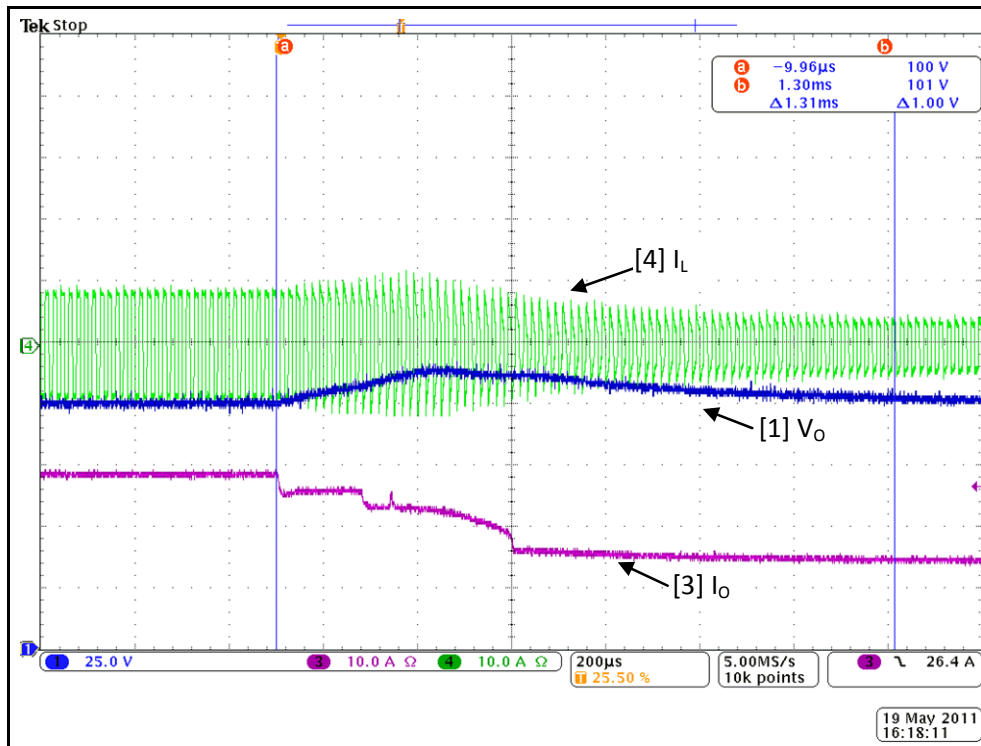


Figure 3.33 Saut de charge de 30A à 15A

Tel qu'expliqué dans le chapitre 2, portant sur l'algorithme de commande, lorsque la charge est très faible, le convertisseur coupe les pulses des interrupteurs de puissance, le temps que la valeur de commande passe au-dessus de la valeur seuil minimum. Les Figure 3.34 et Figure 3.35 montrent le comportement du système dans cette plage de fonctionnement. Lorsque les pulses sont coupés, le courant de l'inductance s'éteint et les condensateurs parallèles des IGBT et des MOSFET résonnent avec l'inductance de magnétisation du transformateur. Sur la Figure 3.35, la charge est presque nulle, le convertisseur fonctionnant de moins en moins longtemps, étant le plus souvent à l'arrêt.

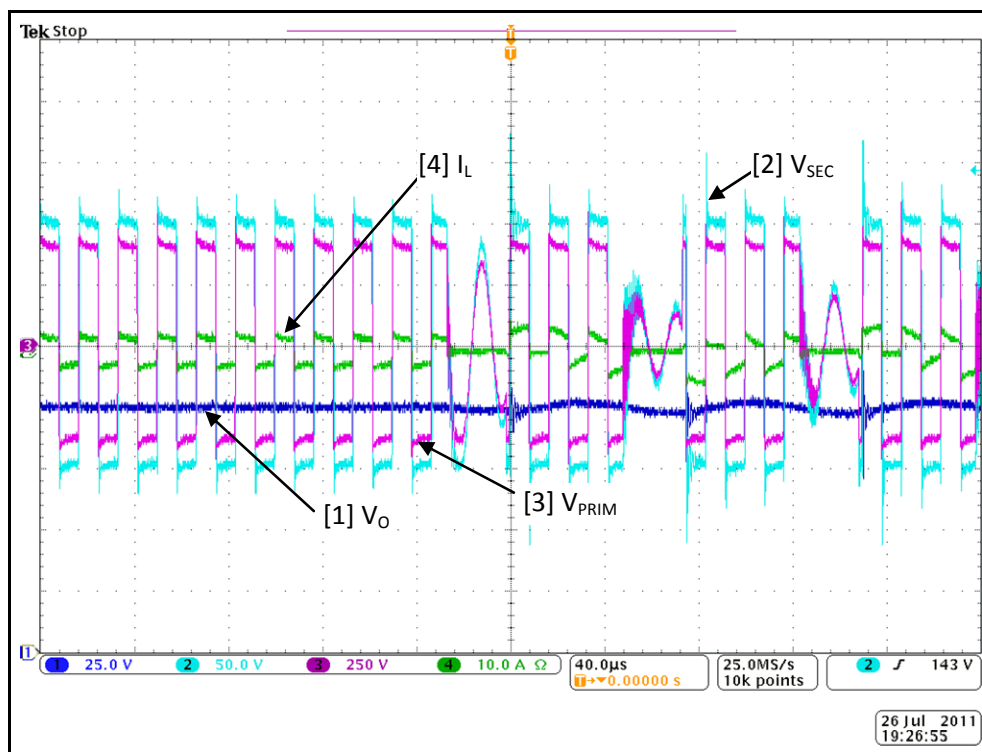


Figure 3.34 Fonctionnement sous l'angle minimum de déphasage

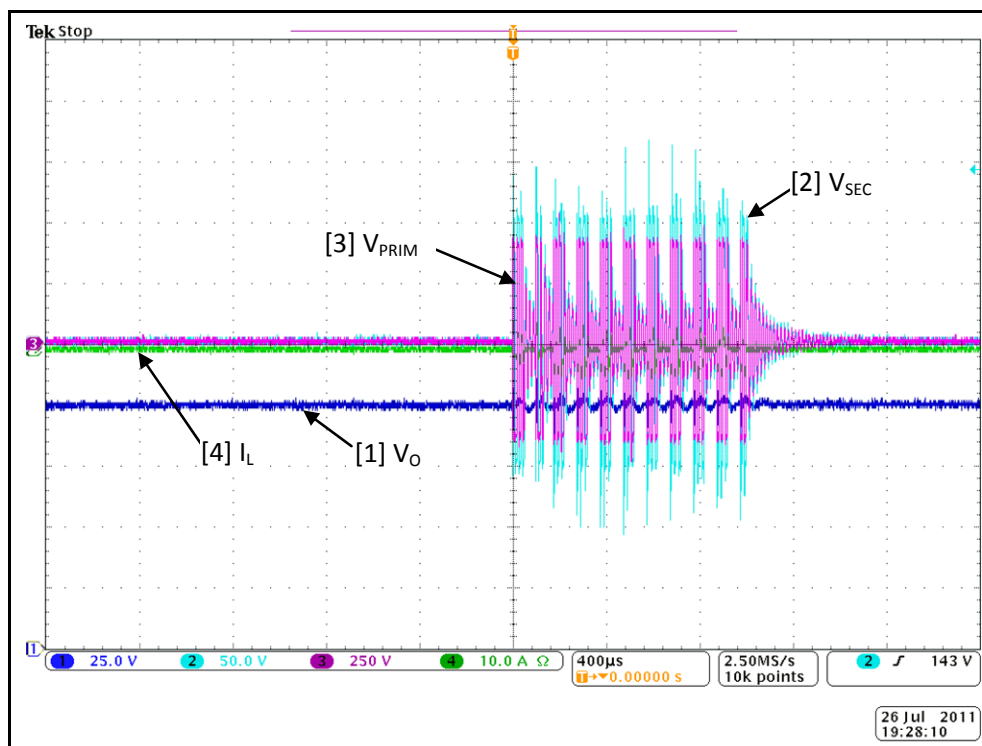


Figure 3.35 Fonctionnement à très faible charge

Si le convertisseur fonctionne à faible charge (sans couper les pulses), le courant de l'inductance est trop faible pour opérer une transition à résonance complète entre les condensateurs des interrupteurs d'un même bras. La Figure 3.36 met en évidence la résonance incomplète de la tension V_{CE} d'un IGBT du primaire, alors en avance de phase sur le secondaire. Pendant ce temps, la tension V_{DS} du MOSFET au secondaire a une transition à résonance complète, comme expliquée au point 3.1.3 de ce chapitre. La Figure 3.37 montre le même phénomène, mais cette fois lorsque le secondaire est en avance de phase. C'est donc la tension V_{DS} du MOSFET qui ne complète pas la transition alors que la tension du IGBT monte jusqu'à 400V lors de sa résonance avec le courant de l'inductance.

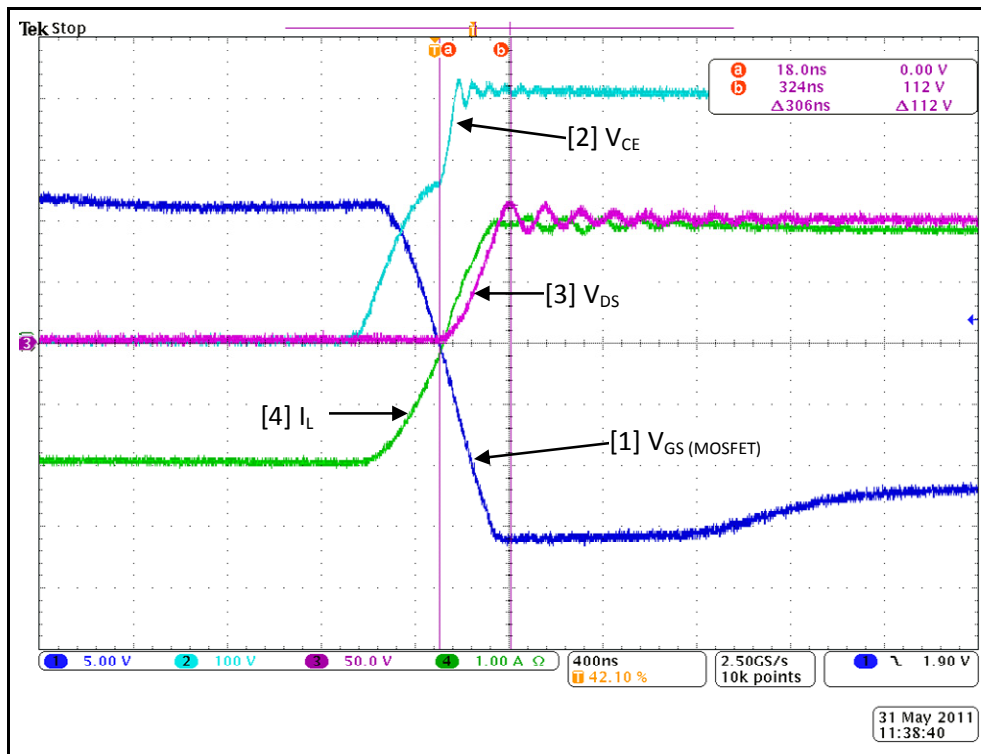


Figure 3.36 Courant de l'inductance insuffisant alors que le primaire est en avance de phase

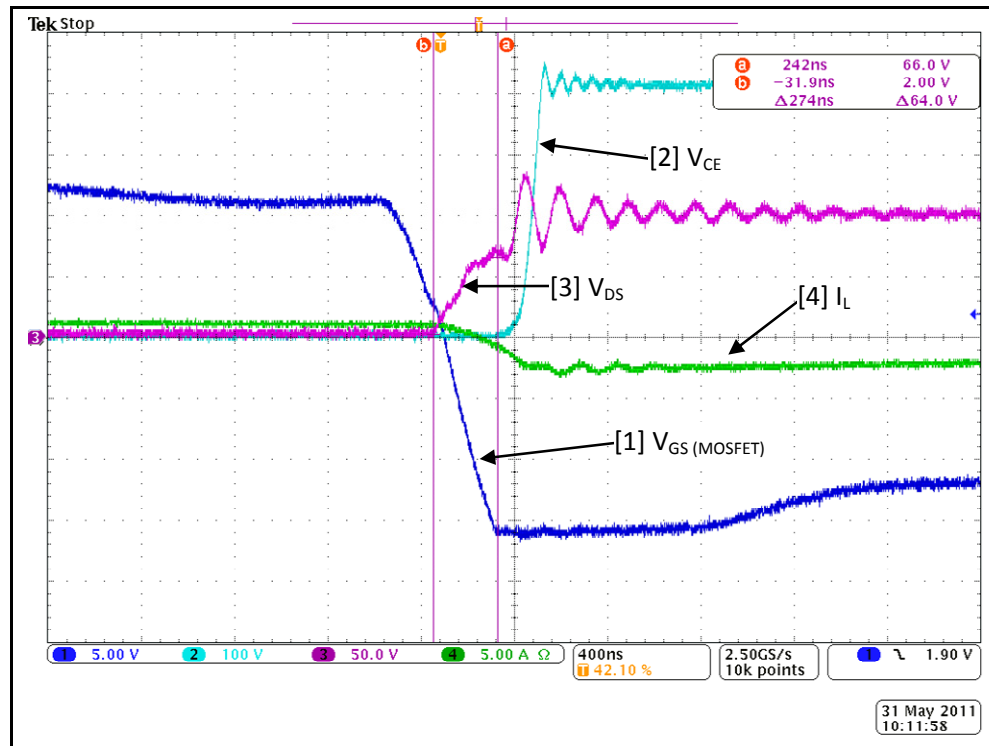


Figure 3.37 Courant de l'inductance insuffisant alors que le secondaire est en avance de phase

3.8 Conclusion

Après avoir présenté les différentes interactions régissant le comportement du convertisseur, la conception de ce dernier est complétée. Un point d'optimisation est choisi quant à la valeur des condensateurs parallèles de résonance et la valeur de l'inductance, dictant ainsi le courant minimum pour avoir une commutation à zéro tension et les pertes par commutation à l'ouverture, à pleine charge. La dynamique du convertisseur pour des sauts de charges et un renversement de la direction d'énergie est présentée en simulation et en pratique. La réponse plus lente du convertisseur en pratique qu'en simulation due à certaines limitations matérielles de la prise de mesure de tension de sortie sur le prototype est soulignée. Le problème de surtension sur les MOSFET du pont au secondaire, lorsque ce dernier est en retard de phase est mis en évidence. Une piste de solution est proposée, soit de diminuer l'inductance de fuite du circuit de puissance. Enfin, le comportement de la commutation à

résonance lorsque le courant d'inductance minimum n'est pas atteint est vérifié sur le montage expérimental.

CHAPITRE 4

REDRESSEUR ACTIF : ÉTUDE ET CONCEPTION

La conception du convertisseur assurant l'isolation galvanique complétée, nous traitons à présent du redresseur actif, chargé d'assurer une connexion efficace à faible répercussion avec le réseau de distribution. À l'aide des fiches de spécifications du manufacturier et de la simulation complète du convertisseur, nous effectuons le calcul des pertes par commutation et conduction des IGBT ainsi que celles des diodes anti parallèle, incluant les pertes par recouvrement inverse de ces dernières. Les pertes de ces semi-conducteurs sont ensuite utilisées pour sélectionner le radiateur, tout comme au chapitre précédent. À partir des paramètres de conception de départ, la sélection des éléments réactifs, condensateur de filtrage du bus CC et inductance de filtrage du courant de ligne, est complétée. Nous détaillons ensuite la construction de l'inductance, fabriquée à partir de noyaux en poudre de fer. La conception étant terminée, la simulation du système confirme la sélection des éléments réactifs et la stabilité du convertisseur est démontrée. Finalement, nous présentons les résultats d'expérimentation du redresseur actif tel que conçu aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique.

La connexion de sortie de la charge active bidirectionnelle en courant doit pouvoir transiger 5kW, tant en mode source qu'en mode charge. Le pire cas, du point de vue du redresseur actif, survient lorsqu'une puissance de 5kW doit être délivrée à la charge du côté continu, en mode source. L'ensemble de la charge active étant formé de trois convertisseurs en cascade, la puissance demandée au réseau, en supposant un rendement par étage de conversion de 95%, est de 5.83kW. Le terme η_{total} représente le rendement de la charge active complète, incluant l'émulateur de charge. Rappelons que ce dernier n'est pas traité dans ce travail.

$$\begin{aligned}
 \eta_{total} &= 0.95^3 \\
 \eta_{total} &= 0.857 \\
 P_{AC} &= \frac{P_{DC}}{\eta_{total}} \\
 P_{AC} &= \frac{5kW}{0.857} \\
 P_{AC} &= 5.83kW
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Le Tableau 4.1 résume les spécifications de départ servant à la conception du redresseur actif. La puissance du côté réseau est dénotée par P_{AC} , du côté continu par P_{CC} . Les valeurs efficaces des grandeurs alternatives sont données pour le minimum et le maximum admissible de la tension de réseau. Les valeurs crêtes de l'ondulation du courant de ligne et de la tension continue, en pourcentage, sont identifiées par $I_{ond\%}$ et $V_{ond\%}$.

Tableau 4.1 Spécifications du redresseur actif

Puissance alternative	P_{AC}	5.83	[kW]
Puissance continue	P_{CC}	5.52	[kW]
Tension de réseau minimum	V_{ACmin}	187	[V]
Tension de réseau maximum	V_{ACmax}	276	[V]
Tension du bus CC	V_{DC}	400	[V]
Courant de ligne efficace à V_{ACmin}	I_{ACmax}	32	[A]
Courant de ligne efficace à V_{ACmax}	I_{ACmin}	21	[A]
Courant de charge CC	I_{DC}	13.8	[A]
Fréquence de réseau minimum	f_{ACmin}	47	[Hz]
Fréquence de réseau maximum	f_{ACmax}	65	[Hz]
Fréquence de commutation	f_{sw}	20	[kHz]
Ondulation de courant de ligne	$I_{ond\%}$	25	[%]
Ondulation de tension de ligne	$V_{ond\%}$	2	[%]

4.1 Conception

4.1.1 Dimensionnement de l'inductance

La valeur de l'inductance de ligne est obtenue en fonction de la valeur maximale d'ondulation désirée sur le courant d'entrée. La valeur maximale d'ondulation survient lors

du passage par zéro de la tension (et du courant) de ligne. À ce point, le rapport cyclique est égal à 0.5.

$$\begin{aligned}
 I_{ond} &= I_{AC\ min} \cdot I_{ond\%} \\
 I_{ond} &= 21 \cdot 0.25 \\
 I_{ond} &= 5.25A \\
 \Delta I_{max} &= 2 \cdot I_{ond} = \frac{\overline{V_{ch}}}{2 \cdot L \cdot f_s} \\
 L &= \frac{\overline{V_{ch}}}{2 \cdot \Delta I_{max} \cdot f_{sw}} \\
 L &= \frac{400}{2 \cdot 10.5 \cdot 20 \cdot 10^3} \\
 L &= 952\mu H \approx 1mH
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Pour assurer une protection des interrupteurs contre les fluctuations critiques de la ligne, l'inductance de 1mH est divisée en deux inductances de 500μH, connectés entre le réseau et chaque point milieu du pont.

4.1.2 Dimensionnement du condensateur de sortie

Le condensateur de sortie est déterminé à partir de la valeur d'ondulation désirée sur la tension de sortie. À partir du choix fait dans le Tableau 4.1, nous calculons le condensateur nécessaire avec l'équation (4.3).

$$\begin{aligned}
V_{ond} &= V_{DC} \cdot V_{ond\%} \\
V_{ond} &= 400 \cdot 0.02 \\
V_{ond} &= 8V \\
\Delta v_C &= 2 \cdot V_{ond} = \frac{I_{DC}}{\omega_s \cdot C} \\
\Delta v_C &= \frac{I_{DC}}{\omega_s \cdot C} \\
C &= \frac{I_{DC}}{\omega_s \cdot \Delta v_C} \\
C &= \frac{13.8}{2\pi \cdot 50 \cdot 16} \\
C &= 2.75mF
\end{aligned} \tag{4.3}$$

La valeur du courant efficace que doit supporter ce condensateur est la portion alternative du courant à la sortie CC du pont d'interrupteur. L'équation (4.4) donne la valeur de ce courant.

$$\begin{aligned}
I_{AC} &= \sqrt{I_{AC\max}^2 - I_{DC}^2} \\
I_{AC} &= \sqrt{32^2 - 13.8^2} \\
I_{AC} &= 29A
\end{aligned} \tag{4.4}$$

4.1.3 Dimensionnement du pont d'interrupteur

Le pont du redresseur actif est constitué d'interrupteur de type IGBT. Le modèle retenu pour la conception est le FGH60N60SMD, du manufacturier *Fairchild Semiconductor*. Puisqu'il s'agit d'IGBT, les pertes par conduction sont évaluées, tout comme pour le primaire du DAB au chapitre précédent, par intégration de la caractéristique V-I du transistor. La caractéristique V-I de la diode anti parallèle est simplement juxtaposée à celle de l'IGBT, avec une polarisation négative. La diode est donc dans le troisième quadrant et l'IGBT dans le premier. La Figure 4.1 montre la caractéristique V-I de l'IGTB et de la diode.

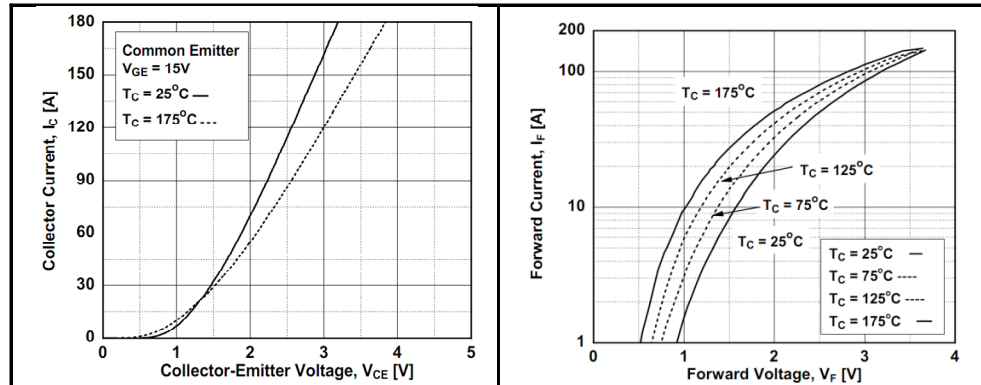


Figure 4.1 Caractéristiques de courant-tension de l'IGBT et de la diode
Tirée des spécifications du FGH60N60SMD

Tout comme au chapitre précédent, les pertes par conduction sont obtenues avec l'équation (4.5).

$$P_{cond_IGBT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{IGBT}(\omega t) \cdot i_{IGBT}(\omega t) d\omega t$$

$$P_{cond_DIODE} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{DIODE}(\omega t) \cdot i_{DIODE}(\omega t) d\omega t$$
(4.5)

Le calcul des pertes par commutation diffère de celui utilisé pour le DAB puisque le redresseur actif fonctionne à commutation dure. Le recouvrement inverse des diodes doit également être pris en considération. Les pertes par commutation sont obtenues à partir d'interpolation linéaire des tables fournies par le manufacturier. Ces dernières sont numérisées et insérer à l'intérieure de table de recherche, tout comme la courbe V-I pour le calcul des pertes par conduction. La Figure 4.2 montre les courbes des pertes à l'ouverture et la fermeture de l'IGBT en fonction du courant à l'état passant.

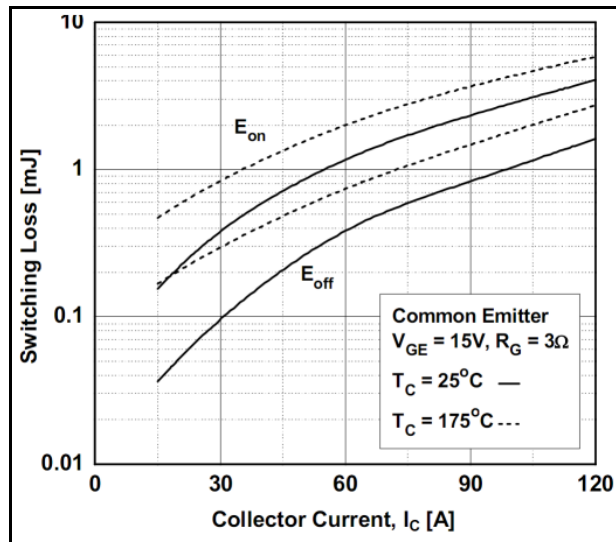


Figure 4.2 Pertes par commutation de l'IGBT
Tirée des spécifications du FGH60N60SMD

La simulation complète du redresseur actif est utilisée pour calculer les pertes. Le passage par zéro du courant des interrupteurs est utilisé pour détecter les commutations. Le courant à l'état passant est mémorisé et l'interpolation à l'intérieur des tables des manufacturiers permet d'obtenir les pertes en joules pour le point d'opération spécifique. Les pertes sont calculées et accumulées pour chaque commutation, sur une période de la tension du réseau. La moyenne des pertes est ainsi obtenue. Cette méthode de calcul est une extension des travaux réalisés par le professeur Handy Fortin Blanchette. Ce dernier a contribué au développement initial du module de calcul de perte utilisé ici.

Les pertes par recouvrement inverse de la diode demandent un peu plus de calcul. La pente à l'ouverture d'une diode n'est pas contrôlée par cette dernière, mais par l'interrupteur complémentaire (du même bras) commandé à la fermeture. Les pertes par commutation de la diode ne sont donc pas fournies directement en joule dans la fiche technique, comme c'est le cas pour l'IGBT. La Figure 4.3 présente les courbes de la diode anti parallèle de l'IGBT FGH60N60SMD utilisé pour le calcul des pertes. Il s'agit du temps de recouvrement inverse et des charges accumulées de recouvrement dans la jonction de la diode, en fonction du courant à l'état passant et de la pente de ce dernier à l'ouverture.

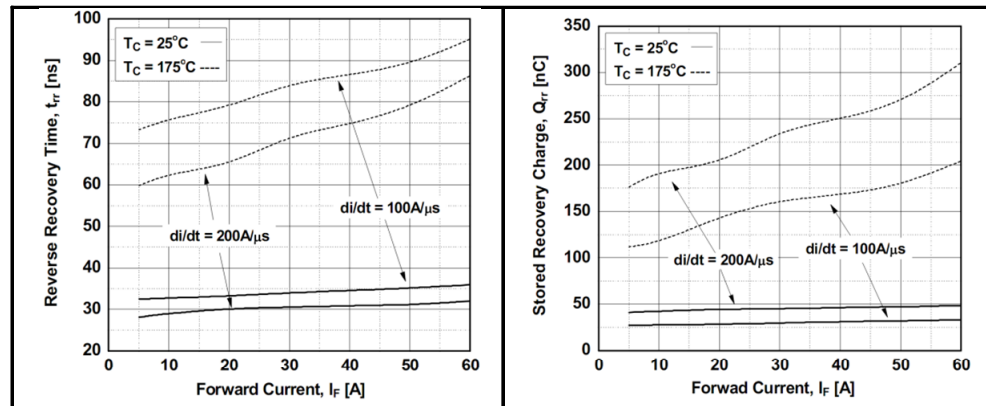


Figure 4.3 Caractéristiques de recouvrement de la diode.
Tirées des spécifications du FGH60N60SMD

Le calcul des pertes par recouvrement se base sur les formes approximatives du courant de la diode i_D lors du recouvrement et de la tension à ces bornes v_{ak} , tel que présentées à la Figure 4.4. La pente du courant lors de l'ouverture (di/dt) est gérée par la fermeture de l'IGBT du même bras. Le facteur α est une approximation du moment où la tension aux bornes de la diode commence à décroître. Outre que par expérimentation, il est à peu près impossible de prévoir sa valeur. Considérer ce facteur nul (égal à zéro) correspond à une surestimation maximale des pertes alors que le considérer égale à un correspond à une sous estimation. Il est fixé à 0.75 pour notre évaluation. D'autre part, afin d'assurer la véracité du calcul, il est impératif de considérer que la tension maximale inverse soit atteinte à t_l , puisque la pente du courant est nulle à ce point et que, par conséquent, la surtension causée par l'inductance de fuite et le retour vers zéro du courant de diode s'opère à partir de ce point. Bien que cette surtension soit en réalité de la forme d'une oscillation, nous l'approximons comme une boîte de durée t_2 pour simplifier le calcul. Une légère surestimation des pertes en résulte.

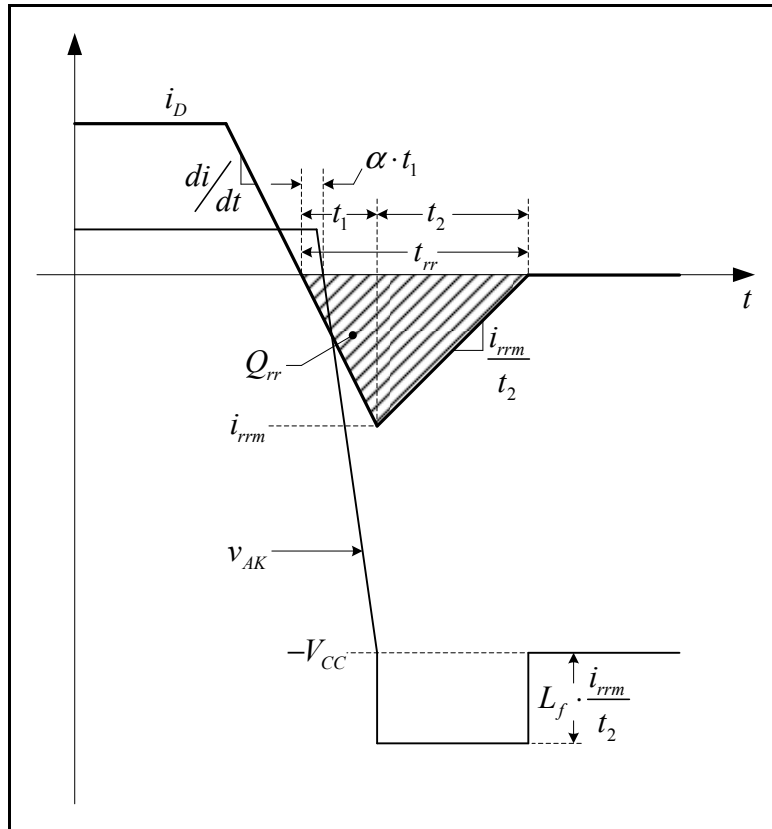


Figure 4.4 Approximation de l'énergie de recouvrement de la diode

L'intégration du courant et de la tension sur la durée du recouvrement inverse t_{rr} , à partir des paramètres identifiés sur la Figure 4.4 nous permet d'obtenir les équations (4.6) et (4.7), respectivement l'énergie perdue durant l'intervalle t_1 et t_2 . Bien entendu, l'inductance de fuite est inconnue, à moins d'utiliser une technique d'évaluation comme proposée par Blanchette et Al-Haddad (2007) une fois la conception du circuit complété. Notre calcul utilise une approximation de l'inductance de 150nH. Ainsi donc, le calcul de l'énergie perdu du premier passage par zéro jusqu'au courant maximum inverse i_{rrm} est obtenue avec :

$$E_1 = \frac{V_{CC} \cdot Q_{rr}^2 (1 - \alpha^2)}{t_{rr}^2 \cdot \frac{di}{dt}} \quad (4.6)$$

Alors que l'énergie perdue à partir du courant maximum inverse i_{rrm} , jusqu'au retour à zéro est donné par :

$$E_2 = \frac{Q_{rr} \left[V_{CC} \cdot \frac{di}{dt} \cdot t_{rr}^2 + 2 \left(\frac{di}{dt} \cdot L_f - V_{CC} \right) \cdot Q_{rr} \right]}{\frac{di}{dt} \cdot t_{rr}^2} \quad (4.7)$$

Nous obtenons les pertes totales par commutations de la diode en sommant les deux.

$$P_{sw} = (E_1 + E_2) \cdot f_{sw} \quad (4.8)$$

L'ensemble du calcul des pertes des IGBTs (et de leurs diodes) est fait à l'aide du logiciel de simulation Matlab/Simulink et de la librairie SimPowerSystems. Le Tableau 4.2 résume les pertes calculées pour l'interrupteur FGH60N60SMD. On y retrouve les pertes combinées de la diode et de l'IGBT par conduction (P_{cond}), par commutation (P_{sw}), ainsi que les pertes totales du pont d'interrupteur au complet (P_{tot}), pour différente tension de ligne (V_{AC}).

Tableau 4.2 Sommaire des pertes pour l'IGBT FGH60N60SMD

V_{AC} (V)	P_{COND} (W)	P_{sw} (W)	P_{tot} (W)
187	26.5	11.7	153
208	23.3	10.4	134.8
240	18.5	8.5	108
276	15	7.5	90

Les pertes ont également été calculées pour l'interrupteur IKW75N60T du fabricant *Infineon*. Elles sont présentées ici, dans le Tableau 4.3.

Tableau 4.3 Sommaire des pertes pour
l'IGBT IKW75N60T

V_{AC} (V)	P_{COND} (W)	P_{sw} (W)	P_{tot} (W)
187	18	24	170
208	15	21	143
240	12.5	18	120
276	10	15.5	100

À la lumière des calculs de pertes effectuées, nous constatons que l'interrupteur d'*Infineon* est plus optimisé pour réduire les pertes par conduction, alors que celui de *Fairchild Semiconductor* l'est pour réduire les pertes pas commutation. Au final, nous choisissons donc le FG60N60SMD puisque les pertes totales sont plus faibles.

4.2 Calcul de l'élévation de température

Le calcul de l'élévation de température, menant à la sélection du radiateur, nous montre qu'un seul des IGBT choisis n'est pas suffisant, et pour un boîtier TO-247, nous approchons de la limite des semi-conducteurs disponible. Nous choisissons donc de mettre deux IGBT en parallèle. Puisque le coefficient de température sur la tension V_{CE} en fonction du courant est positif, il est possible de mettre ces IGBT en parallèle sans risquer un déséquilibre du courant entre les deux interrupteurs. La diode étant dans le même boîtier que l'IGBT, nous pouvons supposer que son coefficient de température négatif ne devrait pas causer de déséquilibre de courant trop important. Seulement le pire cas est calculé de nouveau pour obtenir les pertes maximales pour deux interrupteurs en parallèle.

Tableau 4.4 Pertes par diode/IGBT pour le calcul
de l'élévation thermique

V_{AC} (V)	P_{DIODE} (W)	P_{IGBT} (W)	P_{tot} (W)
187	9	8	136

On note que les pertes totales ne diminuent que très peu, même si le nombre de semi-conducteurs a doublé. Toutefois, puisque chaque interrupteur doit évacuer une quantité d'énergie beaucoup plus faible, la sélection d'un radiateur plausible est maintenant possible.

Un calcul préliminaire unidimensionnel nous permet de savoir approximativement la résistance thermique nécessaire du radiateur. Ce faisant, nous négligeons les variations de température à la surface du radiateur.

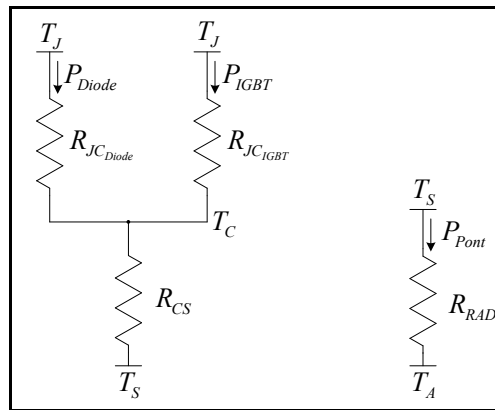


Figure 4.5 Résistances thermiques équivalente du redresseur

La température du boîtier est gouvernée par les pertes de la diode, puisqu'elle produit la plus importante différence de température :

$$\begin{aligned}
 T_C &= T_J - R_{JC_{Diode}} \cdot P_{Diode} & \text{ou} & & T_C &= T_J - R_{JC_{IGBT}} \cdot P_{IGBT} \\
 &= 100 - 1.1 \cdot 9 & & & &= 100 - 0.25 \cdot 8 \\
 &= 90^\circ\text{C} & & & &= 98^\circ\text{C}
 \end{aligned}
 \tag{4.9}$$

Les pertes combinées de la diode et de l'IGBT nous permettent ensuite de déterminer la température à la surface du radiateur :

$$\begin{aligned}
 T_S &= T_C - R_{CS} \cdot (P_{Diode} + P_{IGBT}) \\
 T_S &= 90 - 1 \cdot (9 + 8) \\
 T_S &= 73^\circ\text{C}
 \end{aligned}
 \tag{4.10}$$

La résistance thermique maximale du radiateur pour garantir la température de jonction de 100°C est finalement calculée. Nous rappelons que les pertes d'un interrupteur doivent être

multipliées par huit pour avoir les pertes du pont en entier puisque nous avons utilisé deux IGBT avec diode en parallèle par interrupteur.

$$R_{RAD} = \frac{T_S - T_A}{8 \cdot (P_{IGBT} + P_{Diode})}$$

$$R_{RAD} = \frac{73 - 40}{8 \cdot (8 + 9)} \quad (4.11)$$

$$R_{RAD} = 0.25^\circ\text{C}/\text{W}$$

Nous avons calculé au chapitre précédent que le DAB a besoin d'un radiateur ayant une résistance thermique de $0.5^\circ\text{C}/\text{W}$. La même extrusion est donc utilisée, moyennant une division du pont du redresseur en deux groupes de quatre interrupteurs, chaque groupe se voyant attribuer un radiateur de résistance thermique de $0.5^\circ\text{C}/\text{W}$.

Tableau 4.5 Paramètres du calcul d'élévation de température du redresseur

Résistance thermique			
Jonction-Boitier (Diode)	$R_{JC_{Diode}}$	1.1	[$^\circ\text{C}/\text{W}$]
Jonction-Boitier (IGBT)	$R_{JC_{IGBT}}$	0.25	
Boitier-Radiateur (mica isolateur)	R_{CS}	1	
Radiateur	R_{RAD}	0.5	
Température			
Jonction du semi-conducteur	T_J	100	[$^\circ\text{C}$]
Interface du boitier de l'interrupteur	T_C	90	
Interface du radiateur	T_S	73	
Ambiante	T_A	40	

4.3 Conception de l'inductance

Tel que mentionné précédemment, l'inductance de ligne est divisée en deux inductances de $500\mu\text{H}$ chacune, afin de protéger les interrupteurs contre les surtensions transitoires dangereuses du réseau. La méthode de conception de ces éléments magnétiques diffère de

celle utilisée pour l'inductance du DAB. Le courant de ligne est constitué de deux composantes, soit une valeur moyenne variant dans le temps sur une période du réseau et une oscillation de moindre amplitude à la fréquence de commutation. Nous considérons la valeur crête de courant de ligne comme étant la valeur continue maximale. Ce courant moyen impose au noyau magnétique l'accumulation d'une grande quantité d'énergie. De plus, l'amplitude de la variation du flux à la fréquence de commutation est relativement faible par rapport à la valeur moyenne du champ. L'utilisation de noyau magnétique avec entre fer distribué (noyau de poudre de fer) est donc le choix le plus approprié. Ce type de matériel a beaucoup plus de perte par courant de Foucault (perte fer) que la ferrite, mais offre une caractéristique de saturation beaucoup plus graduelle. L'énergie étant emmagasinée dans l'entre fer, la distribution de celui-ci à travers le noyau permet généralement une réduction de la taille de l'inductance. Les caractéristiques du noyau sélectionné sont présentées au Tableau 4.6.

Tableau 4.6 Spécifications du noyau de poudre de l'inductance.
Tirée des spécifications du T400-34D

Section équivalente du noyau	A_e	6.85	[cm ²]
Volume équivalent	V_e	171	[m ³]
Longueur moyenne du chemin magnétique	L_e	25	[cm]
Dimensions de la ferrite			
Diamètre externe	OD	10.2	[cm]
Diamètre interne	ID	5.72	[cm]
Épaisseur	T	33	[cm]
Perméabilité relative initiale	μ_i	33	[-]

La conception de l'inductance est effectuée à l'aide du logiciel de la compagnie *Micrometals*, manufacturier du noyau magnétique choisi. Le résultat de la conception est résumé au Tableau 4.7.

Tableau 4.7 Résultats de conception de l'inductance

Inductance	500	[μH]
Résistance d'enroulement	25	[$\text{m}\Omega$]
Courant efficace	32	[A]
Noyaux de poudre	T400	[-]
Matériel	-34D	[-]
Nombre de noyaux empilés	2	[noyaux]
Densité de flux crête	28	[mT]
Perte cuivre	24	[W]
Perte fer	3.28	[W]
Élévation de température	30.7	[$^{\circ}\text{C}$]
Entre fer	0	[mm]
Paramètre A_L	220	[nH/t^2]
Perméabilité relative initiale	33	[-]
Perméabilité relative minimum	18.7	[-]
Nombre de tours	66	[tour]
Calibre du fil	9	[AWG]
Nombre de fils en parallèle	2	[-]
Facteur de remplissage	34	[%]

La caractéristique de saturation des noyaux de poudre provoque une inductance fortement variable en fonction du niveau moyen de champ magnétique (proportionnel au niveau moyen de courant). La Figure 4.6 illustre cette variation de la valeur inductive en fonction du courant continu imposé, pour la conception à partir de deux noyaux empilés présenté au Tableau 4.7.

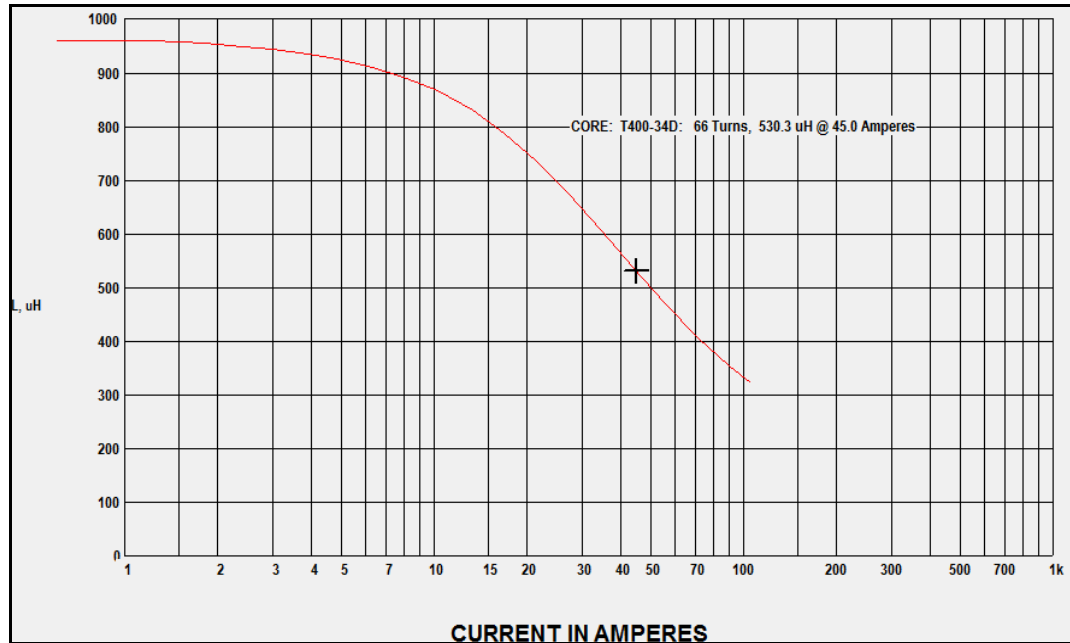


Figure 4.6 Variation de l'inductance en fonction du niveau moyen de courant
Résultat obtenu à partir du logiciel de conception de *Micrometals*

4.4 Simulation

La conception du redresseur actif est vérifiée à l'aide de la simulation complète du modèle sous Matlab/Simulink et SimPowerSystems. La simulation est utilisée pour valider la sélection des éléments réactifs et pour optimiser les contrôleurs de tension et courant. La commande du convertisseur est discrétisée avec un pas de calcul de $25\mu\text{s}$, soit le même que celui utilisé pour l'implémentation de la commande sur la plateforme de contrôle numérique. La discrétisation à $25\mu\text{s}$, la moitié d'une période de commutation du redresseur, permet d'effectuer un double échantillonnage du système et donc deux mises à jour de la valeur de sortie par période de commutation. Ceci permet de réduire le taux de distorsion harmonique du courant de ligne, tel que décrit par Dehbonei, Borle et Nayar (2001).

Les résultats de simulation des Figure 4.8 et Figure 4.9 montrent l'évolution des grandeurs d'intérêts du convertisseur, soit la tension de charge, le courant de charge, la tension de ligne et le courant de ligne. La tension du réseau est fixée à 208V. Sur la Figure 4.8, nous effectuons un échelon de charge, faisant passer le courant de sortie de 50% à 100%, soit

d'environ 7A à 14A. Sur la Figure 4.9, le convertisseur passe du mode source, alors que l'énergie est consommée du réseau, au mode charge, pour injecter l'énergie sur le réseau. Il revient finalement au mode charge à 0.8s. La transition d'un mode de fonctionnement à l'autre est marquée par l'inversion de la phase du courant de ligne par rapport à la tension du réseau.

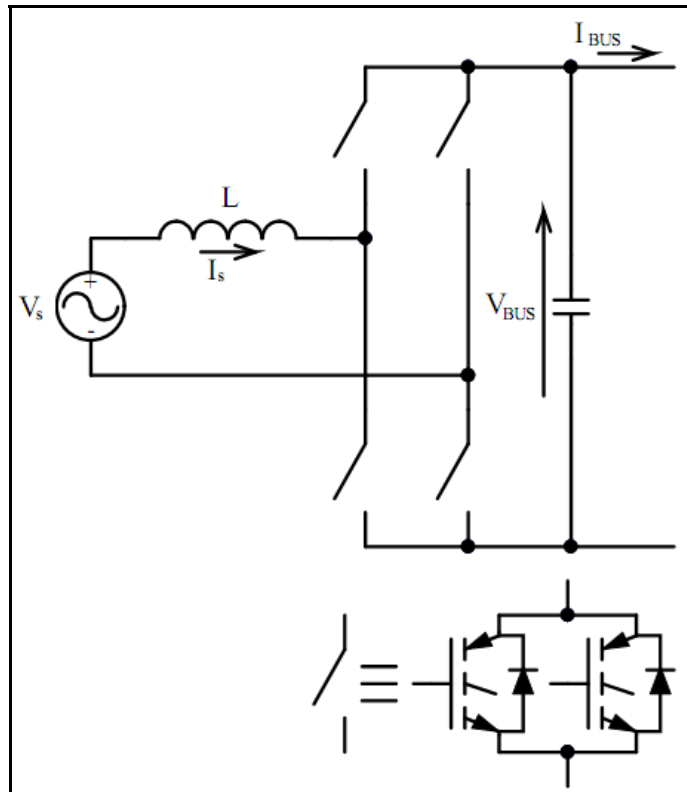


Figure 4.7 Schéma du redresseur actif

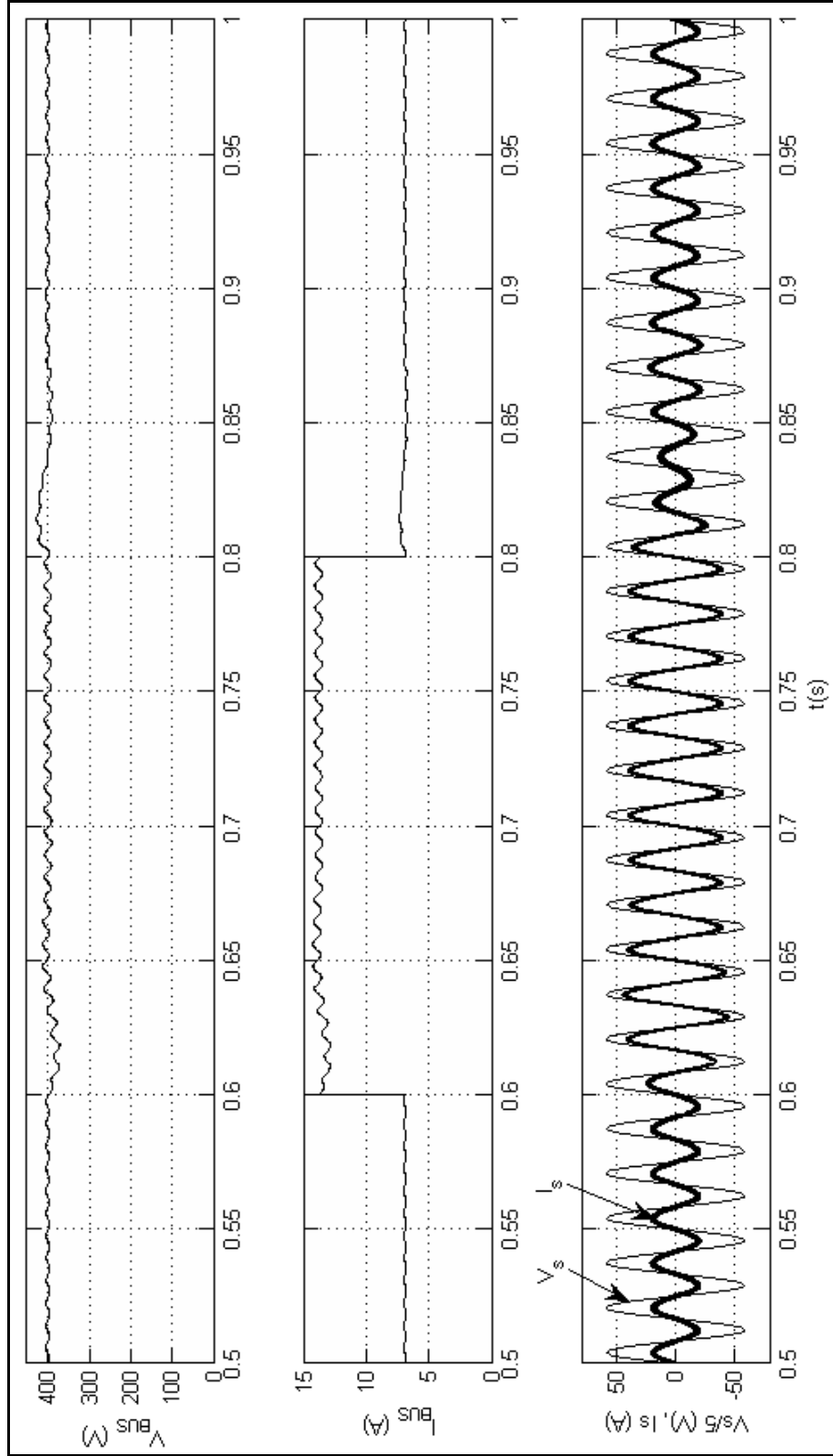


Figure 4.8 Résultat de simulation d'un saut de charge de 7A à 14A

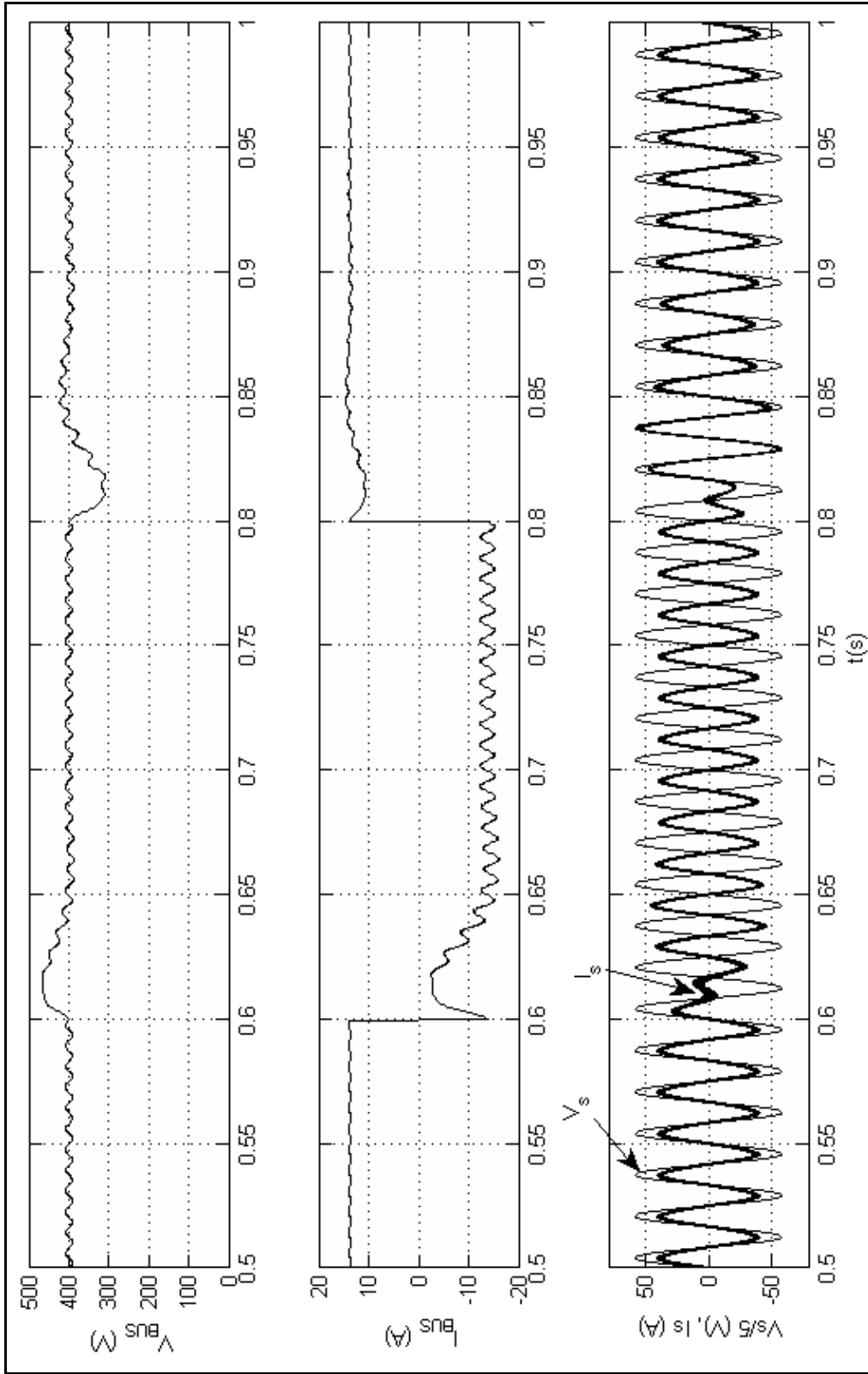


Figure 4.9 Résultat de simulation d'une variation de charge de +14A à -14A

4.5 Expérimentation

La Figure 4.10 montre le démarrage du système. Une fois le bus de sortie chargé à la valeur crête du réseau, l'asservissement de la tension de sortie s'enclenche. La référence de tension est graduellement augmentée pendant environ 200ms, jusqu'à la valeur nominale. Il s'agit d'un démarrage sans charge. Le signal numérique S_a définit la fin de la séquence de démarrage. Il n'est utilisé qu'à titre de repère.

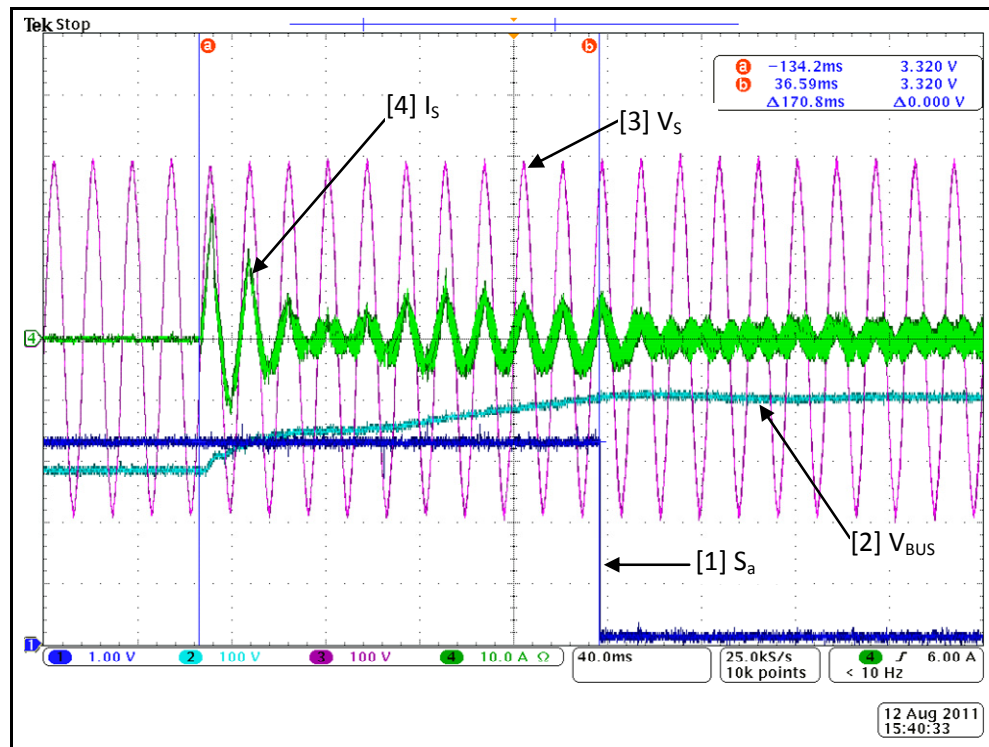


Figure 4.10 Démarrage du redresseur actif

Sur la Figure 4.11, une charge de 5A (soit 40% de la charge nominale) est appliquée à la sortie CC du redresseur. Le contrôleur ajuste l'amplitude du courant de ligne nécessaire pour asservir la tension de sortie. La charge de 5A est ensuite retirée, laissant le convertisseur fonctionner sans charge comme le montre la Figure 4.12.

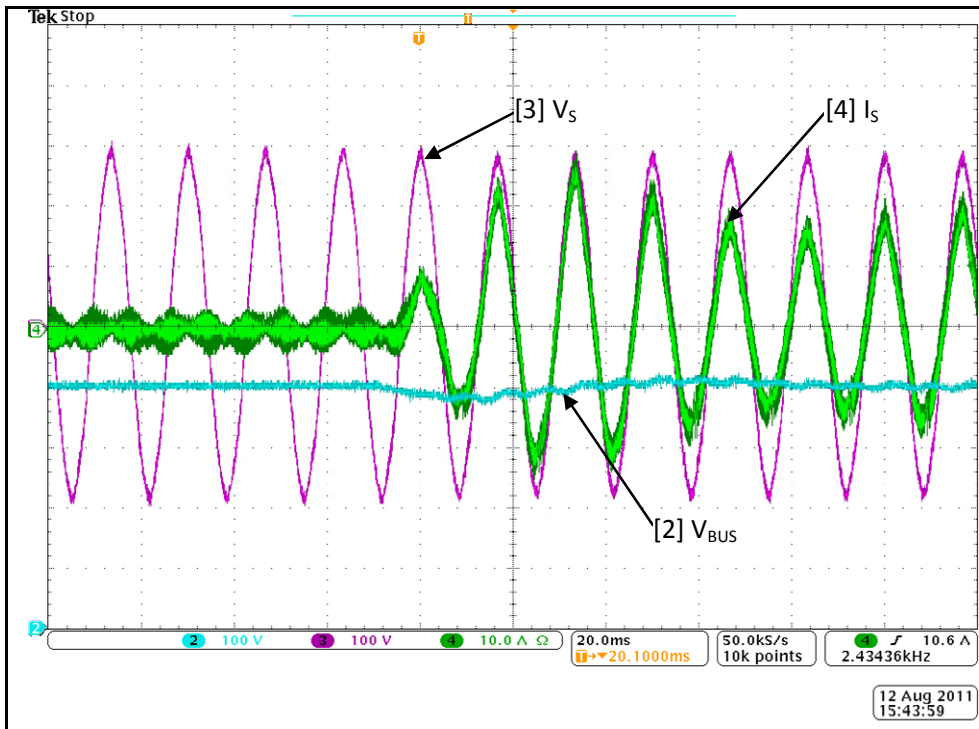


Figure 4.11 Formes d'ondes montrant une variation de charge de 0A à 5A

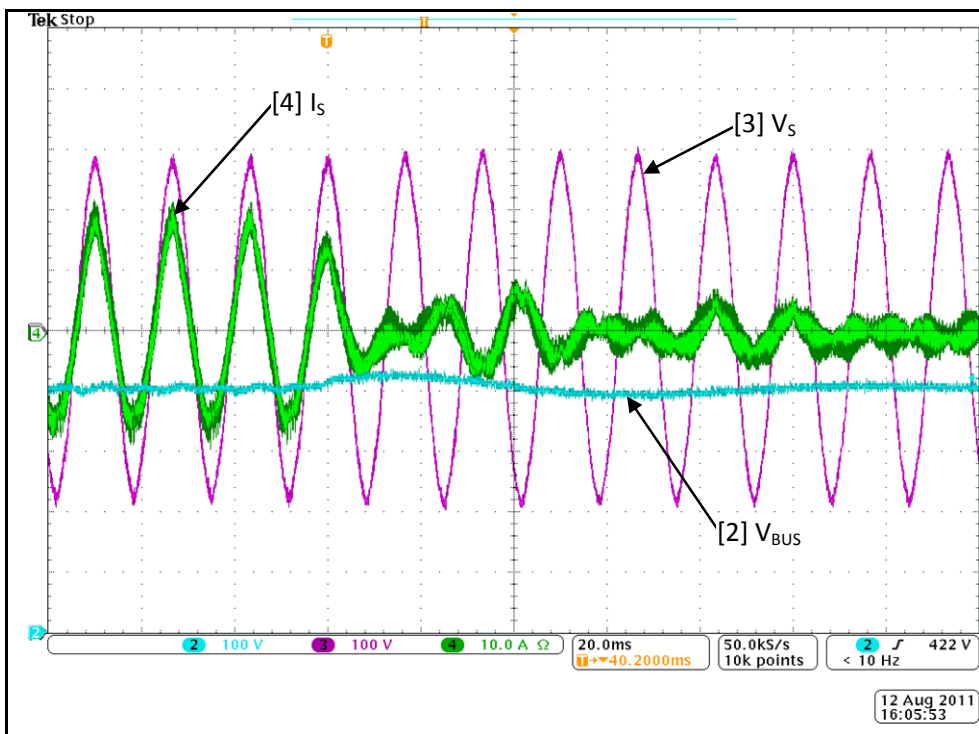


Figure 4.12 Formes d'ondes montrant une variation de charge de 5A à 0A

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la conception du redresseur actif a été présentée et discutée. Les éléments réactifs ont été dimensionnés. La conception de l'inductance, avec l'aide du logiciel de Micrometals© a été présentée. Nous avons également présenté en détail la méthode de calcul des pertes des interrupteurs IGBT, tant par commutation que par conduction, avec l'aide de la simulation complète sous Matlab. Les simulations de la dynamique du convertisseur, avec des échelons de charge et une inversion du sens de l'écoulement de l'énergie, ont été effectuées. Nous avons ensuite présenté les résultats expérimentaux du redresseur, lors du démarrage et sous un échelon de charge. Les essais pratiques du redresseur en mode charge n'ont cependant pas été traités dans ce chapitre. Ils le seront au chapitre suivant, portant sur le fonctionnement du système complet.

CHAPITRE 5

SYSTÈME COMPLET : SIMULATION ET EXPÉRIMENTATION

La charge active conçue est composée de trois modules. Le premier, le redresseur actif, sert de lien de connexion à facteur de puissance unitaire avec le réseau. Le deuxième, le DAB, assure une isolation galvanique à haute fréquence. Le dernier module, le convertisseur entrelacé, asservit la connexion avec l'unité sous test selon les paramètres de courant et tension spécifiés par l'utilisateur. Dans les chapitres précédents, nous avons décrit le fonctionnement et détaillé la conception du redresseur actif et du DAB. Nous allons à présent faire la combinaison des deux systèmes.

5.1 Simulation

Le couplage des deux systèmes est d'abord vérifié en simulation. Au chapitre 1, nous avons mentionné les possibles problèmes de stabilité au niveau du bus CC de 400V. Nous allons donc vérifier la stabilité du système pour différentes conditions de fonctionnement, tant pour le mode charge que le mode source. Dans un premier temps, nous présentons les résultats de simulation avec système de contrôle découplé, c'est-à-dire sans correction de la sortie du contrôleur de tension du redresseur par la sortie du contrôleur de tension du DAB (voir chapitre 2). La tension du réseau est de 208V sur l'ensemble des simulations. Nous présentons ci-après les résultats obtenus pour le système sans couplage des commandes. La charge passe de 15A à 50A puis revient à 15A sur la Figure 5.2. Ensuite, le système réagit à l'inversion du sens d'écoulement de l'énergie. On passe du mode « source » au mode « charge » pour ensuite revenir au mode « source » sur la Figure 5.3. L'oscillation sur le bus CC est notable lors des échelons de charge, quoique très respectable. Des sauts de charge répétés à l'intérieur de ce délai pourraient toutefois créer des oscillations indésirables. L'inversion du mode de fonctionnement provoque par contre une variation plus dangereuse du bus de 400V.

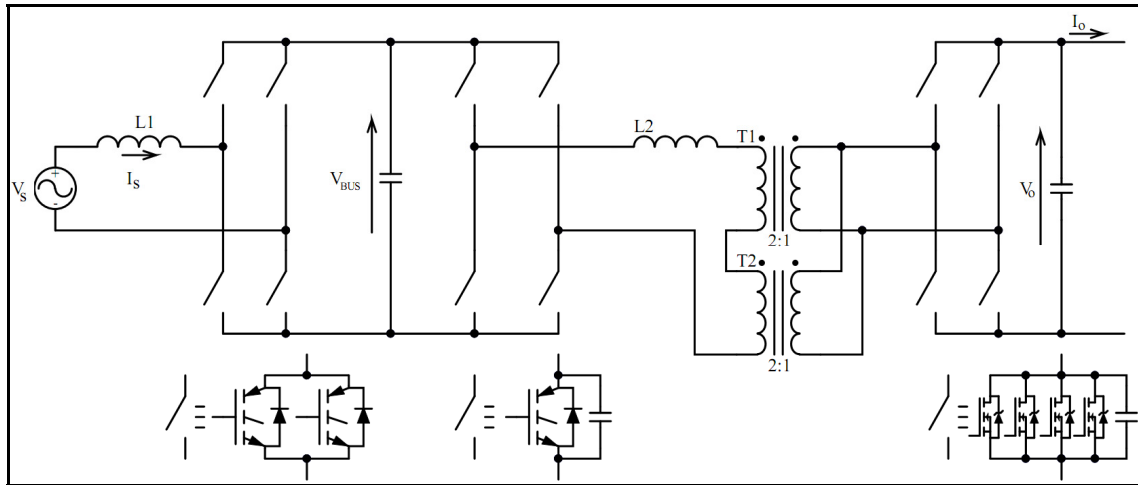


Figure 5.1 Module de connexion réseau avec point de mesure des simulations et expérimentations

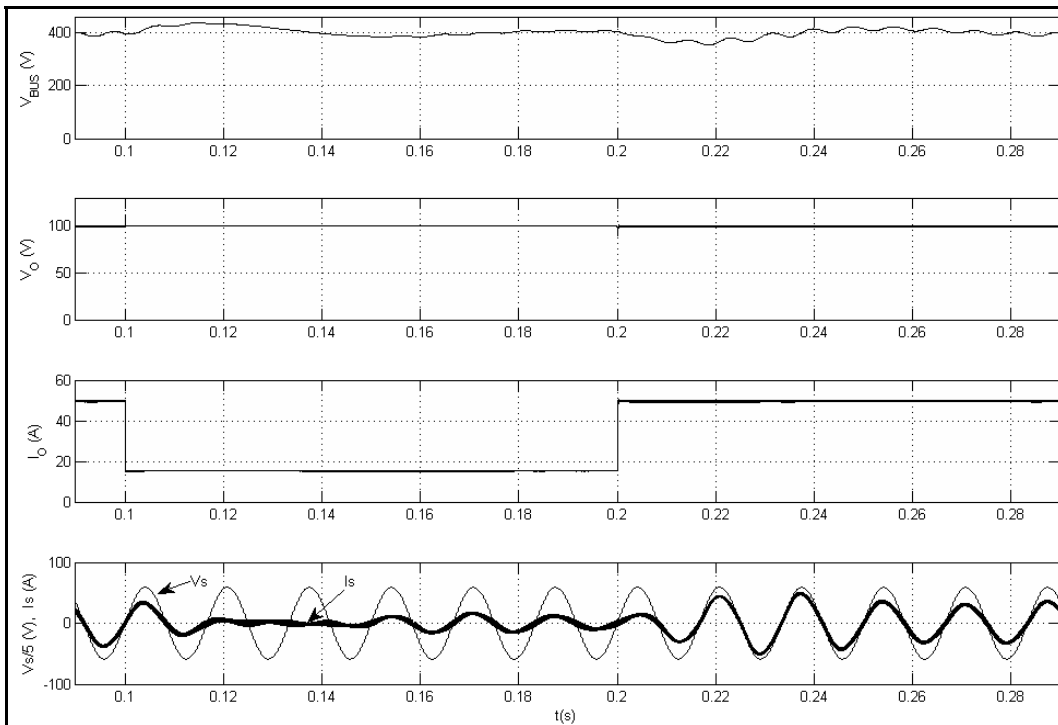


Figure 5.2 Résultats de simulation pour un saut de charge de 15A à 50A sans compensation

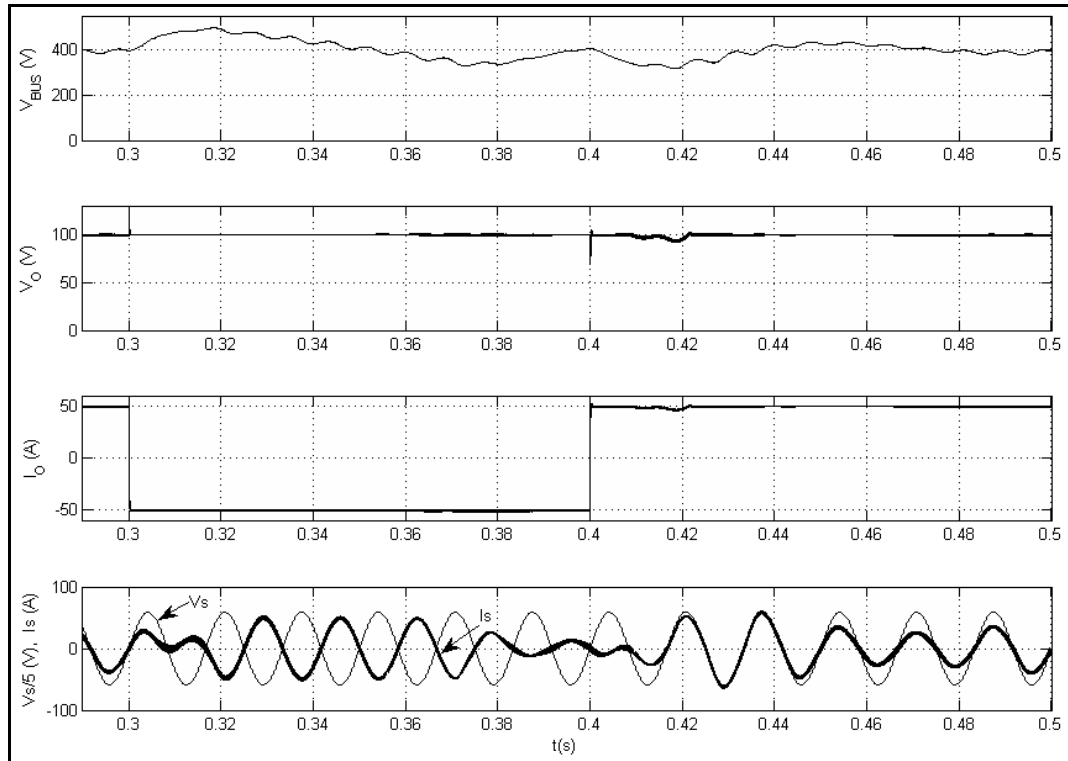


Figure 5.3 Résultats de simulation pour un saut de charge de -50A à 50A sans compensation

Les Figure 5.4 et Figure 5.5 montrent à présent les résultats obtenus pour l'asservissement du redresseur avec l'addition d'une composante du contrôleur du DAB. Les mêmes échelons de charge sont effectués. Nous constatons, sans surprise, que la correction du niveau CC de 400V est beaucoup plus rapide avec l'action du contrôleur du DAB. En effet, l'oscillation du bus est à peine visible. Le terme de correction ajouté est donc particulièrement efficace.

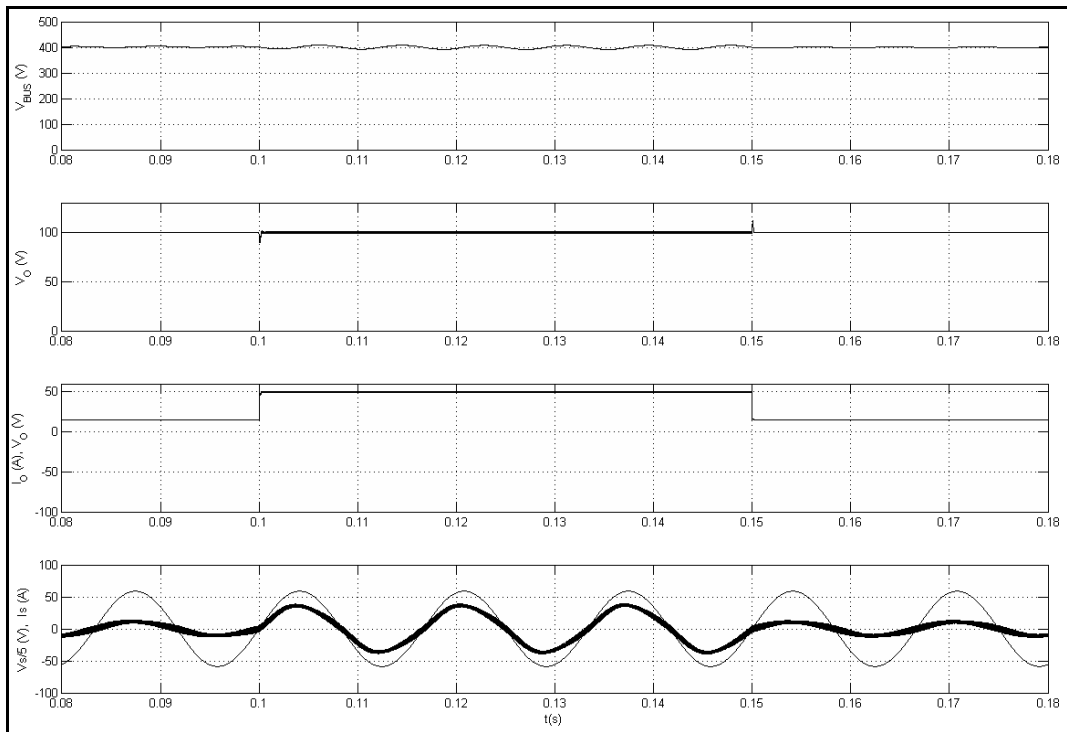


Figure 5.4 Résultats de simulation d'un saut de charge de 15A à 50A avec compensation

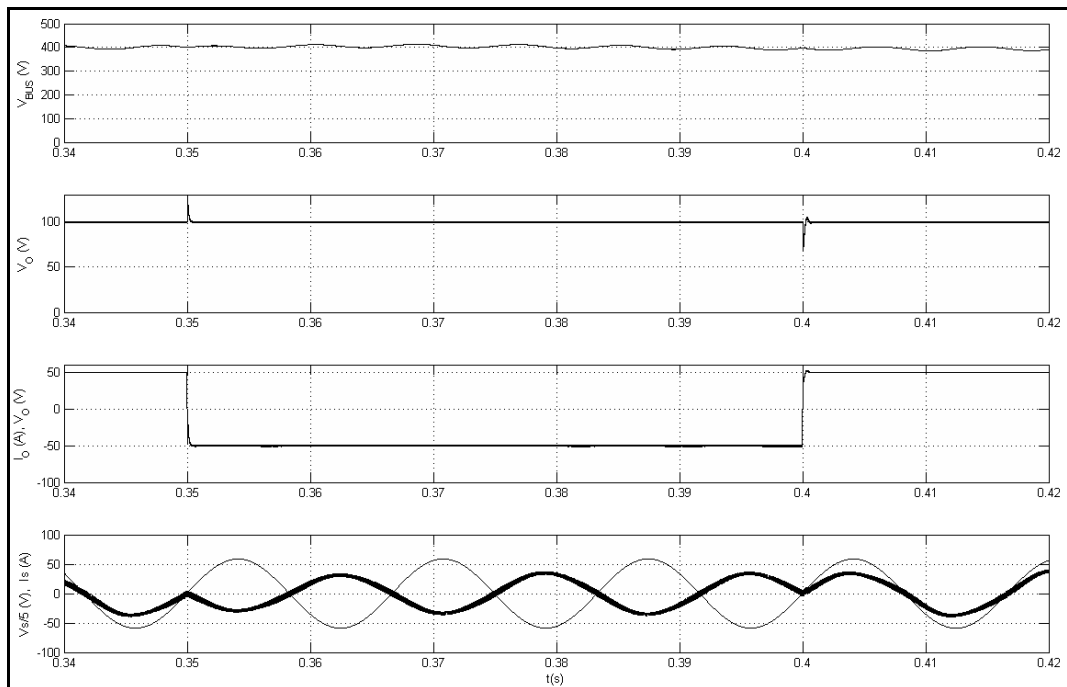


Figure 5.5 Résultats de simulation pour un saut de charge de -50A à 50A avec compensation

5.2 Expérimentation

La tension du réseau est de 208V. La Figure 5.6 montre le fonctionnement du système en mode source, où une puissance de 4kW est délivrée à la charge sur la sortie 100V du DAB.

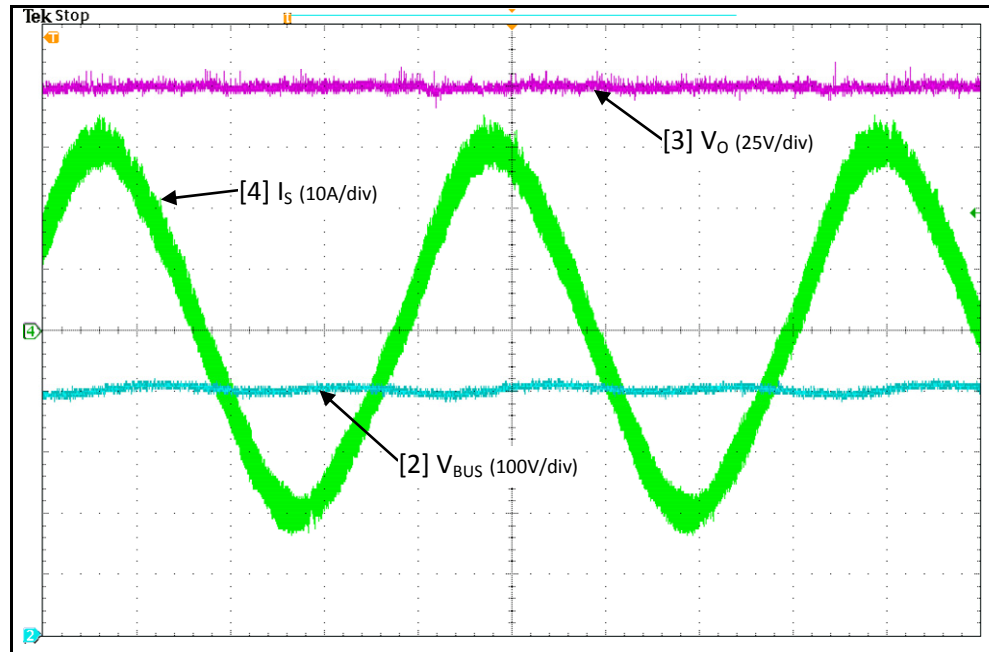


Figure 5.6 Fonctionnement en mode source à 4 kW

Sur la Figure 5.7, le système subit un échelon de 1.5kW à 4kW, soit 15A à 40A à la sortie du DAB. On voit l'interaction sur le bus de 400V, soit une ondulation de la tension. Toutefois, le système se stabilise rapidement, alors que le courant de ligne augmente pour corriger la valeur du bus à courant continu.

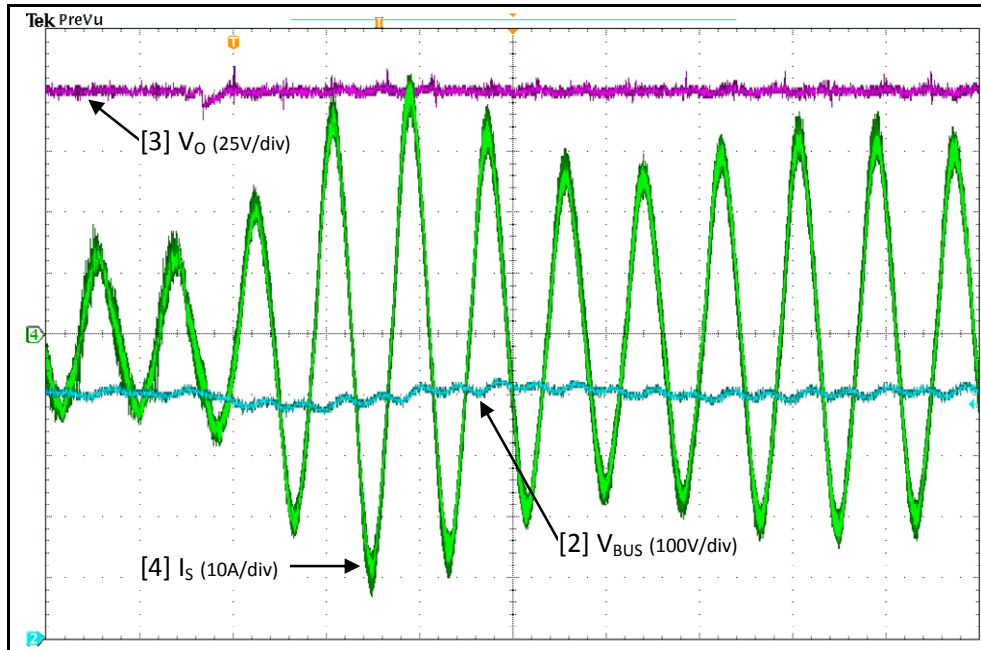


Figure 5.7 Saut de charge de 15A à 40A

Sur la Figure 5.8, la charge est diminuée et ramenée de 40A à 15A. Nous voyons qu'au moment du saut de charge, environ 20ms avant le centre l'écran, la tension du bus de sortie semble fortement bruitée. Il s'agit en fait de l'arrêt des pulses, tel que discuté au chapitre 2, au point 2.3.2. L'asservissement du DAB demande un angle de commande inférieur à la limite fixée, créant ainsi une oscillation entre l'arrêt et le redémarrage des pulses.

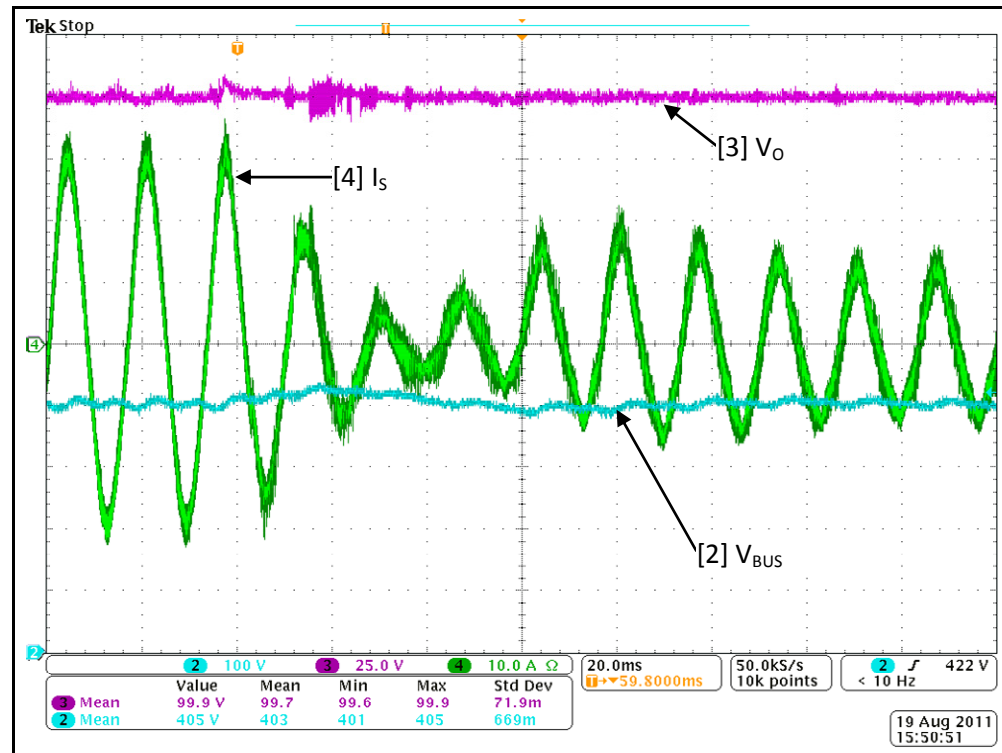


Figure 5.8 Formes d'onde montrant une variation de charge de 40A à 15A

Les résultats expérimentaux du système en mode de fonctionnement charge sont présentés aux Figure 5.9 et Figure 5.10. L'injection de courant dans le réseau est confirmée par l'opposition de phase du courant par rapport à la tension de la ligne. Sur la Figure 5.9, alors que le courant entrant du côté 100V est de 15A, on note que l'oscillation de la tension du bus de 400V à 120Hz est davantage apparente sur la tension de sortie. L'ondulation basse fréquence n'est toutefois pas exactement de 120Hz, mais quelque peu plus élevée. La commande du DAB doit donc être légèrement oscillatoire à ce point de fonctionnement, probablement excité par l'ondulation 120Hz du bus de 400V.

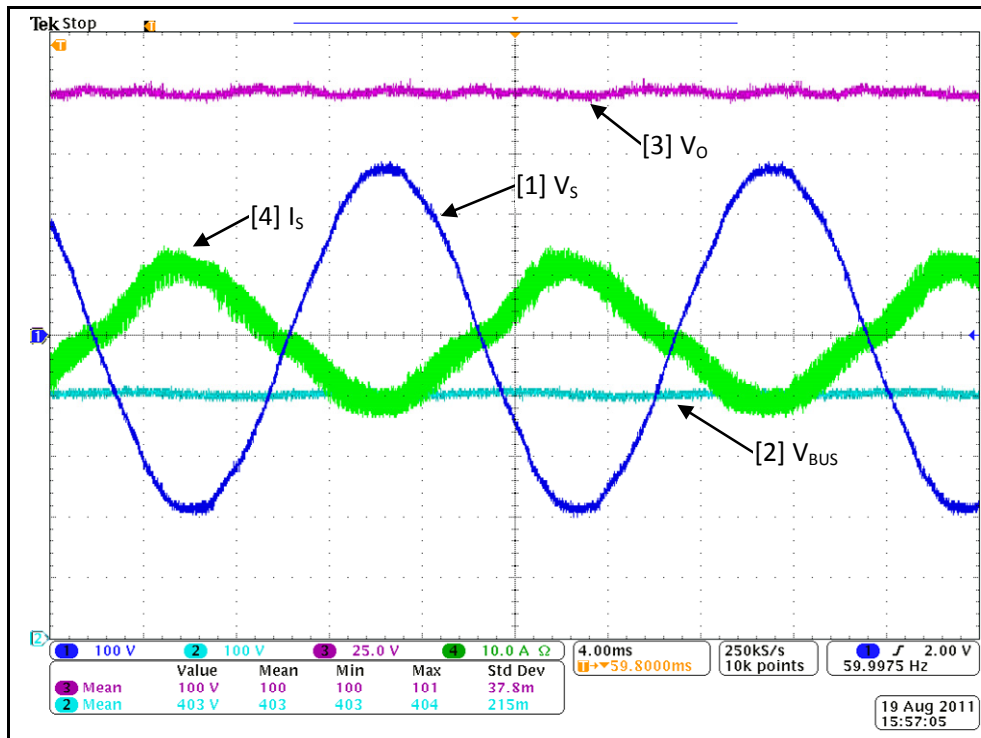


Figure 5.9 Formes d'onde montrant le fonctionnement en mode charge à 15A

Sur la Figure 5.10, par contre, l'ondulation basse fréquence semble s'être atténuée, confirmant en quelque sorte notre supposition de l'oscillation de la commande du DAB. Le courant est maintenant de 30A sur le bus 100V du DAB. De plus, en comparant ce mode de fonctionnement avec le mode source, tel que présenté à la Figure 5.6, nous constatons une atténuation du bruit haute fréquence sur le bus de 100V. En effet, puisque le secondaire du DAB est maintenant en avance de phase, il bénéficie d'une commutation plus douce, tel que nous l'avons vu au chapitre 3, au point 3.1.2.

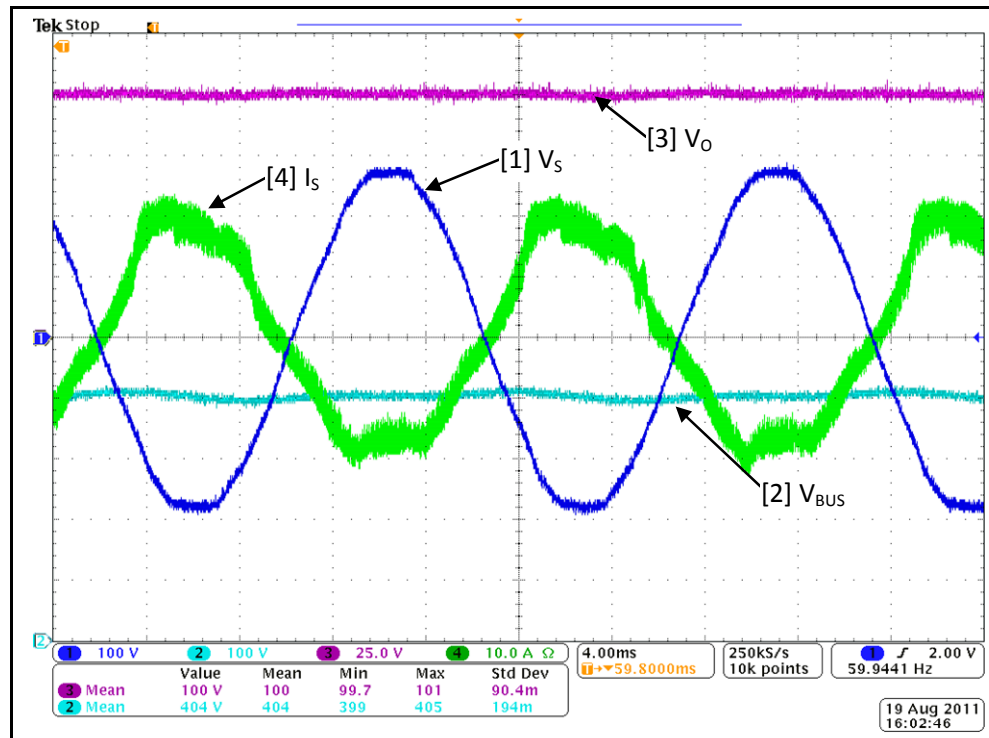


Figure 5.10 Fonctionnement en mode charge à 30A

L'implémentation de la commande avec compensation du redresseur n'a pas été effectuée sur le montage physique. Cette étape pourra être complétée lors de futurs travaux sur le prototype. Les tableaux suivants détaillent les performances du module de connexion réseau pour des tensions de réseau de 180V, 220V et 260V. L'ondulation sur le bus de 400V et la tension de sortie sont des mesures efficaces. Le rendement η est calculé à l'aide de l'équation (5.1). La tension V_O est fixe à 100V.

$$\eta = \frac{I_O \cdot V_O}{P_{AC}} \quad (5.1)$$

Tableau 5.1 Performances du module de connexion réseau en mode source.
Tension de réseau de 180V

Charge		Ondulation		THD _[Is]	FP	I _s	P _{AC}	Q	S	η
		V _O	V _{BUS}							
[%]	[A]	[V]	[V]	[%]	[-]	[A]	[W]	[VAR]	[VA]	[%]
0	0	1.74	1.1	66	0.66	0.7	79.8	8.3	122.2	-
40	19.5	0.9	2.18	3	0.999	12.1	2174	13	2176	89.7
50	25	1.15	2.78	3	0.998	15.7	2824	27	2828	88.5
77	38.5	2	4.45	3.3	0.999	24.6	4387	87	4393	87.8

Tableau 5.2 Performances du module de connexion réseau en mode source.
Tension de réseau de 220V

Charge		Ondulation		THD _[Is]	FP	I _s	P _{AC}	Q	S	η
		V _O	V _{BUS}							
[%]	[A]	[V]	[V]	[%]	[-]	[A]	[W]	[VAR]	[VA]	[%]
0	0	1.6	1.1	160	0.38	0.9	73	3	193	-
40	19.5	1	2.12	4.1	0.998	9.7	2135	5	2139	91.3
50	25	1.22	2.7	3.5	0.998	12.7	2777	9	2784	90.0
77	38.5	1.95	4.5	3.5	0.998	19.7	4309	34	4316	89.3

Tableau 5.3 Performances du module de connexion réseau en mode source.
Tension de réseau de 260V

Charge		Ondulation		THD _[Is]	FP	I _s	P _{AC}	Q	S	η
		V _O	V _{BUS}							
[%]	[A]	[V]	[V]	[%]	[-]	[A]	[W]	[VAR]	[VA]	[%]
0	0	1.65	1.08	200	0.24	1.2	69	7.4	300	-
40	19.5	0.99	2.2	13.4	0.990	8.2	2119	5	2141	92.0
50	25	1.22	2.82	9.5	0.993	10.7	2751	2	2769	90.9
77	38.5	1.96	4.93	5.8	0.997	16.5	4268	19	4281	90.2

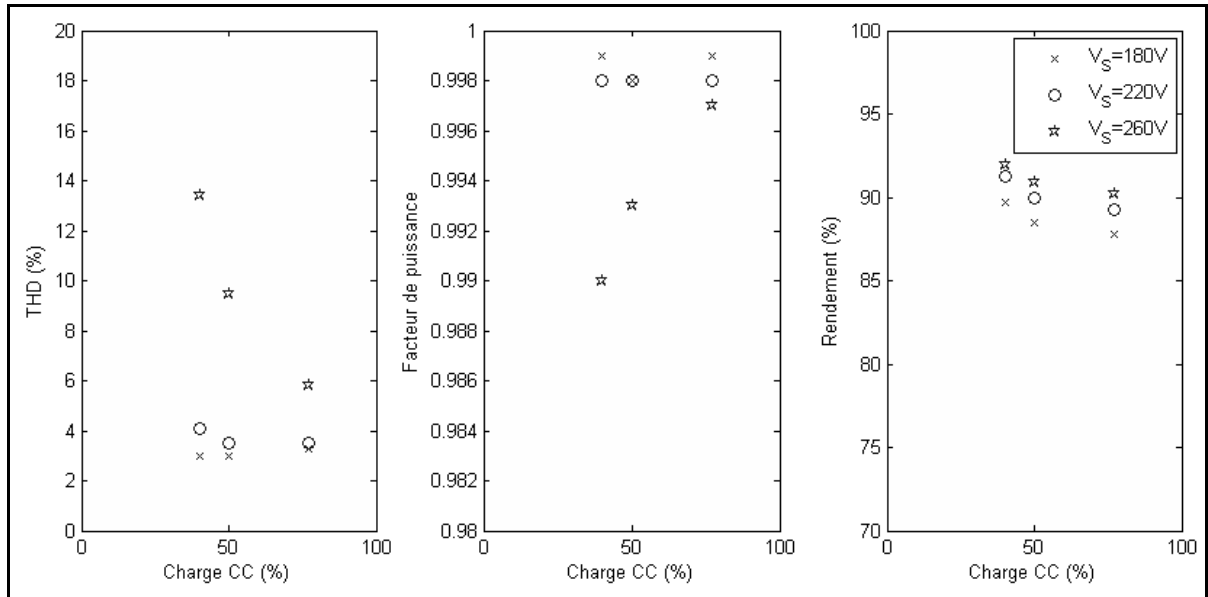


Figure 5.11 Taux de distorsion harmonique et facteur de puissance du courant et rendement du système.

5.3 Conclusion

Ce dernier chapitre a été consacré à la présentation des résultats obtenus pour le système complet, aussi bien en simulation qu'en pratique. Nous avons vérifié la régulation du bus de sortie à courant continu pour des sauts de charge et pour un changement abrupt de direction de l'écoulement de l'énergie. Le fonctionnement sans compensation présente une certaine oscillation sur le bus de 400V. L'ajout de la sortie du régulateur de tension du DAB à la référence d'amplitude du courant de ligne, tel qu'expliqué au chapitre 2, est vérifié en simulation. Toutefois, l'implantation sur le montage pratique est laissée comme travaux futurs. Avec cette méthode, nous avons pu confirmer que l'asservissement du bus de 400V est insensible aux variations de charge, le courant de ligne étant augmenté en anticipant la variation de bus.

CONCLUSION

L'objectif du projet élaboré dans le cadre de cette recherche était de faire l'optimisation de la conception et les tests expérimentaux d'un module de connexion réseau à faible répercussion sur celui-ci et de produire un bus de tension continue isolé et bidirectionnel. Le côté CC de ce module était dédié à être raccordé sur un émulateur de charge, lequel n'a pas été traité dans ce mémoire.

L'étude des topologies traitées dans la littérature nous a amenés à choisir le pont double actif (DAB) pour faire l'isolation haute fréquence et l'ajustement du niveau de tension de sortie. La connexion réseau a été confiée à un redresseur actif standard, fonctionnant en mode complémentaire (deux niveaux). Certaines topologies auraient permis d'effectuer du même coup la conversion CA-CC et l'isolation galvanique. Une telle stratégie aurait réduit la taille des inductances de ligne, mais augmenté considérablement le dimensionnement du convertisseur CC-CC. En effet, le courant efficace du DAB, devenant en très grande partie réactif, aurait augmenté approximativement du double la puissance véhiculée par ce dernier. La sélection de deux topologies indépendantes optimisée semblait donc beaucoup plus justifiable, d'autant plus que la modularité d'une telle structure avait déjà été traitée dans le passé (Krishnamurthy, 2008). Les résultats obtenus ont confirmé que le module ainsi développé est à la hauteur des attentes.

Les essais expérimentaux ont montré que le circuit de mesure de la tension de sortie a causé l'apparition d'un pôle additionnel dans la réponse fréquentielle de la régulation de la tension de sortie v_o . Puisque la fréquence de coupure de ce circuit de rétroaction avoisine celle du convertisseur, la marge de phase est grandement affectée. Une solution possible serait d'ajouter un zéro compensatoire dans le contrôleur PI. Toutefois, la dynamique de ce zéro ne serait pas nécessairement efficace vu la discrétisation du contrôleur à 40kHz. L'optimisation du circuit de mesure pourrait également repousser ce pôle une décade au-delà de la fréquence f_0 du DAB. De cette façon, l'impact sur la marge de phase serait négligeable et la réponse en fréquence bien meilleure.

Le schéma de contrôle utilisé pour le redresseur actif, soit les boucles de tension et courant imbriquées, impose une dynamique de régulation très lente sur la tension v_{BUS} . La modélisation a mis en évidence la problématique que représente la sélection des paramètres du PI. Il est inévitable de repousser le zéro de ce compensateur afin d'obtenir une réponse transitoire satisfaisante. Sans quoi, la sélection standard des paramètres (gain élevé et bande passante très faible) cause une réaction proportionnelle à l'erreur bien trop importante, allant jusqu'à inversé le sens de l'écoulement d'énergie sur un cycle, afin de corriger l'ondulation inévitable à 120Hz sur le bus. Cette dynamique très lente cause une interaction possible entre le DAB et le redresseur. Une compensation additionnelle a été proposée au deuxième chapitre et testée en simulation au cinquième chapitre. Bien que cette méthode de commande n'est pas été vérifié théoriquement à l'aide de la modélisation, nous avons pu constater les améliorations de la réponse transitoire du redresseur actif en simulation. Il est à noter qu'une implémentation sur le prototype de cette méthode devrait prendre en considération la zone morte du DAB, puisque l'oscillation de commande du régulateur de v_o aurait inévitablement des répercussions sur la régulation du courant de ligne.

Le point d'optimisation du DAB choisie présente certaines lacunes. Nous avons pu constater que l'ajout de la zone morte augmente considérablement l'ondulation du bus de sortie à faible charge. En acceptant des pertes par commutation à l'ouverture plus importantes, il serait possible de réduire la zone morte et avoir une commutation à zéro tension à la fermeture à plus faible charge. L'ondulation de la tension de sortie serait alors réduite. Les surtensions sur les MOSFET au secondaire, lorsque ce pont est en retard de phase, proviennent d'un manque de découplage efficace de l'inductance de fuite du bus v_o . Bien que ce soit un fonctionnement à commutation douce, les pentes de courant et tension en demeurent par moins élevées puisque le circuit résonnant est fortement chargé en énergie et que la transition s'opère très rapidement. Ce problème d'inductance de fuite vient en partie d'un mauvais choix de conception mécanique. Les deux bras du pont du secondaire ont été séparés sur deux circuits imprimés (PCB) indépendants et des condensateurs de découplage de faible valeur ont été placés localement dans l'idée de découpler l'inductance de fuite. Les deux PCB ont été relié par des raccords mécaniques et les condensateurs de filtrage de

l'ondulation haute fréquence disposé plus loin. Cette erreur est due à la considération que le convertisseur serait en commutation douce et donc que l'inductance de fuite nuirait dans une moindre mesure.

Malgré les limitations remarquées sur le prototype expérimental, nous pouvons conclure que le module de connexion réseau conçu dans le cadre de ce projet de recherche a rempli l'objectif initial. Ce but, rappelons-le, était de réguler un niveau de tension continue bidirectionnel en courant avec isolation galvanique depuis le réseau de distribution monophasé.

ANNEXE I

DÉVELOPPEMENT MATHÉMATIQUE

Systèmes d'équations du premier ordre utilisé pour la modélisation des convertisseurs.

Redresseur actif :

$$\begin{aligned}
 L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} &= -v_s + v_{A_1 A_2} & v_{A_1 A_2} &= \begin{cases} v_1 & \text{si } Q_1 \text{ et } Q_2 \text{ fermé} \\ -v_1 & \text{si } Q_1 \text{ et } Q_2 \text{ ouvert} \end{cases} \\
 &= s_1 \cdot v_1 - \overline{s_1} \cdot v_1 - v_s & \rightarrow \overline{s_1} &= 1 - s_1 \\
 &= v_1 (2s_1 - 1) - v_s
 \end{aligned} \tag{A I-1}$$

$$\begin{aligned}
 C_1 \cdot \frac{dv_1}{dt} &= i_{c1} = i_1 - i_1' & \rightarrow i_1' &= \begin{cases} i_{L1} & \text{si } Q_1 \text{ et } Q_2 \text{ fermé} \\ -i_{L1} & \text{si } Q_1 \text{ et } Q_2 \text{ ouvert} \end{cases} \\
 &= i_1 - s_1 \cdot i_{L1} + \overline{s_1} \cdot i_{L1} \\
 &= i_1 - i_{L1} (2s_1 - 1)
 \end{aligned} \tag{A I-2}$$

Convertisseur isolé, le DAB :

$$\begin{aligned}
 C_2 \cdot \frac{dv_2}{dt} &= i_{c2} = i_2 - i_2' & \rightarrow i_2' &= \begin{cases} m \cdot i_{L2} & \text{si } Q_1'' \text{ et } Q_2'' \text{ fermé} \\ -m \cdot i_{L2} & \text{si } Q_1'' \text{ et } Q_2'' \text{ ouvert} \end{cases} \\
 &= i_2 - s_1'' \cdot m \cdot i_{L2} + \overline{s_1''} \cdot m \cdot i_{L2} \\
 &= i_2 - m \cdot i_{L2} (2s_1'' - 1)
 \end{aligned} \tag{A I-3}$$

$$\begin{aligned}
 L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} &= m \cdot v_{D_1 D_2} - v_{B_1 B_2} & \rightarrow v_{D_1 D_2} &= \begin{cases} v_2 & \text{si } Q_1'' \text{ et } Q_2'' \text{ fermé} \\ -v_2 & \text{si } Q_1'' \text{ et } Q_2'' \text{ ouvert} \end{cases} \\
 &= m \cdot v_2 (2s_1'' - 1) - v_1 (2s_1' - 1) & \rightarrow v_{B_1 B_2} &= \begin{cases} v_1 & \text{si } Q_1' \text{ et } Q_2' \text{ fermé} \\ -v_1 & \text{si } Q_1' \text{ et } Q_2' \text{ ouvert} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{A I-4}$$

$$\begin{aligned}
 i_1 &= \begin{cases} i_{L_2} & \text{si } Q'_1 \text{ et } Q'_2 \text{ fermé} \\ -i_{L_2} & \text{si } Q'_1 \text{ et } Q'_2 \text{ ouvert} \end{cases} \\
 &= i_{L_2}(2s'_1 - 1)
 \end{aligned} \tag{A I-5}$$

Développements d'équations pour le modèle moyen du DAB. Ci-après, l'expression de la puissance transférée en fonction de l'angle de phase :

$$\begin{aligned}
 P &= \left\langle v' \cdot i_{L_2} \right\rangle_{\pi} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} m \cdot v_2 \cdot i_{L_2}(x) \cdot dx \\
 &= \frac{m \cdot v_2}{\pi} \left[\int_0^{\phi} \left(\frac{m \cdot v_2 + v_1}{L_2 \cdot \omega_s} \cdot x - \widehat{i}_{L_2} \right) \cdot dx \right. \\
 &\quad \left. + \int_{\phi}^{\pi} \left(\frac{m \cdot v_2 - v_1}{L_2 \cdot \omega_s} \cdot (x - \pi) + \widehat{i}_{L_2} \right) \cdot dx \right] \\
 &= \frac{m \cdot v_2}{L_2 \omega_s \pi} \left\{ \left[\left(m \cdot v_2 + v_1 \right) \frac{x^2}{2} - \widehat{i}_{L_2} \cdot L_2 \cdot \omega_s \cdot x \right]_0^{\phi} \right. \\
 &\quad \left. + \left[\left(m \cdot v_2 - v_1 \right) \frac{(x - \pi)^2}{2} + \widehat{i}_{L_2} \cdot L_2 \cdot \omega_s \cdot x \right]_{\phi}^{\pi} \right\} \\
 &= \frac{m \cdot v_2}{L_2 \omega_s \pi} \left\{ \left(m \cdot v_2 + v_1 \right) \frac{\phi^2}{2} - \widehat{i}_{L_2} \cdot L_2 \cdot \omega_s \cdot \phi \right. \\
 &\quad \left. - \left(m \cdot v_2 - v_1 \right) \frac{(\phi - \pi)^2}{2} + \widehat{i}_{L_2} \cdot L_2 \cdot \omega_s \cdot (\pi - \phi) \right\} \\
 &= \frac{m \cdot v_2}{2L_2 \omega_s \pi} \left\{ \left(m \cdot v_2 + v_1 \right) \phi^2 - \left(m \cdot v_2 - v_1 \right) (\phi - \pi)^2 + 2 \cdot \widehat{i}_{L_2} \cdot L_2 \cdot \omega_s \cdot (\pi - 2\phi) \right\}
 \end{aligned} \tag{A I-6}$$

Expression du courant crête :

$$\begin{aligned}
 2 \cdot \widehat{i}_{L_2} &= \frac{m \cdot v_2 + v_1}{L_2 \omega_s} \phi + \frac{m \cdot v_2 - v_1}{L_2 \omega_s} (\pi - \phi) \\
 \widehat{i}_{L_2} &= \frac{1}{2L_2 \omega_s} [m \cdot v_2 (\phi + \pi - \phi) + v_1 (\phi - \pi + \phi)] \\
 \widehat{i}_{L_2} &= \frac{1}{2 \cdot L_2 \cdot \omega_s} [m \cdot v_2 \cdot \pi + v_1 (2\phi - \pi)]
 \end{aligned} \tag{A I-7}$$

Expression de la puissance simplifiée en remplaçant le courant crête par l'équation (A I-7) :

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{m \cdot v_2}{2L_2 \omega_s \pi} \left\{ (mv_2 + v_1) \phi^2 - (mv_2 - v_1) (\phi - \pi)^2 \right. \\
 &\quad \left. + m \cdot v_2 \cdot \pi \cdot (\pi - 2\phi) + v_1 (2\phi - \pi) (\pi - 2\phi) \right\} \\
 &= \frac{m \cdot v_2}{2L_2 \omega_s \pi} \left\{ (mv_2 + v_1) \phi^2 - (mv_2 - v_1) (\phi^2 - 2\pi\phi + \pi^2) \right. \\
 &\quad \left. + m \cdot v_2 \cdot (\pi^2 - 2\pi\phi) - v_1 (\pi^2 - 4\pi\phi + 4\phi^2) \right\} \\
 &= \frac{m \cdot v_2}{2L_2 \omega_s \pi} \left\{ m v_2 (\phi^2 - \phi^2 + 2\pi\phi - \pi^2 + \pi^2 - 2\pi\phi) \right. \\
 &\quad \left. + v_1 (\phi^2 + \phi^2 - 2\pi\phi + \pi^2 - \pi^2 + 4\pi\phi - 4\phi^2) \right\} \\
 &= \frac{m \cdot v_2}{2L_2 \omega_s \pi} \left\{ v_1 (2\pi\phi - 2\phi^2) \right\}
 \end{aligned} \tag{A I-8}$$

Linéarisation des équations d'états avec les définitions de variables de l'équation (A I-9).

$$\begin{aligned}
 v_s &= V_s + \Delta v_s & i_{L_1} &= I_{L_1} + \Delta i_{L_1} \\
 \hat{v}_s &= \hat{V}_s + \Delta \hat{v}_s & \hat{i}_{L_1} &= \hat{I}_{L_1} + \Delta \hat{i}_{L_1} \\
 v_1 &= V_1 + \Delta v_1 & \alpha &= A + \Delta \alpha \\
 v_2 &= V_2 + \Delta v_2 & d_1 &= D_1 + \Delta d_1 \\
 \bar{i}_2 &= I_2 + \Delta i_2
 \end{aligned} \tag{A I-9}$$

Courant de l'inductance L_1 :

$$\begin{aligned}
 L_1 \left(\frac{dI_{L_1}}{dt} + \frac{d\Delta i_{L_1}}{dt} \right) &= \cancel{f(V_1, D_1)} \\
 &+ \Delta v_1 \cdot \left. \frac{\delta f(v_1, D_1, V_s)}{\delta v_1} \right|_{v_1=V_1} + \Delta d_1 \cdot \left. \frac{\delta f(V_1, d_1, V_s)}{\delta d_1} \right|_{d_1=D_1} \\
 &+ \Delta v_s \cdot \left. \frac{\delta f(V_1, d_1, V_s)}{\delta d_1} \right|_{v_s=V_s}
 \end{aligned} \tag{A I-10}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta v_1 \cdot \left. \frac{\delta f(v_1, D_1, V_s)}{\delta v_1} \right|_{v_1=V_1} &= \Delta v_1 \cdot (2D_1 - 1) \\
 \Delta d_1 \cdot \left. \frac{\delta f(V_1, d_1, V_s)}{\delta d_1} \right|_{d_1=D_1} &= \Delta d_1 \cdot 2V_1 \\
 \Delta v_s \cdot \left. \frac{\delta f(V_1, d_1, V_s)}{\delta d_1} \right|_{v_s=V_s} &= -\Delta v_s
 \end{aligned} \tag{A I-11}$$

$$L_1 \frac{d\Delta i_{L_1}}{dt} = (2D_1 - 1)\Delta v_1 + 2V_1\Delta d_1 - \Delta v_s \tag{A I-12}$$

Tension du condensateur C_1 :

$$C_1 \left(\frac{dV_1}{dt} + \frac{d\Delta v_1}{dt} \right) = \cancel{f(V_2, A, \hat{I}_{L_1}, V_1, \hat{V}_s)} + \Delta v_2 \cdot \left. \frac{\delta f(v_2, A, \hat{I}_{L_1}, V_1, \hat{V}_s)}{\delta v_2} \right|_{v_2=V_2} + \Delta \alpha \cdot \left. \frac{\delta f(V_2, \alpha, \hat{I}_{L_1}, V_1, \hat{V}_s)}{\delta \alpha} \right|_{\alpha=A} + \Delta \hat{I}_{L_1} \cdot \left. \frac{\delta f(V_2, A, \hat{I}_{L_1}, V_1, \hat{V}_s)}{\delta \hat{I}_{L_1}} \right|_{\hat{I}_{L_1}=\hat{I}_{L_1}} + \Delta v_1 \cdot \left. \frac{\delta f(V_2, A, \hat{I}_{L_1}, v_1, \hat{V}_s)}{\delta v_1} \right|_{v_1=V_1} + \Delta \hat{v}_s \cdot \left. \frac{\delta f(V_2, A, \hat{I}_{L_1}, V_1, \hat{v}_s)}{\delta \hat{v}_s} \right|_{\hat{v}_s=\hat{V}_s} \quad (\text{A I-13})$$

$$\begin{aligned} \Delta v_2 \cdot \left. \frac{\delta f(v_2, A, \hat{I}_{L_1}, V_1, \hat{V}_s)}{\delta v_2} \right|_{v_2=V_2} &= \Delta v_2 \cdot \frac{m}{2L_2 f_s} A(1-A) = \Delta v_2 \cdot K_1 \\ \Delta \alpha \cdot \left. \frac{\delta f(V_2, \alpha, \hat{I}_{L_1}, V_1, \hat{V}_s)}{\delta \alpha} \right|_{\alpha=A} &= \Delta \alpha \cdot \frac{mV_2}{2L_2 f_s} (1-2A) = \Delta \alpha \cdot K_2 \cdot V_2 \\ \Delta \hat{I}_{L_1} \cdot \left. \frac{\delta f(V_2, A, \hat{I}_{L_1}, V_1, \hat{V}_s)}{\delta \hat{I}_{L_1}} \right|_{\hat{I}_{L_1}=\hat{I}_{L_1}} &= \Delta \hat{I}_{L_1} \cdot \frac{\hat{V}_s}{2V_1} \\ \Delta v_1 \cdot \left. \frac{\delta f(V_2, A, \hat{I}_{L_1}, v_1, \hat{V}_s)}{\delta v_1} \right|_{v_1=V_1} &= \Delta v_1 \cdot \frac{\hat{V}_s \hat{I}_{L_1}}{2V_1^2} \\ \Delta \hat{v}_s \cdot \left. \frac{\delta f(V_2, A, \hat{I}_{L_1}, V_1, \hat{v}_s)}{\delta \hat{v}_s} \right|_{\hat{v}_s=\hat{V}_s} &= \Delta \hat{v}_s \cdot \frac{\hat{I}_{L_1}}{2V_1} \end{aligned} \quad (\text{A I-14})$$

$$C_1 \frac{d\Delta v_1}{dt} = K_1 \cdot \Delta v_2 + K_2 \cdot V_2 \cdot \Delta \alpha - \frac{\hat{V}_s}{2V_1} \cdot \Delta \hat{I}_{L_1} + \frac{\hat{V}_s \hat{I}_{L_1}}{2V_1^2} \cdot \Delta v_1 - \frac{\hat{I}_{L_1}}{2V_1} \cdot \Delta \hat{v}_s \quad (\text{A I-15})$$

Tension du condensateur C_2 :

$$\begin{aligned}
 C_2 \left(\frac{dV_2}{dt} + \frac{d\Delta v_2}{dt} \right) &= \cancel{f(I_2, V_1, A)} \\
 &+ \Delta i_2 \cdot \left. \frac{\delta f(\bar{i}_2, V_1, A)}{\delta \bar{i}_2} \right|_{\bar{i}_2=I_2} + \Delta v_1 \cdot \left. \frac{\delta f(I_2, v_1, A)}{\delta v_1} \right|_{v_1=V_1} \\
 &+ \Delta \alpha \cdot \left. \frac{\delta f(I_2, V_1, \alpha)}{\delta \alpha} \right|_{\alpha=A}
 \end{aligned} \tag{A I-16}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta i_2 \cdot \left. \frac{\delta f(\bar{i}_2, V_1, A)}{\delta \bar{i}_2} \right|_{\bar{i}_2=I_2} &= \Delta i_2 \\
 \Delta v_1 \cdot \left. \frac{\delta f(I_2, v_1, A)}{\delta v_1} \right|_{v_1=V_1} &= \Delta v_1 \cdot -\frac{m}{2L_2 f_s} A(1-A) = -\Delta v_1 \cdot K_1 \\
 \Delta \alpha \cdot \left. \frac{\delta f(I_2, V_1, \alpha)}{\delta \alpha} \right|_{\alpha=A} &= \Delta \alpha - \frac{m \cdot V_1}{2L_2 f_s} (1-2A) = -\Delta \alpha \cdot K_2 \cdot V_1
 \end{aligned} \tag{A I-17}$$

$$C_2 \frac{d\Delta v_2}{dt} = \Delta i_2 - K_1 \cdot \Delta v_1 - K_2 \cdot V_1 \cdot \Delta \alpha \tag{A I-18}$$

Fonction de transfert reliant le courant crête de la ligne et la tension v_l :

$$\begin{aligned}
 L \left[C_1 \frac{d\Delta v_1}{dt} \right]_{\substack{\Delta v_2=0 \\ \Delta \alpha=0 \\ \Delta v_s=0}} &= \frac{\widehat{V}_s \widehat{I}_{L_1}}{2V_1^2} \cdot \Delta v_1 - \frac{\widehat{V}_s}{2V_1} \cdot \Delta \widehat{i}_{L_1} \quad \rightarrow \quad \frac{\widehat{V}_s \widehat{I}_{L_1}}{2} = P \\
 C_1 s \Delta v_1(s) &= \frac{P}{V_1^2} \cdot \Delta v_1(s) - \frac{\widehat{V}_s}{2V_1} \cdot \Delta \widehat{i}_{L_1}(s) \\
 \Delta v_1(s) \left[C_1 s - \frac{P}{V_1^2} \right] &= -\frac{\widehat{V}_s}{2V_1} \cdot \Delta \widehat{i}_{L_1}(s) \\
 \frac{\Delta v_1(s)}{\Delta \widehat{i}_{L_1}(s)} &= -\frac{\widehat{V}_s}{2V_1 \left(C_1 s - \frac{P}{V_1^2} \right)} \tag{A I-19} \\
 \frac{\Delta v_1(s)}{\Delta \widehat{i}_{L_1}(s)} &= -\frac{1}{2} \frac{\widehat{V}_s}{V_1 C_1 s - \frac{P}{V_1}} \\
 \frac{\Delta v_1(s)}{\Delta \widehat{i}_{L_1}(s)} &= \frac{1}{2} \frac{\widehat{V}_s V_1}{P - V_1^2 C_1 s}
 \end{aligned}$$

LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Blanchette, H. F., et K. Al-Haddad. 2007. « Leakage inductance calculation for high power density converters applications ». In *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*. (5-8 Nov. 2007), p. 1402-1407.
- Chaffai, R., et K. Al-Haddad. 1996. « Éléments Magnétiques ». In *Notes de cours*.
- De Doncker, R. W., D. M. Divan et M. H. Kheraluwala. 1988. « A three-phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications ». In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE*. (2-7 Oct 1988), p. 796-805 vol.1. < 10.1109/IAS.1988.25153 >.
- Dehbonei, H., L. Borle et C. V. Nayar. 2001. « A review and a proposal for optimal harmonic mitigation in single-phase pulse width modulation ». In *Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on*. Vol. 1, p. 408-414 vol.1. < 10.1109/PEDS.2001.975348 >.
- Erickson, Robert W., et Dragan Maksimović. 2004. *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed. New York: Kluwer Academic. Consulté le 31 octobre 2011.
- Hui, Li, Peng Fang Zheng et J. S. Lawler. 2003. « A natural ZVS medium-power bidirectional DC-DC converter with minimum number of devices ». *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, n° 2, p. 525-535.
- Jaehong, Kim, Jeong Ilsu et Nam Kwanghee. 2009. « Asymmetric duty control of the dual-active-bridge DC/DC converter for single-phase distributed generators ». In *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*. (20-24 Sept. 2009), p. 75-82. < 10.1109/ECCE.2009.5316120 >.
- Jain, A. K., et R. Ayyanar. 2008. « PWM control of dual active bridge: comprehensive analysis and experimental verification ». In *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*. (10-13 Nov. 2008), p. 909-915. < 10.1109/IECON.2008.4758074 >.
- Kheraluwala, M. H., et R. W. De Doncker. 1993. « Single phase unity power factor control for dual active bridge converter ». In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*. (2-8 Oct 1993), p. 909-916 vol.2. < 10.1109/IAS.1993.299007 >.
- Kheraluwala, M. H., R. W. Gasgoigne, D. M. Divan et E. Bauman. 1990. « Performance characterization of a high power dual active bridge DC/DC converter ». In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE*. (7-12 Oct 1990), p. 1267-1273 vol.2. < 10.1109/IAS.1990.152347 >.

- Krishnamurthy, H. 2008. « Control strategies for a universal fully modular power conversion architecture ». 3339576. United States -- Arizona, Arizona State University, 178 p. <<http://proquest.umi.com/pqdweb?did=1635218741&Fmt=7&clientId=46962&RQT=309&VName=PQD>>.
- Krismer, F., J. Biela et J. W. Kolar. 2005. « A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range ». In *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005. (2-6 Oct. 2005)* Vol. 1, p. 599-606 Vol. 1. <10.1109/IAS.2005.1518368>.
- Kunrong, Wang, F. C. Lee et J. Lai. 2000. « Operation principles of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE. (2000)* Vol. 1, p. 111-118 vol.1. <10.1109/APEC.2000.826092>.
- Lenke, R., F. Mura et R. W. De Doncker. 2009. « Comparison of non-resonant and super-resonant dual-active ZVS-operated high-power DC-DC converters ». In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on. (8-10 Sept. 2009)*, p. 1-10.
- McMurray, William. 1980. « Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters ». *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-16, n° 4, p. 513-523.
- Middlebrook, R. D. 1976. « Input filter considerations in design and application of switching regulators ». In *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. (Chicago, October 11-14)*, p. 366-382.
- Morrison, R., et M. Egan. 1999. « A new rugged integrated AC/DC converter with optimised input current ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual. (14-18 Mar 1999)* Vol. 2, p. 1086-1092 vol.2. <10.1109/APEC.1999.750504>.
- Oggier, G. G., R. Ledhold, G. O. Garcia, A. R. Oliva, J. C. Balda et F. Barlow. 2006. « Extending the ZVS Operating Range of Dual Active Bridge High-Power DC-DC Converters ». In *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE. (18-22 June 2006)*, p. 1-7. <10.1109/PESC.2006.1712142>.
- Pressman, Abraham I. 1998. *Switching power supply design*, 2nd ed. New York, N.Y: McGraw-Hill, 682 p.
- Vangen, K., T. Melaa et A. K. Adnanes. 1992. « Soft-switched high-frequency, high power DC/AC converter with IGBT ». In *Power Electronics Specialists Conference, 1992.*

PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE. (29 Jun-3 Jul 1992), p. 26-33 vol.1. < 10.1109/PESC.1992.254687 >.

Vangen, K., T. Melaa, A. K. Adnanes et P. E. Kristiansen. 1993. « Dual active bridge converter with large soft-switching range ». In *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on.* (13-16 Sep 1993), p. 328-333 vol.3.

Vangen, K., T. Melaa, S. Bergsmark et R. Nilsen. 1991. « Efficient high-frequency soft-switched power converter with signal processor control ». In *Telecommunications Energy Conference, 1991. INTELEC '91., 13th International.* (5-8 Nov 1991), p. 631-639. < 10.1109/INTLEC.1991.172460 >.

Zhang, J. M., D. M. Xu et Qian Zhaoming. 2001. « An improved dual active bridge DC/DC converter ». In *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual.* (2001) Vol. 1, p. 232-236 vol. 1. < 10.1109/PESC.2001.954025 >.