

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
LOÏC MICHEL

PILOTAGE OPTIMAL DES IGBT ET COMMANDE SANS-MODELE DES
CONVERTISSEURS DE PUISSANCE

JUIN 2012

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (PH.D.)

Programme offert par l'Université du Québec à Trois-Rivières

PILOTAGE OPTIMAL DES IGBT ET COMMANDE SANS-MODELE DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE

par

Loïc MICHEL

Prof. Ahmed CHÉRITI, directeur de recherche Université du Québec à Trois-Rivières

Prof. Mainadou L. DOUMBIA, président de jury Université du Québec à Trois-Rivières

Prof. Pierre SICARD, co-directeur de recherche Université du Québec à Trois-Rivières

Prof. Frédéric SIROIS, évaluateur École Polytechnique de Montréal

Prof. Abdelhalim SANDALI, évaluateur externe École Nationale Supérieure
d'Électricité et de Mécanique
de Casablanca

Thèse soutenue le 19 juin 2012.

© Copyright 2012
par
Loïc MICHEL
Tous droits réservés

Nous devons savoir.

Nous saurons.

David Hilbert (1862-1943)

Résumé

Cette thèse examine le problème de la commande rapprochée des interrupteurs de puissance et du contrôle des convertisseurs dans les dispositifs d'électronique de puissance. Du fait que les interrupteurs de puissance, et en particulier les IGBT, dissipent des pertes lors des commutations et occasionnent des problèmes de surtension au blocage, nous nous intéressons dans un premier temps à la possibilité d'utiliser les principes de la théorie du contrôle optimal afin de construire une commande rapprochée des IGBT. Une analyse approfondie des méthodes numériques utilisées en calcul variationnel en relation avec la modélisation des IGBT permet de mettre en évidence une possible formalisation de la commutation. Cette commande a pour but principal de gérer le dv/dt inhérent à la commutation dans le but de minimiser les transitoires résonants qui surviennent lors du blocage. Un dispositif FPGA permet de piloter, grâce à des signaux de haute-fréquence, le transitoire de commutation au blocage suivant les prescriptions théoriques établies. Dans un deuxième temps, nous développons le concept de commande sans-modèle dans le but de bâtir un dispositif de commande des convertisseurs statiques qui répond à la problématique générale d'assurer le maintien des performances dynamiques des convertisseurs lorsque ceux-ci sont soumis à diverses perturbations. Nous montrons que les perturbations, l'influence de fortes variations de charge ou encore les différentes incertitudes de modélisation sont aisément compensées par la commande sans-modèle sous certaines conditions que nous définissons. Enfin, une étude théorique permet d'exploiter les propriétés de la géométrie symplectique dans le but d'étendre les propriétés initiales de robustesse de la commande sans-modèle.

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au Groupe de Recherche en Électronique Industrielle (GRÉI) de l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR). Je tiens tout d'abord à exprimer toute ma gratitude envers mes directeurs de thèse, les professeurs Ahmed Chériti et Pierre Sicard. Je les remercie sincèrement pour leurs conseils, leurs encouragements, les nombreux échanges que nous avons eu, ainsi que pour la confiance qu'ils m'ont accordée.

Je suis reconnaissant au professeur Frédéric Sirois ainsi qu'à l'ensemble du personnel de l'École Polytechnique de Montréal pour m'avoir permis d'effectuer certains des essais expérimentaux, nécessaires à la validation de mon travail de recherche, dans les meilleures conditions.

Je suis également reconnaissant à Michel Fliess, directeur de recherche CNRS à l'École Polytechnique (France) et à Cédric Join, maître de conférence au CRAN - Nancy-Université (France) pour la collaboration fructueuse que nous avons réalisée.

Merci également à Hubert et Olivier, étudiants à l'ISEN-Brest de m'avoir aidé dans la conduite des essais expérimentaux sur le circuit pilote des IGBT.

Je remercie l'ensemble des membres du jury pour leur participation, l'évaluation des travaux de recherche et les commentaires pertinents qu'ils ont formulés. Je remercie également le personnel et les étudiants du département de génie électrique et de génie informatique de l'UQTR avec qui j'ai passé des super moments : Alben et sa femme Cristina, Denis, Karim, Khalid, Christian, Manouane, Maude, ...

Un grand merci à Danielle, Édouard et Xavier pour leur soutien et leur amitié sincère.

Enfin, mes remerciements les plus chaleureux vont à mes parents pour leur soutien moral et leurs encouragements.

À toutes et à tous, merci.

Dr L.M.

Table des matières

Résumé	i
Remerciements	ii
Liste des tableaux	vii
Table des figures	viii
Liste des symboles	xiii
1. Introduction	1
1.1 Motivations	2
1.1.1 Gestion des pertes	2
1.1.2 Modélisation et commande des convertisseurs	4
1.1.3 Contributions visées	5
1.1.4 Méthodologie de recherche	7
1.2 Organisation de la thèse	8
2. État de la technique	10
2.1 De la fonction de commutation	10
2.2 De la gestion des pertes dans les IGBT	13
2.2.1 Gestion de la commutation par la commande	15
2.2.1.1 Contrôle linéaire	16
2.2.1.2 Contrôle séquentiel	18
2.2.1.3 Limites constatées	19
2.2.2 Vers le pilotage intelligent des IGBT	20
2.3 Modélisation des convertisseurs	23
2.3.1 Modélisation moyenne des convertisseurs	23
2.3.1.1 Modèle moyen standard	23
2.3.1.2 Modèle moyen généralisé	26
2.3.2 Modélisation par les systèmes linéaires complémentarisés	28
2.4 Contrôle des convertisseurs	29
2.4.1 Les techniques actuelles et leurs limites	30
2.4.2 Présentation de la commande sans-modèle	32
2.4.2.1 Principes généraux	33

2.4.2.2	Exemple académique de système contrôlé par correcteur intelligent	35
2.5	Simulation en électronique de puissance	36
2.5.1	Simplicité et représentativité des modèles	36
2.5.2	Modélisation et efficacité en simulation des IGBT : le modèle IGBT de Alonso	39
2.5.2.1	Modèle IGBT mathématique, le modèle IGBT de Hammerstein	44
2.5.2.2	Commutation des IGBT, vitesse de commutation et contraintes électriques	45
2.6	Conclusion	46
3.	Commande rapprochée Posicast des IGBT	48
3.1	Modélisation des IGBT	49
3.1.1	Le modèle de Alonso modifié	50
3.1.2	Décomposition de Hammerstein du modèle IGBT	51
3.2	Caractérisation globale des pertes en commutation	57
3.2.1	Influence des pertes en commutation sur la fonction de transfert	57
3.2.2	Pertes en commutation et commande rapprochée	61
3.3	Principe et mise en oeuvre pratique de la commande rapprochée Posicast	62
3.3.1	Principales propriétés	63
3.3.2	Impact de la commande rapprochée sur le blocage de l'IGBT	67
3.3.3	Considérations expérimentales	68
3.4	Considérations théoriques sur l'optimisation de la commutation	70
3.4.1	Modélisation globale, cas général	70
3.4.2	Estimation de l'inductance parasite	74
3.4.3	Contrôle optimal de la commutation	77
3.4.4	Énoncé pratique du critère de la commande rapprochée Posicast	79
3.4.5	Pertinence d'un contrôle de type bang-bang	82
3.5	Résolution du critère optimal par une méthode bang-bang	83
3.5.1	Définition du nombre de niveaux de contrôle	83
3.5.2	Commande par mode Posicast des IGBT	87
3.5.2.1	Principe de la commande Posicast des systèmes oscillants	87
3.5.2.2	Application à la commande des IGBT	89
3.5.2.3	Formalisation de la commande par modes Posicast	93
3.6	Procédé expérimental	97

3.6.1	Topologie du circuit de conditionnement	98
3.6.2	Séquence Posicast de blocage de l'IGBT	102
3.6.3	Procédure de calibrage	104
3.6.4	Résultats en simulation	105
3.6.5	Résultats expérimentaux	107
3.6.6	Propriétés mises en évidence	112
3.6.7	Introduction à la commande rapprochée Posicast adaptative .	113
3.7	Conclusion	114
4.	Commande sans modèle des convertisseurs statiques	116
4.1	Considérations générales sur les convertisseurs	117
4.2	Analyse de stabilité	121
4.2.1	Loi de commande sans-modèle discrète	121
4.2.2	Loi sans-modèle intégrale	121
4.2.3	Analyse fréquentielle	124
4.2.4	Analyse matricielle en discret	130
4.2.4.1	Représentation matricielle au premier ordre	130
4.2.4.2	Représentation matricielle au deuxième ordre	131
4.2.4.3	Application du critère de stabilité de Raible	135
4.3	Commande sans-modèle des convertisseurs de puissance	137
4.3.1	Commande du convertisseur abaisseur	137
4.3.2	Contrôle en tension des onduleurs	143
4.3.2.1	Charge seule	143
4.3.2.2	Charges multiples	146
4.3.3	Commande du convertisseur élévateur	149
4.3.3.1	Étude en simulation	149
4.3.3.2	Étude expérimentale	153
4.3.4	Conclusion	155
4.4	Extensions de la commande sans-modèle	158
4.4.1	Systèmes à non-minimum de phase et systèmes commutés . . .	158
4.4.2	Approche variationnelle et symplectique	161
4.4.2.1	De la mécanique analytique à la commande sans-modèle	162
4.4.2.2	De la possibilité de contrôler α	163
4.4.2.3	Loi sans-modèle locale ν - K_α dégénérée	164
4.4.2.4	Loi sans-modèle locale u_k -implicite	165
4.4.2.5	Introduction à la commande sans-modèle variationnelle	166

4.4.2.6	Éléments de calcul variationnel	167
4.4.2.7	Résolution numérique du critère L_α	168
4.4.2.8	Symplecticité des méthodes d'intégration numériques .	171
4.4.2.9	Application de la commande sans-modèle symplectique	172
4.4.3	Conclusion	174
5.	Conclusion générale	177
A.	Calcul des éléments du modèle IGBT de Alonso	181
B.	Simulation mixte des convertisseurs	184
B.1	$\Sigma - \Phi$ -PES, simulateur mixte physique-système	184
B.2	Principe du simulateur	185
C.	Équations différentielles du second ordre avec second membre	187
C.1	Solution particulière	188
C.2	Solution générale pour un second membre linéaire	189
D.	Exemple de résolution des critères de stabilité	190
D.1	Critère de Routh	190
D.2	Critère de Raible	190
	RÉFÉRENCES	196

Liste des tableaux

3.1	Paramètres du convertisseur abaisseur.	74
3.2	Énergie de commutation pour les différents cas d'optimisation.	107
4.1	Définition des domaines de stabilité de la commande sans-modèle en fonction des propriétés de H	128
4.2	Paramètres du convertisseur élévateur en simulation.	149
4.3	Paramètres du convertisseur élévateur expérimental.	154

Table des figures

1.1	Répartition des pertes dans une Alimentation Sans Interruption - tiré de [6].	3
2.1	Diagramme de répartition des transistors utilisés en fonction de la tenue en tension et de la fréquence de commutation - <i>doc. International Rectifier /11/</i> .	12
2.2	Circuit d'aide à la commutation à l'amorçage et au blocage.	14
2.3	Exemple de commande active linéaire à l'aide d'amplificateurs opérationnels - tiré de [25].	17
2.4	Exemple de commande active séquentielle d'IGBT : en haut, contrôle gradué de la tension de grille et en bas, contrôle par détection du plateau de Miller - tiré de [24].	18
2.5	Commande active d'un IGBT à l'aide d'une rampe de tension - tiré de [37].	21
2.6	Schéma d'un convertisseur abaisseur de tension (buck) alimentant une charge resistive.	24
2.7	Exemple de signaux générés à partir du modèle moyen pour le convertisseur abaisseur.	28
2.8	Schéma de régulation d'un convertisseur statique.	30
2.9	Système linéaire stable monovariable (référence (- -); sortie (. .)).	37
2.10	Modèle IGBT de Alonso - Schéma électrique équivalent du transistor IGBT représenté ici avec les capacités parasites C_{ge} , C_{ce} et C_{gc} non linéaires.	41
2.11	Procédure de paramétrage du groupe statique - tiré de [8].	42
2.12	Principe de la décomposition originale de Hammerstein : la partie statique, considérée comme non linéaire est incluse dans le bloc "dc model" ; la partie dynamique est modélisée par un simple circuit RC du premier ordre. Nous avons les notations équivalentes : $v_{ak} = v_{ee}$; $v_{gk} = v_{ge}$ et $v_2 \equiv i_c$; R_1 et C_x sont deux éléments intrinsèques du circuit liés à la dynamique des commutations - tiré de [9].	44
2.13	Chronogramme des signaux associés à la commutation d'un IGBT.	46
3.1	Modèle électronique équivalent modifié du composant IGBT.	50
3.2	Modèle théorique de l'IGBT.	52

3.3	Exemple de blocage de l'IGBT ; le courant nominal est fixé à 50 A	54
3.4	Exemple d'amorçage et de blocage simulé à l'aide d'un modèle SPICE	54
3.5	Onduleur à deux niveaux	57
3.6	Évolution du gain statique en fonction de l'admittance de la charge.	59
3.7	Évolution du facteur de qualité en fonction de l'admittance de la charge.	59
3.8	Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux	60
3.9	Schéma bloc de la commande active Posicast de l'IGBT ; R_p et L_p sont respectivement la résistance et l'inductance parasites qui définissent l'environnement de commutation.	64
3.10	Formes d'onde lors du blocage de l'IGBT	67
3.11	Modélisation de l'IGBT et de son environnement électrique.	71
3.12	Simulation du blocage de l'IGBT inclus dans son environnement électrique.	73
3.13	Schéma d'un convertisseur abaisseur de tension (buck) alimentant une charge resistive.	74
3.14	Blocage résonant de l'IGBT pour $\alpha = 10\%$	75
3.15	Blocage résonant de l'IGBT pour $\alpha = 50\%$	75
3.16	Exemple de simulation PSPICE pour l'évolution de $i_c(v_{ce})$ avec IGBT réel.	78
3.17	Exemple de signal u de type 6-bang-bang.	83
3.18	Circuit permettant l'examen de la caractéristique statique de transfert $v_{ce} - v_{ge}$ à courant donné ; le réseau R-2R est un CNA de 6 bits.	84
3.19	Tension v_{ce} aux bornes de l'IGBT en correspondance de la tension de grille $v_{ge} - v_{ge}$ décroît linéairement par paliers d'environ 0.2 V.	85
3.20	Réponse indicielle du système du deuxième ordre Σ	88
3.21	Réponse indicielle du système Σ corrigé par P'	89
3.22	Mode Posicast de commande au blocage de l'IGBT.	92
3.23	Exemple de commande Posicast de la fonction f_t	96
3.24	Association du circuit de conditionnement avec le montage abaisseur de tension.	98
3.25	Photographie du prototype de commande rapprochée Posicast : on distingue à gauche, la carte de développement FPGA et le circuit de conditionnement et à droite le montage abaisseur de puissance et l'instrumentation.	99

3.26	Circuit de conditionnement à transistor pour attaque de l'IGBT : partie de préamplification à NPN à gauche, les entrées « FPGA 1 » et « FPGA 2 » sont commandées de façon complémentaire.	99
3.27	Principe d'alimentation de la grille de l'IGBT.	101
3.28	Principe de court-circuit de la grille de l'IGBT.	101
3.29	Principe de l'état haute impédance de la grille de l'IGBT.	102
3.30	Chronogrammes génériques de description de la séquence Posicast dans le cas d'un montage abaisseur.	103
3.31	Signaux FPGA 1 dans les différents cas d'optimisation.	106
3.32	Signaux FPGA 2 dans les différents cas d'optimisation.	106
3.33	Signaux v_{ce} dans les différents cas d'optimisation.	107
3.34	Evolution de v_{ce} et i_c pour différents paramètres dans le cas du convertisseur abaisseur ($L = 15 \text{ mH}$).	108
3.35	Evolution des signaux FPGA 1 et FPGA 2 pour différents paramètres dans le cas du convertisseur abaisseur ($L = 15 \text{ mH}$).	109
3.36	Evolution de v_{ce} et i_c dans le cas d'une séquence P-optimale ($L = 10 \text{ mH}$).	110
3.37	Evolution de v_{ce} , i_c en fonction des signaux FPGA 1 et FPGA 2 - blocage standard.	111
3.38	Evolution de v_{ce} , i_c en fonction des signaux FPGA 1 et FPGA 2 - optimisation pre-P-Posicast.	111
3.39	Evolution de v_{ce} , i_c en fonction des signaux FPGA 1 et FPGA 2 - optimisation P-Posicast.	112
3.40	Loi d'évolution de la durée $t_{q2} - t_{q1}$ en fonction du courant dans la charge.	114
4.1	Définition des entrées-sorties d'un convertisseur statique muni d'une boucle de contrôle.	118
4.2	Schéma bloc fréquentiel du système piloté par le sans-modèle.	125
4.3	Exemples de régionnement du plan lorsque H est stable.	127
4.4	Exemples de régionnement du plan lorsque H est instable.	129
4.5	Convertisseur abaisseur de tension.	137
4.6	Contrôle de la tension de sortie du modèle moyen d'ordre zéro (le rapport cyclique moyen est limité à 0.7).	139

4.7	Contrôle de la puissance de sortie du modèle moyen d'ordre zéro.	140
4.8	Contrôle i-PI de la tension de sortie du modèle moyen généralisé pour $\alpha = 30$	141
4.9	Contrôle de la tension de sortie du modèle moyen généralisé.	142
4.10	Influence des variations de α et K_p	143
4.11	Onduleur monophasé qui débite sur une charge resistive.	144
4.12	Réponse de l'onduleur seul.	144
4.13	Contrôle en tension de l'onduleur.	145
4.14	Onduleur monophasé qui alimente deux charges inconnues.	146
4.15	Réponse de l'onduleur en boucle ouverte (la seconde charge "2" est connectée à $t = 0.0042$ s).	147
4.16	Contrôle PI en tension de l'onduleur.	147
4.17	Contrôle i-PI en tension de l'onduleur.	148
4.18	Convertisseur élévateur.	149
4.19	Caractéristique de transfert statique du boost.	151
4.20	Suivi d'une trajectoire exponentielle en mode discontinu puis commutation ($t = 0.06$ s) sur le mode continu.	153
4.21	Suivi d'une trajectoire exponentielle en mode continu puis commutation ($t = 0.06$ s) sur le mode discontinu.	153
4.22	Configuration du dsPIC en contrôleur pour dispositif de puissance.	154
4.23	Structure de contrôle implémentée à l'intérieur du dsPIC.	154
4.24	Mesure de la tension de sortie de l'élévateur pour différentes valeurs de résistance de charge.	156
4.25	Réponse indicielle des systèmes Σ_1 , Σ_2 et Σ_3	159
4.26	Suivi d'une référence exponentielle avec Σ_1	160
4.27	Commutation de Σ_1 vers Σ_2 à $t = 5$ ms.	160
4.28	Commutation de Σ_1 vers Σ_3 à $t = 5$ ms.	161
4.29	Comparaison α constant et α variable.	164
4.30	Intégration symplectique.	172

4.31	Comparaison entre le correcteur i-PI et le correcteur i-PIS : la résistance de charge augmente progressivement et graduellement de $R = 10\Omega$ à partir de $t = 0,003$ s de telle sorte que $R = 18\Omega$ à $t = 0,01$ s ($\alpha_0 = 3$)	174
4.32	Comparaison entre le correcteur i-PI et le correcteur i-PIS : la résistance de charge augmente progressivement et graduellement de $R = 10\Omega$ à partir de $t = 0,003$ s de telle sorte que $R = 18\Omega$ à $t = 0,01$ s $\alpha_0 = 5$	175
A.1	Procédure du configuration du groupe statique.	181
B.1	Synoptique de simulation avec SPICE OPUS.	186
D.1	Programme qui traite les conditions de stabilité de Routh.	192
D.2	Programme qui traite les conditions de stabilité de Raible.	195

Liste des symboles

$v_{ge, th}$	Tension de seuil de l'IGBT
$v_{ce, th}$	Tension de mise en conduction de l'IGBT
$v_{ce, sat}$	Tension de saturation de l'IGBT
$v_{ce, \delta}$	Valeur de la surtension au blocage en condition standard de blocage
$v_{ce, m}$	Tension maximale de blocage de l'IGBT
$t_{ge, th}$	Instant de blocage effectif de l'IGBT
$i_{c, th}$	Courant collecteur au moment du blocage effectif de l'IGBT
t_m	Instant de fin du pulse de court-circuit
t_{q1}	Instant de début du pulse Posicast
t_{q2}	Instant de fin du pulse Posicast
R_{ge}	Resistance de grille de l'IGBT

Chapitre 1

Introduction

Les convertisseurs statiques jouent un rôle prépondérant en électronique de puissance et sont aujourd’hui largement exploités dans les domaines qui nécessitent du traitement de l’énergie. Citons par exemple, le domaine de la traction ferroviaire, où les onduleurs sont incontournables compte-tenu des types de machines utilisées, ou encore le domaine de la gestion des réseaux électriques, dans lesquels différents convertisseurs statiques permettent une gestion efficace des puissances qui transitent dans les réseaux.

Un convertisseur, ou plus exactement une topologie de convertisseur, s’inscrit en général au sein d’une chaîne de conversion de puissance. Parmi les structures de conversion les plus utilisées, nous pouvons citer la chaîne qui comporte un étage de conversion cc/ca, éventuellement un organe de stockage de l’énergie (batterie), et l’étage onduleur cc/ca. En plus de réaliser de la mutation de puissance, un onduleur doit être en adéquation avec la charge qu’il alimente, ce qui signifie qu’il doit à la fois être capable de fournir l’énergie dont a besoin sa charge, mais aussi de s’adapter au comportement électrique de sa charge. Cette propriété est d’autant plus vraie dans le cas des machines, qui présentent des transitoires de fonctionnement ainsi qu’une réversibilité en puissance.

La complexité d’un convertisseur augmente avec la puissance qu’il est capable de transmettre. Il existe en effet plusieurs topologies de convertisseur spécialement étudiées pour répondre aux besoins des applications forte puissance. Ces convertisseurs doivent transmettre l’énergie avec le meilleur rendement possible compte-tenu des contraintes

liées notamment aux pertes dans les interrupteurs, qui assurent la fonction de communication, et qui sont généralement des IGBT. Outre le problème des pertes, nous devons également prendre en compte les différents systèmes de régulation qui assurent l'asservissement de la tension appliquée à la charge ainsi qu'éventuellement le courant qui y circule. Adjoindre un système de régulation est une contrainte demandée par la charge qui présente très souvent des variations de paramètres internes.

1.1 Motivations

L'efficacité énergétique de la conversion de puissance est l'un des aspects primordiaux de la conception de convertisseurs de puissance. Aujourd'hui, l'enjeu est de pouvoir accroître le rendement de la conversion tout en minimisant les dimensions des convertisseurs. Il est ainsi communément admis que l'augmentation du rendement de tout convertisseur est principalement lié à deux facteurs corrélés qui sont :

- la technologie et le dimensionnement des composants utilisés [1] ;
- le contrôle du transfert de puissance [2].

1.1.1 Gestion des pertes

Sous la désignation « pertes », on entend les problèmes énergétiques qui affectent, de façon plus ou moins prononcée, le rendement de la conversion de puissance, quel que soit le convertisseur. Ces pertes, inhérentes à chaque composant de puissance, caractérisent l'aptitude d'un composant à dissiper l'énergie qu'il reçoit de façon non utile, c'est-à-dire sous forme de chaleur. La distribution des pertes au sein d'un convertisseur est facilement quantifiable et bon nombre de travaux ont été effectués à ce sujet. Citons

par exemple [3] et [4], qui proposent des techniques de calcul des pertes engendrées par les IGBT en commutation. Ces pertes, produites par les IGBT [1], additionnées aux pertes produites par les autres composants (potentiellement plus faciles à évaluer). définissent le rendement de la conversion. Un exemple de distribution de pertes est donné à la Fig. 1.1, où nous considérons une Alimentation Sans Interruption [5] composée d'un redresseur à IGBT et d'un onduleur.

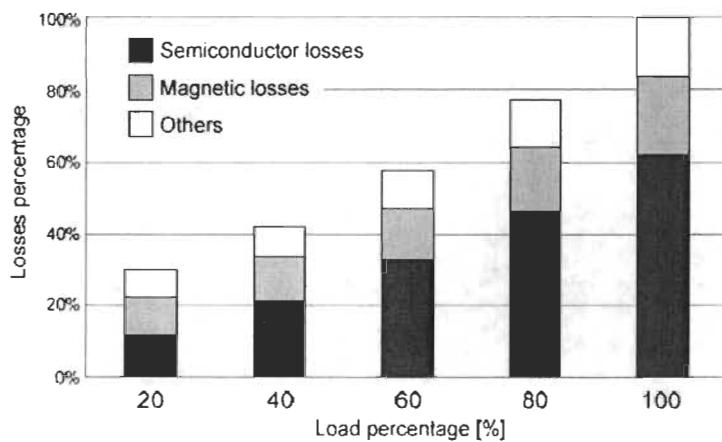


Figure 1.1: Répartition des pertes dans une Alimentation Sans Interruption - tiré de [6].

Le diagramme met clairement en évidence le fait que les plus gros consommateurs d'énergie sont les semi-conducteurs, puis les différentes bobines. En effet, les puissances mises en jeu induisent des contraintes en tension et en courant au sein des IGBT, et les commutations qui en résultent génèrent de fortes pertes en commutation. Tandis que les pertes liées aux éléments magnétiques peuvent être relativement diminuées (jusqu'à un certain point) par le choix des différents matériaux et les conditions de fonctionnement, il reste assez difficile d'agir sur les pertes IGBT. En effet, de par la nature même du composant IGBT, les pertes occasionnées tendent à être inflexibles et à constituer une moyenne pour une gamme de fonctionnement donnée, quel que soit le choix tech-

nologique de l'IGBT. Ainsi, s'il n'est pas possible d'agir directement sur le composant lui-même, une action sur son environnement est tout à fait envisageable. Nous allons donc nous orienter vers l'étude et le développement d'une commande rapprochée (ou *gate driver* en anglais) intelligente dont le rôle principal sera d'optimiser le transitoire de commutation. Nous donnons, au Chap. 3, une définition plus rigoureuse du concept d'optimisation de transitoire en fonction de la minimisation des pertes en commutation et des différentes contraintes électriques qui interviennent lors de la commutation. Les convertisseurs forte puissance constituent, de par leur nature, un cas critique où les pertes produites, et en particulier les pertes en commutation, posent un problème prépondérant pour la conception.

1.1.2 Modélisation et commande des convertisseurs

Assurer une transmission optimale de l'énergie revient donc à considérer une problématique liée au contrôle et à la modélisation du convertisseur. Le contrôle du convertisseur a pour objectif fondamental de réguler, par rapport à une consigne définie par l'utilisateur, soit la tension de sortie du convertisseur, soit le courant de sortie, soit la puissance de sortie, ou encore des grandeurs électriques internes au convertisseur. La méthode de modélisation moyenne est utilisée comme représentation mathématique d'un convertisseur statique [7] et permet ainsi de disposer d'un modèle du convertisseur utilisé pour la conception d'une loi de commande. Une des principales limitations de la modélisation moyenne résulte en un choix assez restreint des méthodes de contrôle utilisées pour le pilotage du convertisseur. En effet, les commandes classiques permettent notamment de contrôler le convertisseur pour un point de fonctionnement donné. Cela

implique que des modifications de la charge, pouvant aller de la simple variation des paramètres (comme une résistance qui passe d'une forte valeur à une très faible valeur) jusqu'au changement de structure (comme le passage d'une résistance à une charge réactive), peuvent ne pas être prises en considération par la commande si celle-ci n'est pas suffisamment robuste. Le changement de structure signifie dans ce travail, passer d'une fonction de transfert à une autre, avec éventuellement un changement dans l'ordre de la fonction de transfert ; une définition rigoureuse du changement de structure ainsi que de la robustesse seront données au Chap. 4. Ce manque de robustesse peut avoir des effets inattendus sur le comportement dynamique et il peut en résulter :

- des modifications de performances dynamiques et en particulier un ralentissement ou une accélération du régime transitoire avec un dépassement plus ou moins conséquent ;
- des modifications de performances statiques avec une erreur statique qui peut devenir incontrôlable ;
- perte totale du contrôle du convertisseur avec soit divergence et saturation de la tension de sortie ou soit convergence et annulation de la tension de sortie.

1.1.3 Contributions visées

L'objectif de ce travail de recherche consiste à fournir des méthodes avancées dans le but de répondre aux problématiques de la gestion des pertes *locales* et du contrôle *global* des charges dans le cas des topologies de convertisseurs statiques.

Le but est donc de réaliser deux commandes spécifiques distinctes qui respectivement gère le mécanisme de commutation au niveau des IGBT (*commande locale*) et

asservit le convertisseur en fonction de sa charge en tenant compte des variations de paramètres et de structure du convertisseur (*commande globale*).

Les contributions comprennent notamment :

- Le développement de modèles IGBT permettant de caractériser et mettre en évidence les phénomènes non linéaires de commutation. Les modèles IGBT développés sont notamment basés sur les travaux de [8] et [9] et permettront de formaliser le mécanisme de commutation. Un outil de simulation, basé sur le noyau de calcul SPICE, a été développé dans le but de promouvoir l'utilisation des modèles IGBT au sein de la simulation des convertisseurs de puissance ; la simplicité de son architecture logicielle en fait une bonne alternative par rapport aux logiciels commerciaux. L'outil de simulation permet également une co-simulation SPICE avec un interpréteur GNU BISON afin de simuler facilement des lois de commande.
- Le développement d'une commande rapprochée des IGBT, dont l'objectif principal est d'optimiser le transitoire de commutation en réduisant les différentes contraintes électriques qui surviennent lors de la commutation.
- La mise en œuvre d'une nouvelle génération de contrôleur robuste ou *commande sans-modèle*, basée sur les travaux de [10], dont la particularité est d'assurer à la fois un rejet de la plupart des perturbations qui affectent les convertisseurs en fonctionnement (source d'alimentation fluctuante, charge qui varie, ...) et d'être robuste par rapport aux erreurs de modélisation, aux dérives des valeurs des composants et surtout aux changements de structure pour tout convertisseur statique.

1.1.4 Méthodologie de recherche

La méthodologie de la mise en oeuvre de la commande rapprochée des IGBT s'articule autour de 4 étapes :

1. Établir une modélisation mathématique simplifiée du mécanisme de commutation permettant essentiellement de rendre compte des phénomènes transitoires observés.
2. La méthode de contrôle du transitoire de commutation est discutée en fonction des modèles établis, des différentes techniques de contrôle optimal qui existent dans la littérature et des contraintes physiques sur la commande des IGBT.
3. Des essais en simulation permettent de rendre compte de l'efficacité de la méthode proposée.
4. Le concept de la commande rapprochée des IGBT est validé expérimentalement sur une cellule de commutation.

Concernant la mise en oeuvre de la commande sans-modèle, la méthodologie s'articule autour de 4 étapes :

1. Étude des propriétés de stabilité.
2. Des essais en simulation sur différents convertisseurs permettent de rendre compte de l'efficacité de la méthode proposée. L'accent est notamment mis sur la robustesse de la commande sans-modèle lors de fortes variations de charge et de changements de structure.
3. Validation expérimentale sur le convertisseur élévateur de tension qui possède des caractéristiques de transfert non-linéaires (selon les modes de fonctionnement).

4. Extension de la méthode au cas adaptatif dans le but d'accroître les propriétés de robustesse.

Nous définissons ainsi une commande décentralisée de convertisseur de puissance, habilitée à gérer à la fois la puissance transmise à la charge et à gérer les transitoires de commutation. Des essais expérimentaux permettent ainsi de valider les différents concepts proposés.

1.2 Organisation de la thèse

Cette thèse comprend 5 chapitres.

Le deuxième chapitre traite de l'état actuel des connaissances et de la technique dans le domaine de la minimisation des pertes en commutation au niveau des interrupteurs de puissance en relation avec les différents modèles IGBT existants. Nous présentons et comparons ainsi les différentes méthodes proposées dans la littérature. Un bref aperçu du vaste panorama des techniques de contrôle est également présenté avant d'introduire la commande sans-modèle.

Le troisième chapitre est consacré à la problématique de la gestion du transitoire de commutation. Après une présentation des modèles IGBT, des éléments de formalisation mathématique du mécanisme de commutation sont définis, dans le but d'introduire la méthodologie de la commande rapprochée. Nous présentons une technique originale d'optimisation du transitoire de commutation dans les IGBT basée sur la théorie de la commande optimale appliquée à l'optimisation de la forme d'onde du signal de blocage de l'IGBT. La cellule de commutation sert de support d'étude expérimental et l'accent est mis sur l'optimisation du blocage de l'IGBT, qui présente, certes moins de pertes

en commutation, mais plus de contraintes électriques.

Dans le cadre du contrôle des convertisseurs, le quatrième chapitre traite de l'application de la commande sans-modèle, au cas d'un convertisseur abaisseur de tension, d'un onduleur et au convertisseur élévateur de tension. Des développements théoriques détaillent certaines propriétés de stabilité de la commande sans-modèle, et définissent une possibilité d'extension de la loi de commande sans-modèle actuelle, afin d'accroître sa robustesse en utilisant les concepts avancées de la géométrie symplectique.

Le cinquième chapitre conclut ce travail de thèse avec un sommaire des contributions et des possibilités de travaux futurs.

Chapitre 2

État de la technique

Dans ce chapitre, premièrement, nous passons en revue les différentes techniques actuellement utilisées dans la miniinisation des pertes au sein des IGBT en corrélation avec les modèles IGBT existants et, deuxièmement, nous présentons les méthodes généralement exploitées dans le contrôle des convertisseurs. Ce chapitre introduit ainsi les avantages et les limitations des stratégies existantes tant au niveau de la cominande rapprochée des IGBT, qu'au niveau des méthodes de contrôle des convertisseurs permettant ainsi d'introduire plus précisément les concepts proposés.

2.1 De la fonction de commutation

D'une manière générale, nous pouvons considérer le fait que n'importe quel transistor peut être utilisé, pourvu qu'il soit capable d'assurer la fonction d'interrupteur commandé. Pratiquement, il existe plusieurs sortes de transistors qui ont chacun un domaine bien précis d'application (principalement dans la réalisation d'amplificateurs) et qui sont utilisables quasi exclusivement en basse tension et moyenne tension.

Pour assurer la fonction de commutation, le choix d'un transistor [11] est conditionné par les principaux critères électriques suivants :

1. cominande en tension, et non pas en courant, pour éviter de rajouter des pertes supplémentaires ;
2. faible résistance de conduction à l'état passant ;

3. forte tenue en tension à l'état bloqué :

4. rapidité de la commutation.

Ces quelques conditions permettent de choisir plus efficacement une technologie de transistor, laquelle sera en mesure de satisfaire le plus de critères possibles. Rappelons les caractéristiques essentielles des transistors « classiques » .

- Le transistor bipolaire (BJT) est un amplificateur de courant, ce qui signifie qu'il requiert un certain courant de base plus ou moins élevé pour pouvoir se mettre en conduction mais il peut conduire de forts courants. Il possède une tension minimale de conduction, la tension $v_{ce,sat}$, typiquement égale à quelques volts, qui fixe la puissance perdue en conduction définie par $i_c v_{ce,sat}$, où i_c est le courant de collecteur. Enfin, il présente un temps assez long pour se bloquer notamment à cause du courant de queue.
- Le transistor MOSFET peut être considéré comme une résistance dont la valeur est commandée en tension : il peut présenter à la fois une forte résistance de conduction à l'état bloqué et une faible résistance de conduction à l'état passant, soit de faibles pertes en conduction. Comme ce n'est pas une jonction, il n'y a donc pas le problème de l'évacuation des charges, ce qui diminue les temps de commutation et en particulier le temps du blocage.

Il est donc clair que le transistor MOSFET possède plus d'avantages que n'en possède le transistor BJT. C'est pourquoi le transistor MOSFET reste très souvent employé dans la conversion de puissance basse tension, le domaine des basses tensions n'excédant pas les 1000 V.

L'IGBT (« Insulated Gate Bipolar Transistor ») naquit dans les années 1980s. C'est un transistor hybride composé d'un transistors MOS pour la partie commande et d'un transistor BJT pour la partie puissance. Cette judicieuse combinaison confère au composant IGBT la possibilité d'être commandé en tension et de pouvoir commuter de forts courants tout en étant capable de tenir une forte tension inverse [12]. La tenue en tension est l'élément qui différencie le plus le transistor MOS du transistor IGBT. Le graphique de la Fig. 2.1 présente le type de transistor utilisé en fonction de la tenue en tension et de la fréquence de commutation.

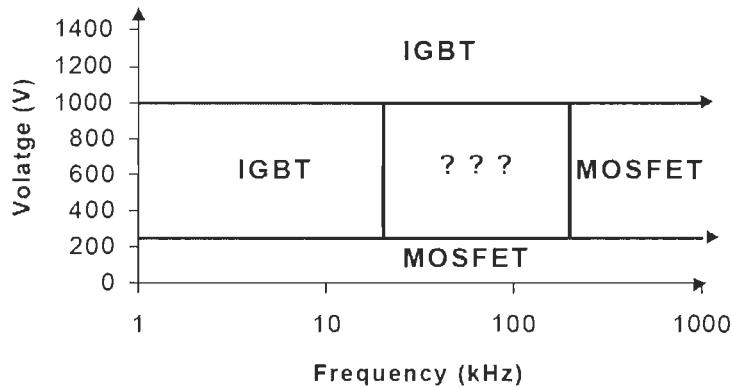


Figure 2.1: Diagramme de répartition des transistors utilisés en fonction de la tenue en tension et de la fréquence de commutation - doc. International Rectifier [11].

La zone comprise entre 250 V et 1000 V pour un intervalle de fréquence allant de 20 kHz à 200 kHz environ est qualifiée d'incertaine dans la mesure où le choix du transistor dépendra de l'application envisagée en fonction du coût, des propriétés électriques et thermiques souhaitées. En revanche, les autres zones définissent clairement le transistor à utiliser : le transistor MOS est préféré dans les applications à haute fréquence de commutation, tandis que la forte tenue en tension du transistor IGBT dominera sur tout

le spectre de fréquence (on considère cependant une fréquence maximale d'opération d'une vingtaine de kHz).

Dans tout ce travail, nous utiliserons le composant IGBT comme interrupteur de puissance. Rappelons que l'IGBT possède une tension d'amorçage $v_{ge,th}$ typique d'environ 6 V, une tension de mise en conduction $v_{ce,th}$ d'environ 5 V et une tension de saturation $v_{ce,sat}$ d'environ 1 V (notamment pour les IGBT de plus fort calibre en courant).

Remarque Parmi les nouveautés technologiques, citons les interrupteurs de type GaN [13] ou SiC [14], qui présentent de meilleures propriétés en commutation. En particulier, leurs technologies leur permet de commuter beaucoup plus rapidement avec une meilleure efficacité thermique.

2.2 De la gestion des pertes dans les IGBT

Les pertes en conduction dans les IGBT ne peuvent être réduites que par un choix minutieux de la technologie de l'IGBT, notamment grâce au paramètre $v_{ce,sat}$, qui définit la tension résiduelle lorsque l'IGBT conduit.

Fondamentalement, passer de l'état bloqué à l'état passant rend compte d'un transitoire de tension et de courant caractérisé par la « vitesse de commutation » : dv/dt (di/dt). Ces valeurs sont intrinsèques à chaque IGBT [15] et sont, par conséquent, bien documentées dans les fiches techniques ; les temps de commutation sont alors fournis en fonction notamment de la résistance de grille et des tension / courant commutés. Toute commutation entraîne une réponse du circuit environnant de l'IGBT ; la plus

problématique étant la réponse inductive [16], qui engendre une surtension lors du blocage de l'IGBT (il existe également une queue de courant ou traînée de courant qui retarde l'extinction complète du courant i_c [12]). Typiquement, nous avons :

- Une commutation rapide implique un important di_c/dt . Le temps de commutation est ainsi diminué mais la surtension au blocage est augmentée.
- Une commutation lente implique un faible di_c/dt . Le temps de commutation est ainsi augmenté mais la surtension au blocage est diminuée.

Il existe donc un compromis vitesse de commutation - réponse de l'environnement à ajuster. Cet ajustement s'effectue grâce à un dispositif d'aide à la commutation, appelé communément « circuit d'aide à la commutation » (CALC), suivant l'application considérée.

La Fig. 2.2 présente les deux structures de CALC usuellement utilisées [17].

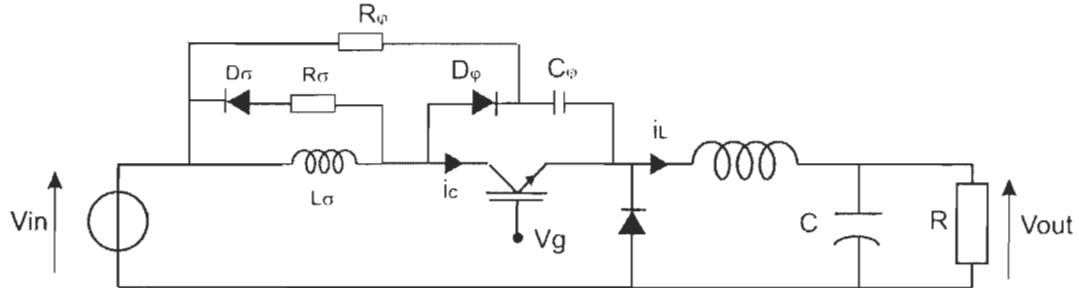


Figure 2.2: Circuit d'aide à la commutation à l'amorçage et au blocage.

Dans le cas de l'amorçage, le but est donc de limiter le di_c/dt , de manière à ralentir la commutation. Sur la Fig. 2.2, l'inductance L_σ , de faible valeur (quelques μH à quelques dizaines de μH) s'oppose aux variations du courant lors de l'amorçage. L'énergie qu'elle a emmagasinée est dissipée dans la résistance R_σ à travers la diode D_σ lors du blocage (sans la présence de la résistance R_σ , l'inductance L_σ est assimilable

à une inductance parasite). Le cas du blocage est le dual du cas de l'amorçage et un condensateur C_ϕ placé en parallèle de l'IGBT permet la gestion du dv_{ce}/dt .

Deux approches existent actuellement. La première approche consiste à gérer la commutation grâce à un circuit auxiliaire dit « circuit snubber ». Un tel circuit [15] [18] [19] a la responsabilité de maîtriser le transitoire de commutation en réduisant notamment les émissions électromagnétiques, les surtensions aux bornes des IGBT et les dépassements en courant. Une structure plus avancée, proposée par [21], permet notamment de récupérer l'énergie emmagasinée par les capacités « snubbers » lors des commutations.

La seconde approche consiste à gérer la commutation par la commande de l'IGBT [22]. Cette solution est théoriquement équivalente au circuit snubber et épargne l'utilisation de composants haute puissance (puisque tout est ramené côté commande, donc à basse tension). Tout comme l'approche snubber, il existe bon nombre d'exemples de configuration d'une telle commande.

2.2.1 Gestion de la commutation par la commande

Selon [22], les facteurs à prendre en compte dans la conception d'un circuit de commande rapprochée sont :

- les effets de recouvrement de la diode sur les pertes ;
- les effets de recouvrement de la diode sur les transitoires de tension ;
- le bruit généré par le recouvrement de la diode ;
- inductances de câblage et transitoires de tension ;
- protection contre les court-circuits ;

- surtension de blocage.

Les différentes stratégies élaborées dans la littérature actuelle prennent ainsi en considération simultanément un ou plusieurs de ces critères. Lors de la commutation au blocage, nous définissons *les contraintes électriques* comme étant les surtensions d'origine inductives. Lors de la commutation à l'amorçage, ces contraintes sont liées au courant de recouvrement de la diode de roue libre.

2.2.1.1 Contrôle linéaire

Agir directement sur la commande de l'IGBT, que l'on appelle également commande active, est une solution plus flexible que l'utilisation de snubbers, puisqu'il existe beaucoup moins de contraintes lorsqu'on travaille à basse tension (plutôt qu'à haute tension). Le snubber, de part le volume qu'occupent ses composants, et ses pertes propres qu'il occasionne, constitue un des éléments importants de dimensionnement de la fonction de commutation. De plus, un circuit snubber étant généralement dédié à un seul IGBT, le dimensionnement doit également tenir compte de l'ensemble des IGBT qui commutent.

Transposer les problèmes de la commutation sur la commande de l'IGBT revient finalement à considérer une régulation en boucle fermée pilotée par le signal de commande de l'IGBT, typiquement 0 V pour l'état bloqué et +15 V [23] pour l'état passant, avec un retour sur « l'évolution de la commutation » qui serait équivalent au retour de mesure. Connaissant donc simultanément, l'état de la consigne de commande et l'état des grandeurs électriques de l'IGBT (courant au collecteur, noté i_c , et tension à ses bornes v_{ce}), un système de régulation décide de la commande à appliquer sur la grille

de l'IGBT pour que la commutation se passe dans les meilleures conditions.

Il est donc possible de considérer, par exemple, un contrôle du di_c/dt ou dv_{ce}/dt lors de la commutation de l'IGBT. Dans ce cas, une mesure du courant au collecteur de l'IGBT ou de la tension v_{ce} est réalisée (retour de mesure) tandis qu'un contrôleur asservit directement les dérivées respectives de i_c ou v_{ce} par rapport à leurs références respectives [24].

Pour illustrer le concept du contrôle de dv_{ce}/dt , citons [25], qui a récemment proposé un circuit à amplificateurs opérationnels (Fig. 2.3). Le circuit proposé permet une réduction assez significative de la réponse inductive au blocage, moyennant certains ajustements du circuit. Les amplificateurs utilisés doivent notamment fournir une bande passante d'au moins 200 MHz pour un produit gain-bande de 800 MHz environ (exemple pour le circuit AD 8432); il est essentiel que le *slew rate* de l'amplificateur utilisé soit suffisamment élevé (typiquement 0.3 V/ ns) pour pouvoir agir à l'échelle de la commutation.

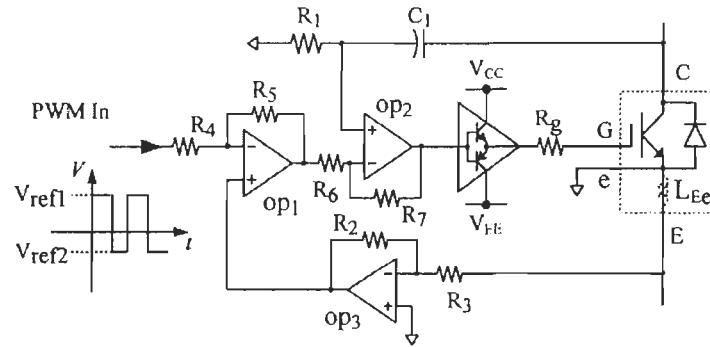


Figure 2.3: Exemple de commande active linéaire à l'aide d'amplificateurs opérationnels - tiré de [25].

2.2.1.2 Contrôle séquentiel

La Fig. 2.4 présente deux autres structures de type contrôle séquentiel.

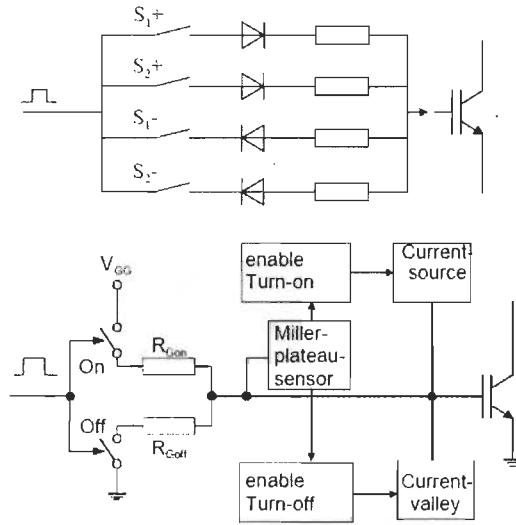


Figure 2.4: Exemple de commande active séquentielle d'IGBT : en haut, contrôle graduel de la tension de grille et en bas, contrôle par détection du plateau de Miller - tiré de [24].

La première structure réalise une évolution graduelle de la tension de grille de l'IGBT : connaissant la consigne de commande, il y a maîtrise de l'évolution de la tension de grille par le contrôle séquentiel des résistances de grille (e.g. [26][27][28][29][30][31][32]). Du fait qu'il n'y a, *a priori*, pas de retour d'information sur l'état de la commutation (mesure de i_c , v_{ce}), la séquence d'activation des résistances de grille doit être programmée. La seconde structure présente une commande basée sur la détection du plateau de Miller (ce plateau rend compte d'une tension de grille constante pendant un certain temps durant la commutation). Cette technique est doublée par un système de deux résistances de grille qui prennent en charge respectivement l'amorçage et le blocage de l'IGBT. Alors que l'amorçage de l'IGBT est à la fois géré par la résistance

de grille, notée $R_{ge, on}$ et le système de détection de plateau de Miller, le blocage n'est géré que grâce à la résistance de grille, notée $R_{ge, off}$. Ici non plus, il n'y a pas de retour d'information sur l'état de la commutation, mais il y a un retour sur l'état de la tension de grille. Ce retour étant finalement plus considéré comme une détection à seuil qu'un retour linéaire.

Nous pouvons également envisager d'inclure la protection de l'IGBT contre surtensions et court-circuits [33][34]. Suivant ces possibilités, des combinaisons des schémas précédents, proposées notamment par [24] et [35], rendent compte d'un schéma de commande active plus ou moins complexe. Une autre technique consiste à utiliser deux IGBT connectés en série dont les fils de commande sont magnétiquement couplés [36]. Cette technique permet notamment de mieux équilibrer les tensions v_{ce} de chaque IGBT afin d'accroître la stabilisation en tension des états bloqués. La méthode propose une configuration optimale en fonction des différentes capacités parasites ; elle nécessite donc une très bonne connaissance de l'IGBT utilisé.

2.2.1.3 Limites constatées

Les solutions précédentes font état d'une commande active qui dépend soit d'un retour d'information sur l'état de l'IGBT (retour de mesure ou de détection de seuil), soit d'une séquence programmée qui « sélectionne » une résistance de grille, suivant la phase de commutation, ou encore une commande active limitée à une simple résistance de grille, dont la valeur est prédéterminée grâce aux fiches techniques. Dans le premier cas, la bande passante considérée et les perturbations électromagnétiques rendent la commande fortement sensible et finalement peu robuste [37]. Les deuxième et troisième

cas se limitent à un jeu de résistances de grille et contraignent la maîtrise des transitoires d'amorçage et de blocage, compte-tenu des éventuelles surtensions qui pourraient survenir. De plus, l'utilisation d'un jeu de résistances de grille programmable implique l'utilisation d'interrupteurs commandés pour le contrôler.

2.2.2 Vers le pilotage intelligent des IGBT

Il a été proposé par [37][38] une solution originale dédiée au traitement du transitoire d'amorçage qui s'affranchit des problèmes de retour d'information. Cette solution est basée sur une modulation calculée de la forme du signal de grille en fonction des caractéristiques de l'IGBT piloté. Le signal qui attaque la grille est une rampe dont la pente a été calculée à partir des transitoires de commutation fournis par un modèle IGBT simplifié représentant l'IGBT à piloter ; il n'y a donc aucune dépendance directe vis-à-vis de l'état réel de l'IGBT, celle-ci ayant été estimée au préalable grâce au modèle IGBT qui a permis de calculer les paramètres de la rampe. Comme le montre la Fig. 2.5, la commande active se résume ainsi à un générateur de rampe attaqué par le signal de commande de l'IGBT (signal qui donne l'ordre d'amorçage ou de blocage).

Cette commande active a été appliquée sur un onduleur triphasé alimentant une charge inductive fixe. Les résultats mentionnent une réduction des pertes à l'amorçage de l'ordre de 25 à 45 % par rapport à une commande « conventionnel » qui alimente simplement une résistance de grille (correctement dimensionnée) par des échelons de tension, sans retour de mesure sur v_{ce} . Le point important est que cette réduction des pertes n'est due qu'à la seule contribution de cette commande active par rampe, qui n'est pas dépendante d'informations sur l'état de l'IGBT.

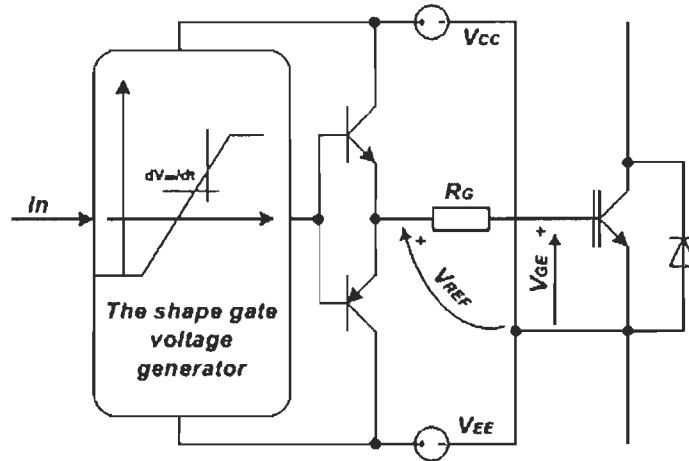


Figure 2.5: Commande active d'un IGBT à l'aide d'une rampe de tension - tiré de [37].

Limites constatées Bien que la solution proposée par [37], grâce à sa simplicité et surtout son efficacité, soit très intéressante dans la gestion des transitoires de commutation, des limitations existent et rendent ce type de commande active peu flexible car :

- le cas du blocage n'est pas géré ;
- il n'y a certes pas de dépendance directe avec l'IGBT piloté, mais il est nécessaire de changer les valeurs des composants qui réalisent électroniquement la rampe dès lors que l'on change d'IGBT ou que les conditions de commutation changent (sensibilité vis-à-vis de la topologie) ;
- la sensibilité aux paramètres n'est pas prise en compte ;
- les deux dernières propositions impliquent de modifier au moins partiellement le circuit de commande (en terme de mise à jour des valeurs des composants) ;
- l'efficacité du dispositif dépend du point de fonctionnement considéré puisque la rampe de tension est précalculée (ce qui peut expliquer les variations de

réduction des pertes) ;

- les éventuels transitoires résonants qui surviennent lors de la commutation (sur-tension...) ne sont pas explicitement pris en compte.

Constatons que ce type de commande rapprochée tente de répondre à certain des critères énoncés par [22], et en particulier, les effets du recouvrement de la diode et la minimisation des pertes. Nous nous concentrerons sur l'amélioration des conditions de commutation de l'IGBT au blocage et utiliserons, pour ce faire, le principe proposé par [37]. Nous généraliserons l'utilisation de la modélisation IGBT afin d'établir certaines propriétés générales du mécanisme de commutation qui permettront, sous certaines conditions et à l'instar de la solution proposée par [37], de mettre en oeuvre une commande rapprochée insensible à la topologie et au calcul du convertisseur et de sa charge.

Remarques L'ensemble des techniques de commande rapprochée utilisées possèdent finalement quelques points communs. En particulier, on note que toutes, que ce soit par contrôle séquentiel des résistances de grille ou bien par la commande en rampe [37], tentent de contrôler la vitesse d'établissement (ou d'extinction) de v_{ge} (dv_{ge}/dt). Or la vitesse de v_{ge} est liée à la vitesse de croissance (ou décroissance) de i_c et affecte donc la « qualité » de la commutation à travers les critères techniques proposés par [22]. Nous pouvons donc en déduire que la gestion du di_c/dt (blocage et/ou amorçage) constitue le problème majeur de la commande rapprochée des IGBT (et plus généralement des interrupteurs de puissance).

2.3 Modélisation des convertisseurs

La modélisation occupe une place très importante dans la conception des convertisseurs de puissance puisqu'elle ouvre la voie à la mise en place de systèmes de régulation qui asservissent les grandeurs électriques de sortie du convertisseur pour que celui-ci soit en adéquation avec la charge qu'il alimente.

2.3.1 Modélisation moyenne des convertisseurs

2.3.1.1 Modèle moyen standard

Généralement, la conception d'un convertisseur implique la création d'un modèle moyen standard ou *d'ordre zéro* (seule la composante moyenne des signaux est utilisée dans la représentation dynamique des convertisseurs) [39] [40]¹. Le principal avantage de ce type de modélisation est d'être suffisamment simple pour pouvoir être contrôlée par les correcteurs classiques de type PID. Cette simplicité vient du fait que les composants, et en particulier les interrupteurs de puissance, possèdent un modèle très simple. Par exemple, un interrupteur, qu'il représente un transistor MOS ou bien un IGBT, est équivalent à une variable unique, notée u qui prend les valeurs $u = 0$ si l'interrupteur est ouvert ou bien $u = 1$ si l'interrupteur est fermé. Cet état binaire est suffisant pour considérer des équations globales qui décrivent complètement le convertisseur et qui seront par la suite transformées pour former un modèle moyen du convertisseur à des fins de régulation.

Pour illustrer la technique de modélisation par modèle moyen, considérons l'exemple simple d'un convertisseur abaisseur (Fig. 2.6), où nous considérons dans un premier

1. La généralisation de la modélisation d'ordre zéro est peu utilisée car les modèles obtenus ne sont pas directement exploitables du point de vue de l'automatique.

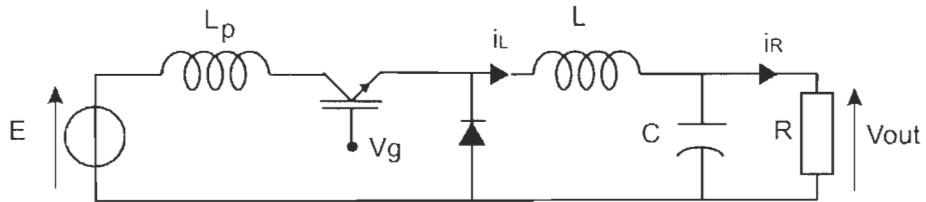


Figure 2.6: Schéma d'un convertisseur abaisseur de tension (buck) alimentant une charge resistive.

temps, $L_p = 0$. Les variables d'état instantanées sont v_{out} et i_L ; on omet la dépendance implicite du temps. Ici, la variable de commande u , équivalente à la tension v_g , pilote l'interrupteur T selon la séquence suivante : $u = 1$ si T est fermé et $u = 0$ si T est ouvert. u est la variable de commande qui permet de réaliser la commutation entre la tension 0 et la tension E , elle peut donc être considérée comme la variable qui symbolise le comportement de la cellule de commutation.

Définissons les variables moyennes $V_{out} = \langle v_{out} \rangle$, $I_L = \langle i_L \rangle$, et $U = \langle u \rangle$ ($\equiv V_g = \langle v_g \rangle$) (sur une période de commutation) associées aux variables instantanées. Nous en déduisons le modèle moyen et donc la fonction de transfert (par élimination de u) du convertisseur :

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{1}{C} \left(I_L - \frac{V_{out}}{R} \right) \quad \frac{dI_L}{dt} = \frac{UE - V_{out}}{L} \quad (2.1)$$

Un tel modèle possède un niveau de représentativité physique minimal (en l'occurrence, juste la représentation de la fonction de commutation) et ne peut donc être utilisé pour une prédiction suffisante de la majorité des phénomènes physiques qui apparaissent durant la commutation. Le cas de la cellule de commutation « trop simpliste » est bien entendu vrai pour les autres éléments comme la bobine (notamment ses pertes fer) ou

le condensateur (notamment son ESR), mais l'interrupteur reste cependant l'élément le plus complexe à modéliser (dans le cas de la bobine, la représentation série des pertes en conduction et des pertes fer en parallèle est généralement très correcte pour la plupart des applications), et par conséquent reste l'élément sur lequel il convient de s'attarder. À partir de ce constat, il y a, à première vue, trois possibilités pour prendre en compte le comportement réel des interrupteurs, et donc pour mettre en évidence les différentes pertes :

- établir une modélisation moyenne de l'interrupteur [41], laquelle est ensuite incluse au sein du modèle moyen du convertisseur ;
- établir des méthodes de calcul qui permettent d'évaluer les différentes pertes lors de la commutation, de manière indépendante de la modélisation [3] ;
- établir une modélisation équivalente de l'ensemble des pertes en ramenant les cellules de commutation à un composant dissipatif de type résistance [42].

Tandis que la première possibilité propose d'inclure directement les pertes dans le modèle au détriment de la facilité du pilotage du modèle, la seconde possibilité sépare les pertes du modèle. Ainsi, le modèle possède tel comportement qui répond au cahier des charges et aura tel rendement en fonction du calcul des différentes pertes. Cette dernière méthode est d'ailleurs la plus utilisée en industrie, du fait qu'elle permette la conservation de modèles moyens faciles à gérer au sens de l'automatique.

Nous montrerons que l'inclusion d'une modélisation plus réaliste et appropriée des IGBT au sein des modèles de convertisseurs permet de mettre en évidence le fait que les pertes en commutation ont un impact majeur sur la réponse temporelle de la sortie du convertisseur en présence de changements de charges. En particulier, nous

vérifierons expérimentalement le concept de résistance virtuelle introduite par [42] dans la modélisation des interrupteurs de puissance. La commande rapprochée établit ainsi un lien direct avec le comportement global des convertisseurs.

2.3.1.2 Modèle moyen généralisé

La méthode moyenne généralisée [43], généralisation de la méthode moyenne d'ordre zéro, permet de définir une représentation d'état plus réaliste pour tout convertisseur statique.

Tout signal électrique T -périodique $x(\tau)$ peut s'écrire sous la forme d'une série de Fourier dans l'intervalle $\tau \in [t - T, t]$:

$$x(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_n(t) \exp(jn\omega_s \tau) \quad (2.2)$$

où $\omega_s = 2\pi/T$ et le $n^{\text{ème}}$ coefficient de Fourier, dépendant du temps, vérifie :

$$\langle x \rangle_n(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) \exp(-jn\omega_s \tau) dt \quad (2.3)$$

Pour tout signal, la méthode moyenne généralisée élargit l'approximation initiale, qui considère uniquement l'évolution de la moyenne des signaux, en considérant cette fois l'évolution de la moyenne et des harmoniques liées à la dynamique de commutation PWM.

Le circuit abaisseur de la Fig. 2.6 a été traité par [44]. L'équation (2.4) est l'équation d'état du convertisseur abaisseur dans le formalisme généralisé à l'ordre $n = 1$; tous les signaux sont des valeurs moyennes au sens de (2.2) et sont décomposés

selon (2.2).

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \omega & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & \omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega & -\frac{1}{RC} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{\sin 2\pi u}{2\pi L} v_{in} \\ -\frac{\sin^2 \pi u}{\pi L} v_{in} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{\alpha}{L} v_{out} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

$$\text{avec } \begin{cases} \langle i_L \rangle_1 = x_1 + jx_2 \\ \langle i_L \rangle_0 = x_5 \\ \langle v_{out} \rangle_1 = x_3 + jx_4 \\ \langle v_{out} \rangle_0 = x_6 \end{cases} \quad (2.5)$$

La modélisation moyenne généralisée conserve bien évidemment le formalisme matriciel du modèle moyen standard et intègre les harmoniques générées dans le circuit (en l'occurrence les harmoniques générées par la commutation PWM) ; constatons d'ailleurs que les deux dernières lignes de la matrice dynamique correspondent au modèle moyen d'ordre zéro. Il devient donc possible d'accéder par exemple à l'ondulation du courant dans la bobine ; la Fig. 2.7 présente un exemple numérique comparatif entre le modèle moyen d'ordre zéro et le modèle moyen généralisé pour le courant i_L et la tension de sortie v_{out} . De plus, le passage à la fonction de transfert reste tout à fait possible [45].

Un programme de génération automatique de modèles moyens symboliques d'ordre

zéro des convertisseurs a été mis au point dans [46].

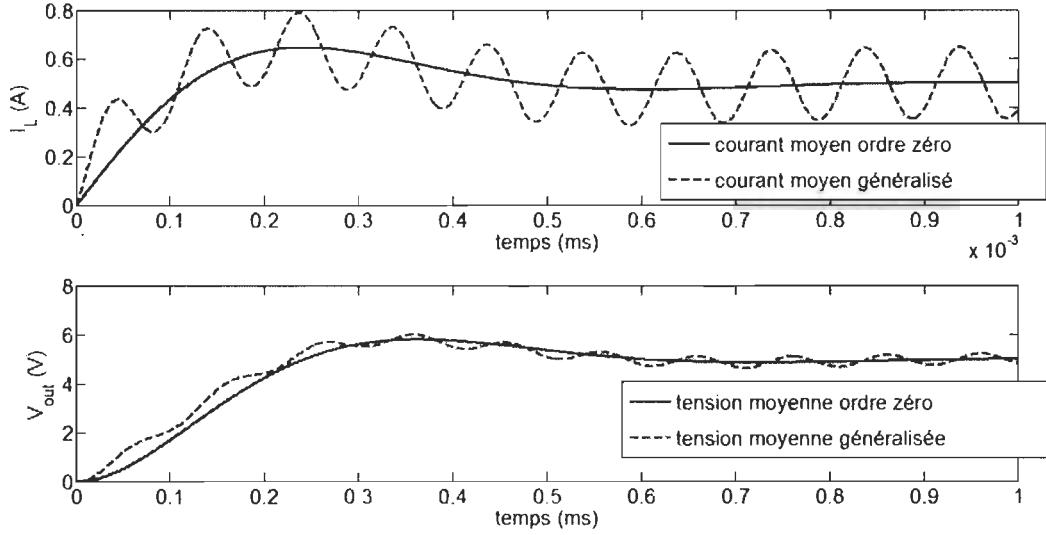


Figure 2.7: Exemple de signaux générés à partir du modèle moyen pour le convertisseur abaisseur.

2.3.2 Modélisation par les systèmes linéaires complémentarisés

Les systèmes linéaires avec conditions de complémentarité [47][48] peuvent être utilisés pour mettre en équation tout convertisseur de puissance. Cette formulation a l'avantage de pouvoir inclure les non linéarités des composants sous forme de conditions de complémentarité [49] et ainsi de pouvoir unifier, dans une même représentation d'état, le comportement dynamique du circuit et le comportement de chaque composant non-linéaire. Cependant, elle requiert des algorithmes de résolution spécifiques [50] qu'il peut être nécessaire de coupler avec les simulateurs classiques². Enfin, une telle formulation ne permet pas d'accéder facilement aux caractéristiques du circuit modélisé (stabilité, comportement transitoire...); elle ne peut donc pas être utilisée

². GAMS et AMPL sont deux logiciels permettant la résolution des systèmes linéaires complémentarisés.

comme généralisation « immédiate » du modèle moyen.

2.4 Contrôle des convertisseurs

La commande des convertisseurs statiques a pour but de gérer correctement les transitoires de charge et le transfert de puissance au sein des convertisseurs ; elle justifie ainsi l'utilité d'avoir une modélisation correcte du convertisseur. Les exemples les plus illustratifs concernent l'alimentation et le contrôle des moteurs car ils demandent une puissance bien souvent variable et fonction du couple mécanique demandé. Les moteurs alternatifs étant alimentés par des onduleurs, le rôle d'une structure d'asservissement est de pouvoir piloter l'onduleur pour gérer au mieux la puissance transmise au moteur dans le but de satisfaire les besoins énergétiques du moteur et les requêtes de l'utilisateur (qui souhaite éventuellement contrôler la puissance du moteur). Le raisonnement que nous avons tenu pour des moteurs est bien entendu valable pour tout type de convertisseur et de charge. Un autre exemple concerne l'alimentation de charges linéaires par des convertisseurs ca/cc, où l'utilisateur doit pouvoir régler la tension aux bornes de la charge, qui doit rester constante même si la charge varie.

Outre la stabilité globale, on considère généralement deux critères de performances en dynamique à satisfaire : la poursuite de la consigne et le rejet des perturbations.

En application de ces critères, il devient donc possible, grâce à une loi de commande appropriée, de maîtriser les variations de charge de sorte que :

- la tension (ou le courant) de sortie du convertisseur reste constant(e) (ou d'amplitude constante) et égale (quasiment égale) à la valeur de la tension (ou le courant) de consigne ;

- le temps de rétablissement de la tension (ou du courant) de sortie par rapport à la consigne soit court ;
 - les dépassements de tension lors des transitoires ne soient pas trop importants.

2.4.1 Les techniques actuelles et leurs limites

Nous pouvons considérer le schéma classique (Fig. 2.8) d'une régulation où le convertisseur de puissance fait partie d'une boucle de régulation.

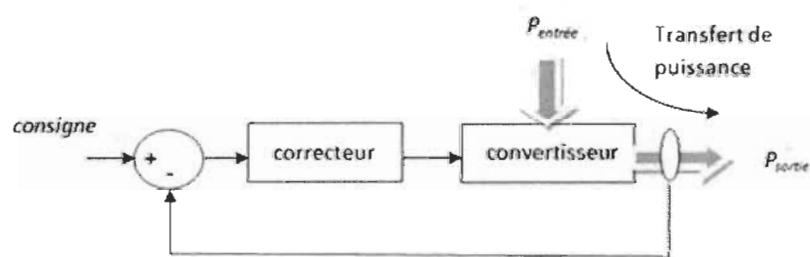


Figure 2.8: Schéma de régulation d'un convertisseur statique.

Les méthodes usuellement employées pour commander un convertisseur de puissance sont la correction par correcteur PID et la commande par retour d'état. Il est d'autant plus facile de les appliquer car nous disposons du modèle moyen du convertisseur, qui peut être mis sous forme d'une fonction de transfert (usuellement pour la commande PID) ou d'une représentation d'état (pour la commande par retour d'état). Le choix de la loi de commande dépend de l'application considérée.

Élaborer des lois de commande grâce à l'automatique linéaire est simple quand les modèles sont simples. Si l'on complique le modèle du convertisseur, soit parce que la topologie du convertisseur n'est pas simple (comme pour l'onduleur multi-niveaux), soit parce que l'on cherche à y inclure des modèles sous-jacents (en particulier des modèles

IGBT [41]), alors il n'est pas évident d'affirmer que le calcul d'un asservissement par les méthodes classiques soit possible et simple de surcroît. De plus, de telles lois de commande ne permettent le contrôle que d'un seul type de structure de charge, et même bien, souvent, à un seul point de fonctionnement.

C'est pourquoi il a été envisagé de se tourner vers d'autres types de commandes, plus élaborées, et qui peuvent notamment prendre en compte plus de paramètres relatifs à la dynamique de conversion et de la commutation. Par exemple, l'utilisation de l'observation à modes glissants a été proposée dans la gestion des convertisseurs multi-niveaux [4]. Bien que très robuste vis-à-vis des perturbations du convertisseur, la commande à modes glissants n'est pas très appréciée du point de vue industriel car elle suppose la fréquence de découpage variable, et donc la perte partielle du contrôle des pertes en commutation. Une autre approche, assez séduisante mais très mathématique, consiste à considérer une commande robuste par minimisation d'un critère de coût (synthèse H_2/H_∞) [51]. Quelques travaux dans la commande robuste des convertisseurs (e.g. [52][53][54]) montrent qu'il est possible de définir un contrôleur qui puisse tenir compte des incertitudes liées à la valeur des composants ainsi que des différentes perturbations comme les variations de la tension d'entrée du convertisseur, le taux de charge... Cette approche n'a cependant pas été considérée en rapport avec la gestion des pertes, ni même les changements de charge. Si les valeurs des composants sont (très) éloignées des valeurs nominales associées, l'efficacité du correcteur n'est pas garantie. De plus, compte-tenu de la mise en oeuvre complexe d'un tel correcteur, il n'est pas possible de procéder au réajustement en ligne du correcteur. La logique floue a également été exploitée dans le but d'introduire un contrôle adaptatif, fonction de la charge à piloter

[55]. Cette technique nécessite cependant la définition de plusieurs correcteurs, adaptés à plusieurs situations.

La majorité des contrôleurs actuellement développés supposent que le convertisseur à contrôler est clairement défini par un modèle dont les paramètres peuvent éventuellement varier dans un certain intervalle de confiance. Dans le but d'éliminer la plupart des inconvénients des techniques de contrôle, et en particulier, la nécessité de disposer d'un modèle de convertisseur, nous proposons d'élaborer une loi de commande qui soit à la fois simple à mettre en oeuvre et à ajuster, et qui permette d'assurer une certaine robustesse vis-à-vis des différentes perturbations que subit un convertisseur.

2.4.2 Présentation de la commande sans-modèle

La commande des convertisseurs statiques a été beaucoup étudiée ces dernières années dans le but d'améliorer les performances dynamiques et préserver la robustesse des convertisseurs en incluant la rejection de perturbations. Les méthodes classiques comme le contrôle par correcteur PI [56] sont très efficaces lorsque :

- le modèle du convertisseur est bien connu ;
- le point de fonctionnement de la charge est bien défini.

Dans [57], des comparaisons sont effectuées entre les correcteurs PI généralisés, le mode glissant et diverses techniques de linéarisation. Selon [58], même si la stabilité est garantie, ces contrôleurs peuvent être difficiles à mettre en oeuvre en pratique. Plus récemment, des lois de commande adaptatives ont été développées par [59][60][61], un contrôleur flou par [62][63] et l'utilisation des algorithmes génétiques a été proposée par [64]. La théorie du contrôle robuste est utilisée dans le cas de forts changements de point

de fonctionnement [65][66][67]. Bien que la théorie du contrôle robuste permette d'assurer la robustesse par rapport aux variations de modèle et de charge, sa mise en oeuvre s'en trouve difficile sans une connaissance approfondie des concepts mathématiques utilisés et l'utilisation d'outils de conception avancés [68]. Dans la plupart des cas, la charge et ses incertitudes doivent pouvoir être caractérisées afin d'assurer à la fois stabilité et performances dynamiques optimales. Cette condition est quasiment impossible à satisfaire en pratique.

La commande sans modèle est une méthode originale et récente [10] qui permet de rendre robuste une loi de contrôle classique de type PID par rapport aux incertitudes et dérives du modèle commandé. L'intérêt principal de cette méthode réside dans :

- la simplicité (en comparaison avec la théorie de la commande robuste) avec laquelle un correcteur PID, dit *intelligent* est mis en oeuvre ;
- la faculté de cette loi de commande à stabiliser et maintenir des performances dynamiques très intéressantes lors de fortes perturbations du modèle commandé.

Cette loi de commande semble donc répondre à la problématique du contrôle de tout convertisseur lorsqu'à la fois le modèle et la charge varient dynamiquement.

2.4.2.1 Principes généraux

Nous supposons que le comportement de tout système est bien décrit dans son mode de fonctionnement par un système d'équations différentielles. Le modèle qui en résulte peut être fortement non linéaire et variant dans le temps [69][10]. Nous supposons que le système est décrit par l'équation entrée-sortie suivante :

$$E(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(\iota)}, u, \dot{u}, \dots, u^{(\kappa)}) = 0 \quad (2.6)$$

où u et y sont les variables d'entrée et de sortie ; ι et κ sont respectivement les ordres de dérivation en u et y ; E , qui peut être inconnue, est supposée être une fonction suffisamment continue par rapport à ses arguments.

La définition suivante formalise ainsi la notion de modèle ultra-local dans le cadre de la commande sans-modèle.

Model ultra-local [10] Si u et y sont les variables d'entrée et de sortie d'un système à commander, alors ce système admet le modèle ultra-local défini par :

$$y^{(n)} = F + \alpha u \quad (2.7)$$

où $\alpha \in \mathbb{R}$ est une constante non physique fixée par l'opérateur et n est l'ordre de la dérivée. La valeur numérique de F , qui contient l'ensemble de « l'information structurale », est déterminée grâce à la connaissance de u , α et de l'estimé de la dérivée $y^{(n)}$.

On note $[F]_\epsilon$, l'estimée du modèle ultra-local à partir de l'estimée $[y^{(n)}]_\epsilon$ de $y^{(n)}$.

L'ensemble des exemples actuels montrent qu'en général, il est suffisant de considérer $n \leq 2$. Le réglage du coefficient α est fonction du système à piloter et en particulier des grandeurs des signaux considérés.

Correcteur intelligent [10] Lorsque le système fonctionne en boucle fermée, on définit un contrôleur intelligent ou (contrôleur i-PI) par :

$$u = -\frac{[F]_e}{\alpha} + \frac{y^{*(n)}}{\alpha} + \mathcal{C}(\varepsilon) \quad (2.8)$$

où y^* est la trajectoire de référence, $\varepsilon = y^* - y$ est l'erreur de poursuite, \mathcal{C} est un correcteur PI usuel dont les gains sont à régler, $[F]_e$ est le modèle ultra-local estimé, n est l'ordre de la dérivée. Le contrôleur intelligent est également appelé loi sans-modèle ou loi de commande sans-modèle.

2.4.2.2 Exemple académique de système contrôlé par correcteur intelligent

Nous appliquons la méthode bien connue de Broïda (e.g. [70]) en approximant la fonction de transfert H stable par H' .

$$H(s) = \frac{(s+2)^2}{(s+1)^3} \Rightarrow H'(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{(Ts+1)} \quad (2.9)$$

Les coefficients $K = 4$, $T = 2.018$, $\tau = 0.2424$ sont obtenus à partir de méthodes graphiques pour un point de fonctionnement donné. Nous définissons un correcteur PID tel que :

$$\mathcal{C}(\varepsilon) = K_p \varepsilon + K_I \int \varepsilon + K_D \dot{\varepsilon} \quad (2.10)$$

Un contrôleur i-PI peut s'écrire :

$$u = -[F]_e + \dot{y}^* + \mathcal{C}(\varepsilon) \text{ avec le modèle local } \dot{y} = F + u \quad (2.11)$$

Les gains du contrôleur PID sont alors les suivants [70] : $K_P = \frac{100(0.4\tau+T)}{120K\tau} = 1.8181$, $K_I = \frac{1}{1.33K\tau} = 0.7754$, $K_D = \frac{0.35T}{K} = 0.1766$.

Considérons le système H' corrigé soit par le i-PI (2.11) soit par le PID (2.10) en boucle fermée. La Fig. 2.9(a) montre que le contrôleur i-PI possède des performances comparables au contrôleur PID classique (Fig. 2.9(b)). En revanche, la Fig. 2.9(c) montre que les performances du i-PI deviennent nettement supérieures lorsque un changement de pôle a lieu dans le système et que le contrôleur PID (2.10) n'est pas recalculé (Fig. 2.9(d)).

Ce premier exemple académique ainsi que les nombreuses applications dont [71] [72] [73] [74] [75] [76] [77] dans divers domaines montrent que la commande sans modèle est *a priori* robuste par rapport aux dérives (notamment des pôles) des modèles à commander (on trouvera une liste plus complète des applications dans [78]). Cela en fait donc une commande *a priori* efficace pour permettre le contrôle des convertisseurs statiques lorsqu'à la fois les paramètres internes du modèle et les paramètres de la charge changent.

2.5 Simulation en électronique de puissance

2.5.1 Simplicité et représentativité des modèles

Avec l'essor de l'informatique, il est devenu possible avant même de réaliser un prototype, de prévoir le fonctionnement d'un convertisseur ou d'un ensemble de conver-

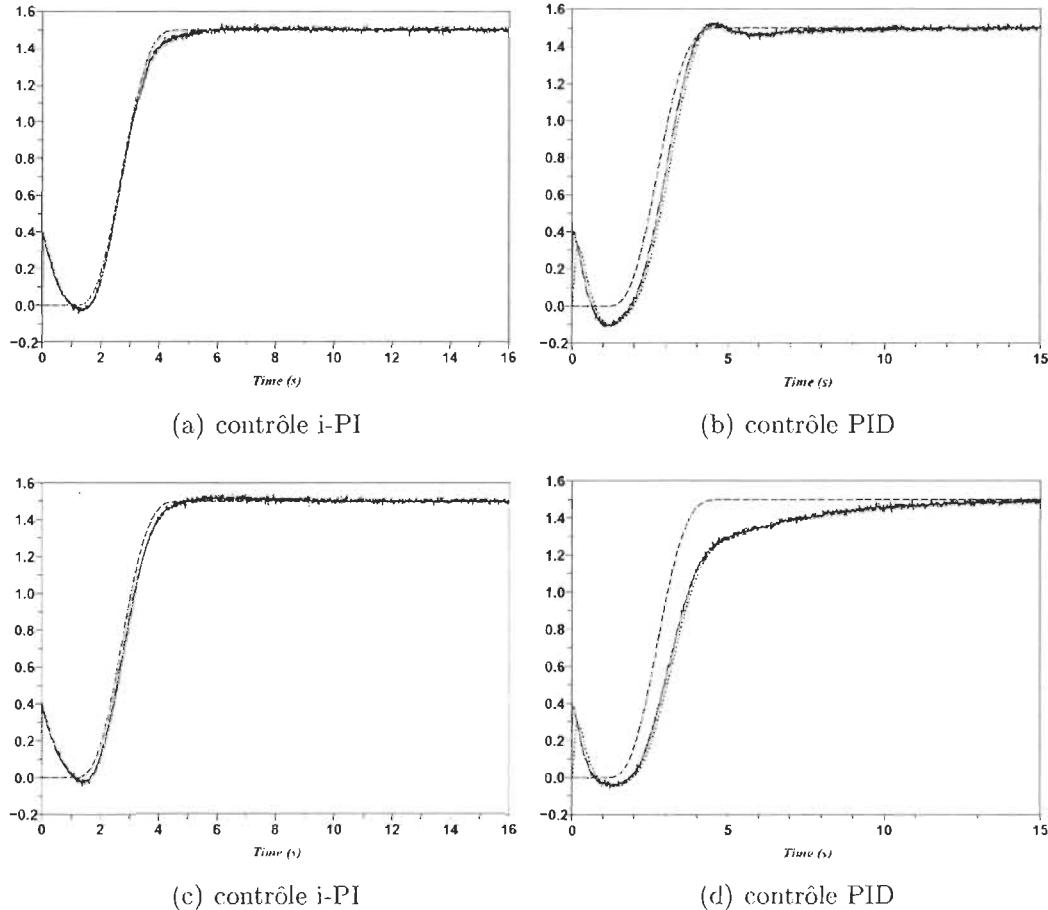


Figure 2.9: Système linéaire stable monovariable (référence (- -) ; sortie (. .)).

tisseurs grâce aux outils logiciels de simulation. Ces outils permettent donc, connaissant la topologie et les caractéristiques du système de puissance étudié, de fournir les différents chronogrammes de fonctionnement du système en appliquant des méthodes numériques de résolution des équations de Kirchhoff associées aux lois physiques de chaque composant.

La simulation est devenue bien plus qu'un besoin, mais bien une nécessité tant au niveau de l'ingénierie que de la recherche, puisqu'elle permet finalement de faire fonctionner, à l'aide d'un simple ordinateur, un système électronique sans qu'il soit

nécessaire d'investir de fortes sommes d'argent et beaucoup de temps dans une réalisation expérimentale.

Le but de la simulation est de permettre la simulation de systèmes avec le plus d'exactitude possible afin de se rapprocher le plus possible des résultats obtenus de façon expérimentale. Nous définissons le niveau de représentativité d'un modèle comme l'aptitude que possèdent les équations constitutives du modèle pour recréer l'ensemble des phénomènes physiques qui régissent le composant que l'on modélise. En effet, plus un composant sera décrit, ou plus exactement, modélisé de manière à ce que ses équations soient plus proches de la réalité physique, plus les résultats obtenus en simulation seront à l'égal des mesures expérimentales. Par exemple, les trois composants de base de l'électronique que sont la résistance, la bobine (ou self) et le condensateur sont modélisés par une unique loi physique qui à elle seule donne une bonne représentativité physique (sans les différentes pertes) pour une extrême simplicité de modélisation.

Les problèmes commencent quand il s'agit de modéliser des composants complexes comme les diodes ou les transistors. Ces éléments sont définis par des équations physiques complexes qu'il serait difficile de résoudre par un simulateur sans faire plusieurs simplifications. Ces simplifications se traduisent par la construction de différents modèles de niveaux de représentativité à l'images de ces simplifications. Ainsi, nous pouvons considérer un modèle de diode basique composé d'un simple élément qui ne laisse passer le courant que dans un sens. Une amélioration serait d'ajouter une source de tension qui modélise la chute de tension à l'état passant ainsi qu'une résistance qui modélise les pertes en conduction...

2.5.2 Modélisation et efficacité en simulation des IGBT : le modèle IGBT de Alonso

Le cas de la modélisation du transistor IGBT est beaucoup plus difficile car il s'y passe beaucoup de phénomènes que l'on peut difficilement mettre sous forme d'équations simples avec peu de paramètres. Comme le cas de la diode, le modèle le plus simple qu'il est possible de créer est celui d'un simple interrupteur commandé en tension avec éventuellement une résistance qui modélise les pertes en conduction. Notons que ce niveau de représentativité est commun avec tous les autres transistors qui fonctionnent en commutation. Cela revient à dire que tout transistor fonctionnant en commutation peut au moins être décrit par un simple interrupteur avec éventuellement résistance en conduction et capacités parasites. Cette modélisation très simpliste est d'ailleurs communément admise comme modélisation standard du composant IGBT dans la plupart des simulateurs.

D'un point de vue pratique, un modèle IGBT, comme tout modèle de composant d'ailleurs, doit pouvoir représenter et reproduire au mieux (suivant ses limites de représentativité) les caractéristiques constructeur du composant réel dont il est issu. Il a été établi une classification des modèles IGBT [79], et il en ressort beaucoup de modèles qui varient selon la complexité, le niveau de représentativité et l'aptitude à pouvoir être simulés rapidement. Certains modèles ne prennent pas en compte les phénomènes non linéaires (en particulier les capacités non linéaires), d'autres sont trop complexes à utiliser ; en particulier, le modèle peut nécessiter des données qui ne sont pas fournies dans les notices constructeur. Enfin, la quasi-totalité des modèles doivent être paramétrés à partir des données constructeurs, mais aussi à partir de mesures expérimentales sur

l'IGBT réel.

Enfin, il a été démontré que le fait d'utiliser un modèle réel d'IGBT à représentativité suffisante en simulation permet de mieux comprendre et de mieux prévoir les phénomènes dus à l'environnement de l'IGBT durant la commutation [80][81].

Le modèle de Hefner Le modèle de Hefner [82] est l'un des tous premiers modèles IGBT à décrire complètement le comportement du composant IGBT à la fois en régime transitoire et en régime dynamique. Il est intégralement basé sur la physique du solide et des semi-conducteurs pour mettre en équation le composant. De ce fait, ce modèle reproduit très efficacement les caractéristiques physiques de l'IGBT, mais au prix d'une connaissance relativement fine des constantes physiques du composant. Le modèle de Hefner est généralement utilisé dans les simulateurs commerciaux (par exemple Saber et PSPICE) [83].

Le modèle de Alonso Alonso a mis au point un modèle IGBT [8] de concept très séduisant, puisque d'une part, il ne nécessite que les données constructeur du composant réel pour pouvoir être entièrement paramétré, et d'autre part, il possède une très bonne représentativité physique malgré la simplicité de sa construction. En effet, ce modèle est un circuit électronique équivalent conçu à partir de composants de base, ce qui le rend particulièrement facile à simuler. La Fig. 2.10 présente le modèle IGBT de Alonso.

Tous les composants sont linéaires à l'exception des diodes, qui sont idéales et les capacités qui peuvent être non linéaires. Les points g, c, e représentent respectivement la grille, le collecteur et l'émetteur de l'IGBT.

Le couple (v_{ce}, i_c) définit un point de fonctionnement statique de l'IGBT, et i_c

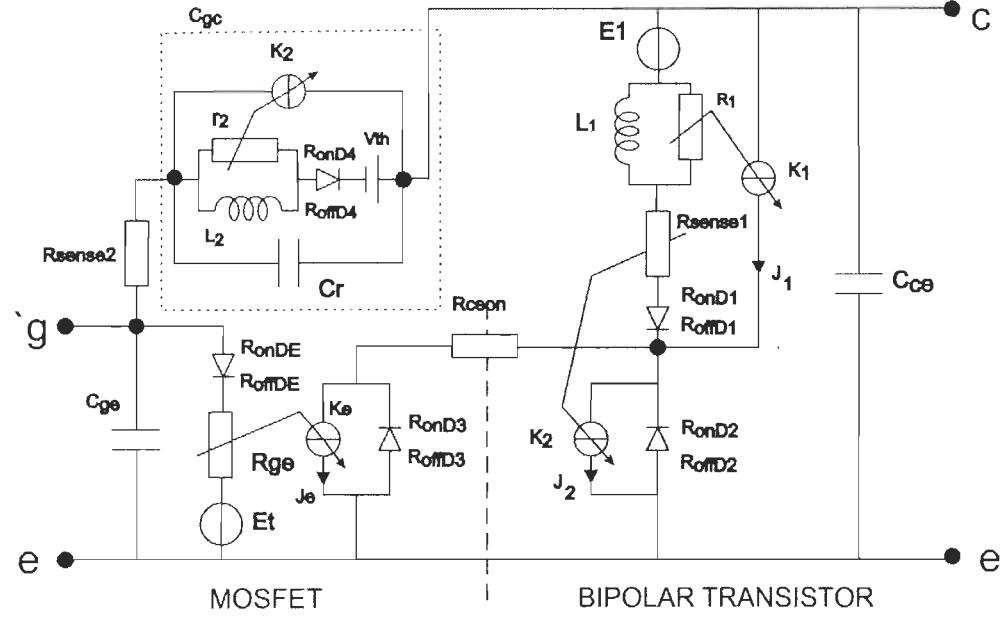


Figure 2.10: Modèle IGBT de Alonso - Schéma électrique équivalent du transistor IGBT représenté ici avec les capacités parasites C_{ge} , C_{ce} et C_{gc} non linéaires.

est le courant de collecteur. v_{ge} permet le contrôle statique du rapport v_{ce}/i_c . Nous appelons *partie commande*, le circuit électrique permettant le contrôle de v_{ge} et *partie puissance*, le circuit électrique dont fait partie le dipôle de bornes c et e commandé par la tension v_{ge} . L'IGBT est principalement défini à partir de deux caractéristiques statiques :

- la caractéristique $v_{ce} = f_t(v_{ge})|_{i_c=cte}$ est la caractéristique de transfert,
- la caractéristique $i_c = f_s(v_{ce})|_{v_{ge}=cte}$ est la caractéristique de sortie. Nous appelons *plan de sortie* cette caractéristique que l'on peut noter également $i_c - v_{ce}$.

Les caractéristiques dynamiques fournissent les pertes en commutation. Sur le modèle de Alonso sont représentés :

- Les composants qui constituent *le groupe statique de l'IGBT* c'est-à-dire la partie qui a pour rôle de générer les caractéristiques statiques. Pour toutes

les diodes, notons R_{onDX} , où X est le caractère alphanumérique qui repère la diode, la résistance à l'état passant, et R_{offDX} , la résistance à l'état bloqué. J_e et J_2 sont deux générateurs de courant pilotés en tension de telle sorte que l'on a respectivement $J_e = K_e v_{Rge}$ et $J_2 = K_2 v_{Rsense1}$ où v_{Rge} et $v_{Rsense1}$ sont respectivement les tensions aux bornes des résistances R_{ge} et R_{sense1} .

- Les composants qui constituent *le groupe dynamique* de l'IGBT c'est-à-dire la partie qui a pour rôle de décrire l'évolution dynamique du point de fonctionnement (i_c, v_{ce}) lors des transitoires de commutation. Ce sont les capacités parasites inter-electrodes C_{ge}, C_{gc}, C_{ce} qui rendent compte de la dynamique des transitoires de fonctionnement.

Rappelons la procédure de paramétrage du groupe statique.

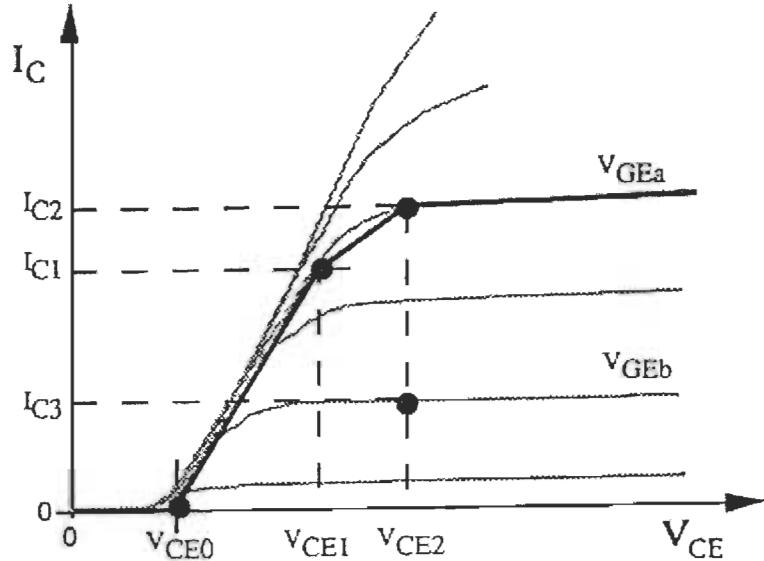


Figure 2.11: Procédure de paramétrage du groupe statique - tiré de [8].

A partir du plan de sortie (Fig. 2.11), il est nécessaire d'obtenir :

- 2 points (V_{ce3}, I_{c3}) à V_{geb} et (V_{ce2}, I_{c2}) à V_{gea} avec $V_{gea} > V_{geb}$ en début de zone

de saturation,

- 1 point (V_{ce1}, I_{c1}) à V_{gea} en fin de zone linéaire,
- 1 point $(V_{ce0}, 0)$ en début de conduction.

Ces points s'obtiennent directement par lecture graphique du plan de sortie fourni par les fiches techniques.

L'Annexe A présente le code Matlab permettant de définir numériquement les valeurs des composants du modèle de Alonso (Fig. 2.10). Le modèle IGBT de Alonso se distingue du modèle de Hefner par le fait qu'il reproduit les caractéristiques physiques du composant IGBT grâce à une schématisation électronique équivalente (alors que le modèle de Hefner conserve une description mathématique formelle du composant). Celle-ci a, d'une part, l'avantage de mettre en évidence les différentes relations qui existent notamment entre les différentes capacités parasites, et d'autre part, de permettre une simulation relativement aisée (le modèle est finalement traité comme n'importe quel circuit électronique). Notons que la décomposition en trois capacités parasites (partie dynamique) avec une source de courant (partie statique) est une manière conventionnelle de modélisation équivalente des IGBT ; en particulier [37] utilise cette représentation dans la mise au point de sa commande intelligente des IGBT.

De plus, une comparaison a été réalisée [84] entre le modèle de Alonso et le modèle de Hefner. Le résultat de cette comparaison est que ces deux modèles sont presque équivalents en fonctionnement dynamique lors des transitoires de commutation.

2.5.2.1 Modèle IGBT mathématique, le modèle IGBT de Hammerstein

Partant du principe que la dynamique de commutation est créée par un circuit capacitif (en interaction avec l'environnement de l'IGBT), nous pouvons concevoir un modèle purement mathématique de l'IGBT équivalent au modèle de Alonso (et donc du modèle de Hefner). Il est basé sur la décomposition de Hammerstein [9], qui transpose et sépare la partie linéaire et non-linéaire du modèle (Fig. 2.12) ; ce modèle est détaillé dans le Chap. 3. Un tel modèle a pour vocation de simplifier le modèle de Alonso afin d'établir un modèle comportemental mathématique qui permet de reproduire la dynamique de commutation de l'IGBT, mais qui ne conserve pas les propriétés physiques de l'IGBT. Ce modèle caractérise ainsi de façon minimale, mais de façon équivalente, le composant IGBT, pour une utilisation plus efficace du point de vue de l'automatique (construire un modèle équivalent du modèle de Alonso peut s'avérer difficile compte-tenu de la structure non-linéaire).

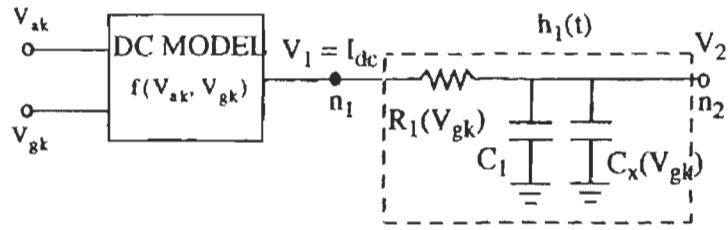


Figure 2.12: Principe de la décomposition originale de Hammerstein : la partie statique, considérée comme non linéaire est incluse dans le bloc "dc model" ; la partie dynamique est modélisée par un simple circuit RC du premier ordre. Nous avons les notations équivalentes : $v_{ak} = v_{ce}$; $v_{gk} = v_{gc}$ et $v_2 \equiv i_c$; R_1 et C_x sont deux éléments intrinsèques du circuit liés à la dynamique des commutations - tiré de [9].

Au chapitre 3, nous allons développer le modèle de Hammerstein dans le but

de formaliser certaines propriétés des IGBT en tenant compte de leur environnement électrique (en particulier, des inductances parasites).

2.5.2.2 Commutation des IGBT, vitesse de commutation et contraintes électriques

Considérons le montage abaisseur de la Fig. 2.6. La Fig. 2.13 présente un chronogramme générique des signaux v_{ge} , i_c et v_{ce} lors d'un amorçage suivi d'un blocage.

- Lors de l'amorçage, définissons les durées t_{on} et $t_{e.on}$ respectivement comme le temps d'établissement du courant i_c et la durée au bout de laquelle le courant de recouvrement de la diode s'annule (rappelons que le courant de recouvrement de la diode correspond au déstockage des charges dans la diode de roue libre au moment de son blocage).
- Lors du blocage, définissons les durées t_{off} et $t_{e.off}$ respectivement comme le temps d'extinction du courant i_c et la durée avec laquelle la surtension inductive au blocage [16] s'annule.

Les pertes en commutation sont définies comme étant l'énergie E dissipée durant la commutation. Nous avons :

$$E_{amorçage} = \int_{t_r + t_{e.on}} v_{ce}(t) i_c(t) dt \quad E_{blocage} = \int_{t_f + t_{e.off}} v_{ce}(t) i_c(t) dt \quad (2.12)$$

où $t_r + t_{e.on}$ est le temps de commutation à l'amorçage et $t_f + t_{e.off}$ est le temps de commutation au blocage.

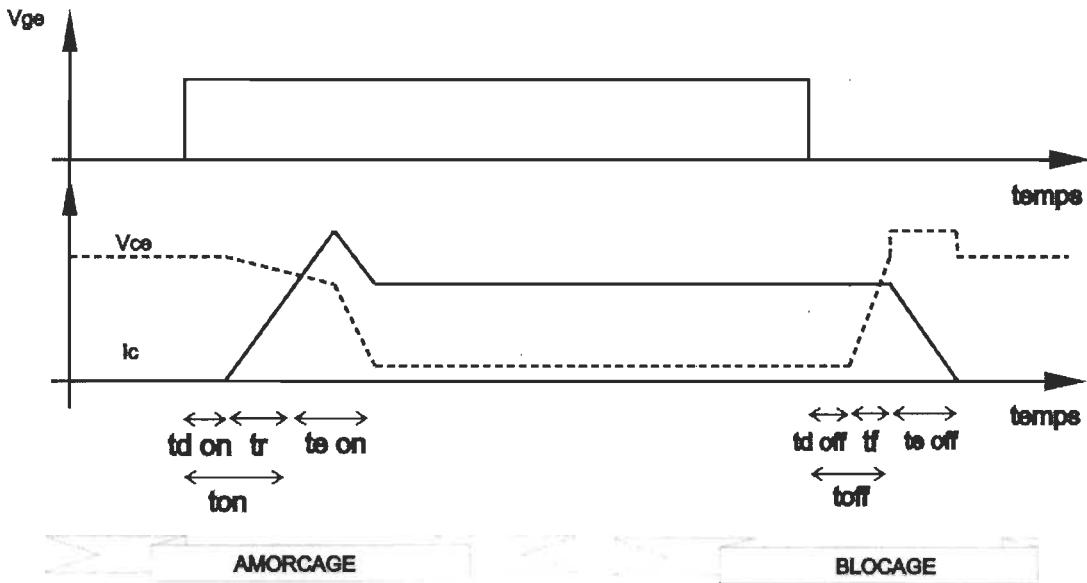


Figure 2.13: Chronogramme des signaux associés à la commutation d'un IGBT.

Définissons les constantes $i_{c,max}$ et $v_{ce,max}$ comme étant les maximums respectifs du courant i_c lors de l'amorçage et de la tension v_{ce} lors du blocage. Ces constantes, qui sont représentatives des contraintes électriques, sont fortement corrélées avec les temps de commutation et évoluent de façon opposées [8] : comme présenté au § 2.2, plus les temps de commutation sont courts, plus les valeurs de $i_{c,max}$ et $v_{ce,max}$ sont élevées.

Selon les critères énoncés dans le § 2.2.1, une commande rapprochée doit pouvoir minimiser notamment les contraintes électriques. Ce point, et plus généralement ce que nous entendons par optimalité de la commutation, sont discutés au Chap. 3.

2.6 Conclusion

L'état actuel des connaissances montre que la commande rapprochée des IGBT ainsi que la commande des convertisseurs restent des sujets d'actualité. Les méthodes les plus récentes sont à la base de nos investigations.

- La commande rapprochée nécessite l'exploitation d'un modèle IGBT qui permet de prédefinir la forme du signal de grille de l'IGBT afin d'améliorer les conditions du transitoire de commutation [37]. Notre étude se base sur cette considération et nous développons une approche basée sur la commande optimale afin d'optimiser la commutation. Le modèle de Hammerstein permet d'établir un formalisme mathématique adéquat de l'IGBT quant à l'application de la théorie de la commande optimale.
- Il est établi, sur l'ensemble des dispositifs traités (cf. § 2.4.2.2) dans la littérature, que la commande sans-modèle présente de meilleures performances dynamiques et de rejetion de perturbations, notamment par rapport à une commande PI standard. Notre étude exploite la commande sans-modèle pour le contrôle des convertisseurs statiques sous différentes conditions de fonctionnement. En particulier, nous nous attardons sur la mise en évidence des propriétés de robustesse de la commande en contrôle linéaire et non-linéaire lors de forts transitoires de charge et de changements de structure. Nous proposons également quelques preuves inédites de stabilité ainsi qu'une méthode adaptative qui accroît la robustesse de la commande sans-modèle.

Chapitre 3

Commande rapprochée Posicast des IGBT

La commande rapprochée Posicast des IGBT s'inscrit dans la problématique de minimisation des pertes en commutation au sein des IGBT. Nous avons justifié le fait (cf. § 1.1.1) que les IGBT, et plus généralement les semi-conducteurs de puissance, sont l'une des principales sources de pertes dans un convertisseur de puissance. Bien qu'un dimensionnement optimal *a priori* des composants qui constituent le convertisseur soit nécessaire afin d'obtenir une efficacité accrue de la conversion, il subsiste malgré tout certains problèmes secondaires qui ne peuvent être généralement résolus que par l'adjonction de circuits auxiliaires. Ces circuits auxiliaires, bien que censés corriger ces problèmes secondaires, ajoutent eux-mêmes d'autres perturbations potentiellement plus importantes que les perturbations initiales.

Nous avons ainsi mis en évidence dans le chapitre précédent le fait que les circuits d'aide à la commutation, dont le rôle principal est de pouvoir contribuer à l'amélioration du rendement de la commutation en minimisant les contraintes électriques sur les interrupteurs de puissance, ne font en réalité que dissiper l'énergie de la commutation afin d'atténuer les contraintes électriques sur les interrupteurs de puissance. Globalement, les pertes en commutations n'ont donc pas été minimisées, mais simplement transposées à un circuit auxiliaire de façon à diminuer les contraintes électriques sur les interrupteurs.

Les recherches actuelles s'orientent ainsi vers la conception de dispositifs qui per-

mettent de gérer en amont de l'interrupteur de puissance, les problèmes relatifs au mécanisme de commutation, plutôt que de les subir et les traiter par d'autres circuits. Ces dispositifs sont ainsi appelés *commande rapprochée* des IGBT, dans la mesure où ils permettent une interaction directe avec le signal de grille de l'IGBT. Le chapitre précédent fait état des principales solutions existantes et de leurs limitations. Le dispositif que nous proposons s'appuie sur la méthode proposée dans [37], qui est de loin la plus avancée puisqu'elle s'affranchit des nombreux inconvénients de la grande majorité des techniques actuelles.

Ce chapitre présente l'étude et la mise en oeuvre de la commande rapprochée Posicast des IGBT, inspirée des méthodes classiques de contrôle optimal, incluant la commande Posicast. Après une présentation des modèles IGBT, qui permet de cadrer le formalisme de la commande rapprochée, une étude préliminaire permet de mesurer l'influence du mécanisme de commutation sur la modélisation standard des convertisseurs. En particulier, nous montrons expérimentalement que les pertes en commutation au niveau des IGBT modifient substantiellement la réponse temporelle des convertisseurs statiques ; ces pertes en commutation, associées aux contraintes électriques pouvant être générées par le dispositif de commande rapprochée. Nous présentons ensuite la technique de commande rapprochée Posicast [85], via une description illustrée de la théorie du contrôle optimal, que nous mettons en oeuvre expérimentalement.

3.1 Modélisation des IGBT

Dans cette section, nous présentons quelques améliorations apportées aux modèles de Alonso et de Hammerstein. Le modèle de Hainmerstein, grâce à sa simplicité, consti-

tue la base du formalisme permettant l'application de la théorie du contrôle optimal, sur laquelle s'appuie la commande rapprochée Posicast.

3.1.1 Le modèle de Alonso modifié

Considérons le schéma électrique de la Fig. 3.1 qui modélise le composant IGBT.

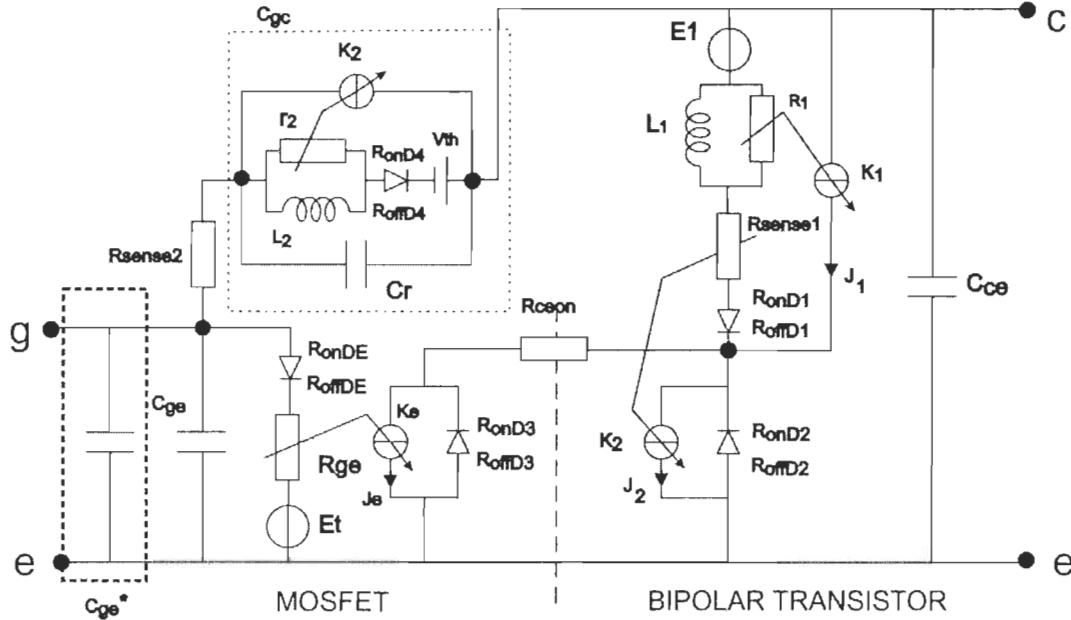


Figure 3.1: Modèle électronique équivalent modifié du composant IGBT.

On appelle Modèle IGBT de Alonso modifié [86], le modèle IGBT de Alonso initial [8] auquel on rajoute une capacité d'entrée auxiliaire C_{ge}^* qui peut éventuellement substituer tout ou une partie des capacités interélectrodes. Cet ajout implique que la capacité C_{ge}^* peut être considérée comme une unique capacité équivalente (dans le cas où elle remplace l'ensemble des capacités parasites) qui à elle seule modélise la dynamique des transitoires de commutation. En supposant une dynamique de commutation au premier ordre, nous voyons ici une équivalence avec le modèle de Hämmerlein puisque, dans le cas d'une substitution totale des capacités parasites par C_{ge}^* , C_{ge}^* seule, modélise

la dynamique de l'IGBT en un premier ordre. Le calcul de cette capacité parasite auxiliaire s'effectue à l'aide d'un procédé itératif qui utilise exclusivement les données constructeur et en particulier les graphes de variations des capacités parasites.

L'ensemble des paramètres du modèle peut donc être calculé aisément grâce aux différentes relations démontrées en [8] et [86]. Nous avons développé un logiciel de simulation [87] dont le noyau de calcul est basé sur SPICE, afin d'intégrer à la fois les outils numériques permettant de calculer les différents paramètres du modèle IGBT de Alonso modifié, et la possibilité d'intégrer un interpréteur pour le calcul de lois de commande en interaction avec la simulation. Une description complète du logiciel est donnée dans l'Annexe B.

3.1.2 Décomposition de Hammerstein du modèle IGBT

Nous avons développé un modèle théorique issu du modèle de Alonso. Ce modèle, purement mathématique, peut donc être programmé dans Matlab. Il sera utilisé comme cadre théorique de l'IGBT et permettra de justifier quelques hypothèses simplificatrices dans la réalisation de la commande rapprochée Posicast.

La décomposition de Hammerstein [9] modélise un IGBT de manière comportementale. On appelle modèle IGBT théorique (ou modèle théorique), le modèle IGBT issu de la décomposition de Hammerstein. Comme discuté dans § 2.5.2.1, ce modèle, directement exploitable du point de vue du contrôle optimal, fournit une expression mathématique explicite qui permet de prédire le comportement du transitoire de sortie de i_c . L'objectif est de coupler le modèle théorique avec *l'environnement électrique* de l'IGBT, constitué notamment de l'inductance parasite, puis d'en déduire une loi de

commande appropriée pour l'optimisation de la commutation. La Fig. 3.2 présente le schéma synoptique de ce modèle qui reprend les préceptes de la décomposition originale [9].

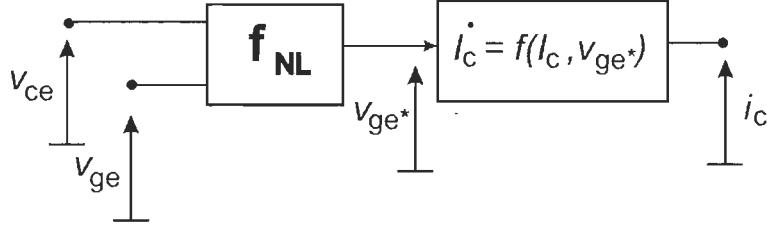


Figure 3.2: Modèle théorique de l'IGBT.

Modélisation de la partie statique f_{NL} décrit la partie statique de l'IGBT. Il est alors possible de choisir entre les équations du modèle de Alonso [8], dont les équations qui décrivent le plan $i_c - v_{ce}$, sont définies par morceaux, ou du modèle de Pittet [88]. Le modèle de Pittet, semblable au modèle de Hefner, propose une modélisation mathématique explicite du plan $i_c - v_{ce}$.

Il a été démontré dans [88] que le plan de sortie de l'IGBT peut se mettre sous la forme $I_c = \mathcal{P}(V_{ce}, V_{ge})$:

$$\begin{cases} V_m^L(V_{ce}) = V_{sat} - \frac{V_{sat} \ln \left\{ 1 + \exp \left[A_{ts} \left(1 - \frac{V_{ce}}{V_{sat}} \right) \right] \right\}}{\ln(1 + \exp(A_{ts}))} \\ I_c = A_t V_m^L (1 + \lambda(V_{ce} - V_m^L)) \left(1 - \frac{V_m^L}{2V_{sat}} \right) \end{cases} \quad (3.1)$$

où A_{ts} et λ sont des paramètres réels pouvant être obtenus par extrapolation du plan $i_c - v_{ce}$ fourni par les fiches techniques ; $V_{sat}(v_{ge})$ et $A_t(v_{ge})$ sont deux paramètres qui dépendent de V_{ge} de façon non linéaire et que l'on obtient également par extrapolation.

Modélisation de la partie dynamique La dynamique de l'IGBT évolue selon un premier ordre. Le courant i_c est donc solution d'une équation différentielle du première ordre avec v_{ge}^* pour entrée.

$$\begin{cases} v_{ge} \geq v_{ge, th}, & \frac{di_c(t)}{dt} + q i_c(t) = v_{ge}^* = f_{NL}(v_{ge}(t), v_{ce}(t)) \\ v_{ge} < v_{ge, th}, & i_c(t) \rightarrow 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

où $1/q$ est une constante de temps qui dépend de la résistance de grille et des capacités inter-électrodes de l'IGBT ; cette constante peut être caractérisée expérimentalement [9]. Pour les simulations qui suivent, on suppose ici que $q = R_x C_x$ où la capacité C_x , dépendante de v_{ce} , représente la capacité équivalente de l'IGBT vue de la sortie (cela rejoint la définition du modèle de Alonso modifié). D'après [89], la capacité C_x peut se mettre sous la forme :

$$C_x = \frac{C_{gc} C_{ce}}{C_{gc} + C_{ce}} \quad \text{avec } C_{gc} = C_{gc_{min}} + (C_{gc_{max}} - C_{gc_{min}}) \frac{1}{\sqrt{1 + (V_{ce}/V_t)^4}} \quad (3.3)$$

Une forme explicite de C_{gc} étant proposée par [37], il est établi [8], que seule la capacité C_{gc} peut être considérée comme non-linéaire. La loi d'évolution de C_{gc} a été choisie pour reproduire assez fidèlement la variation réelle de cette capacité en fonction de v_{ce} . La Fig. 3.3 présente un exemple d'évolution du courant i_c calculé avec le modèle théorique et simulé avec un modèle SPICE APT25GF100BN. La Fig. 3.4 présente plusieurs exemples de courant i_c simulés sous PSPICE avec l'IGBT APT25GF100BN.

Bien que l'IGBT calculé à l'aide du modèle théorique (issu de l'IGBT Semikron) ne soit pas le même que l'IGBT simulé avec SPICE, constatons que l'allure du courant ob-

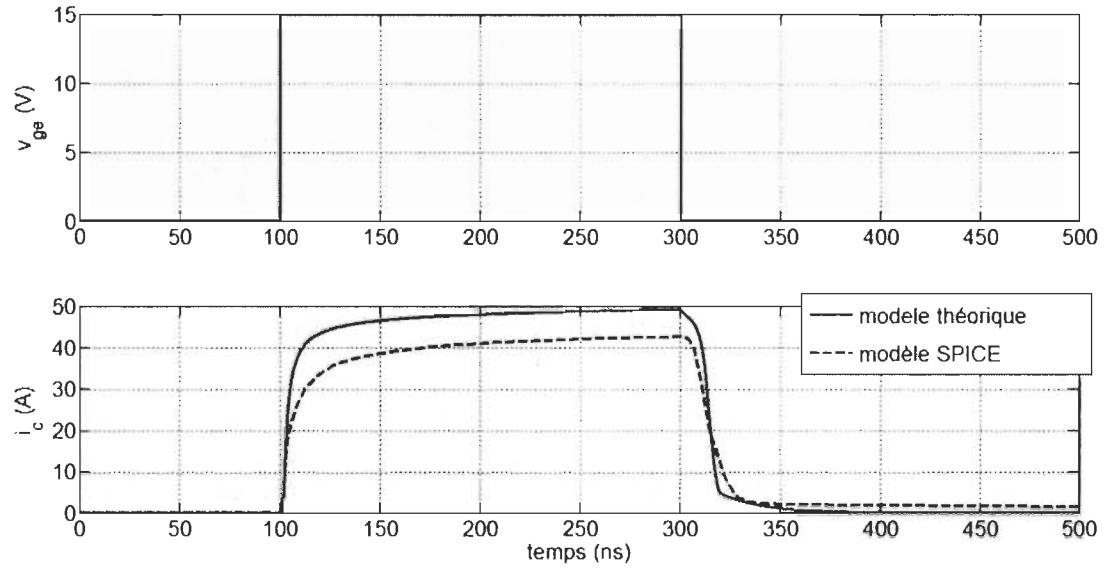


Figure 3.3: Exemple de blocage de l'IGBT ; le courant nominal est fixé à 50 A.

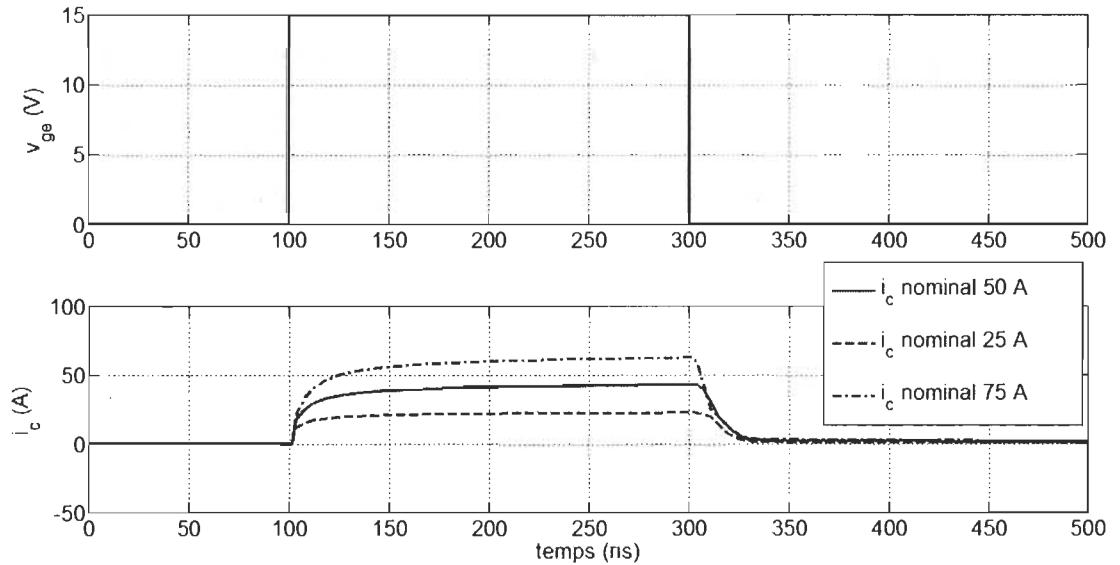


Figure 3.4: Exemple d'amorçage et de blocage simulé à l'aide d'un modèle SPICE.

tenue avec le modèle théorique est identique à celle obtenue par SPICE. Les différences de capacités témoignent notamment de constantes de temps différentes. Constatons

également que l'allure des courants est globalement identique pour les trois courants nominaux. Constatons une différence dans les queues de courant lors de l'extinction de i_c sur la Fig. 3.4 : un courant commuté plus élevé nécessite un déstockage de charges plus long lors du blocage [12] d'où une queue de courant plus longue.

Remarques : Les modèles de Alonso et Hammerstein et leurs versions modifiées respectives sont équivalents du point de vue comportemental c'est-à-dire qu'ils permettent de modéliser le transitoire de commutation de l'IGBT au blocage et à l'amorçage. Cependant, le modèle de Alonso est plus représentatif que le modèle de Hammerstein dans la mesure où la dynamique de commutation est modélisée par les capacités inter-electrodes, représentatives de la physique de l'IGBT ; nous avons mis en évidence le fait que le modèle de Alonso peut se simplifier pour ne comporter qu'une seule capacité, comme le modèle de Hammerstein. Cette simplification permet de définir un algorithme simple de calcul de la capacité afin de répondre à un cahier des charges précis (par exemple, faire en sorte que les pertes en commutation dissipées correspondent aux valeurs des pertes données par les données constructeur [86]).

La différence fondamentale entre ces deux modèles est que le modèle de Alonso est un schéma électrique équivalent qui peut être intégré très facilement dans une simulation de convertisseur de puissance. Une telle simulation a pour avantage de mettre en évidence les propriétés de la commutation et son influence sur le comportement global du convertisseur, en l'occurrence l'influence des transitoires de commutation sur les différentes grandeurs électriques dans le convertisseur. Le modèle de Hammerstein, quant à lui, fournit un modèle mathématique explicite de la commutation

qui ne peut pas être exploité directement en simulation. En effet, inclure ce modèle au sein de convertisseurs de puissance revient à interfaçer un modèle comportemental mathématique avec de la physique (schéma électrique). Une telle association ne permet pas d'étudier les interactions entre, par exemple, les capacités parasites et les inductances parasites du câblage. Une telle association, à l'instar de l'utilisation du modèle de Alonso, ne permet donc pas de reproduire efficacement les interactions entre le niveau « composant » (à l'échelle de l'IGBT) et le niveau « système » (à l'échelle du comportement global du convertisseur).

Enfin, ces modèles peuvent être calibrés pour n'importe quel point d'opération admissible dans les données constructeur ; [8] ne met pas en évidence de fonctionnement particulier pour la forte puissance, par rapport à la basse puissance. En particulier, les équations du modèle de Pittet [88] ou bien les équations du modèle de Alonso [8], qui modélisent le plan statique de sortie $i_c - v_{ce}$ permettent de reproduire très facilement les caractéristiques de tout IGBT. De plus, connaissant l'évolution des valeurs des capacités inter électrodes en fonction de v_{ce} , il est ainsi tout à fait possible de polariser l'IGBT (définir un point de fonctionnement de l'IGBT dans le plan $i_c - v_{ce}$) aussi bien en basse tension qu'à haute tension, la polarisation du courant i_c étant effectuée grâce au plan statique de sortie.

Le modèle de Hammerstein dispose de propriétés mathématiques intéressantes (notamment l'évolution au premier ordre du courant i_c) qui le rend propice à l'étude de la commande rapprochée Posicast.

3.2 Caractérisation globale des pertes en commutation

Nous présentons dans cette section une confirmation expérimentale que les pertes en commutation agissent sur le comportement global des convertisseurs, donc modifient substantiellement la fonction de transfert du convertisseur.

3.2.1 Influence des pertes en commutation sur la fonction de transfert

Considérons un onduleur deux-niveaux chargé par une résistance R (Fig. 3.5).

Appelons v_{out}^* , la tension de sortie de référence (appliquée à la modulation PWM) ; u et \bar{u} sont les signaux de commande complémentaires des IGBT.

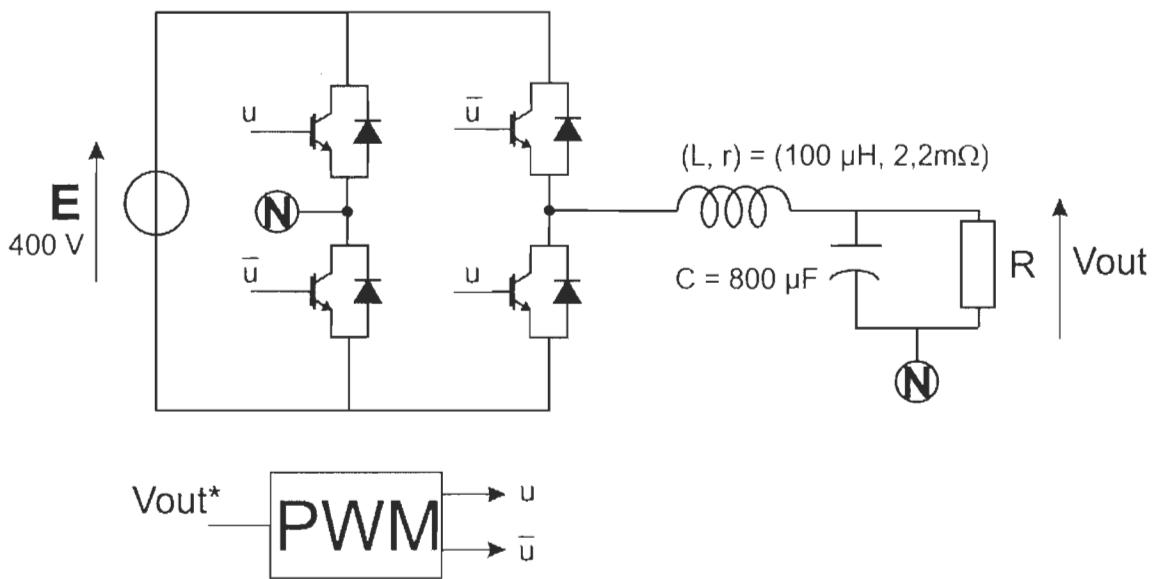


Figure 3.5: Onduleur à deux niveaux.

La fonction de transfert de l'onduleur, lorsque le pont onduleur est considéré comme idéal (pas de pertes en conduction, ni en commutation) s'écrit :

$$G = \frac{v_{out}}{v_{out}^*} = \frac{G_0}{1 + \frac{2z}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \quad (3.4)$$

où G_0 , z et ω_0 représentent respectivement le gain statique, l'amortissement et la pulsation propre de la fonction de transfert G . Le facteur de qualité Q est lié à l'amortissement par $2z = 1/Q$.

Considérons le tracé du rapport v_{out}/v_{out}^* de l'onduleur en fonction de la fréquence. Nous évaluons ce diagramme en considérant la fréquence de v_{out}^* variable entre 10 Hz et 1 kHz. Les Figures 3.6 et 3.7 présentent respectivement les paramètres gain statique et facteur de qualité extraits de ces diagrammes en fonction de l'admittance de la charge dans les conditions suivantes :

- La courbe « simulation avec IGBT idéaux » correspond à l'évaluation du gain statique et du facteur de qualité en simulation lorsque les IGBT sont idéaux (de simples interrupteurs commandés sans pertes).
- La courbe « simulation avec IGBT de Alonso » correspond à l'évaluation du gain statique et du facteur de qualité en simulation lorsque les IGBT sont modélisés par le modèle de Alonso.
- La courbe « expérimental » correspond à l'évaluation du gain statique et du facteur de qualité de manière expérimentale et lorsqu'un temps mort de $5 \mu s$ est ajouté afin d'éviter les court-circuits.
- La courbe « simulation avec IGBT idéaux et temps mort » correspond à l'évaluation du gain statique et du facteur de qualité en simulation lorsque le pont est idéal (de simples interrupteurs commandés sans pertes) et lorsqu'un temps mort de $5 \mu s$ est ajouté afin d'éviter les court-circuits.

Nous observons ainsi que le facteur de qualité, ou de manière équivalente, l'amortissement, évolue de manière dynamique en fonction de la charge de sortie. À faible

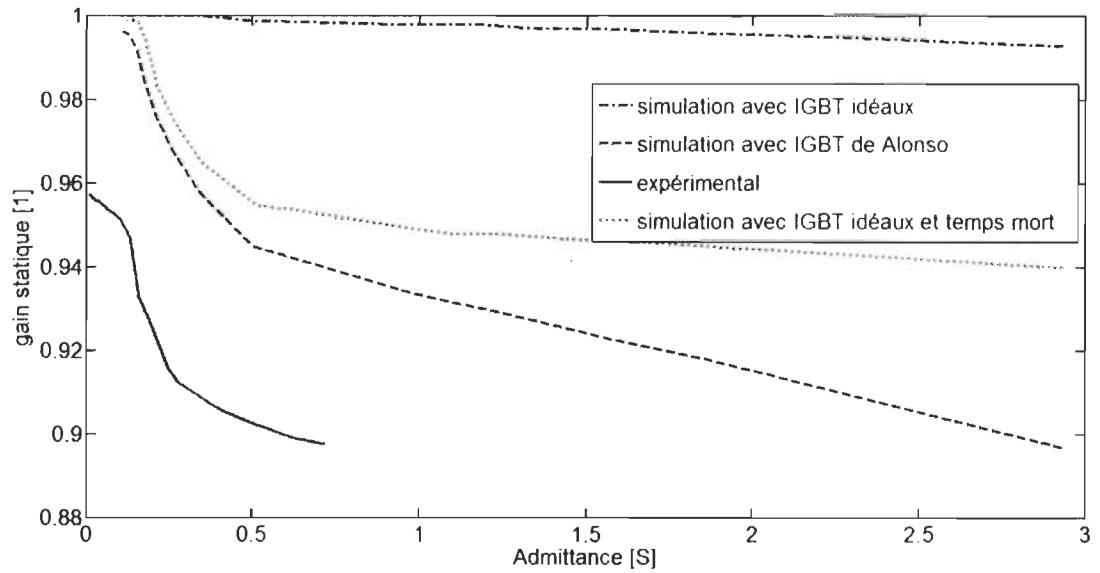


Figure 3.6: Évolution du gain statique en fonction de l'admittance de la charge.

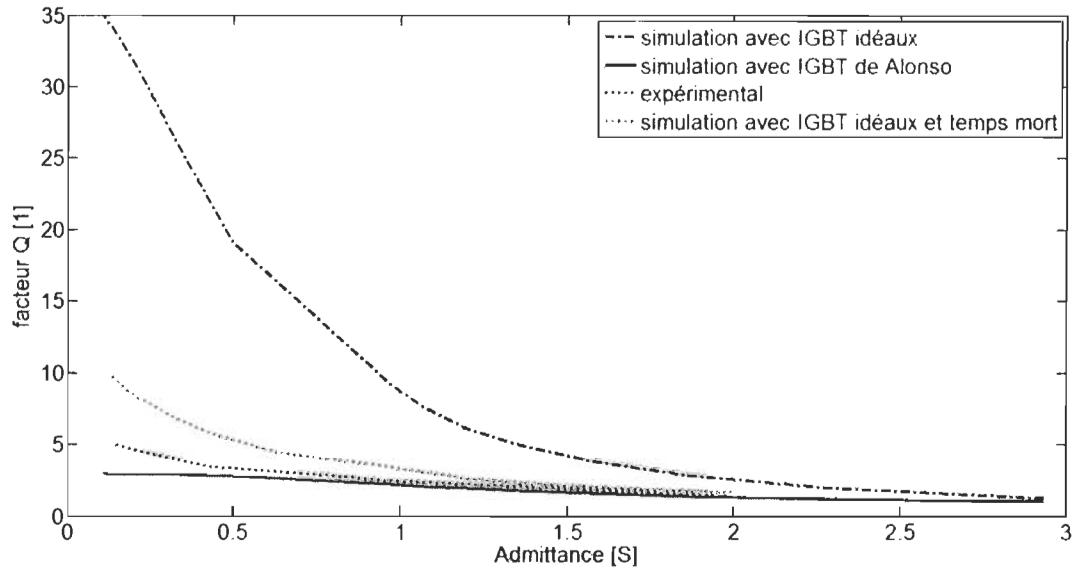


Figure 3.7: Évolution du facteur de qualité en fonction de l'admittance de la charge.

puissance / admittance de charge, le diagramme en fréquence de l'onduleur simulé avec le modèle de Alonso est équivalent au diagramme en fréquence expérimental, et présente

un faible facteur de qualité (donc un fort amortissement). En revanche, l'onduleur simulé avec IGBT idéaux ne possède pratiquement pas d'amortissement à faible puissance. Nous pouvons donc en déduire, compte-tenu des précédents constats basés sur la Fig. 3.7, que, compte-tenu du fait que l'amortissement est physiquement équivalent à une résistance, alors le pont onduleur est équivalent à une résistance d'amortissement dont la valeur est fonction du courant qui traverse le pont. La Fig. 3.8 présente le modèle équivalent de l'onduleur.

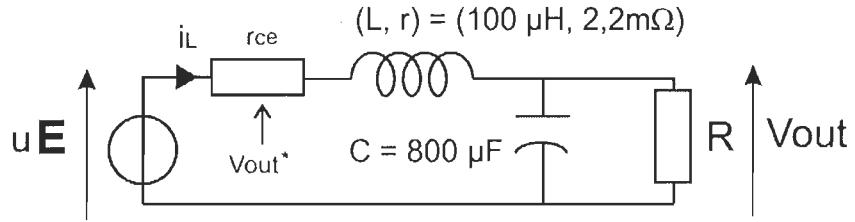


Figure 3.8: Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.

où r_{ce} correspond à la résistance d'amortissement du pont onduleur, qui dépend du courant i_c commuté. L'équation d'état associée au modèle de l'onduleur (Fig. 3.5) vérifie :

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{V_{out}}{R} \right) \quad \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{uE - r'_{ce} i_L - V_{out}}{L} \quad (3.5)$$

où $r'_{ce} = r_{ce} + r$ (r est la résistance de la bobine L). La fréquence de résonance du filtre LC étant égale à 560 Hz, constatons que la fréquence d'opération de l'onduleur, qui est de 60 Hz, permet d'utiliser, en approximation raisonnable, le gain statique G_0 comme module du transfert v_{out}/v_{out}^* à cette fréquence. Par conséquent, il existe une légère baisse du gain statique à mesure que la puissance / admittance de la charge augmente (Fig. 3.6). Cette chute de gain est cependant négligeable et permet de considérer les performances

expérimentales de l'onduleur, équivalentes à celles d'un onduleur qui posséderait des IGBT idéaux. Lors d'un impact de charge, l'amortissement de l'onduleur intervient dans la stabilisation des signaux. Comparé à un onduleur dont les IGBT dissipent des pertes en commutation, la réponse transitoire sinusoïdale est moins amortie (donc présente une résonance) dans le cas de l'onduleur muni d'IGBT idéaux et en particulier pour une faible puissance / admittance de charge.

Globalement, la réponse en fréquence est fixée par la résistance R pour ce qui est du gain statique et du facteur de qualité. r_{ce} ajuste ces paramètres en fonction de la puissance de la charge. La résistance d'amortissement caractérise les pertes en commutations, qui définissent le rendement de la conversion.

3.2.2 Pertes en commutation et commande rapprochée

Le fait d'obtenir un gain statique et un facteur de qualité qui dépendent du courant valide l'assimilation du pont à une résistance d'amortissement non linéaire, que l'on appelle également *résistance d'amortissement*.

Il n'est pas évident de tenir compte de la résistance r_{ce} lors d'une modélisation « conventionnelle » de convertisseurs puisque celle-ci dépend principalement des caractéristiques des IGBT utilisés. Une telle résistance d'amortissement apparaît ainsi comme une incertitude de modélisation (en l'occurrence, incertitude sur le coefficient de qualité et le gain statique) qui se répercute nécessairement sur le calcul d'une loi de commande (rappelons que le calcul conventionnel de contrôleur PI s'effectue à partir du modèle des convertisseurs).

La résistance d'amortissement permet donc de modéliser l'ensemble des processus

physiques responsables des pertes en commutation mais ne donne pas d'indications sur « le déroulement » de la commutation, en particulier si les pertes sont dues à de fortes contraintes électriques comme la surtension au blocage ou le courant de recouvrement de la diode (cf. § 2.2).

Le but de la commande rapprochée Posicast est donc de pouvoir modifier la résistance d'amortissement par le contrôle instantané du couple (i_c, v_{ce}) lors de la commutation.

3.3 Principe et mise en oeuvre pratique de la commande rapprochée Posicast

Nous introduisons le principe de la commande rapprochée Posicast en énumérant les propriétés qui décrivent le fonctionnement de la commande ; les considérations de contrôle optimal qui permettent de supporter mathématiquement le concept de la commande rapprochée sont énoncées dans la prochaine section.

Minimiser les contraintes électriques revient à minimiser les valeurs i_{cmax} et v_{cemax} (que nous définissons comme les maximums respectifs du courant i_c lors de l'amorçage et de la tension v_{ce} lors du blocage, cf. § 2.5.2.2). Il existera nécessairement un compromis entre l'optimalité en terme de minimisation des pertes et l'optimalité en terme de minimisation des contraintes électriques. Dans toute la suite, nous parlons, de façon générique, d'optimiser la commutation.

3.3.1 Principales propriétés

Le but fondamental de la commande rapprochée Posicast est de pouvoir maîtriser explicitement les transitoires de commutations au blocage de l'IGBT dans son environnement électrique de manière à ce que la commutation soit optimale.

Une commande classique prévoit en effet que l'amorçage et le blocage des IGBT ne s'effectuent que par l'intermédiaire d'une résistance de grille ou d'un réseau de résistances de grille soigneusement calculé. Dans ce cas, la maîtrise des transitoires n'est que partielle puisqu'elle s'appuie simplement sur l'ajustement de la constante de temps du circuit capacitif de la grille. La méthode proposée par [37], que nous appellerons *commande rapprochée par rampe*, définit un signal d'amorçage dont la forme est calculée à partir d'un modèle simplifié d'IGBT. Cette technique, de loin la plus avancée, préconise donc l'utilisation d'une modélisation suffisamment exacte de l'IGBT en vue de prédire la forme du signal de grille à utiliser pour optimiser la commutation, cette forme étant définie par une rampe dont la pente est calculée à partir de la modélisation effectuée. La commande rapprochée par rampe permet donc de réaliser la jonction entre le développement de modèles IGBT à des fins d'étude de la commutation, et le développement de modèles IGBT à des fins d'optimisation de la commutation. En d'autres termes, elle prouve l'utilité d'utiliser des modèles IGBT à l'étape de conception des convertisseurs.

Finalement, comme évoqué dans le § 2.2.2, la commande rapprochée Posicast est semblable, sur le principe, à la commande en rampe dans la mesure où l'on cherche à contrôler le di_c/dt . L'autre similitude concerne la mise en forme du signal de grille v_{ge} , explicitement déterminée à partir d'une modélisation adéquate de l'IGBT. En parti-

culier, une telle modélisation permet de supposer qu'il existe une forme « optimale » explicite d'un signal de grille v_{gc} tel que le di_c/dt soit contrôlé.

La Fig. 3.9 présente le schéma de la commande envisagée que nous appelons *commande rapprochée Posicast de l'IGBT*.

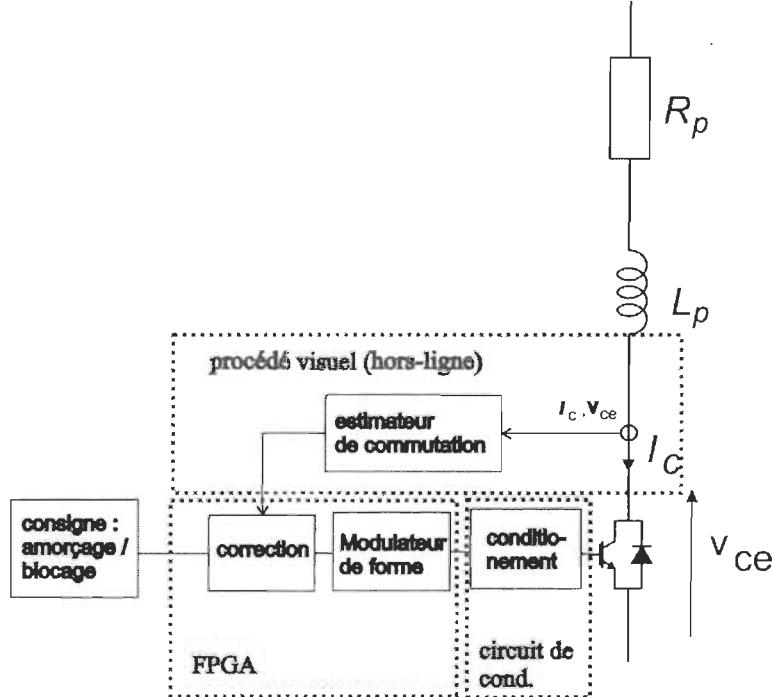


Figure 3.9: Schéma bloc de la commande active Posicast de l'IGBT ; R_p et L_p sont respectivement la résistance et l'inductance parasites qui définissent l'environnement de commutation.

Nous allons développer l'idée qui consiste à moduler la forme du signal dans le but de maîtriser les transitoires de commutation, quelles que soient les conditions de commutation, influencées notamment par la charge (courant de charge) et l'environnement électrique de l'IGBT défini par la résistance et l'inductance de câblage. Bien que l'amorçage développe plus de pertes que le blocage [22], nous ne traiterons que le cas du blocage puisque celui-ci génère une surtension inductive. Cette surtension inductive constitue l'une des raisons qui justifie l'emploi d'un snubber [19]. La commande rap-

prochée Posicast suit fondamentalement le schéma classique d'asservissement : l'ordre d'amorçage ou de blocage définit la consigne, un retour de mesure hors-line fournit les informations sur les transitoires de commutation de i_c ou v_{ce} et un organe de contrôle permet de déduire la forme du signal de grille à appliquer à l'IGBT. Le signal de grille obtenu est donc optimisé à travers l'ensemble de cette procédure.

Détaillons et commentons les caractéristiques de chaque bloc :

- Un *estimateur de commutation* ou *observateur de commutation* permet de donner des informations sur le transitoire de commutation au blocage de manière hors-ligne c'est à dire que l'estimation ne s'effectue que lors du calibrage initial du driver (la procédure est décrite au § 3.3.3) ; l'estimateur est désactivé lorsque le driver fonctionne. Afin de connaître les caractéristiques de l'environnement électrique immédiat de l'IGBT (inductance et résistance de câblage), une mesure directe de i_c et v_{ce} avec un oscilloscope numérique par exemple, sous une condition de fonctionnement donnée de l'IGBT (c.-à.-d. pour un rapport cyclique et un courant de commutation donnés) permet de déterminer les paramètres de l'environnement électrique grâce à une estimation directe (cf. § 3.4.2). Une fois les paramètres de l'environnement électrique connus et une fois l'optimisation réalisée, il n'y a plus de mesure de i_c et v_{ce} dans l'environnement de l'IGBT. Les signaux fournis par le correcteur et le modulateur de forme sont donc ajustés et calibrés à l'aide d'un oscilloscope, qui fournit un retour visuel direct sur la qualité de l'optimisation, de manière à optimiser la commutation.
- La *correction* est basée sur le principe de la commande optimale et permet de délivrer un signal de commande de grille dont la forme permet l'optimisation

de la commutation (une mesure du courant dans la charge permet d'adapter la forme du signal de commande de grille en fonction du courant qui circule dans la charge ; ce point est discuté dans le § 3.6.7).

- Le *modulateur de forme* génère un train de pulses dont la caractéristique est fonction du signal de grille précédemment calculé ; le conditionneur réalise l'interface du FPGA avec l'IGBT.

Nous définissons ainsi le problème de minimisation des contraintes électriques à un problème d'optimisation (rappelons que l'on optimise le signal de grille de l'IGBT de manière à ce que les contraintes électriques occasionnées durant la commutation soient minimales) dont l'inconnue n'est pas une variable mais une fonction ; le calcul variationnel [90] ainsi que la commande optimale répondent aux exigences de notre problème d'optimisation. Autrement dit, nous cherchons la fonction mathématique du signal de grille optimale telles que les contraintes électriques en commutation soient minimisées. Nous étudions comment il est possible de minimiser le temps de montée de la tension v_{ge} avec minimisation de la réponse inductive sur v_{ce} . Rappelons que le fait de bloquer l'IGBT engendre un transitoire oscillant sur v_{ce} , lié notamment à la capacité parasite [16]. Le modèle associé à la commutation au blocage est étudié dans la section 3.4.1.

La contribution de l'étape de minimisation des contraintes électriques est donc de créer une structure d'asservissement locale, c.-à.-d. au niveau et à l'échelle de l'IGBT, qui puisse, étant donnée une observation initiale de la phase de commutation, garantir le minimum de contraintes électriques.

3.3.2 Impact de la commande rapprochée sur le blocage de l'IGBT

Examinons en détail les phénomènes qui se déroulent lors d'une commutation au blocage. La Fig. 3.10 présente l'évolution de v_{ge} et v_{ce} lors du blocage ordinaire de l'IGBT, les notations sont tirées de la Fig. 2.13.

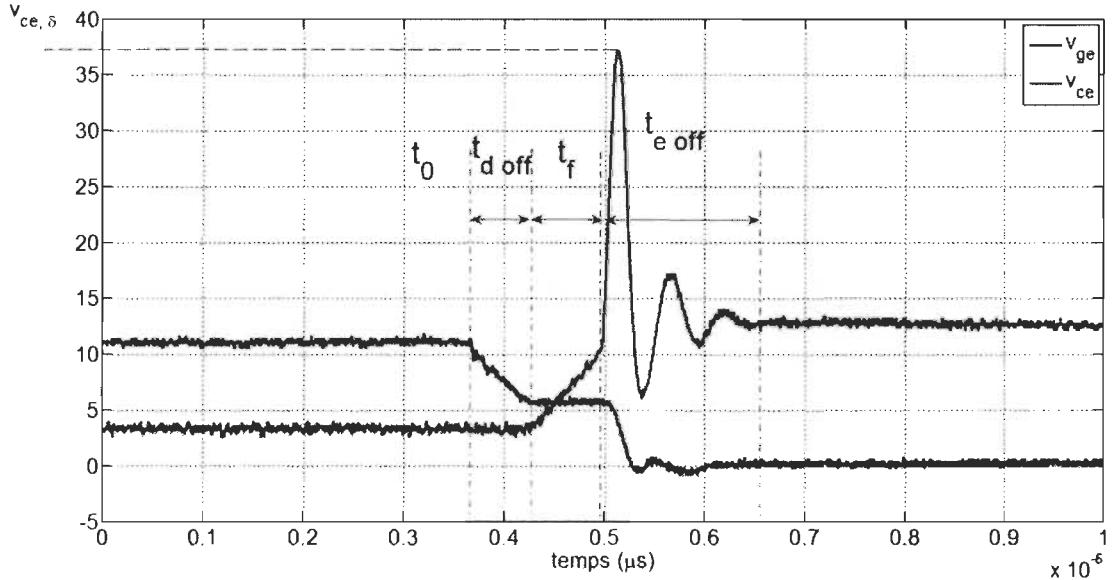


Figure 3.10: Formes d'onde lors du blocage de l'IGBT.

Rappelons le fonctionnement du blocage [8] de l'IGBT (Fig. 3.1).

- jusqu'à l'instant t_0 : L'IGBT est passant donc $v_{ce} \approx 1,5V$ (il existe un offset sur la figure), $v_{ge} = 12V$.
- durée $t_{d,off}$: L'ordre de blocage est donné. v_{ce} reste constant ; la capacité d'entrée C_{ge} se décharge.
- durée t_f : À cause de la très forte valeur de C_{gc} , la tension v_{ce} croît lentement ; le plateau de tension sur v_{ge} traduit le passage d'un courant dans C_{gc} (ce qui maintient le potentiel de C_{ge} constant).
- durée $t_{e,off}$: Le MOS de l'IGBT se bloque car v_{ge} devient inférieur à la tension

de seuil $v_{ge,th}$; la tension v_{ce} remonte brutalement et le courant de collecteur i_c tend à s'annuler rapidement. La valeur de v_{ce} au moment du blocage du MOS est indépendante de $v_{ce,th}$. On dit que le blocage de l'IGBT est *effectif* au moment où $v_{ge} < v_{ge,th}$. L'environnement électrique répond à l'annulation (le courant de traînée empêche une annulation instantanée de i_c) de i_c par une surtension inductive oscillante de v_{ce} .

Le but de la commande rapprochée Posicast est donc de pouvoir optimiser la commutation en diminuant fondamentalement l'amplitude du dépassement $v_{ce,max}$. Cette diminution implique :

- l'amortissement des oscillations qui ont lieu juste après le blocage effectif;
- la diminution de la durée $t_{c.off}$.

En revanche, du fait que l'IGBT est encore en conduction durant la durée $t_{d.off}$, la minimisation de cette durée dépend notamment de la valeur de la tension v_{ge} lorsque le blocage commence (décharge plus ou moins rapide des capacités en fonction du potentiel de v_{ge}).

3.3.3 Considérations expérimentales

D'un point de vue pratique, puisque les temps de commutation sont réputés être de l'ordre de la micro-seconde, il sera nécessaire de disposer d'un calculateur qui délivre des signaux avec une haute résolution. Le FPGA répond à cette condition puisqu'il est capable de délivrer des signaux logiques très propres³ avec une période de l'ordre de 10 ns.

3. Une des sorties du FPGA, programmée pour délivrer un signal carré de 100 MHz, a été testée à l'aide d'un oscilloscope Tektronix CSA 7404B de 4 GHz de bande passante.

La procédure de calibrage de la commande rapprochée s'effectue manuellement à partir de l'observation à l'oscilloscope de v_{ce} et i_c . Nous montrons, dans le paragraphe § 3.5, que le signal de grille qui optimise la commutation se résume à une séquence de pulses qu'il convient simplement d'ajuster. L'architecture d'un FPGA ne permettant pas de réaliser de lourdes opérations, il est donc nécessaire de pouvoir précalculer le signal de grille optimal (résultat du procédé d'optimisation) à l'aide d'un ordinateur puis de charger l'ensemble des résultats dans le FPGA.

Nous utilisons ainsi un dispositif FPGA (Xilinx® / Virtex™-II Pro) permettant de reproduire numériquement la fonction v_{ge} optimisée ainsi qu'un dispositif de conditionnement et d'amplification afin d'appliquer le signal v_{ge} à la grille. Le détail du circuit de conditionnement sera exposé dans la section § 3.5. Un convertisseur abaisseur de tension tel que celui présenté Fig. 2.6 est utilisé pour les essais expérimentaux avec un IGBT de type Semikron® SEMITRANS® SKM 200 GA 123. La tension v_{ce} est mesurée grâce à une sonde de tension capacitive à 17 pF ; le courant i_c est mesuré grâce à une sonde courant à effet Hall de 200 MHz de bande passante.

Remarque sur la protection des IGBT La commande rapprochée Posicast intègre *de facto* un organe de contrôle grâce au dispositif FPGA. Différents points de mesure (grâce à l'acquisition numérique de signaux provenant de capteurs à effet Hall par exemple) dans le convertisseur de puissance, et en particulier sur les collecteurs des IGBT permettraient de surveiller les différentes intensités des courants. Il est donc tout à fait possible, à partir de ces différentes mesures, de prendre des décisions sur le maintien ou l'arrêt des commutations s'il venait à avoir des surintensités ou surtensions dans le

convertisseur. Par exemple, un contrôle de supervision fait en sorte que si le courant $\langle i_c \rangle$ franchit une certaine limite (ou le courant moyen qui circule dans la charge), alors les sorties du FPGA concernées sont numériquement gelées. La commande rapprochée Posicast peut ainsi intégrer un dispositif séquentiel, également programmé à l'intérieur du FPGA, de manière à protéger les IGBT et les autres composants contre d'éventuelles perturbations électriques pouvant occasionner des dommages.

3.4 Considérations théoriques sur l'optimisation de la communication

Cette section discute de l'application de la théorie du contrôle optimal au cas de l'optimisation de la commutation au blocage des IGBT. À partir du modèle IGBT de Hammerstein, nous définissons premièrement un modèle global d'IGBT qui inclut son environnement électrique (éléments parasites), puis l'application de la théorie du contrôle optimal à ce modèle permet de démontrer rigoureusement la forme que doit posséder la tension de grille v_{ge} , appelée également *solution de v_{ge} optimale*, afin de bloquer l'IGBT dans les meilleures conditions possibles. Il est ensuite discuté de la faisabilité de la solution v_{ge} optimale en terme d'implémentation physique, ce qui conduit à considérer une loi de contrôle pour v_{ge} de type bang-bang.

3.4.1 Modélisation globale, cas général

À partir du modèle théorique développé, nous définissons l'environnement électrique de l'IGBT par la résistance R_p et l'inductance de câblage L_p tel que présenté Fig. 3.11 (identique à la Fig. 3.9). Il s'agit de la modélisation générale du voisinage électrique

de l'IGBT, indépendante de la topologie du convertisseur et de sa charge. Nous avons modélisé par une unique inductance parasite, l'ensemble des inductances parasites qui existent dans le circuit ; cette simplification est d'ailleurs envisagée dans [16]. Il s'agit, en d'autres termes, du voisinage immédiat de l'IGBT caractérisé uniquement par les effets parasites des connexions.

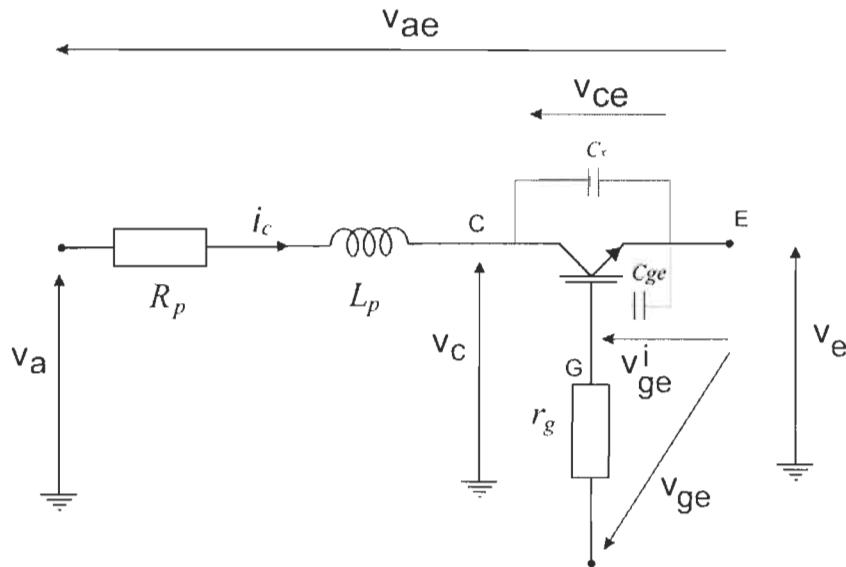


Figure 3.11: Modélisation de l'IGBT et de son environnement électrique.

v_{ge} est une tension périodique bornée entre $v_{ge,min}$ et $v_{ge,max}$. La différence $v_e - v_a$ est équivalente à la tension inverse de l'IGBT en tenant compte de l'environnement électrique ; la tension maximale de blocage de l'IGBT est $v_{ce,m} = \max(v_e - v_a)$. Nous imposons à la tension v_{ge} d'être strictement positive telle que $0 \leq v_{ge,min} \leq v_{ge,max}$ avec typiquement $v_{ge,min} = 0$ et $v_{ge,max} = 15$ V (ceci transpose la condition sur u qui vérifie $0 \leq u \leq 1$). Il n'est pas nécessaire d'imposer un potentiel négatif à la grille lors du blocage [23].

Nous avons mis en évidence (§ 3.1.2), les différences fondamentales qui existent

entre le modèle de Alonso et le modèle de Hammerstein. Afin de modéliser la commutation au blocage, nous utilisons, de manière séquentielle, le modèle de Hammerstein pour modéliser l'évolution du courant i_c lorsque $v_{ge}^i \geq v_{ge,th}$. Lorsque $v_{ge}^i < v_{ge,th}$, le courant i_c s'annule rapidement et nous utilisons le modèle de l'environnement électrique afin de décrire l'évolution de v_{ce} .

Nous décomposons la modélisation complète de la façon suivante. Au moment du blocage, v_{ge} décroît rapidement vers 0. La tension interne de grille v_{ge}^i décroît moins rapidement à cause des différentes capacités internes et i_c décroît suivant (3.2) :

$$f_{IGBT} := \begin{cases} v_{ge} \geq v_{ge,th}, & \frac{di_c(t)}{dt} + q i_c(t) = v_{ge}^* = f_{NL}(v_{ge}(t)) \\ v_{ge} < v_{ge,th}, & i_c(t) \rightarrow 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

Rappelons que la valeur de q peut-être soit déterminé expérimentalement, soit modélisé à partir de considérations découlant par exemple du modèle de Alonso. Au temps, $t_{ge,th}$, $v_{ge}^i = v_{ge,th}$ et $i_c = i_{c,th}$ où $i_{c,th}$ est le courant limite de conduction à la limite du blocage effectif de l'IGBT. Cela signifie que $v_{ge} \approx v_{ge}^i = v_{ge,th}$. Finalement, lorsque $v_{ge} = v_{ge,th}$, l'IGBT se bloque et $i_c \rightarrow 0$ implique que $v_{ce} \rightarrow v_{ce,m}$:

$$f_i := v_{ae} - R_p C_x \frac{dv_{ce}(t)}{dt} - L_p C_x \frac{d^2 v_{ce}(t)}{dt^2} - v_{ce} = 0 \quad (3.7)$$

À partir de (3.2) et (3.7), nous pouvons donc conclure que, durant le blocage, i_c décroît avec un certain délai en fonction de v_{ge} (3.2) et ensuite, dès que $v_{ge} < v_{ge,th}$, le courant décroît très rapidement et forme une queue de courant [12] alors que v_{ce} évolue vers $v_{ce,m}$ avec un comportement au deuxième ordre (3.7). Nous pouvons donc

considérer que (3.2) et (3.7) modélisent la commutation de manière séquentielle, c.-à-d. que (3.7) intervient en premier pour décrire l'évolution du courant en phase de conduction $v_{ge} > v_{ge,th}$ tandis que (3.2) intervient une fois le blocage effectif de l'IGBT $v_{ge} < v_{ge,th}$ pour décrire l'évolution de la tension v_{ce} .

Afin de mettre en relation directe v_{ce} avec v_{ge} , le couplage peut être noté $v_{ce}(t) = (f_i \circ f_{IGBT})(v_{ge}(t))$.

Les relations (3.2) et (3.7) sont bien vérifiées en simulation (comparaison du modèle théorique avec un modèle SPICE). En particulier, la Fig. 3.12 présente un exemple de simulation du modèle théorique de l'IGBT inclus dans son environnement électrique pour $R_p = 0,3 \Omega$, $L_p = 0,1 \mu\text{H}$ et $1.5 < C_x < 55 \text{ nF}$ (obtenu via la relation (3.3)).

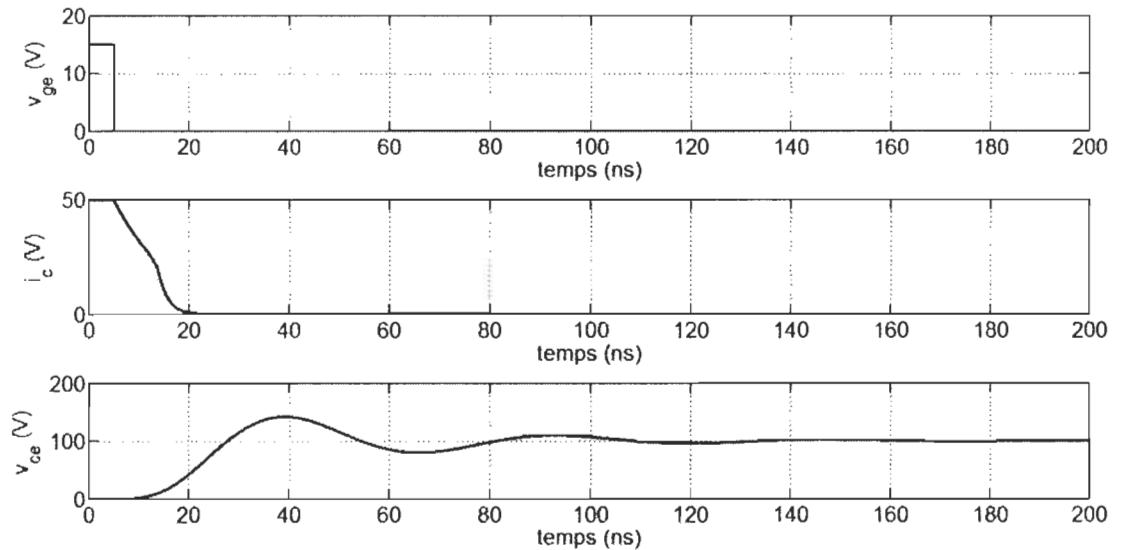


Figure 3.12: Simulation du blocage de l'IGBT inclus dans son environnement électrique.

Conformément à la description du modèle de commutation, la simulation est

réalisée de façon cascade, c'est-à-dire qu'à chaque instant t , connaissant l'ensemble des paramètres du modèle de commutation (notamment C_x , L_p et R_p), le modèle de Hammerstein (3.2) est simulé à partir de la dominée $v_{ge}(t)$ et fournit la valeur instantanée de i_c . Ce courant est ensuite injecté dans l'équation différentielle qui caractérise l'environnement électrique (3.7) afin d'obtenir v_{ce} . Notons la présence de la traînée de courant à la fin du blocage.

3.4.2 Estimation de l'inductance parasite

Pour réaliser le calibrage de la commande rapprochée, nous proposons dans cette section, une méthode d'estimation de l'inductance parasite L_p . Elle est basée sur une mesure indirecte de l'inductance de câblage via la mesure du temps de montée de v_{ce} .

Considérons le montage abaisseur de la Fig. 2.6 avec les caractéristiques de la table 3.1.

Table 3.1: Paramètres du convertisseur abaisseur.

Composant	Valeur
L_p	$1 \mu\text{H}$
L	1 mH
C	$1 \mu\text{F}$
R	0.5Ω

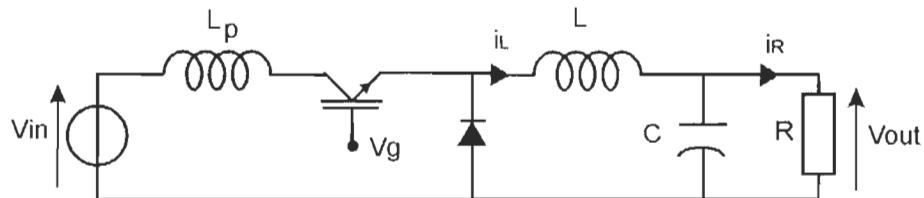


Figure 3.13: Schéma d'un convertisseur abaisseur de tension (buck) alimentant une charge resistive.

La simulation PSPICE du blocage de l'IGBT a été effectuée pour plusieurs valeurs

de rapport cyclique. La Fig. 3.14 présente le blocage pour un rapport cyclique de 10 %.

La Fig. 3.15 présente le blocage pour un rapport cyclique de 50 %.

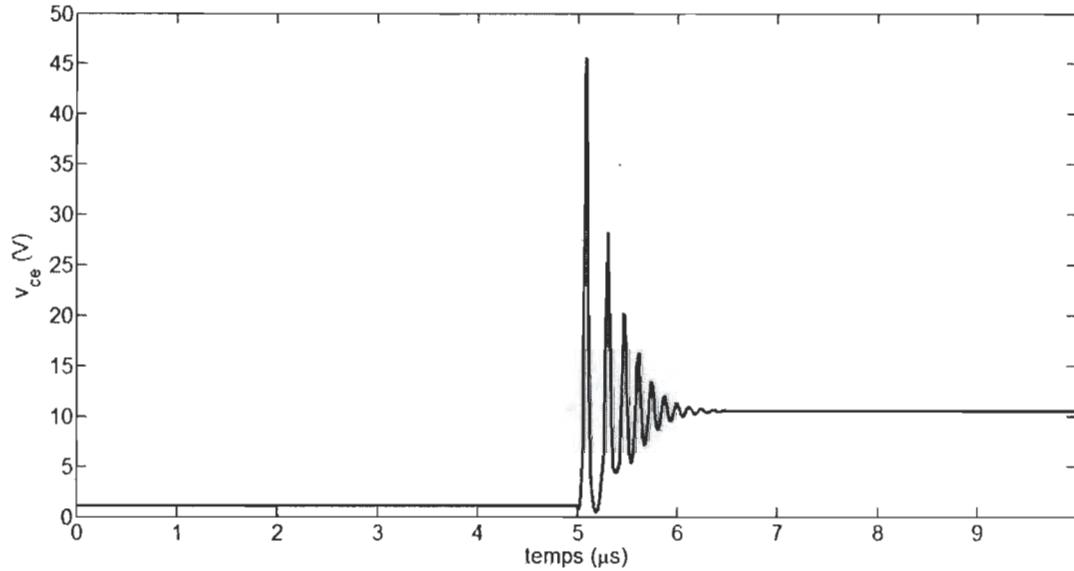


Figure 3.14: Blocage résonant de l'IGBT pour $\alpha = 10\%$.

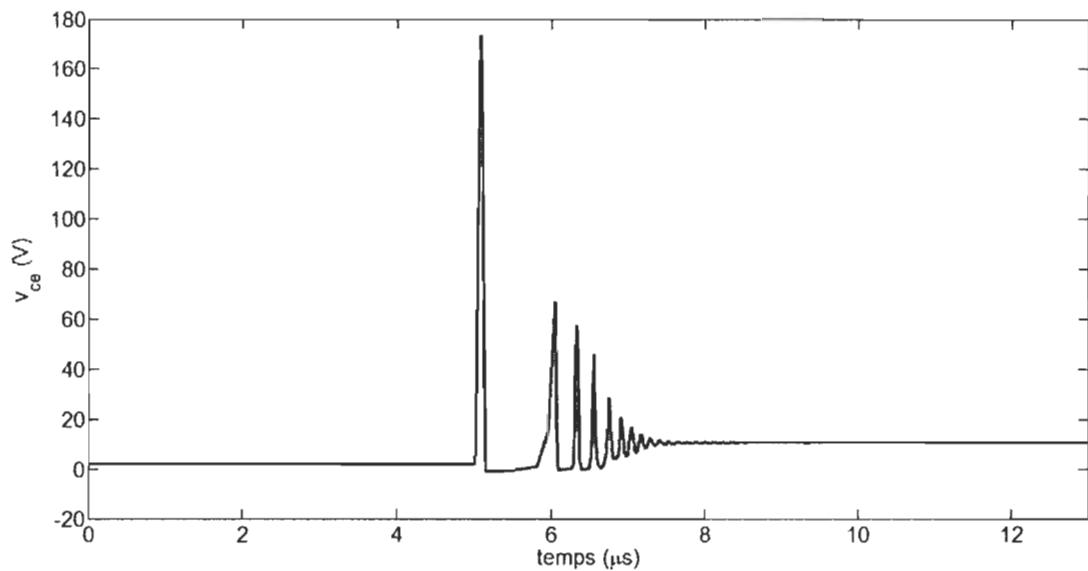


Figure 3.15: Blocage résonant de l'IGBT pour $\alpha = 50\%$.

La surtension au blocage ou *spike*, définie comme la tension maximale qui survient

lors du blocage et notée V_{spike} , caractérise l'inductance parasite L_p ; cette surtension dépend exclusivement du courant commuté. Nous avons en effet [16] :

$$\Delta V_{spike} \approx L_p \frac{di_{Lp}}{dt} \quad \Delta V_{spike} = V_{spike} - V_{in} \quad (3.8)$$

où le courant i_{Lp} dans L_p est égal au courant commuté par l'IGBT.

Relation $\Delta V_{spike} - \alpha$ Exprimons ΔV_{spike} en fonction du rapport cyclique α via le courant de sortie i_R . D'après la relation statique du convertisseur abaisseur en conduction continue, nous avons $\langle V_{out} \rangle = \alpha \langle V_{in} \rangle$ ou $\langle V_{out} \rangle = R \langle i_r \rangle$ si, par hypothèse, la charge est resistive. Comme $\langle i_{Lp} \rangle = \langle i_r \rangle$, alors :

$$\Delta V_{spike} \approx L_p \frac{\alpha V_{in}}{R_p} (\Delta t_p)^{-1} \quad \Delta V_{spike} = V_{spike} - V_{in} \quad (3.9)$$

où Δt_p est le temps mis par v_{ce} pour passer de V_{in} à V_{spike} . La relation (3.9) permet ainsi d'estimer l'inductance L_p connaissant le *spike* et le courant de sortie. Nous pouvons vérifier l'exactitude de (3.9) sur les simulations présentées Fig. 3.14 et 3.15 :

$$\alpha = 0,1; \quad R_p = 0,5 \Omega; V_{in} = 10 \text{ V et } V_{spike} \approx 45 \text{ V} \implies \hat{L}_p = 1,7 \mu\text{H}$$

$$\alpha = 0,5; \quad R_p = 0,5 \Omega; V_{in} = 10 \text{ V et } V_{spike} \approx 173 \text{ V} \implies \hat{L}_p = 1,6 \mu\text{H}$$

L'inductance \hat{L}_p estimée se situe tout à fait dans l'ordre de grandeur de l'inductance L_p effectivement employée pour la simulation.

Bien que cette technique soit directe et ne nécessite pas d'importants calculs, sa mise en oeuvre est fortement dépendante de la précision de la mesure de Δt_p . En supposant

que l'observation de v_{ce} (étape de calibrage de la commande rapprochée) soit réalisée à l'aide d'un oscilloscope, il est alors très facile d'obtenir l'information sur Δt_p et ΔV_{spike} . Toutefois, la relation (3.9) nécessite d'être reconsidérée en cas de changement de topologie.

3.4.3 Contrôle optimal de la commutation

Les équations (3.2) et (3.7) mettent en évidence le fait que :

- il existe une relation de dualité entre v_{ce} et i_c , puisque si i_c est imposé par l'IGBT (pour v_{ge} fixé), alors v_{ce} est imposé aux bornes de l'IGBT en réponse au circuit environnant ;
- la fonction de transfert $i_c/v_{ce} = f_{IGBT}$ est du deuxième ordre et explique ainsi le transitoire résonant (contrainte électrique au blocage) qui a lieu sur v_{ce} lors du blocage.

Dans le plan $(i_c(t), v_{ce}(t))$, t devient un paramètre et on considère donc l'évolution de $v_{ce}(t)$ en fonction de $i_c(t)$. Puisque $i_c(t)$ est périodique, $i_c(v_{ce})$ forme un *cycles de commutation*. Notons i_{cmin} et i_{cmax} , respectivement la borne inférieure et la borne supérieure de $i_c(t)$. Un exemple de cycle de commutation est donné à la Fig. 3.16 où nous considérons une simulation PSPICE d'un convertisseur abaisseur avec l'IGBT APT25GF100BN.

L'effet dérivatif ne s'observe que lors des transitions descendantes de $i_c(t)$. Du fait que le cycle de commutation mette directement en évidence les pertes en commutation, il est possible de définir explicitement une condition mathématique qui servira de critère à minimiser pour la commande optimale.

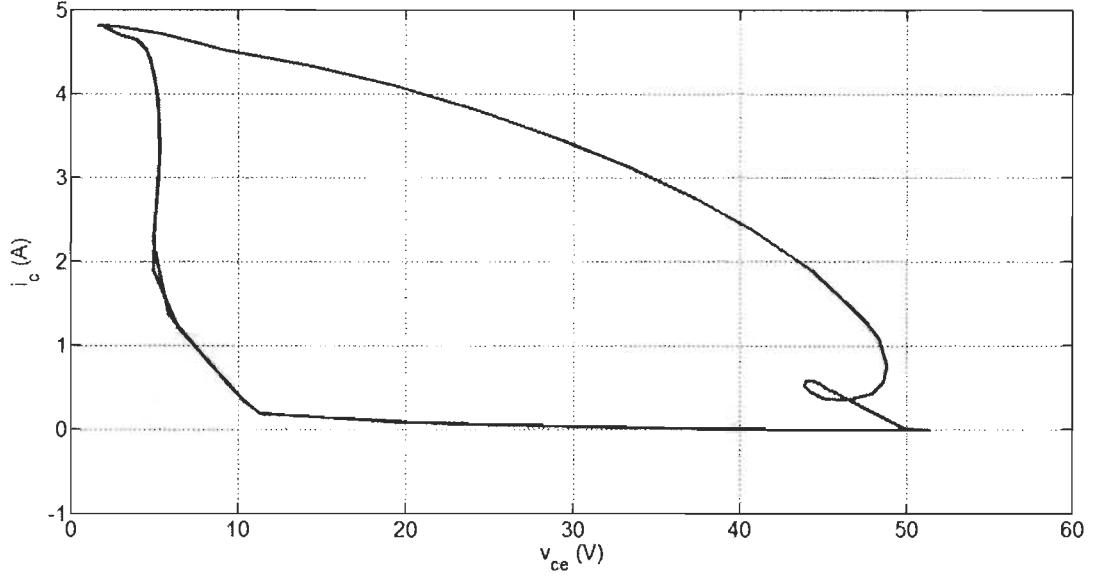


Figure 3.16: Exemple de simulation PSPICE pour l'évolution de $i_c(v_{ce})$ avec IGBT réel.

Proposition 3.4.1. Si $i_{c\min}$ et $i_{c\max}$ sont les courants respectivement à l'état bloqué et à l'état passant, il existe une fonction $v_{ge}(t)$, donc finalement $i_c(t)$ (via f_i), telle que l'intégrale :

$$\mathcal{A} = \int_{i_{c\min}}^{i_{c\max}} i_c(v_{ce}) dv_{ce} \quad (3.10)$$

soit minimale.

Cette aire correspond à l'énergie dissipée en commutation. Il s'agit, en d'autres termes, de trouver comment faire passer $v_{ge}(t)$ de sa valeur $v_{ge\min}$ à $v_{ge\max}$, donc comment ajuster le *transitoire* de v_{ge} pour que l'aire \mathcal{A} , rapportée dans le plan $i_c(v_{ce})$, soit minimale.

Il est clair que l'énoncé de la commande rapprochée Posicast revient à un problème de commande optimale dont nous allons utiliser les principes [91][92].

3.4.4 Énoncé pratique du critère de la commande rapprochée Posicast

Bien qu'il soit tout à fait possible d'évaluer, de façon exacte, l'aire \mathcal{A} , notamment grâce au théorème de Green-Riemann, il n'en demeure pas moins difficile de poser correctement l'intégrale et de la minimiser. Nous ramenons ainsi le problème de minimisation d'aire, à un problème de minimisation du temps de blocage qui peut se formuler *a priori* de deux manières différentes suivant que l'on considère la minimisation d'un temps ou la minimisation d'une énergie. Pour vérifier cette équivalence, il suffit de considérer l'exemple du snubber (§ 2.2) dont le but est de minimiser l'aire du cycle \mathcal{A} en considérant une vitesse de commutation assez élevée avec un dispositif permettant de minimiser les contraintes en tension et courant sur les IGBT. Le but de la commande rapprochée Posicast est de combiner mathématiquement les avantages de la commutation rapide avec les avantages des snubbers. Dans les deux cas, le temps de la commutation au blocage est imposé : notons t_a et t_b respectivement l'instant de début de blocage et l'instant de fin de blocage.

Nous examinons les deux critères classiques en commande optimale : la commande en temps minimum et la commande à tension minimale. De ces deux critères, nous en déduisons la nature de la commande la plus appropriée au problème du blocage de l'IGBT.

Version optimale en temps du critère de la commande rapprochée Posicast

Dans cette version, nous considérons le critère de la commande rapprochée Posicast, comme un problème de commande optimale à temps minimum.

Définition 3.4.1. [93] L'expression de la fonction $v_{gc}(t)$, continue (par morceaux)

définie sur $[t_a, t_b]$, est déterminée lors du blocage si les conditions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ge}(t_a) = v_{ge,a} \\ v_{ce} = (f_i \circ f_{IGBT})(v_{ge}(t)) \text{ pour tout } t \in [t_a, t_b] \\ v_{ge}(t_b) = v_{ge,b} \end{array} \right. \quad (3.11)$$

sont satisfaites et que le critère de coût :

$$J(u) = \int_{t_a}^{t_b} dt \quad (3.12)$$

soit minimisé. t_a est imposé (ordre de blocage de l'IGBT) tandis que t_b est libre.

Il est démontré qu'un contrôle optimal en temps minimum se réduit à un contrôle de type bang-bang [93] sur v_{ge} car v_{ge} est bornée (rappelons que typiquement $v_{ge} \in [v_{ge,min}, v_{ge,max}] = [0, 15]$ V). Or le contrôle bang-bang est la manière naturelle de pouvoir commander un IGBT (ou tout autre interrupteur) puisque une commande binaire, qui oscille entre $v_{ge,min}$ pour le blocage et $v_{ge,max}$ pour l'amorçage, permet d'envoyer (respectivement de retirer) le maximum d'énergie pour pouvoir amorcer (respectivement bloquer) l'IGBT le plus rapidement possible, au détriment de la stabilité (donc des éventuelles résonances). En d'autres termes, une commande en échelon de tension sur v_{ge} peut être une commande optimale en temps minimum.

Version optimale en tension du critère de la commande rapprochée Posicast

Dans cette version, nous considérons le critère de la commande rapprochée Posicast, comme un problème de commande optimale à surtension minimale [94].

Définition 3.4.2. [93] L'expression de la fonction $v_{gc}(t)$, continue (par morceaux) et définie sur $[t_a \ t_b]$, est déterminée lors du blocage si les conditions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ge}(t_a) = v_{ge,a} \\ v_{ce} = (f_i \circ f_{IGBT})(v_{ge}(t)) \text{ pour tout } t \in [t_a, t_b] \\ v_{gc}(t_b) = v_{ge,b} \end{array} \right. \quad (3.13)$$

sont satisfaites et que le critère de coût :

$$J(u) = \int_{t_a}^{t_b} v_{ce}^2 \, dt \quad (3.14)$$

est minimisé. Rappelons que t_a est imposé (ordre de blocage de l'IGBT) ainsi que t_b qui est estimé d'après les fiches techniques (les fiches techniques fournissent généralement la durée de blocage de l'IGBT en considérant la surtension de blocage.).

Minimiser le temps de commutation selon la def. 3.4.1 ou la surtension au blocage selon la def. 3.4.2 n'est pas équivalent dans la mesure où :

- si le temps est minimisé, alors aucune contrainte n'est donnée sur v_{ce} qui peut en conséquence prendre n'importe quelle forme pourvu que le temps soit minimal. Cela implique qu'il peut exister une surtension suivie d'une résonance sur v_{ce} .
- si l'énergie est minimisée, alors la contrainte électrique de type surtension est minimisée. En revanche, il n'est pas garanti que le temps de blocage soit optimal, bien que ce temps soit diminué en fonction des conditions aux limites imposées.

La def. 3.4.2 est donc largement privilégiée comme critère de minimisation optimal de la surtension au blocage. Compte-tenu de la nature séquentielle du modèle de

commutation (le comportement de i_c et de v_{ce} obéit à deux modèles différents suivant la relation d'ordre entre v_{ge} et $v_{ge,th}$), il est donc nécessaire de définir une stratégie de contrôle optimale qui soit potentiellement facile à mettre en oeuvre, surtout du point de vue expérimental. Nous choisissons ainsi une méthode bang-bang afin d'obtenir v_{ge} optimale.

3.4.5 Pertinence d'un contrôle de type bang-bang

Le contrôle de type bang-bang est fondé sur l'application d'une loi de commande qui impose à v_{ge} des niveaux de tension définis par paliers. La définition suivante formalise le contrôle bang-bang.

Définition 3.4.3. [95] *On appelle contrôle k -bang-bang, toute loi de commande $u(t)$ définie comme une fonction continue par morceaux sur l'intervalle $[t_0, T]$ qui prend à n'importe quel instant $t \in [t_0, T]$, les valeurs contenues dans l'ensemble $u_1, u_2, \dots, u_k \in U$. Les éléments u_i sont appelés niveaux de contrôle.*

La Fig. 3.17 présente un exemple de signal générique u défini par un contrôle 6-bang-bang aléatoire. Dans cet exemple, les *niveaux de contrôle* ou les *paliers de contrôle*, contenus dans l'ensemble $\{1, 3, 7, 5, 13, 10\}$ sont balayés de manière aléatoire en fonction du temps.

L'utilisation d'un contrôle de v_{ge} de type k -bang-bang est donc justifié puisque les niveaux de contrôle sont *de facto* inclus dans l'intervalle $[v_{ge\ min}, v_{ge\ max}]$. Nous allons montrer qu'un choix judicieux des niveaux de contrôle permet de satisfaire le critère de la def. 3.4.2 et par conséquent de minimiser à la fois le temps de commutation au blocage de l'IGBT et la résonance inductive en tension sur v_{ce} .

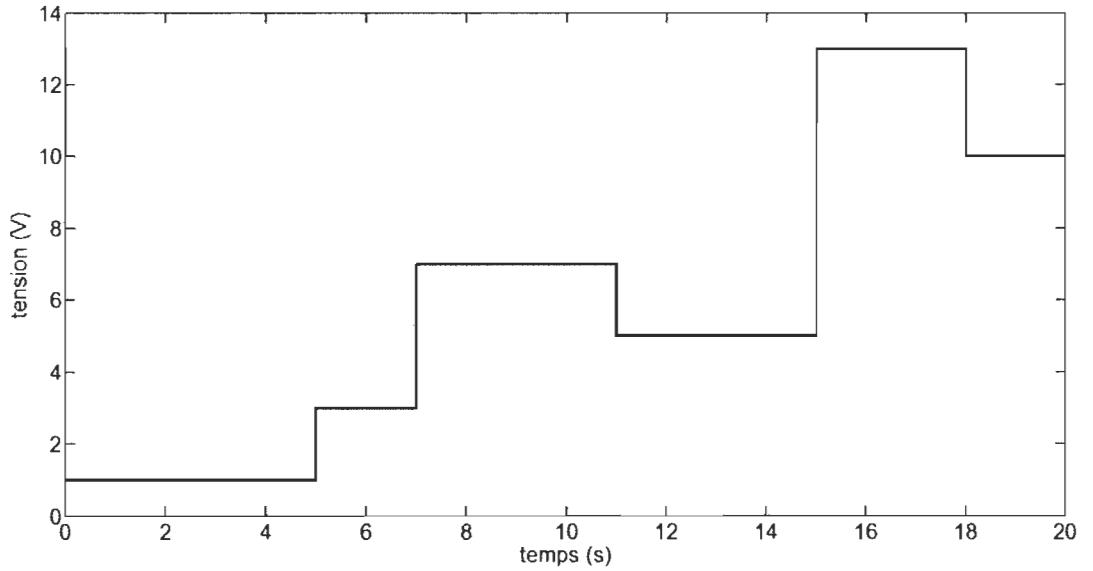


Figure 3.17: Exemple de signal u de type 6-bang-bang.

3.5 Résolution du critère optimal par une méthode bang-bang

Nous décrivons, dans cette section, la mise en oeuvre d'une solution v_{ge} optimale qui est de la forme bang-bang et basée sur la commande Posicast [96]. La méthode bang-bang est considérée comme la méthode de pilotage de la grille de l'IGBT qui apparaît la plus flexible et la plus efficace à mettre en oeuvre. Nous décrivons le principe d'application de cette méthode en relation avec les différentes contraintes qu'imposent les IGBT et quelques propriétés sont énoncées dans le but de faciliter le réglage de la solution v_{ge} optimale.

3.5.1 Définition du nombre de niveaux de contrôle

Selon les possibilités technologiques, il convient de fixer avant toute chose le nombre de niveaux de contrôle k (cf. def. 3.4.3) associés à des niveaux de tension, qui définissent et composent la tension de v_{ge} optimale. Une étude expérimentale de la

relation statique v_{ce}/v_{ge} de l'IGBT fournit des arguments permettant de conclure que la solution optimale 2-bang-bang sur v_{ge} est la plus appropriée.

Caractérisation statique de l'IGBT La caractérisation statique de l'IGBT permet notamment de retrouver l'allure du plan de sortie $i_c - v_{ce}$ pour un v_{ge} donné ; ce plan étant décrit par l'équation de Pittet (cf. § 3.1.2).

Nous allons donc vérifier la caractéristique de transfert statique de v_{ce} en fonction de v_{ge} pour un courant i_c maximum donné. Pour ce faire, considérons le montage de la Fig. 3.18. Nous plaçons une résistance $R_c = 70 \Omega$ au collecteur de l'IGBT de manière à fixer le courant i_c maximal qui traverse l'IGBT ; le FPGA délivre un signal triangulaire codé sur 6 bits, converti en analogique puis amplifié à l'aide d'un simple montage transistor. La résistance de grille R_g est de 5Ω .

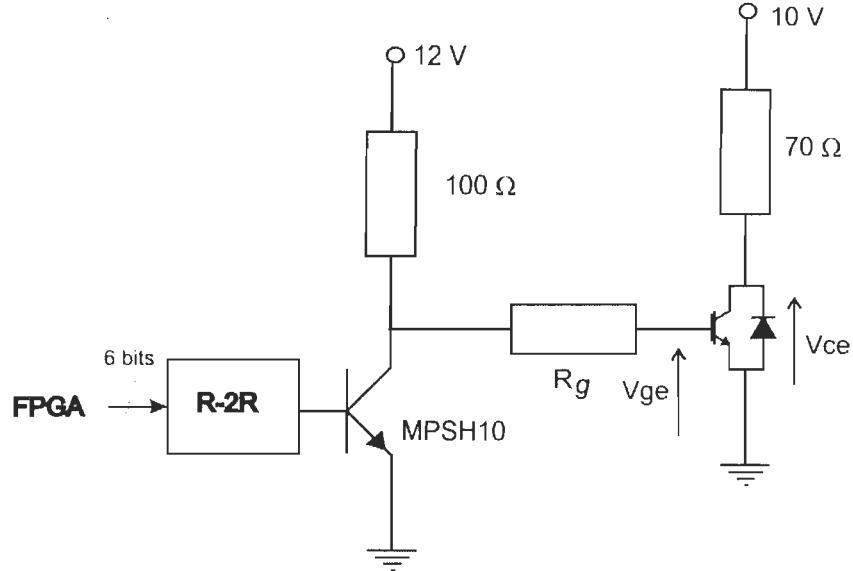


Figure 3.18: Circuit permettant l'examen de la caractéristique statique de transfert $v_{ce} - v_{ge}$ à courant donné ; le réseau R-2R est un CNA de 6 bits.

La Fig. 3.19 présente l'évolution de v_{ce} au blocage lorsque v_{ge} décroît.

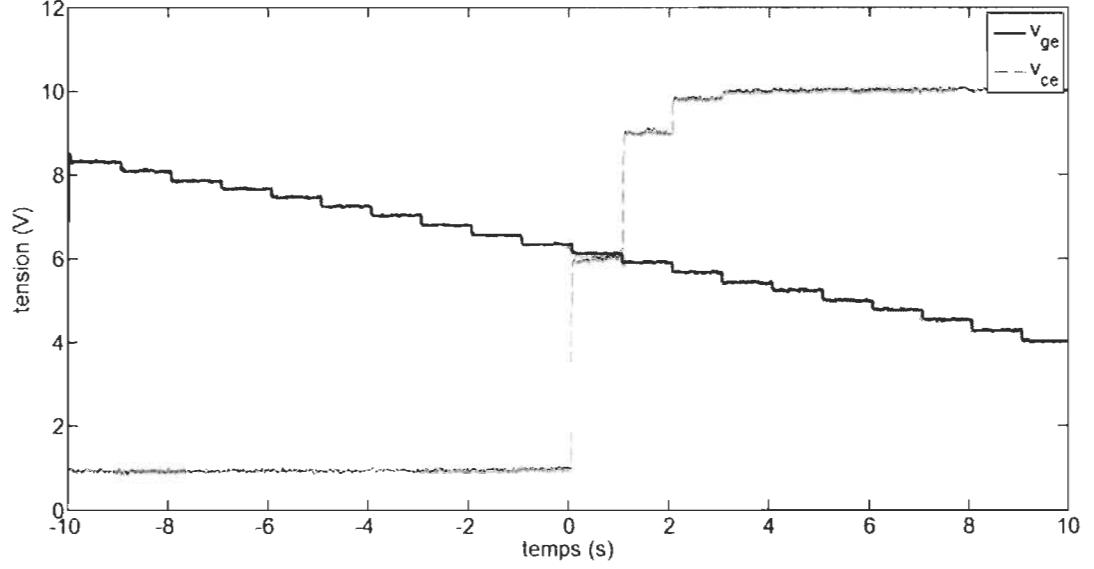


Figure 3.19: Tension v_{ce} aux bornes de l'IGBT en correspondance de la tension de grille v_{ge} - v_{ge} décroît linéairement par paliers d'environ 0.2 V.

La nature quadratique de l'équation de Pittet [88] rend compte d'une tension v_{ce} qui évolue comme le carré de la tension v_{ge} . Ainsi, à partir de l'instant $t = 0$, instant de déclenchement du blocage, on constate qu'il suffit de quatre paliers sur v_{ge} pour que l'IGBT soit bloqué. De plus, le niveau en tension des paliers de v_{ce} est également dépendant du courant i_c (rappelons que le plan de sortie implique que les trois grandeurs i_c , v_{ce} et v_{ge} sont liées). Notons également le fait que, tant que $v_{ge} > v_{ge,th} = 5,8$ V, l'IGBT conduit, et par conséquent nous sommes capables d'ajuster le courant i_c (d'où les différents paliers de tension en fonction de v_{ge}). Pour $v_{ge} < v_{ge,th} = 5,8$ V, l'IGBT se bloque (donc $i_c = 0$ à partir de cet instant) et la tension v_{ce} remonte sans pouvoir être contrôlée, le blocage effectif est alors *non-contrôlable*. Dans ce cas, l'IGBT se bloque bien avant que v_{ge} s'annule. La Fig. 3.10, qui présente les formes de v_{ce} et i_c lors d'un blocage dynamique expérimental de l'IGBT, montre également comment le blocage de

l'IGBT est le siège de la résonance inductive sur v_{ce} au moment où $v_{ge} < v_{ge,th}$.

En conclusion, il est donc tout à fait possible de fixer le niveau de tension de v_{ce} par un certain ajustement discret de v_{ge} , pourvu que $v_{ge} > v_{ge,th}$. Du point de vue de la minimisation de la surtension inductive, il existe donc deux possibilités de contrôle :

- Lorsque $v_{ge} > v_{ge,th}$, il est possible de contrôler la vitesse de descente de v_{ge} donc la vitesse de décroissance du courant i_c correspondant.
- Lorsque $v_{ge} < v_{ge,th}$, la non-contrôlabilité du blocage effectif implique que la seule possibilité de contrôle consiste à réamorcer l'IGBT.

Avantages d'une méthode 2-bang-bang Une méthode k -bang-bang pour $k > 2$ possède les inconvénients (corrélés) suivants :

- l'inconvénient de nécessiter un convertisseur numérique-analogique en plus de l'étage d'amplification qui puisse recréer chacun des niveaux bang-bang ;
- une forte sensibilité vis-à-vis de la tension de seuil $v_{ge,th}$ (qui dépend de l'IGBT utilisé) ;
- le convertisseur doit fonctionner dans une petite plage d'opération conformément à la caractéristique quadratique $i_c - v_{ce}$, donc nécessite une grande résolution.

Une méthode 2-bang-bang possède les avantages suivants (qui sont expliqués dans la prochaine section).

- Le contrôle se résume à une tension binaire (donc ne nécessite qu'une ou deux sorties du FPGA) qu'il suffit d'amplifier.
- Le circuit de conditionnement est très simple à réaliser, typiquement un étage push-pull qui fonctionne en commutation.

- Grâce à la dynamique naturelle des transistors qui constituent l'étage de conditionnement et par un ajustement spécifique de la durée des paliers binaires, il est possible de contrôler aisément la tension v_{ge} en fonction du temps. En particulier, nous allons voir (dans la section § 3.6.1) qu'il est possible, lors du blocage, soit d'imposer 0 V à la grille, soit de laisser la grille « ouverte » (connectée sur une forte impédance). Ces deux états électriques pour le blocage permettent de régler la dynamique de décroissance de v_{ge} , donc la dynamique de décroissance de i_c (ou di_c/dt), donc finalement d'agir sur la surtension au blocage.

Nous fixons le nombre de niveaux de contrôle égal à 2, donc la tension v_{ge} est soit nulle, soit égale à 12 V. Nous appelons *pulse*, le motif élémentaire qui caractérise un contrôle 2-bang-bang ; il caractérise une transition de v_{ge} lorsque celle-ci passe instantanément de 0 V à 12 V et revient instantanément à 0 V après un certain temps.

3.5.2 Commande par mode Posicast des IGBT

3.5.2.1 Principe de la commande Posicast des systèmes oscillants

Introduite par [96] et popularisée par [97] [98] [99], dont une application en électronique [100], la commande Posicast (pour « Positive Cast ») offre une solution élégante dans l'amortissement des oscillations créées par les systèmes résonants, et en particulier dans l'amortissement de la réponse résonante créée au blocage des IGBT. Elle est basée sur un contrôle bang-bang qui permet, lors du transitoire oscillant du système considéré, d'amortir, voire d'annuler les résonances. L'exemple suivant illustre le principe de la commande Posicast.

Soit un système du deuxième ordre Σ peu amorti, qui à une entrée u associe la

réponse y . Σ possède la réponse indicielle (lorsque u est un échelon unitaire) présentée Fig. 3.20.

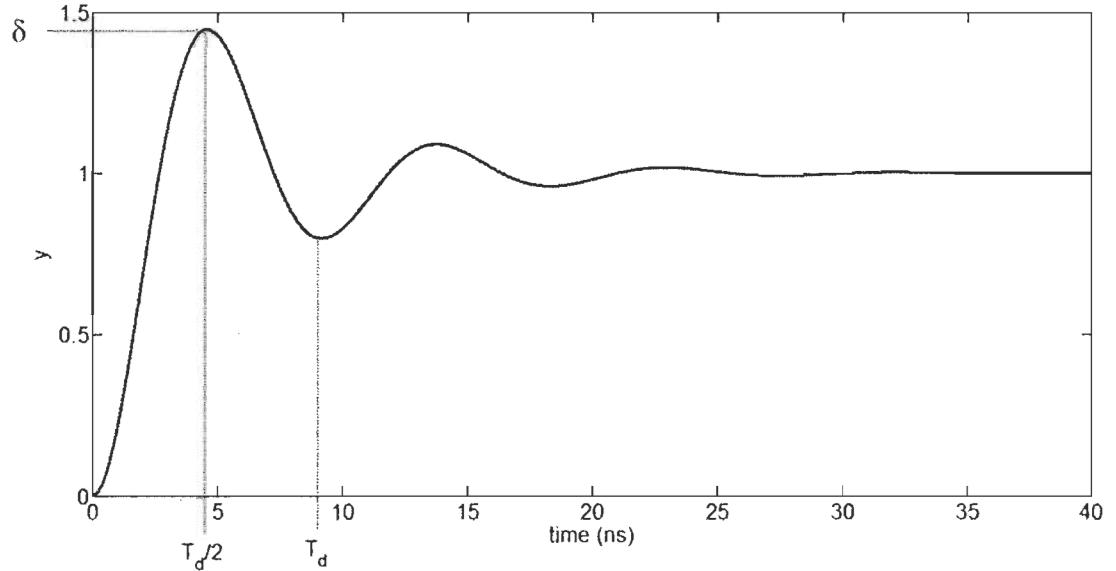


Figure 3.20: Réponse indicielle du système du deuxième ordre Σ .

Le Posicast consiste en un correcteur P' placé en amont de Σ de telle manière à ce que la réponse indicielle de $P'\Sigma$ annule la résonance sur y . Ce correcteur se résume à une commande 2-bang-bang dont la spécificité est de tenir compte à la fois du dépassement relatif δ (écart maximal par rapport à la valeur asymptotique) et de l'instant T_d . Il s'écrit :

$$P'(s) = 1 + P(s) = 1 + \frac{\delta}{1 + \delta} (e^{-sT_d/2} - 1) \quad (3.15)$$

La Fig. 3.21 présente la réponse indicielle de $P\Sigma$.

L'effet du correcteur P' est d'introduire un premier niveau de contrôle d'amplitude $1/(1 + \delta)$ sur l'intervalle temporel $[0, T_d/2]$, suivi d'un second niveau de contrôle d'amplitude unitaire ; le décalage temporel du second niveau de contrôle est modélisé

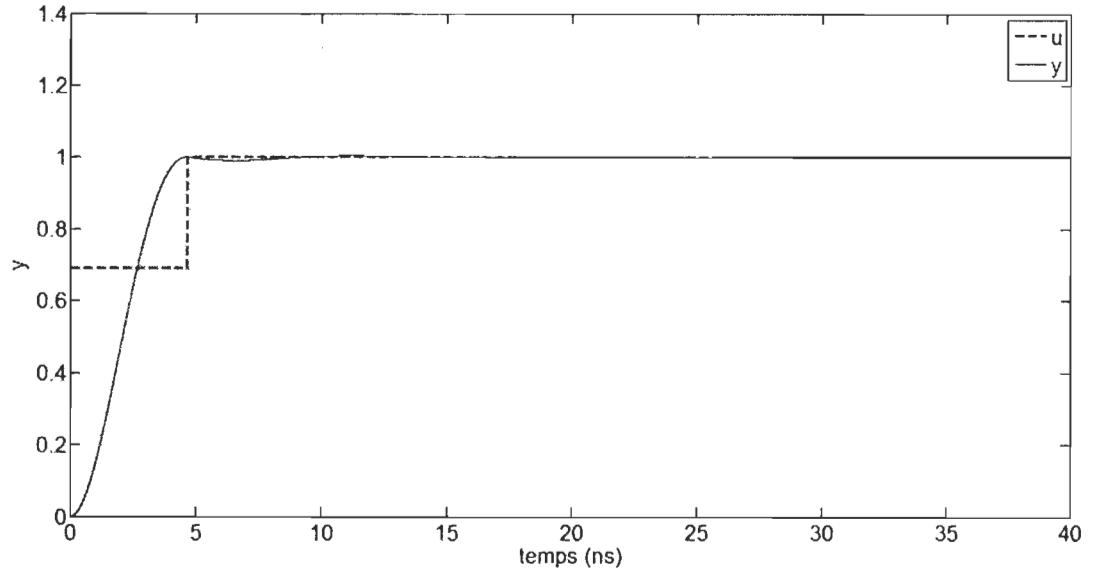


Figure 3.21: Réponse indicielle du système Σ corrigé par P' .

par le délai $e^{-sT_d/2}$ dans le domaine fréquentiel. Remarquons que la qualité de l'amortissement / annulation des oscillations dépend de la précision du placement des niveaux de contrôle en temps et en amplitude.

La commande Posicast est donc une méthode qui permet de modifier la forme (« reshaping » en Anglais) de l'échelon, initialement unitaire, de manière à annuler les oscillations produites par Σ . Elle suppose connus les paramètres δ et T_d , ce qui en fait une commande peu efficace aux variations de modèle. En particulier, si le modèle de Σ change, alors une nouvelle identification de Σ et T_d permet de mettre à jour le correcteur P .

3.5.2.2 Application à la commande des IGBT

La commande Posicast démontre qu'il est fondamentalement possible, par une commande bang-bang dont les niveaux de contrôle sont calculés, au moins d'amortir, et

au mieux, d'annuler des oscillations naturelles de systèmes de deuxième ordre. Or nous avons précédemment conclu, via les relations (3.2) et (3.7), que la résonance qui survient lors du blocage de l'IGBT est de deuxième ordre, tandis que l'IGBT se comporte comme un circuit retard du premier ordre. La commande Posicast apparaît donc comme une solution intéressante au problème de contrôle optimale de l'IGBT.

Il existe cependant deux objections corrélées à l'application telle quelle de la commande Posicast. La première est expérimentale. Sachant que les niveaux de contrôle sont binaires ($v_{ge} = \{0, 12\}$ V), il n'est donc pas possible de définir un niveau de contrôle calculé (ou niveau de contrôle d'amplitude) dont la valeur est comprise dans l'intervalle $[0, 12]$. La seconde est théorique. Pour tout système d'ordre 2 d'entrée u et de sortie y , le Posicast, défini par une commande 2-bang-bang, suppose en effet contrôlable (c'est-à-dire qu'en tout moment la trajectoire y peut être modifiée par u). le transitoire oscillant c'est-à-dire qu'il existe une succession de niveaux de contrôle bang-bang tel que la trajectoire y puisse être contrôlée. Or, nous avons montré, grâce à l'étude de la caractéristique statique de l'IGBT (cf. § 3.5.1), que le blocage effectif de l'IGBT (rappelons qu'il s'agit de l'instant où l'IGBT se bloque et amène le courant à décroître) n'est pas commandable, c'est-à-dire que le blocage (et l'amorçage) fonctionne en commande tout-ou-rien. Il n'est donc pas possible de contrôler le transitoire oscillant dû à la réponse inductive par niveaux de contrôle prédéfinis.

Dans le but d'établir une nouvelle méthode de commande de v_{ge} basée sur le principe du Posicast et adaptée au fonctionnement de l'IGBT, rappelons les faits qui ont été établis à partir de la caractérisation statique de l'IGBT :

- lorsque $v_{ge} > v_{ge,th}$, il est possible de contrôler la vitesse de descente de v_{ge}

donc la vitesse de décroissance du courant i_c correspondant ;

- lorsque $v_{ge} < v_{ge,th}$, la non-contrôlabilité du blocage effectif implique que la seule possibilité de contrôle consiste à réamorcer l'IGBT.

Nous en déduisons qu'il existe deux modes de contrôle de l'IGBT. Le premier mode permet de contrôler la vitesse de décroissance du courant i_c lorsque l'IGBT conduit. Ce mode permet ainsi de contrôler le di_c/dt au moment du blocage effectif et donc de contrôler la surtension au blocage (nous avons $\Delta V_{spike} \approx L_p \frac{di_{Lp}}{dt}$). Le second mode, dont le principe est identique à la commande Posicast originale, consiste à réamorcer l'IGBT lorsque celui-ci est effectivement bloqué. Le réamorçage sur un durée de quelques nano-secondes permet ainsi de réduire la surtension au blocage qui subsiste après l'application du premier mode. La combinaison de ces deux modes permet ainsi de réduire la surtension au blocage.

Nous définissons ainsi les *modes Posicast de l'IGBT au blocage* comme deux trains de pulses sur v_{ge} qui possède les propriétés suivantes :

- un premier pulse « court-circuit » permet d'anticiper le di_c/dt avant le blocage effectif ;
- un second pulse « Posicast » agit sur la résonance sur v_{ce} après le blocage effectif.

Comme cela est expliqué dans la partie expérimentale, les modes Posicast de l'IGBT sont associés à trois états électriques de la grille de l'IGBT. Un système de conditionnement à transistor permet ainsi de réaliser les trois états suivants :

- Un état dit « haute impédance » (HI) pour lequel la grille de l'IGBT est connectée sur une forte impédance. Cette forte impédance a pour but de di-

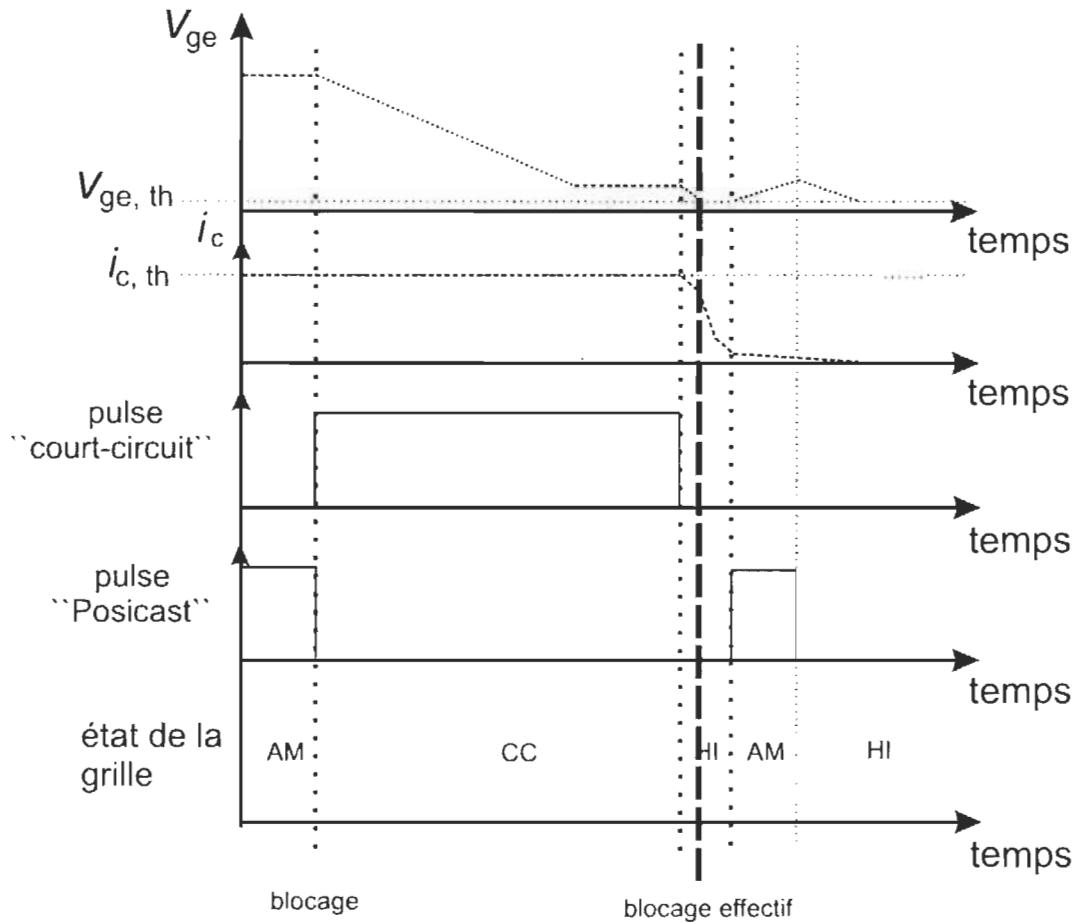


Figure 3.22: Mode Posicast de commande au blocage de l'IGBT.

minuer la vitesse de décroissance de la tension v_{ge}^i .

- Un état dit de « court-circuit » (CC) pour lequel la grille de l'IGBT est mise en court-circuit. Le court-circuit a pour but d'accélérer la vitesse de décroissance de la tension v_{ge}^i .
- Un état dit « d'amorçage » (AM) pour lequel la grille de l'IGBT est alimentée.

Cet état permet de faire croître la tension v_{ge}^i .

En résumé, ces trois états permettent de respectivement décroître la tension v_{ge} avec une vitesse de décroissance ajustable et de faire croître la tension v_{ge} . La séquence de fonctionnement est la suivante :

- Le contrôle de la vitesse de décroissance de v_{ge}^i , donc de la vitesse de décroissance de i_c quand $v_{ge}^i > v_{ge,th}$, est réalisée par le pulse « court-circuit ». *Le premier pulse permet donc de gérer le di_c/dt au moment où le blocage de l'IGBT est effectif.*
- Le contrôle du réamorçage de l'IGBT, donc de la croissance de v_{ge}^i , est réalisée par le pulse « Posicast ». *Le second pulse permet donc de contrôler le dv_{ce}/dt à partir du moment où le blocage est effectif.*

La Fig. 3.22 présente l'enchaînement de ces trois modes de fonctionnement. Cette association permet ainsi de diminuer la surtension au blocage sur v_{ce} . Le dispositif électronique permettant l'obtention de ces modes est détaillé dans la partie expérimentale.

3.5.2.3 Formalisation de la commande par modes Posicast

Dans cette section, nous introduisons quelques éléments de formalisation qui permettent de définir un critère d'ajustement du pulse « Posicast », nous considérons le fait que la durée du pulse « court-circuit » est ajustée sur le principe que le minimum de di_c/dt est obtenu à l'instant du blocage effectif.

La solution de (3.7), lorsque l'IGBT se bloque, est donc de la forme sinusoïdale amortie par une exponentielle, et s'écrit dans le cas général où le second membre est une constante (voir Annexe C) :

$$v_{ce}(t) = \exp(-z\omega_n t) \left\{ C_1 \cos(\omega_n \sqrt{1-z^2} t) + C_2 \sin(\omega_n \sqrt{1-z^2} t) \right\} + \left\{ \frac{\alpha t + \omega_n \beta - 2z\alpha}{\omega_n} \right\} \quad (3.16)$$

avec :

$$C_1 = y_0 - \frac{\omega_n \beta - 2z\alpha}{\omega_n} \quad C_2 = \frac{1}{\omega_n \sqrt{1-z^2}} (dy_0 + z\omega_n C_1 - \alpha) \quad (3.17)$$

et les relations avec les paramètres du circuit :

$$\frac{1}{\omega_n^2} = L_p C_x \quad \frac{2z}{\omega_n} = R_p C_x \quad \alpha = 0 \quad \beta = \max(v_a - v_e) \quad (3.18)$$

Grâce à l'estimation paramétrique, l'équation (3.16) pour les conditions initiales (3.17) décrit l'évolution temporelle de v_{ce} lors du blocage de l'IGBT.

La proposition qualitative 3.5.1 définit alors une loi de contrôle 2-bang-bang pour le blocage de l'IGBT. La tension v_{ge} optimale qui vérifie la proposition 3.5.1 est appelée *solution v_{ge} P-optimale* et la tension v_{ce} correspondante est appelée *solution v_{ce} P-optimale*.

Proposition 3.5.1. *Il est possible de résoudre le critère de la def. 3.4.2 lorsque l'environnement électrique de l'IGBT vérifie une équation différentielle du second ordre du type (3.16) avec les conditions initiales (3.17), si la solution v_{ge} optimale, du type 2-bang-bang, vérifie les conditions nécessaires suivantes :*

1. Pour $t_a < t < t_{q1}$, $v_{ge}(t) = 0$ V (déclenchement du blocage) ;
2. pour $t_{q1} < t < t_{q2}$, $v_{ge}(t) = 12$ V (étape de relaxation) ;
3. pour $t_{q2} < t$, $v_{ge}(t) = 0$ V (blocage final).

t_{q1} est appelé *temps de relaxation*, et doit être choisi suffisamment proche de t_a ; t_{q2} vérifie la condition $\left. \frac{dv_{ce}(t)}{dt} \right|_{t=t_{q2}} = 0$ avec $v_{ce}(t_{q2})$ proche de $V_{ce\max}$. t_{q1} et t_{q2} peuvent être déterminés à partir de (3.16).

Démonstration. Considérons l'évolution de v_{ce} , décrite par (3.16), lorsque l'IGBT se bloque de manière ordinaire. Notons $V_{ce,\delta}$, la valeur maximale du dépassement.

Considérons maintenant l'évolution de v_{ce} , que l'on cherche à contrôler par une loi 2-bang-bang.

La première étape consiste à annuler v_{ge} de manière à ce que l'évolution de v_{ce} soit optimale en temps ; à $t = t_{q1^-}$, nous avons $v_{ce}(t_{q1^-}) = v_{ce,q1} \quad \frac{dv_{ce}(t)}{dt} \Big|_{t=t_{q1^-}} = dv_{ce,q1}$.

La deuxième étape consiste à fixer $v_{ge} = 12$ V à $t = t_{q1}$. Posons $t'_1 = t - t_{q1}$. À $t = t_{q1}^+$,

v_{ce} s'écrit :

$$\forall t > t = t_{q1}, v_{ce}(t) = \exp(-z\omega_n t'_1) \left\{ v_{ce,q1} \cos(\omega_n \sqrt{1-z^2} t'_1) + dv_{ce,q1} \sin(\omega_n \sqrt{1-z^2} t'_1) \right\} \quad (3.19)$$

et par passage à la limite :

$$\lim_{t \rightarrow t_{q1}^+} v_{ce}(t) = v_{ce,q1} \quad (3.20)$$

Compte-tenu du fait que $v_{ce}(t_{q1^-}) = v_{ce,q1}$, nous avons donc $v_{ce}(t_{q1^-}) = v_{ce}(t_{q1}^+)$. Il n'y a donc pas de discontinuité de v_{ce} à $t = t_{q1}$. v_{ce} évolue ainsi librement et sa dérivée finit par s'annuler. Nous avons $v_{ce}(t_{q2^-}) = v_{ce,q2}, \frac{dv_{ce}(t)}{dt} \Big|_{t=t_{q2^-}} = 0$.

La troisième étape consiste à fixer $v_{ge} = 0$ à $t = t_{q2}$. À $t = t_{q2}^+$, compte-tenu du fait que la dérivée $dv_{ce,q2}$ de v_{ce} est nulle. Posons $t'_2 = t - t_{q2}$, v_{ce} s'écrit :

$$\forall t > t_{q2}, v_{ce}(t) = \exp(-z\omega_n t'_2) v_{ce,q2} \cos(\omega_n \sqrt{1-z^2} t'_2) + V_{ce,m} \quad (3.21)$$

Finalement v_{ce} finit par converger vers $V_{ce,m}$.

Qualitativement, plus t_{q1} est proche de t_a , plus le maximum de v_{ce} est inférieur à $V_{ce,\delta}$

(plus on diminue la surtension). Il est nécessaire de fixer t_{q1} via (3.16) afin de positionner le maximum de v_{ce} proche de $V_{cc,m}$.

□

Dans le but d'illustrer concrètement l'utilisation de la prop. 3.5.1, considérons la fonction f_i dont nous cherchons à minimiser la surtension au blocage. La Fig. 3.23 présente l'application du pulse « Posicast » sur f_i .

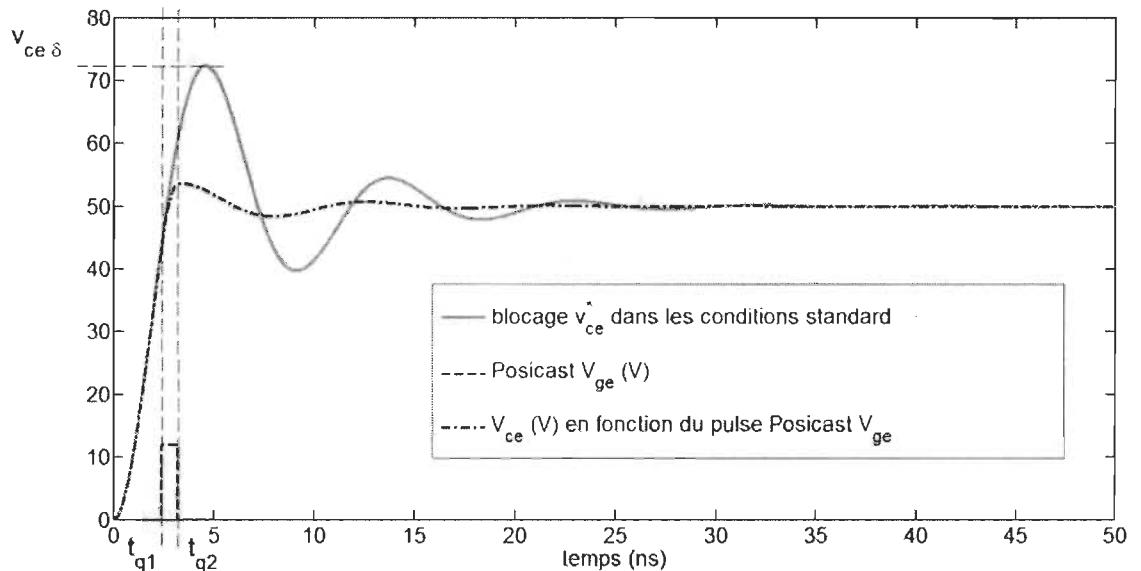


Figure 3.23: Exemple de commande Posicast de la fonction f_i .

La tension en vert est v_{ce} qui répond à un blocage standard de l'IGBT (échelon d'interruption du courant i_c), la tension en bleu est v_{ce} optimale en relation avec v_{ge}^* , qui correspond à v_{ge} optimal avec le pulse « Posicast ».

Le blocage est amorcé (déclenchement du blocage) et à $t = 0$ s : v_{ce} et v_{ce}^* évoluent de manière identique pour tendre vers la tension de blocage. À $t = t_{q1}$ s, on réamorce l'IGBT (étape de relaxation) : v_{ce} continue alors à augmenter (sans discontinuité) mais

va finir par s'annuler tandis que v_{ce}^* poursuit sa trajectoire résonante vers $V_{ce,m}$. Pour $t \geq t_{q1}$, on bloque à nouveau l'IGBT : v_{ce} , qui était en train de croître, passe à cet instant par un extremum local qui rend sa dérivée nulle. Lorsque v_{ce} est proche de $V_{ce,m}$ au temps $t = t_{q2}$, l'IGBT est bloqué définitivement et v_{ce} se stabilise sur $V_{ce,m}$ avec de petites oscillations.

3.6 Procédé expérimental

Pratiquement, le FPGA a été programmé pour délivrer un signal périodique dont la fréquence est égale à la fréquence de commutation, de rapport cyclique variable (si inclus dans une boucle de contrôle) avec des transitoires de forme personnalisés en forme de train d'impulsions (pour réaliser la solution bang-bang).

Cette section décrit la mise en oeuvre expérimentale de la commande rapprochée Posicast. Nous commençons par expliquer le circuit de conditionnement, qui permet d'interfacer électriquement le FPGA et l'IGBT. Nous introduisons ensuite le procédé bang-bang, qui découle des considérations exposées dans le § 3.5.2.2 (notamment la prop. 3.5.1 et ses implications) et nous terminons par la présentation des résultats expérimentaux et leur interprétation.

Nous avons réalisé un montage abaisseur de tension d'une puissance variant d'une centaine de watts à environ 1 kW afin de valider l'approche proposée. La Fig. 3.25 présente l'association du circuit de conditionnement avec le montage abaisseur. Nous considérons une charge resistive.

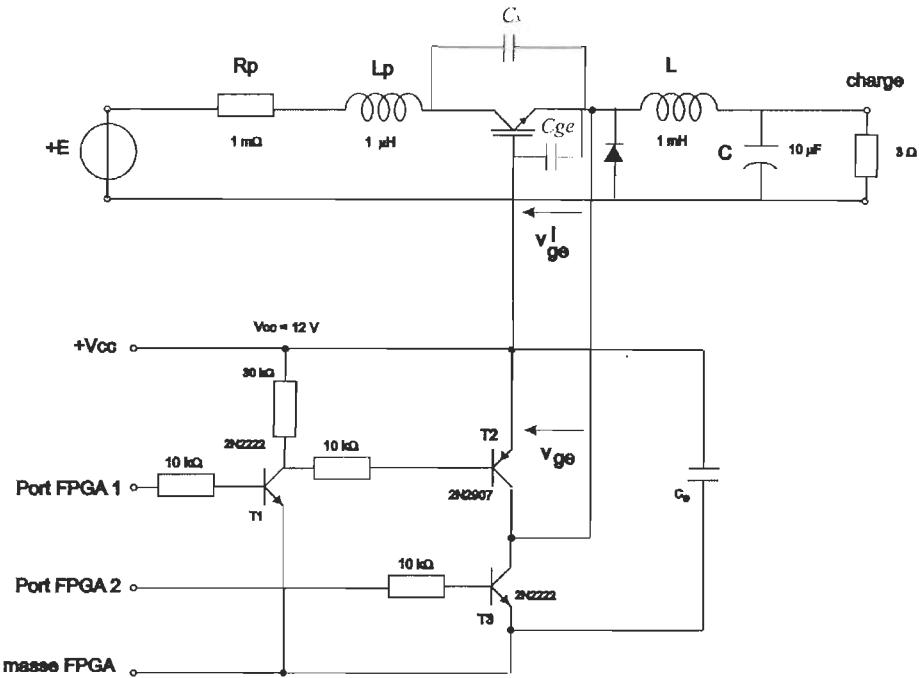


Figure 3.24: Association du circuit de conditionnement avec le montage abaisseur de tension.

3.6.1 Topologie du circuit de conditionnement

Bien qu'en apparence extrêmement simple, le circuit de conditionnement doit satisfaire un cahier des charges assez précis afin de ne pas dégrader les performances originelles du FPGA et surtout pour satisfaire les besoins de la fonction réalisée.

Le circuit de conditionnement, comme son nom l'indique, permet de conditionner les signaux logiques fournis par le FPGA. Son rôle est essentiellement d'amplifier les sorties du FPGA, dont l'amplitude n'excède pas 2,5 V, afin de pouvoir attaquer la grille de l'IGBT, qui requiert au moins 5 V pour pouvoir conduire. Nous fixons l'amplitude maximale de la tension de grille V_{ge} à 12 V. Nous proposons d'utiliser un montage à transistors qui assure à la fois l'alimentation de la grille de l'IGBT pour l'amorçage ($V_{ge} = 12$ V), et son court-circuit ($V_{ge} = 0$ V) pour le blocage. La Fig. 3.26 présente le

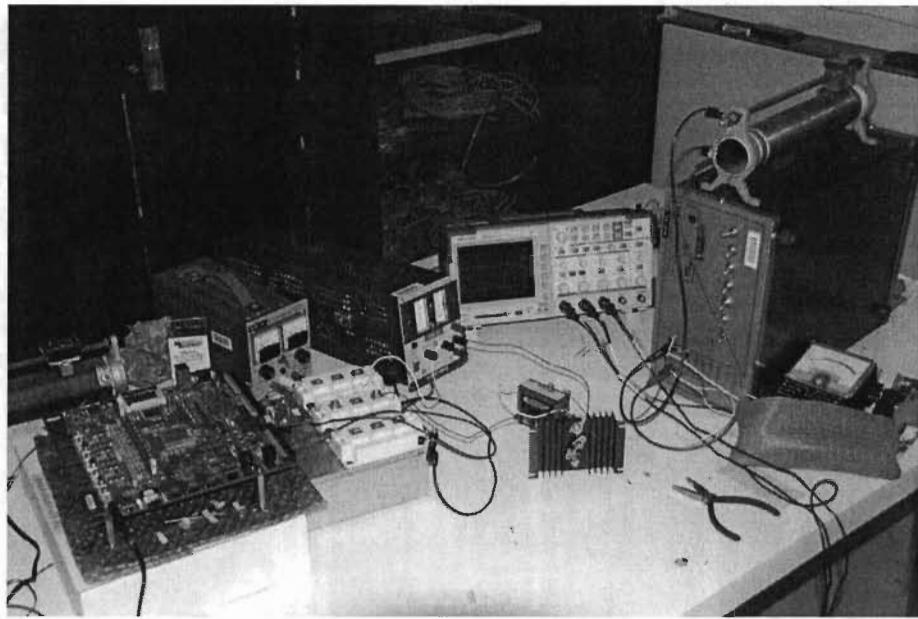


Figure 3.25: Photographie du prototype de commande rapprochée Posicast : on distingue à gauche, la carte de développement FPGA et le circuit de conditionnement et à droite le montage abaisseur de puissance et l'instrumentation.

schéma du conditionneur.

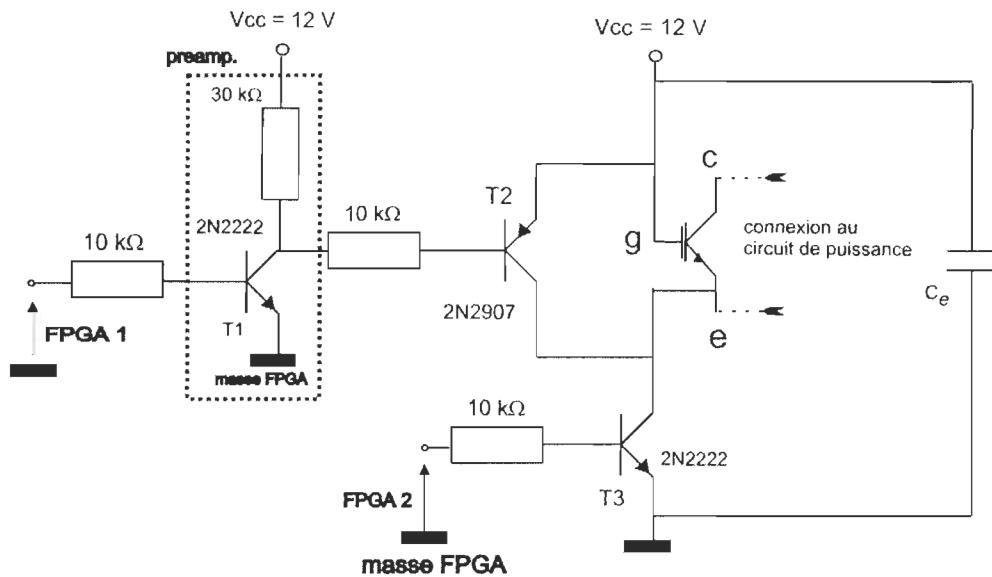


Figure 3.26: Circuit de conditionnement à transistor pour attaque de l'IGBT : partie de préamplification à NPN à gauche, les entrées « FPGA 1 » et « FPGA 2 » sont commandées de façon complémentaire.

Ce circuit fonctionne de la manière suivante. Nous distinguons quatre états de fonctionnement selon les valeurs prises par les signaux FPGA 1 et FPGA 2.

1. **FPGA 1 = 0 V et FPGA 2 = 2,5 V - amorçage de l'IGBT** La mise en conduction de T3 et le blocage de T1 et T2 implique l'alimentation de la grille de l'IGBT. *La grille de l'IGBT est alors directement connectée à l'alimentation du conditionneur de 12 V (Fig. 3.27).*
2. **FPGA 1 = 0 V et FPGA 2 = 0 V - roue libre de la grille de l'IGBT** Le blocage des transistors T1, T2 et T3 implique l'ouverture du circuit qui alimente la grille de l'IGBT. *La grille de l'IGBT est donc équivalente à un circuit ouvert / haute impédance ou mode de roue-libre (3.29).*
3. **FPGA 1 = 2,5 V et FPGA 2 = 0 V - blocage forcé de l'IGBT** La mise en conduction de T1 et T2 et le blocage de T3 implique d'une part l'ouverture du circuit qui alimente la grille de l'IGBT (cf. cas précédent), et d'autre part, le court-circuit de la grille de l'IGBT. *La grille de l'IGBT est donc en court-circuit (Fig. 3.28).*
4. **FPGA 1 = 2,5 V et FPGA 2 = 2,5 V** Ce cas n'est pas permis dans la mesure où l'amorçage de T1, T2 et T3 implique le court-circuit de la source d'alimentation du conditionneur.

Ce circuit permet donc un pilotage de type bang-bang de la grille de l'IGBT. Tous les transistors fonctionnent en commutation. Le fait que le FPGA ne délivre qu'une amplitude maximale de 2,5 V rend impossible la commande du transistor T2, qui est de type PNP. Un étage de préamplification permet, grâce au transistor T1 qui

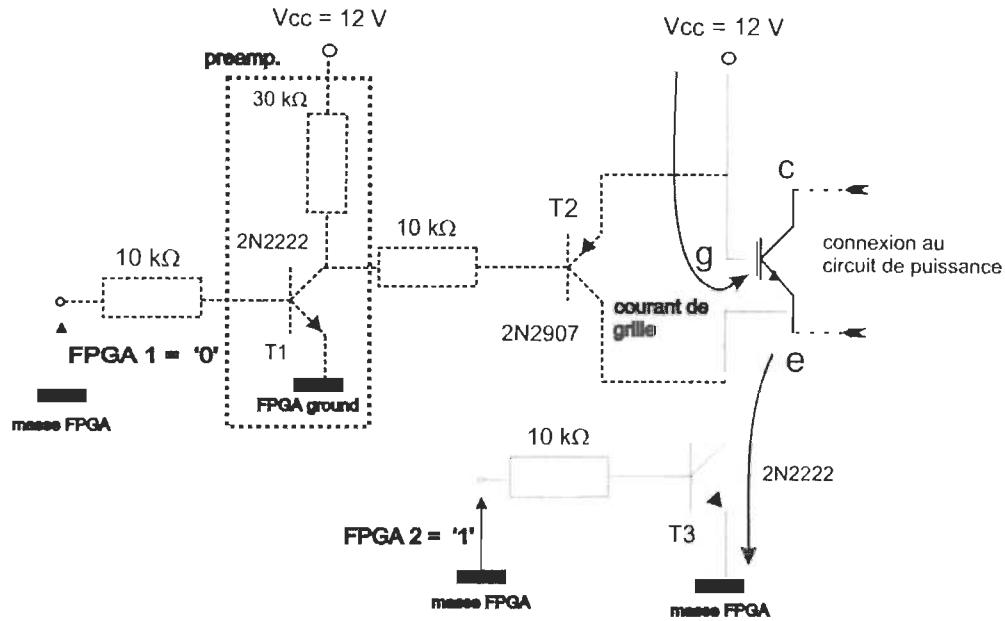


Figure 3.27: Principe d'alimentation de la grille de l'IGBT.

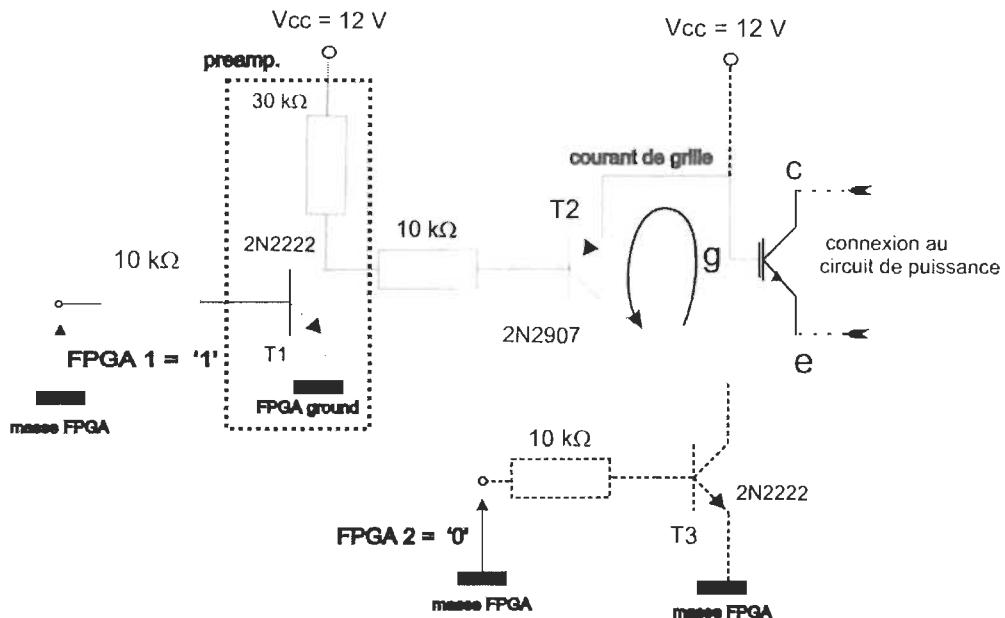


Figure 3.28: Principe de court-circuit de la grille de l'IGBT.

fonctionne en commutation [101], de fournir des tensions de commutation de 0 V et + 12 V ; ces tensions permettent de commander T2 en conmutuation. Les résistances choisies permettent d'assurer des courants minimaux en sortie du FPGA et pour les différentes

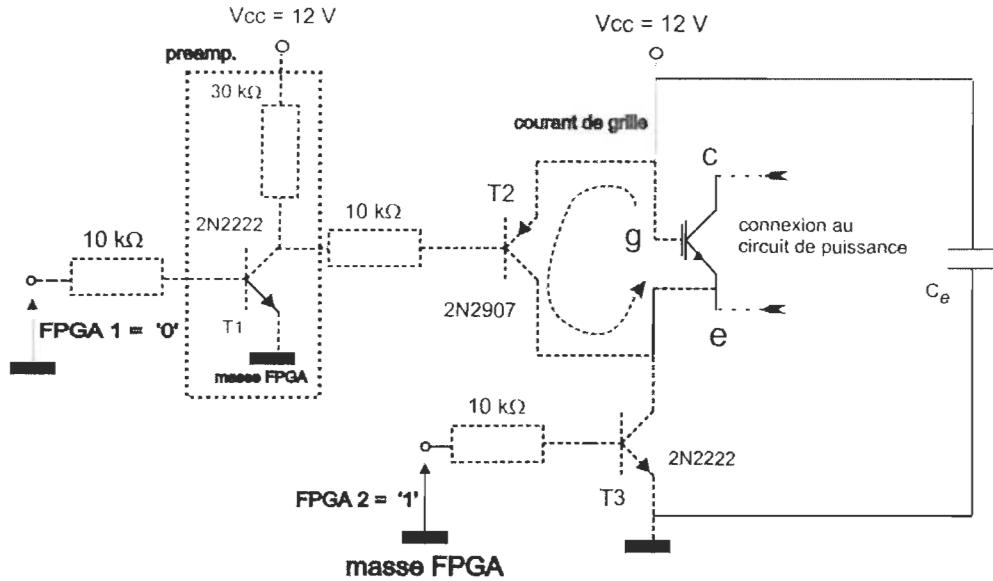


Figure 3.29: Principe de l'état haute impédance de la grille de l'IGBT.

polarisations des transistors (ensemble des courants des base et courant collecteur de T1. La consommation totale n'excède pas 1 mW.

3.6.2 Séquence Posicast de blocage de l'IGBT

On appelle séquence Posicast de blocage de l'IGBT, la séquence de pilotage des transistors T2 et T3 afin que la tension v_{ge} soit optimale (Fig. 3.30). On dit que v_{ge} est P-optimale lorsque la séquence Posicast comprend l'ensemble des pulses { « court-circuit », « Posicast » } et on dit que v_{ge} est pre-P-optimale lorsque la séquence Posicast comprend uniquement le pulse « court-circuit ». Les instants t_m , t_{q1} et t_{q2} sont appelées paramètres Posicast.

À partir de l'instant de blocage initial, qui correspond au blocage de T3, il y a forçage du blocage jusqu'à ce que la tension v_{ge} soit proche de la tension de seuil $v_{ge,th}$. Cet instant est noté t_m . À ce moment, la grille de l'IGBT est en état de haute impédance et v_{ge} diminue ainsi beaucoup plus lentement. Suivant le réglage de t_m , il

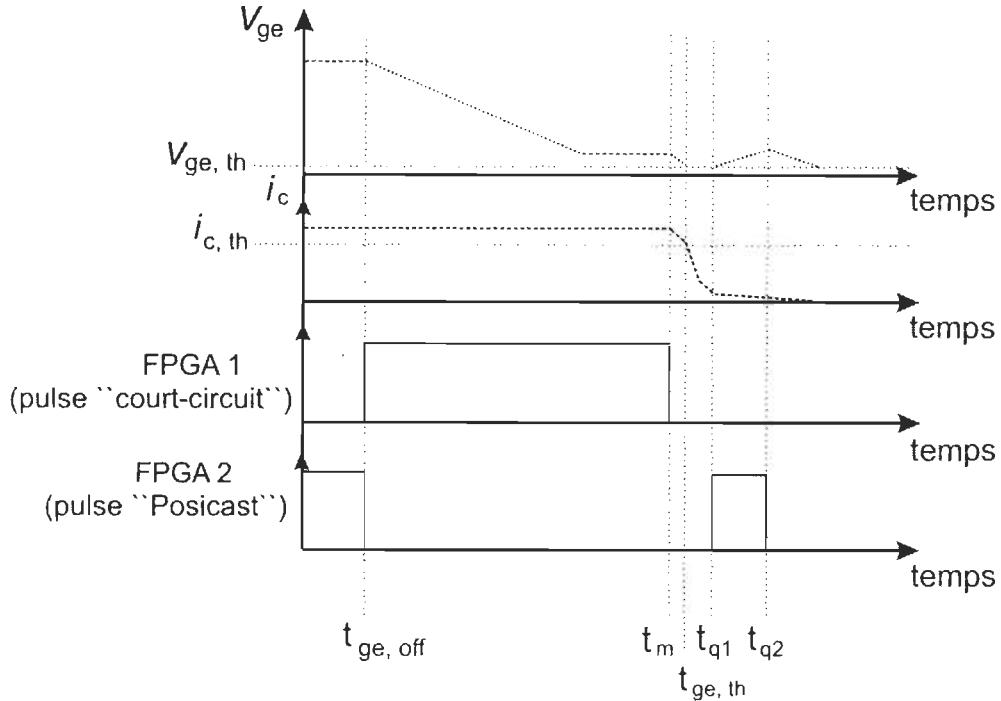


Figure 3.30: Chronogrammes génériques de description de la séquence Posicast dans le cas d'un montage abaisseur.

est donc possible de contrôler la vitesse de décroissance du courant di_c/dt à l'approche du blocage effectif t_{geth} . À l'instant du blocage effectif t_{geth} , nous savons que le courant chute brusquement et qu'il n'est pas contrôlable. Bien que le di_c/dt ait été fortement diminué par le pulse « court-circuit », il subsiste une surtension, de moindre amplitude, que le pulse « Posicast » permet de réduire en choisissant, de manière appropriée, les temps t_{q1} et t_{q2} suivant les règles énoncées dans la prop. 3.5.1.

Influence du temps de forçage de l'état bloqué Lors de la commande au blocage, l'état de « forçage » de l'IGBT permet de court-circuiter la grille de l'IGBT et l'état de « roue libre » permet d'appliquer un état de haute impédance. La différence entre ces états est une différence de vitesse de décharge de la capacité C_{ge} de l'IGBT : un état de roue libre permet à la capacité C_{ge} de se décharger beaucoup plus lentement que

l'état de forçage. Autrement dit, le réglage du temps de forçage t_m permet de régler, non seulement le temps au bout duquel le blocage est effectif, à partir de l'ordre de blocage, mais également la vitesse de décroissance de v_{ge} , donc de i_c à l'approche de $t_{ge,th}$ si $t_m < t_{ge,th}$. On notera le fait que si t_m est trop court, alors l'IGBT ne peut pas se bloquer.

Remarques : Dans le cas où le cas où le conditionneur avait été un amplificateur opérationnel qui fonctionne en saturation (donc délivre les signaux 0 V et + Vcc), il n'aurait pas été *a priori* possible de définir l'état haute impédance nécessaire au contrôle initial (avant blocage effectif) du di_c/dt .

3.6.3 Procédure de calibrage

L'ajustement des paramètres Posicast est basé sur un ajustement initialement visuel. Cet ajustement est aisément réalisé grâce aux différents boutons poussoirs et interrupteurs de la carte de développement FPGA. Il suffit de sonder la tension v_{ce} à l'oscilloscope pendant la phase de blocage et appliquer la procédure décrite ci-dessous.

Rappelons que bien que le di_c/dt est significativement réduit par l'état haute impédance sur la grille, il subsiste une surtension après le blocage effectif qui peut être réduite par le pulse Posicast. Tandis que le but du pulse de court-circuit est de contrôler le di_c/dt , le but du pulse Posicast est de contrôler le dv_{ce}/dt .

- Premièrement, on ajuste le temps t_m , qui contrôle la durée de l'état court-circuit. Rappelons que le contrôle de la décharge de la capacité de grille C_{ge} via l'état de court-circuit / haute impédance permet d'ajuster le di_c/dt au moment

du blocage effectif et donc la surtension sur v_{ce} , qui est égale à $L_p di_c / dt$. On part d'une durée $t_m - t_{ge, off}$ (durée du pulse de court-circuit) relativement grande de manière à faire apparaître une surtension relativement élevée puis on diminue t_m de manière à se placer en limite de blocage (en particulier, si t_m est trop petit, autrement dit, si le temps de décharge de C_{ge} en mode court-circuit n'est pas suffisant, alors v_{ge} ne franchit pas $v_{ge, th}$ et l'IGBT reste donc amorcé) de sorte à obtenir une plage de réglage qui modifie la valeur de la surtension.

- Deuxièmement, on ajuste les instants t_{q1} et t_{q2} correspondants au pulse Posicast, dont le but est d'amorcer à nouveau l'IGBT de manière à atténuer la surtension résultante sur v_{ce} . L'instant t_{q1} est défini lorsque v_{ce} commence à augmenter et t_{q2} est défini lorsque v_{ce} est proche de $v_{ce,m}$.

3.6.4 Résultats en simulation

Nous avons simulé le fonctionnement de la commande rapprochée Posicast à l'aide de PSPICE. Afin d'être le plus fidèle possible au montage expérimental, l'étage de conditionnement à transistors est simulé à partir des signaux FPGA 1 et FPGA 2, représentés par des signaux rectangulaires de rapport cyclique variable. On présente les cas d'optimisation où la tension v_{ge} est pre-P-optimale, P-optimale et le cas de commutation au blocage standard en comparaison.

Les Fig. 3.31 et 3.32 présentent respectivement l'allure des signaux FPGA 1 et FPGA 2 dans les différents cas d'optimisation. La Fig. 3.33 présente l'allure de la tension v_{ce} dans les différents cas d'optimisation. Notons que l'optimisation P-Posicast donne sensiblement de meilleurs résultats que l'optimisation pre-P-Posicast. En particulier,

l'effet du pulse de « court-circuit » est donc prépondérant sur la minimisation de la surtension.

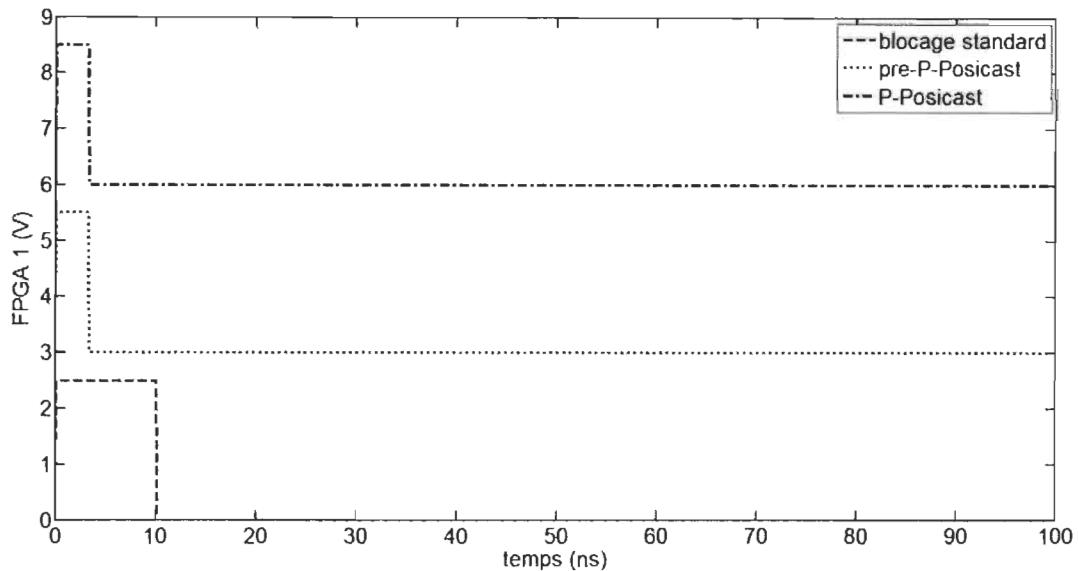


Figure 3.31: Signaux FPGA 1 dans les différents cas d'optimisation.

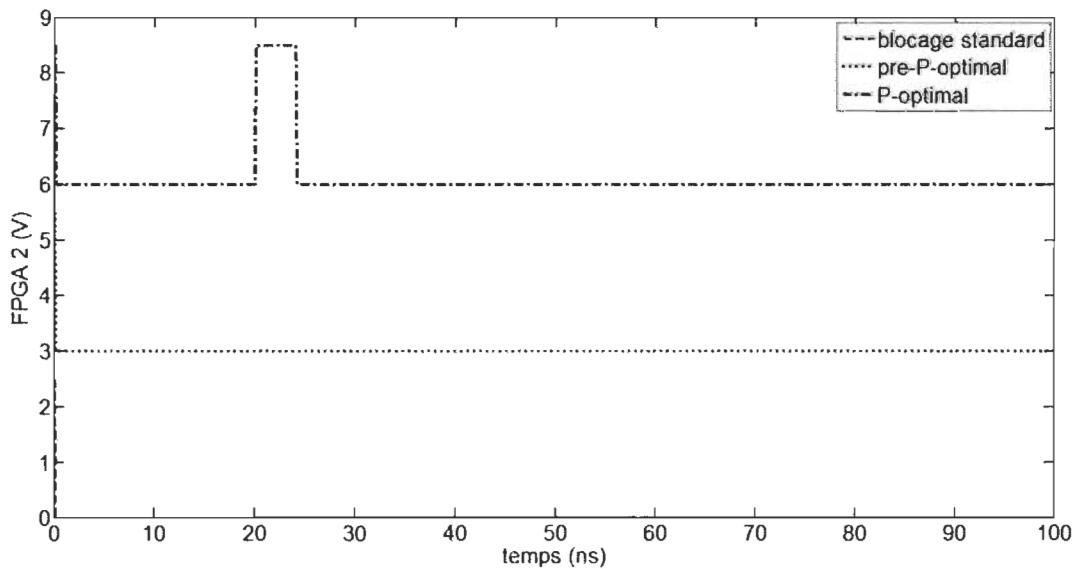


Figure 3.32: Signaux FPGA 2 dans les différents cas d'optimisation.

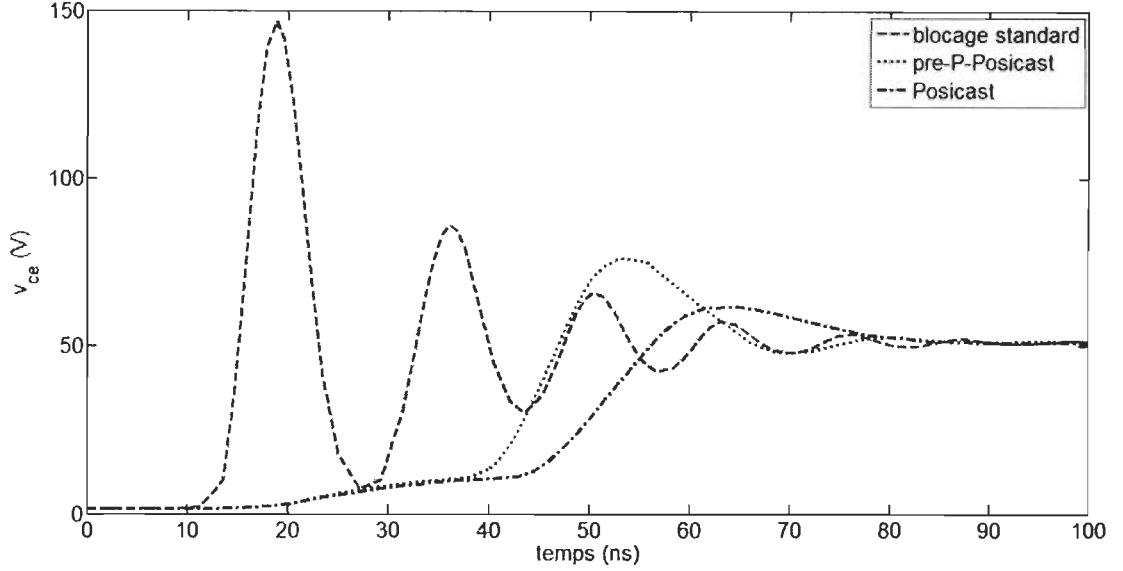


Figure 3.33: Signaux v_{ce} dans les différents cas d'optimisation.

3.6.5 Résultats expérimentaux

Les figures 3.34 et 3.35 présentent la tension v_{ce} P-optimale et pre-P-optimale pour $L = 15 \text{ mH}$ et le courant correspondant en fonction des signaux FPGA 1 et FPGA 2. L'évaluation de l'énergie de commutation (Table 3.2) montre que la réduction de di_c/dt implique que l'énergie de commutation augmente avec la minimisation de $v_{ce,\delta}$.

Table 3.2: Énergie de commutation pour les différents cas d'optimisation.

cas	énergie de commutation (μJ)	surtension $v_{ce,\delta}$ (V)
blocage standard	1.26	24
pre-P-optimal	1.33	15
P-optimal	1.64	13.5

La Fig. 3.36 présente la tension v_{ce} et le courant i_c optimisés pour $L = 10 \text{ mH}$, pour un plus fort courant commuté (de l'ordre de 3 A). Les Fig. 3.37, 3.38 et 3.39 montrent à nouveau les différents cas d'optimisation en comparaison avec le blocage standard pour un courant commuté d'une vingtaine d'ampères.

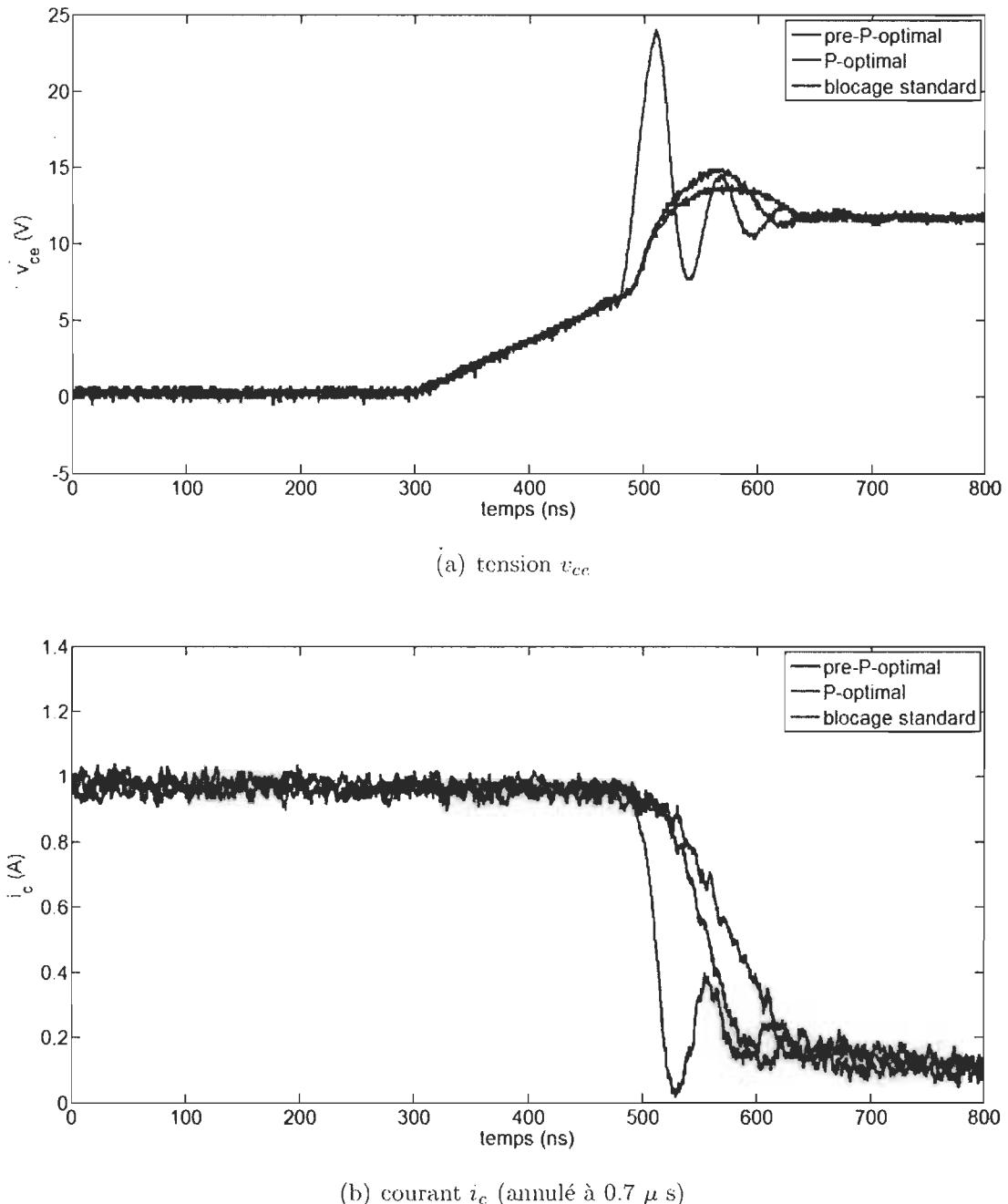


Figure 3.34: Evolution de v_{ce} et i_c pour différents paramètres dans le cas du convertisseur abaisseur ($L = 15 \text{ mH}$).

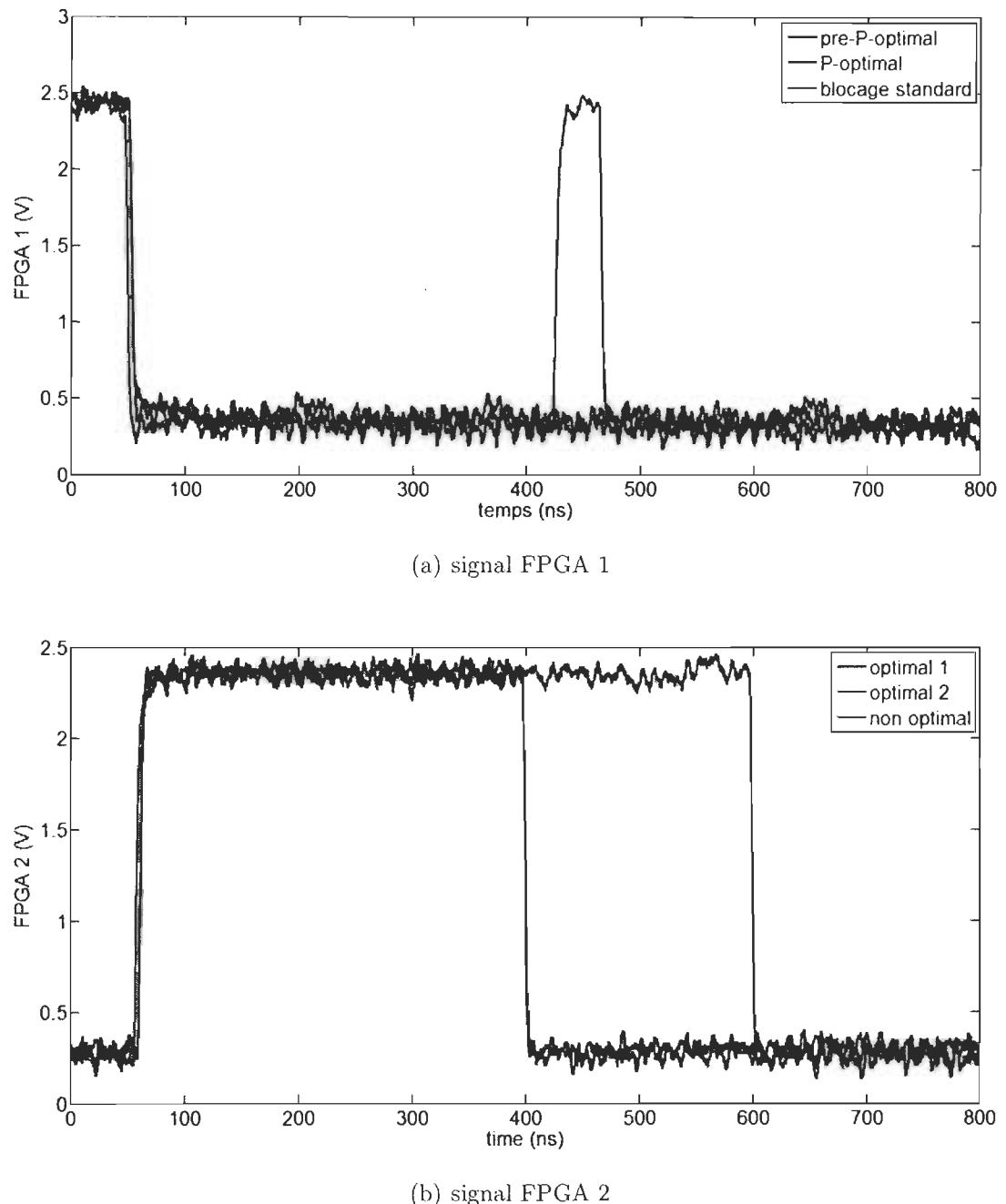


Figure 3.35: Evolution des signaux FPGA 1 et FPGA 2 pour différents paramètres dans le cas du convertisseur abaisseur ($L = 15 \text{ mH}$).

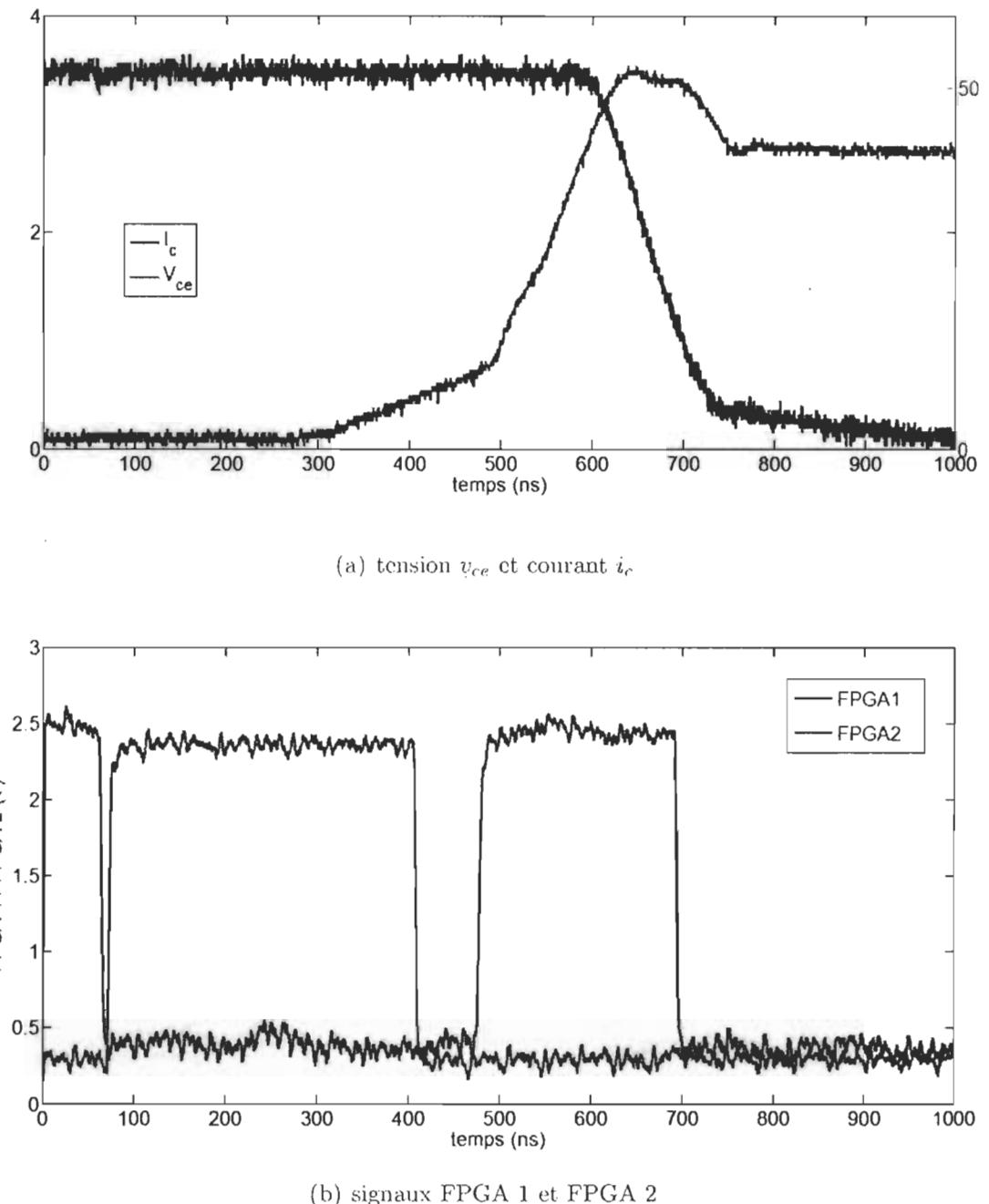


Figure 3.36: Evolution de v_{ce} et i_c dans le cas d'une séquence P-optimale ($L = 10$ mH).

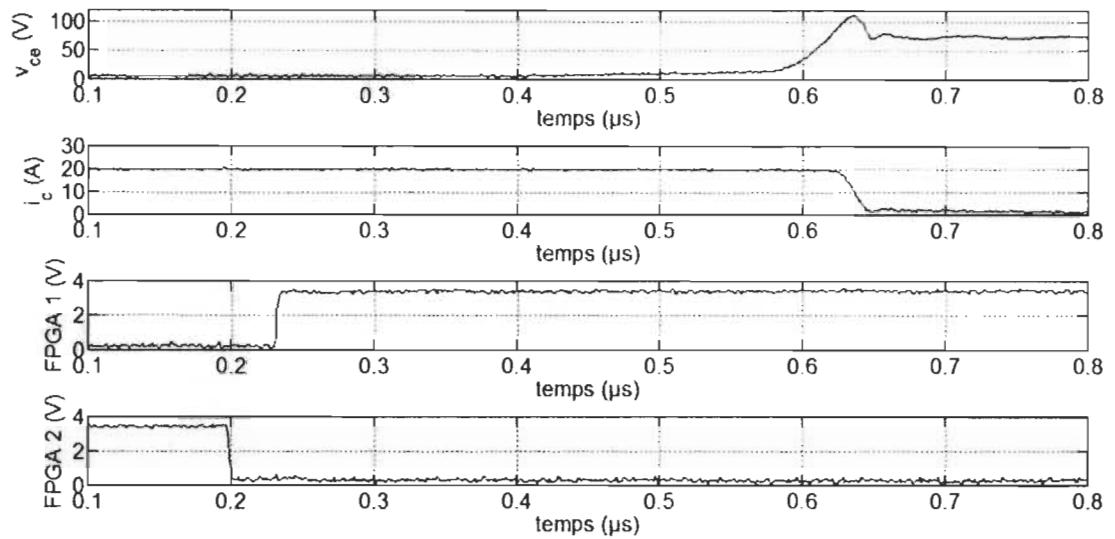


Figure 3.37: Evolution de v_{ce} , i_c en fonction des signaux FPGA 1 et FPGA 2 - blocage standard.

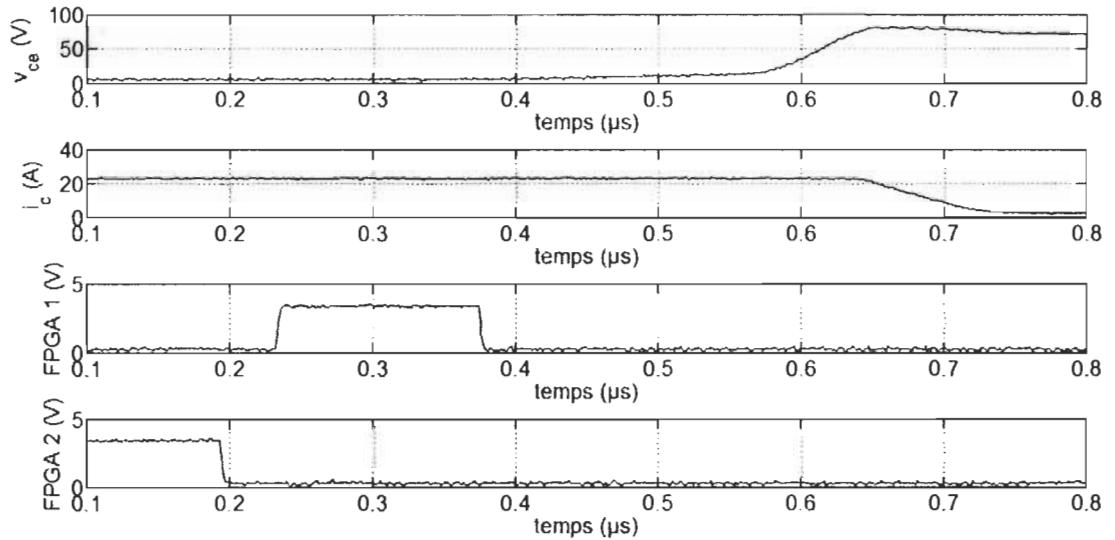


Figure 3.38: Evolution de v_{ce} , i_c en fonction des signaux FPGA 1 et FPGA 2 - optimisation pre-P-Posicast.

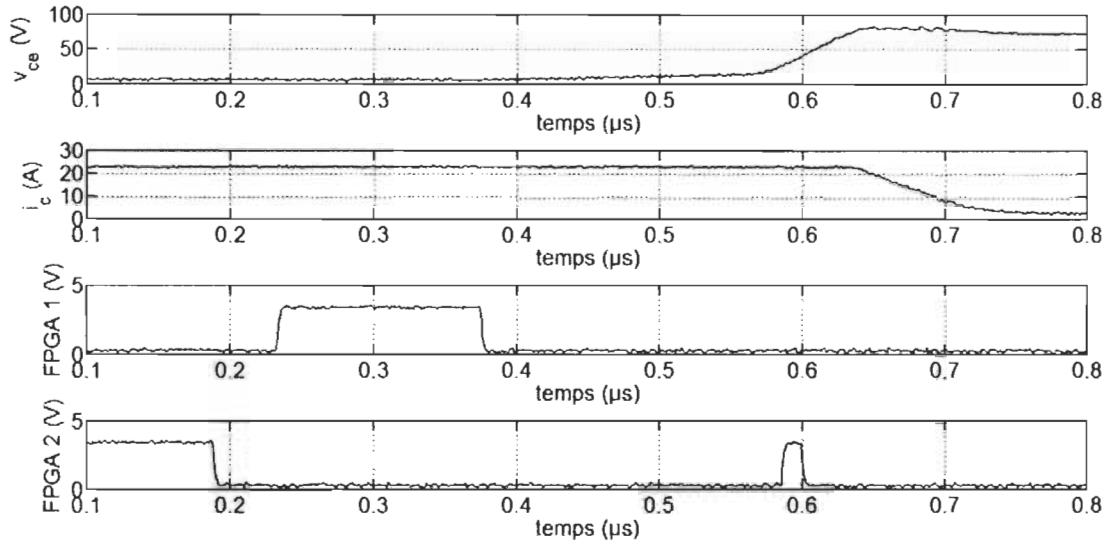


Figure 3.39: Evolution de v_{ce} , i_c en fonction des signaux FPGA 1 et FPGA 2 - optimisation P-Posicast.

3.6.6 Propriétés mises en évidence

La commande rapprochée permet, dans ces dernières conditions de fonctionnement (courant commuté de 20 A), une réduction de la surtension d'environ 30 %. La commande rapprochée proposée possède les propriétés suivantes :

- La surtension au blocage $v_{ce,\delta}$ est effectivement réduite grâce à la séquence Posicast. Le cas P-optimal permet une sensible amélioration du cas pre-P-optimal en terme de réduction de $v_{ce,\delta}$.
- Lorsque la tension E augmente, le courant commuté i_c et la tension v_{ce} augmentent également. Dans ces conditions, le réglage de la séquence Posicast est conservé (il n'y a donc pas besoin de réajuster les paramètres t_m , t_{q1} et t_{q2}).
- Lorsque la charge varie, la topologie du convertisseur change. Il en résulte que la constante de temps de variation du courant dans L , qui est égal au cou-

rant i_c lorsque l'IGBT conduit, change en fonction de la charge. Les variations de charge induisent donc des modifications de di_c/dt qui nécessitent donc un réajustement des paramètres Posicast.

- Constatons que le réglage de la séquence Posicast est facilité à mesure que la tension $v_{ce,m}$ (donc le courant i_c croît).

3.6.7 Introduction à la commande rapprochée Posicast adaptative

Nous avons mis en évidence à la fois en simulation et expérimentalement que le réglage des paramètres Posicast dépend de la charge connectée en sortie du convertisseur abaisseur. Une possibilité d'ajustement en ligne des paramètres Posicast serait de considérer la mesure du courant moyen de sortie du convertisseur. Connaissant l'évolution des paramètres Posicast (ou de manière plus simple, de l'un des paramètres, les autres étant considérés constants), par exemple, l'évolution de t_{q2} par rapport au courant de la charge, il est donc possible de définir une loi d'évolution convertible en table de calcul pour le FPGA. La Fig. 3.40 présente un exemple de loi d'évolution de la durée $t_{q2} - t_{q1}$ en fonction du courant dans la charge. Pour un courant de charge donné, l'instant t_{q2} est modifié de telle sorte que la valeur de la surtension optimisée soit conservée. On veille finalement à ce que la valeur de la surtension reste identique quel que soit le point de fonctionnement défini par la charge. Il est ainsi tout à fait possible d'interpoler la fonction obtenue de manière à ajuster numériquement les pulses afin que la surtension résultante soit en tout temps minimisée pour tout courant de charge.

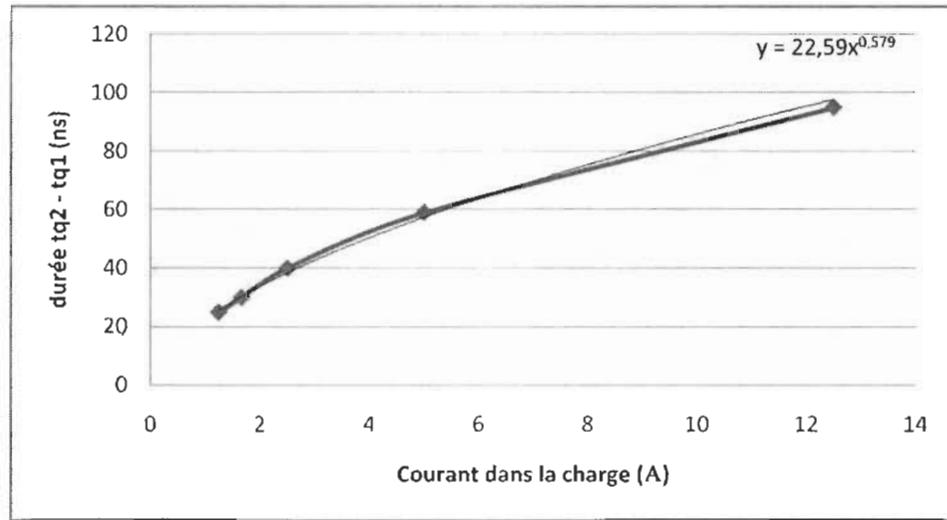


Figure 3.40: Loi d'évolution de la durée $t_{q2} - t_{q1}$ en fonction du courant dans la charge.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit une méthode de commande au blocage des IGBT basée sur la commande Posicast. Nous avons montré qu'un dispositif de commande numérique (typiquement un FPGA) permet, grâce au principe de la commande Posicast, de définir une forme spécifique de la tension v_{ge} telle que la surtension au blocage sur v_{ce} soit minimisée. La flexibilité du dispositif FPGA permet un ajustement rapide des paramètres Posicast. De plus, si l'on considère la mesure du courant moyen de sortie du convertisseur, des tables permettent d'accroître la robustesse du dispositif avec un ajustement en ligne des paramètres Posicast.

La commande rapprochée Posicast fournit donc quelques réponses au problème de l'efficacité de la commutation. Elle est basée sur le principe de la génération par un FPGA d'un train de pulses ; la séquence Posicast, qui permet notamment de contrôler le di_c/dt au blocage. Nous avons prouvé l'efficacité du dispositif sur un convertisseur

abaisseur de quelques watts. Enfin, résumons les principales caractéristiques de la commande rapprochée :

- pas de mesure en ligne de la tension v_{ce} ou du courant i_c requis ;
- séquence Posicast facile à programmer et à ajuster en fonction des composantes parasites de l'IGBT et de la charge (pour laquelle une simple mesure de courant moyen qui circule à travers la charge permet de réaliser une adaptation de la séquence Posicast et donc de conserver l'optimisation de la commutation) ;
- n'importe quel FPGA peut être utilisé pourvu que sa fréquence soit suffisante (typiquement > 100 MHz).
- les sorties multiples du FPGA peuvent être utilisées pour piloter simultanément plusieurs IGBT inclus e.g. dans une topologie multi-niveaux (une isolation optique permettant de recréer les masses flottantes pour les IGBT devient alors nécessaire) ;
- la structure parallèle du FPGA permettrait de piloter non seulement des interrupteurs de puissance, mais également des structures complexes comme des systèmes multi-convertisseurs.

Chapitre 4

Commande sans modèle des convertisseurs statiques

Nous avons mis en évidence dans le chapitre précédent que la commutation engendre naturellement des perturbations en tension et en courant au niveau des IGBT. Ces perturbations prennent la forme de résonances qui ont lieu lors du blocage des IGBT. Ces perturbations induisent des pertes en commutation qui tendent à modifier la représentation d'état du convertisseur, via le concept de résistance dynamique.

Tout convertisseur statique possède donc un modèle qui est finalement plus ou moins dynamique en fonction du temps. En plus des variations paramétriques de modèle qui s'associent aux incertitudes sur les différents composants par rapport à leurs valeurs nominales (notamment fluctuations en fonction de la température), il faut considérer les différentes perturbations occasionnées par les alimentations (comme la présence de composantes hautes fréquences) ou encore les charges des convertisseurs. Les charges des convertisseurs étant considérées comme l'un des points les plus critiques puisqu'en général le dimensionnement d'un dispositif de contrôle dépend du point de fonctionnement du convertisseur et les performances dynamiques sont grandement affectées par de telles variations.

Le présent chapitre tente de répondre à la question qui est de savoir s'il est possible de concevoir une loi de commande, aussi simple à mettre en oeuvre qu'un contrôleur PI, telle que celle-ci possède des propriétés de stabilité, de robustesse et de rejet de perturbations que ne possèdent pas les contrôleurs usuels. Nous présentons

dans ce chapitre, la commande sans-modèle [10], qui comme son nom l'indique permet de commander *a priori* des convertisseurs sans en connaître le modèle. Cette propriété permettrait de s'affranchir des problèmes de variations de modèle et de variations de charge et par conséquent de maintenir de très bonnes performances en régulation.

Dans ce chapitre, nous étudions quelques propriétés générales de la commande sans-modèle vis-à-vis de la stabilité et des performances dynamiques. Nous nous limitons principalement aux systèmes usuels utilisés en électronique de puissance c.-à-d. les convertisseurs statiques modélisés par des systèmes stables de deuxième ordre. Nous établissons premièrement quelques résultats généraux sur la stabilité du sans-modèle, l'analyse étant notamment appuyée sur une analyse fréquentielle ainsi que l'utilisation des critères généraux de stabilité des représentations d'état en automatique. Ensuite, des cas d'application concrets, exploités en simulation et expérimentalement, sont présentés en électronique de puissance. Enfin, un procédé permettant l'auto-ajustement de la constante α de la commande sans-modèle est proposé.

4.1 Considérations générales sur les convertisseurs

Nous considérons les convertisseurs statiques d'ordre au plus égal à 2 qui admettent une fonction de transfert stable de la forme :

$$H = \frac{y}{u} = K_h \frac{1 + a_1 s}{1 + d_1 s + d_2 s^2} \quad (K_h, a_1, d_1, d_2) \in \mathbb{R}^4 \quad \text{finis} \quad (4.1)$$

où u est l'entrée de commande du convertisseur et y sa sortie. Nous supposerons que y correspond à la tension de sortie du convertisseur (que nous notons également V_{out}

ou V). Les coefficients K_h, a_1, d_1, d_2 sont déterminés grâce à la modélisation moyenne d'ordre zéro (cf. § 2.3.1.1).

À partir des notations de la Fig. 4.1, nous considérons les hypothèses suivantes.

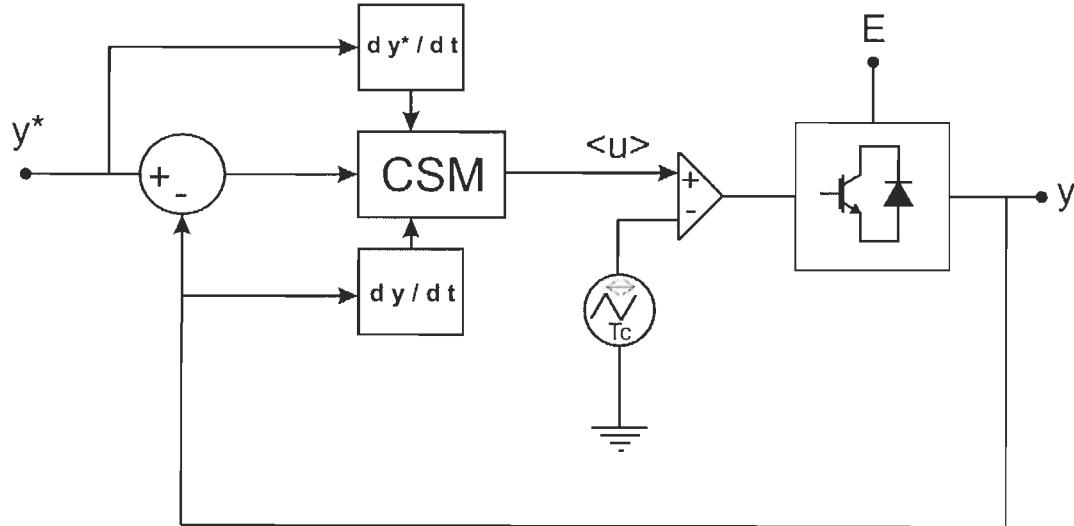


Figure 4.1: Définition des entrées-sorties d'un convertisseur statique muni d'une boucle de contrôle.

- Les convertisseurs sont alimentés par la tension E , commandés par le rapport cyclique moyen $\langle u \rangle$ dont l'évolution en fonction du temps est définie par l'utilisateur lorsque le convertisseur n'est pas commandé ou par une loi de commande lorsque le convertisseur est commandé (cf. § 2.4). Ils délivrent une tension $\langle y \rangle$ ⁴ tel que : $\langle y \rangle = f(\langle E \rangle, \langle u \rangle)$ où f est la fonction représentative du convertisseur, assimilable à sa réponse impulsionnelle.
- La fréquence de commutation ou fréquence de découpage f_c (respectivement période de commutation T_c) est supposée élevée (on prendra 10 kHz).
- La commande rapprochée du convertisseur, au niveau des IGBT, est effectuée à l'aide d'un dispositif PWM [102]. En boucle ouverte, l'indice de modulation

4. Nous avons conservé les notations symboliques de la théorie du contrôle par souci de simplicité.

ou rapport cyclique moyen $\langle u \rangle$ varie lentement par rapport à la fréquence de découpage f_c , autrement dit $\langle u \rangle_{T_c}$ est constant.

- La consigne en tension ou tension de référence y^* constitue l'entrée de la boucle de contrôle du convertisseur. Le contrôleur, défini par la loi sans modèle, régule la tension de sortie y de telle sorte que y « suive » y^* . Le rapport cyclique moyen de commande du convertisseur $\langle u \rangle$ vérifie nécessairement $0 < \langle u \rangle < 1$ [102].

Nous établissons plusieurs hypothèses qui seront utilisées dans toute la suite.

Définition 4.1.1. *Une fonction de transfert est une rs-structure de fonctions de transfert si son dénominateur est d'ordre r et son numérateur est d'ordre s. Définissons un changement de structure comme un changement de l'ordre soit du numérateur, soit du dénominateur.*

Théorème 4.1.1. [103] *Si une fonction $f(x, t)$ dans l'équation $\dot{x} = f(x, t)$ est continue en t et s'il existe une constante positive l telle que :*

$$\|f(x_2, t) - f(x_1, t)\| \leq l\|x_2 - x_1\| \quad (4.2)$$

pour tout x_1 et x_2 dans un voisinage B_r de l'origine, et pour tout $t \in [t_0, t_0+T]$, $T \in \mathbb{R}_+$, alors l'équation différentielle possède une unique solution $x(t)$ pour des états initiaux suffisamment petits et une période T suffisamment petite. La condition (4.2), est appelée condition de Lipschitz et la constante l est la constante de Lipschitz. Si (4.2) est satisfaite, on dit que f est localement lipschitzienne.

Lorsque le convertisseur statique est contrôlé, sa tension de sortie y suit la tension

de référence y^* , définie par l'utilisateur et telle que l'erreur de suivi $\varepsilon(t)$ (*tracking error* en anglais) soit en tout temps la plus faible possible. La commande sans-modèle est utilisée dans le but de contrôler les convertisseurs. Définissons une condition sur la tension de référence y^* , qui est nécessaire au fonctionnement de la loi sans-modèle.

Hypothèse 4.1.1. *La tension de référence est K_{y^*} -lipschitzienne et varie lentement dans le temps par rapport à la fréquence de commutation.*

L'hyp. 4.1.1 implique que $\langle u \rangle$ est également lipschitzienne si la loi sans-modèle est stable. Définissons les notions de robustesse en stabilité et de robustesse en performance.

Définition 4.1.2. *Robustesse en stabilité [51] : Un système bouclé est robuste en stabilité s'il est stable non seulement pour le modèle nominal, mais également pour de grandes incertitudes et variations de paramètres qui affectent le modèle nominal.*

Définition 4.1.3. *Robustesse en performances [51] : Un système bouclé est robuste en performances s'il satisfait les spécifications de performances non seulement pour le modèle nominal, mais également pour de grandes incertitudes et variations de paramètres qui affectent le modèle nominal.*

4.2 Analyse de stabilité

Après quelques résultats préliminaires, nous proposons deux preuves de stabilité du sans-modèle. La première, très restreinte, est obtenue en considérant un système du premier ordre analysé dans le domaine fréquentiel. La seconde, plus générale, considère un critère de stabilité de type Jury appliqué à un système du second ordre. Enfin, nous présentons une extension de la commande sans-modèle, au cas du contrôle des systèmes à phase non-minimale commutés.

L'estimation des dérivées peut s'effectuer à l'aide des classiques différences finies, la période d'échantillonnage typique est de 1-10 μs .

Hypothèse 4.2.1. [10] *L'estimation des dérivées est réalisée avec une bande passante élevée et n'est pas biaisée, notamment par rapport au bruit.*

4.2.1 Loi de commande sans-modèle discrète

En pratique, lorsque la programmation d'un contrôleur i-PI s'effectue de manière numérique pour pouvoir être implémenté dans un dispositif micro-contrôleur ou FPGA, il est nécessaire de discréteriser le contrôleur i-PI de la def. 2.4.2.1.

$$u_k = -\frac{1}{\alpha} \left(F_{k-1} - y^{(n)*}|_{k-1} \right) + \mathcal{C}(\varepsilon)|_{k-1} = u_{k-1} - \frac{1}{\alpha} \left(y^{(n)}|_{k-1} - y^{(n)*}|_{k-1} \right) + \mathcal{C}(\varepsilon)|_{k-1} \quad (4.3)$$

4.2.2 Loi sans-modèle intégrale

La loi sans-modèle intégrale permet d'introduire la notion de dérivée de u dans (2.8) afin d'être utilisée dans les démonstrations de stabilité.

Proposition 4.2.1. Pour tout instant discret t_k , $k \in \mathbb{N}$. le contrôleur i -PI discret intégral vérifie :

$$T_c \frac{du}{dt} \Big|_k = -\frac{1}{\alpha} \left(y^{(n)}|_{k-1} - y^{(n)*}|_{k-1} \right) + \mathcal{C}(\varepsilon)|_{k-1} \quad (4.4)$$

où

- T_c est la période d'échantillonnage et k est l'instant considéré ;
- y_k^* est la trajectoire de référence ;
- $\varepsilon|_k = y_k^* - y_k$ est l'erreur de poursuite ;
- \mathcal{C} est un correcteur PID usuel ;
- n est l'ordre de la dérivée.

Démonstration. Comme T_c est très petite, le th. 4.1.1 permet ainsi de rendre u intégrable et nous avons :

$$\Delta t \frac{\Delta u}{\Delta t} \approx T_c \frac{du}{dt} \quad (4.5)$$

avec $\Delta t = t_k - t_{k-1} = T_c$ et $\Delta u = u_k - u_{k-1}$; par le passage à la limite, il vient :

$$\lim_{t_k \rightarrow t_{k-1}} T_c \frac{\Delta u}{\Delta t} \iff \frac{du}{dt} \Big|_k = \frac{u_k - u_{k-1}}{T_c} + o(T_c) \quad (4.6)$$

(4.3) se réécrit alors :

$$T_c \frac{du}{dt} \Big|_k = -\frac{1}{\alpha} \left(y^{(n)}|_{k-1} - y^{(n)*}|_{k-1} \right) + \mathcal{C}(\varepsilon)|_{k-1} \quad (4.7)$$

□

La prop. 4.2.1 a une conséquence importante qui explique la nature fondamentale de la commande sans-modèle. Un résultat similaire, proposé par [104], montre également l'équivalence de certaines loi de commande à des intégrateurs.

Proposition 4.2.2. *La loi de commande sans-modèle discrète comporte un intégrateur.*

Démonstration. Découle de la nature de (4.3) pour la caractéristique d'intégration en tenant compte de l'hyp. 4.2.1. \square

La prop. 4.2.2 n'est pas sans conséquences néfastes qui peuvent induire certains problèmes de stabilité puisque si le système à commander contient déjà un intégrateur ou que le correcteur \mathcal{C} contient un intégrateur, alors nous sommes en présence d'un double intégrateur. Les règles de dimensionnement des correcteurs en automatique classique prévoient une diminution de la stabilité dans ce cas relativement aux marges de gain et de phase [105].

Dans cette section, nous traitons le problème de la stabilité de la commande sans-modèle. Nous proposons d'étudier la stabilité pour la commande sans-modèle des systèmes d'ordre 1 et 2 grâce aux critères standards de stabilité. Les systèmes considérés sont tout à fait généraux (dans le sens où aucun des coefficients n'est fixé) ce qui induit une difficulté croissante avec l'ordre du modèle quant à l'exploitation des inégalités de stabilité qui en résultent. Le but de cette étude est de pouvoir montrer mathématiquement que la commande sans-modèle possède certaines propriétés de stabilité et de mettre en évidence les relations entre les coefficients du sans-modèle et les coefficients du système H afin d'assurer la stabilité en boucle fermée. Nous effectuons premièrement une analyse fréquentielle dans le domaine continu d'un système

du premier ordre en boucle fermée c.-à-d. que nous définissons une fonction de transfert équivalente à partir de la loi sans-modèle intégrale à laquelle nous appliquons le critère de Routh. Ce critère permet d'obtenir des conditions nécessaires et suffisantes de stabilité en fonction des paramètres du système et permet ainsi de mettre en relation les paramètres de la commande sans-modèle avec les paramètres du système. Nous mettons en évidence plus particulièrement des domaines de stabilité en fonction des différents paramètres. Deuxièmement, un formalisme matriciel permet de considérer la version discrète de systèmes du premier et deuxième ordre en boucle fermée à partir de la loi sans-modèle discrète. L'application d'un équivalent du critère de Jury permet également de déduire des inégalités qui mettent en relation les paramètres de la commande sans-modèle avec les paramètres du système. Compte-tenu de la complexité relative des inégalités obtenues, une étude asymptotique est réalisée et permet de mettre en évidence les propriétés de stabilisation du sans-modèle.

4.2.3 Analyse fréquentielle

L'analyse fréquentielle permet, dans le cas où le système est linéaire et est d'ordre 1, de déduire la stabilité de la commande sans modèle à partir de la loi sans-modèle intégrale.

La loi de commande sans-modèle intégrale (4.4) possède l'équivalent fréquentiel suivant dans le cas continu (on néglige le délai introduit par la dérivation) :

$$u_k = \frac{1}{T_c s} \left(-\frac{s^n}{\alpha} (y - y^*) + \mathcal{C}(\varepsilon) \right) \quad (4.8)$$

Posons $n = 1$. Soit le schéma bloc global du système asservi (Fig. 4.2) dans lequel

nous posons α comme une constante réelle.

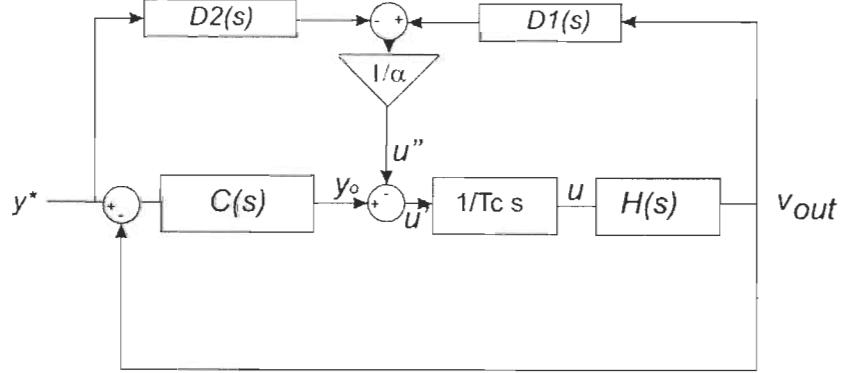


Figure 4.2: Schéma bloc fréquentiel du système piloté par le sans-modèle.

Association des fonctions de transfert Symboliquement, le regroupement des fonctions de transfert vérifie :

$$y_o = C\epsilon; \quad \epsilon = y^* - y; \quad y = Hu = HIu'; \quad u' = y_o - \frac{1}{\alpha}(-D_2y^* + D_1y) \quad (4.9)$$

La commande sans-modèle regroupe les éléments dérivateurs ainsi que l'intégrateur. Cette inclusion est équivalente à réaliser une contre-réaction du système H avec la loi sans-modèle. En utilisant (4.9), nous en déduisons la *fonction de transfert sans-modèle* en boucle fermée (la dépendance en s est omise) :

$$\frac{y}{y^*} = \frac{HIC + \frac{1}{\alpha}HID_2}{1 + \frac{1}{\alpha}HID_1 + HIC} \quad (4.10)$$

qui correspond à la définition "classique" du système H asservi par C en boucle fermée. Le développement de (4.10) complet permet d'accéder à la fonction de transfert sans-modèle et, de manière duale, à sa représentation d'état sans-modèle.

Application à l'étude de la stabilité Avec les considérations suivantes :

- *Système du premier ordre* Soit un système du premier ordre H à piloter :

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = K_h \frac{a_0 + s}{d_0 + s} \quad (K_h, a_0, d_0) \in \mathbb{R}^{*3} \quad (4.11)$$

- *Correcteur proportionnel* Soit un correcteur de gain proportionnel

$$C(s) = \frac{U(s)}{\varepsilon(s)} = K_p, \quad K_p \in \mathbb{R}^* \quad (4.12)$$

- $D_1 = D_2 = s \quad I = \frac{1}{T_c s}$

(4.10) peut s'écrire après quelques développements :

$$\frac{y}{y^*} = \frac{K_h(a_0 + s)(K_p\alpha + s)}{(T_c\alpha + K_h)s^2 + (K_ha_0 + K_hK_p\alpha + T_c\alpha d_0)s + K_hK_p\alpha a_0} \quad (4.13)$$

La stabilité est garantie si et seulement si tous les coefficients du dénominateur sont de même signe. Nous appelons configuration du système H , l'ensemble des signes de K_h , a_0 et d_0 . Nous en déduisons les inégalités de stabilité (4.14) que doivent satisfaire K_p et α en fonction des signes de K_h , a_0 et d_0 afin d'assurer la stabilité de la boucle fermée.

$$\left\{ \begin{array}{ll} T_c\alpha + K_h > 0 & T_c\alpha + K_h < 0 \\ K_ha_0 + K_hK_p\alpha + T_c\alpha d_0 > 0 \text{ ou } K_ha_0 + K_hK_p\alpha + T_c\alpha d_0 < 0 & \\ K_hK_p\alpha a_0 > 0 & K_hK_p\alpha a_0 < 0 \end{array} \right. \quad (4.14)$$

Ces inégalités donnent lieu à des domaines de stabilité pour lesquels il existe un régionnement du plan $\alpha - K_p$ tel que le couple (α, K_p) rende la commande sans-modèle stable. Le Tab. 4.1 présente l'ensemble des domaines de stabilité en fonction du signe des différents paramètres système / sans-modèle.

Ces inégalités peuvent être représentées graphiquement grâce à un régionnement du plan. Les Fig. 4.3 et 4.4 illustrent l'ensemble des cas de configuration du système H c.-à-d. pour toutes les combinaisons possibles des coefficients de H .

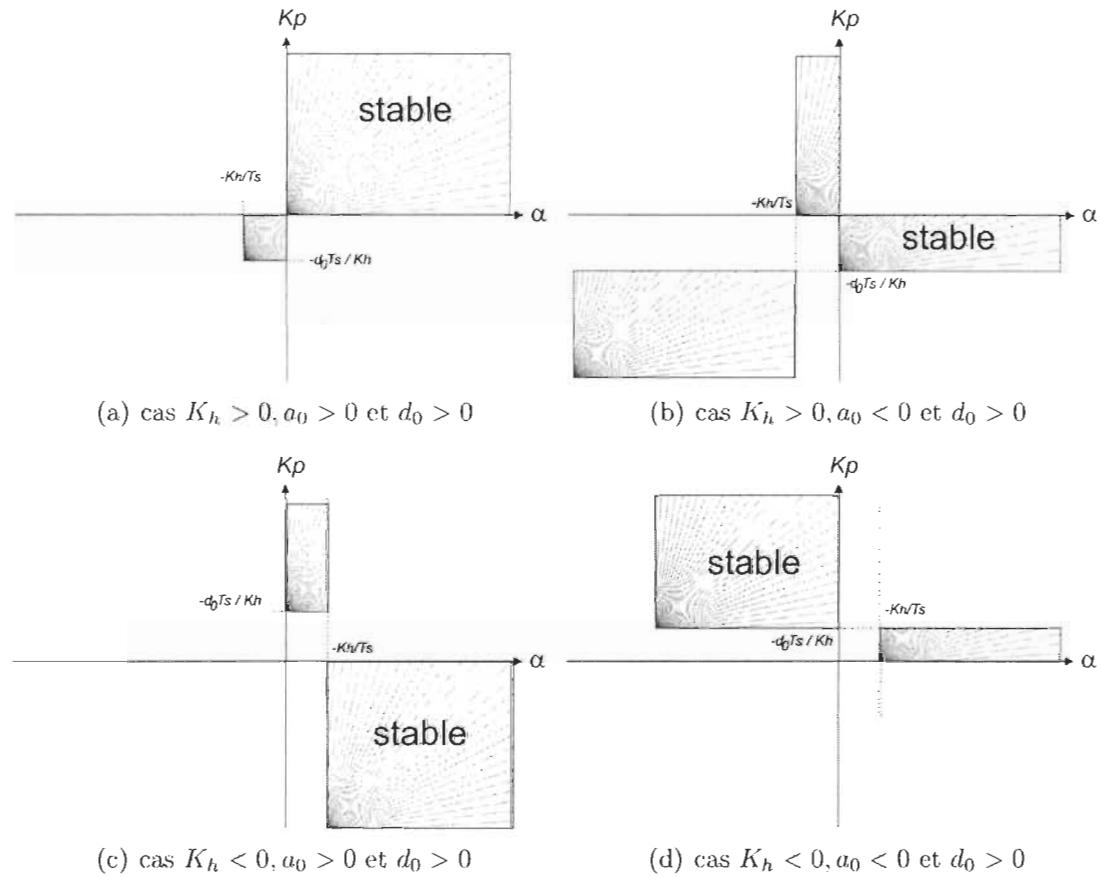


Figure 4.3: Exemples de régionnement du plan lorsque H est stable.

Table 4.1: Définition des domaines de stabilité de la commande sans-modèle en fonction des propriétés de H .

128

signe d_0	signe K_h	signe a_0	domaine 1	domaine 2	domaine 3
+	+	+	$\alpha > 0 \cup K_p > 0$	$-\frac{K_h}{T_c} < \alpha < 0 \cup -\frac{d_0 T_c}{K_h} < K_p < 0$	
+	+	-	$-\frac{K_h}{T_c} < \alpha < 0 \cup K_p > 0$	$\alpha > 0 \cup -\frac{d_0 T_c}{K_h} < K_p < 0$	$\alpha < -\frac{K_h}{T_c} \cup K_p < -\frac{d_0 T_c}{K_h}$
+	-	+	$\alpha > -\frac{K_h}{T_c} \cup K_p < 0$	$0 < \alpha < -\frac{K_h}{T_c} \cup K_p > -\frac{d_0 T_c}{K_h}$	
+	-	-	$\alpha > -\frac{K_h}{T_c} \cup 0 < K_p < -\frac{d_0 T_c}{K_h}$	$\alpha < 0 \cup K_p > -\frac{d_0 T_c}{K_h}$	
-	+	+	$\alpha < -\frac{K_h}{T_c} \cup 0 < K_p < -\frac{d_0 T_c}{K_h}$	$\alpha > 0 \cup K_p > -\frac{d_0 T_c}{K_h}$	
-	+	-	$\alpha < -\frac{K_h}{T_c} \cup K_p < 0$	$-\frac{K_h}{T_c} < \alpha < 0 \cup K_p > -\frac{d_0 T_c}{K_h}$	
-	-	+	$0 < \alpha < -\frac{K_h}{T_c} \cup K_p > 0$	$\alpha < 0 \cup -\frac{d_0 T_c}{K_h} < K_p < 0$	$\alpha > -\frac{K_h}{T_c} \cup K_p < -\frac{d_0 T_c}{K_h}$
-	-	-	$\alpha < 0 \cup K_p > 0$	$0 < \alpha < -\frac{K_h}{T_c} \cup -\frac{d_0 T_c}{K_h} < K_p < 0$	

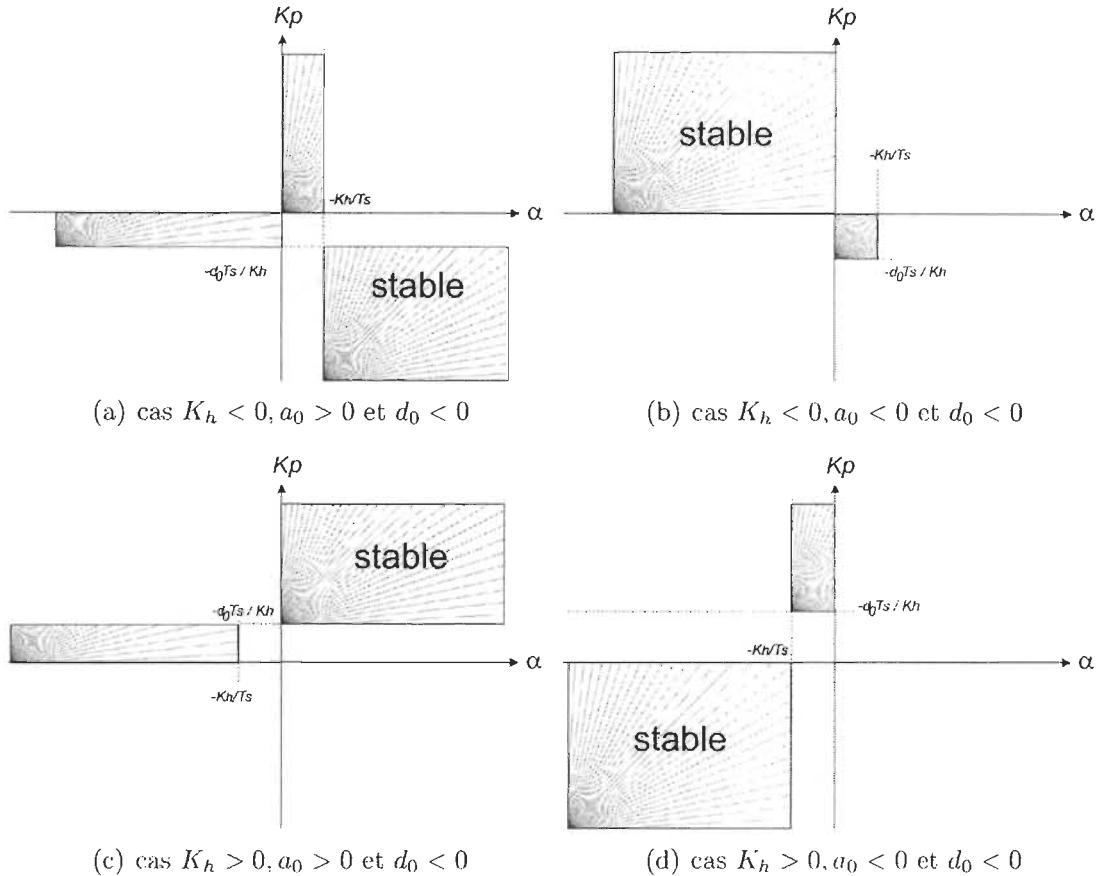


Figure 4.4: Exemples de régionnement du plan lorsque H est instable.

Quelles que soient les propriétés dynamiques (par rapport au signe du zéro) et de stabilité de H , les Fig. 4.3 et 4.4 montrent qu'il existe toujours un domaine de stabilité pour lequel la commande sans-modèle est stable (l'existence de ces domaines a été vérifiée en simulation).

L'Annexe D présente un exemple de programme Mathematica qui permet de déduire les domaines de stabilité à partir des inégalités de stabilité (4.14).

4.2.4 Analyse matricielle en discret

L'objectif de cette démonstration est de montrer que la commande sans-modèle dans sa version discrète est stable pour les systèmes du premier et du second ordre. On définit ainsi une représentation d'état matricielle d'un système pour lequel la commande sans-modèle est appliquée en tant que retour de sortie.

4.2.4.1 Représentation matricielle au premier ordre

On considère un système du premier ordre Σ_{O1} avec zéro dont la représentation d'état continue vérifie :

$$\begin{cases} \dot{x} = -a_0x + b_0u \\ y = Qx + Du \end{cases} \quad (4.15)$$

où x est le vecteur d'état de dimension 1. La représentation d'état discrète vérifie :

$$\begin{cases} x_{k+1} = (1 - T_c a_0)x_k + b_0 T_c u_k \\ y_k = Qx_k + Du_k \end{cases} \quad (4.16)$$

avec $A_d = 1 - T_c a_0$ et $B_d = b_0 T_c$. La loi sans-modèle discrète (4.3) s'écrit de manière générale pour $n = 1$:

$$u_k = u_{k-1} - \frac{1}{\alpha} \left(\frac{y_{k-1} - y_{k-2}}{T_c} - \frac{y_{k-1}^* - y_{k-2}^*}{T_c} \right) + K_p(y_{k-1} - y_{k-1}^*) \quad (4.17)$$

Du fait que l'espace d'état (4.16) possède une matrice directe non nulle, l'inclusion de (4.17) dans (4.16) induit une récurrence sur u_k . Dans le but d'obtenir une représentation d'état qui décrit la dynamique de Σ_{O1} bouclé par le sans-modèle (4.17),

nous augmentons la matrice A_d par la loi sans-modèle (4.17). Nous supposons une trajectoire de référence nulle. Il vient alors :

$$\begin{pmatrix} u_{k-1} \\ u_k \\ x_{k-1} \\ x_k \\ x_{k+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{D}{\alpha T_c} & 1 - D(\frac{1}{\alpha T_c} + K_p) & \frac{Q}{\alpha T_c} & -\frac{Q}{\alpha T_c} - K_p Q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & T_c b_0 & 0 & 0 & 1 - T_c a_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{k-2} \\ u_{k-1} \\ x_{k-2} \\ x_{k-1} \\ x_k \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

4.2.4.2 Représentation matricielle au deuxième ordre

La loi sans-modèle (4.3) s'écrit de manière générale pour $n = 2$:

$$u_k = u_{k-1} - \frac{1}{\alpha} \left(\frac{y_{k-1} - 2y_{k-2} + y_{k-3}}{T_c^2} - \frac{y_{k-1}^* + 2y_{k-2}^* + y_{k-3}^*}{T_c^2} \right) + K_p(y_{k-1}^* - y_{k-1}) \quad (4.19)$$

où on pose :

$$ext = \frac{1}{\alpha} \frac{y_{k-1}^* + 2y_{k-2}^* + y_{k-3}^*}{T_c^2} + K_p y_{k-1}^* \quad (4.20)$$

qui représente les termes du sans-modèle associés à l'entrée y^* . Nous en déduisons une représentation matricielle de la loi sans-modèle :

$$u_k = u_{k-1} - \underline{K_v} y_k - \underline{K_p} y_k + ext \quad (4.21)$$

où : \underline{y}_k est le vecteur des échantillons de la sortie y à l'instant k tel que : $\underline{y}_k = \begin{pmatrix} y_{k-3} & y_{k-2} & y_{k-1} & y_k \end{pmatrix}^T$; ext est la trajectoire de référence et K_v est la matrice des coefficients des dérivées telle que :

$$\underline{K}_v = \frac{1}{\alpha T_c^2} \begin{pmatrix} 1 & -2 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.22)$$

K_p est la matrice des coefficients de l'erreur de suivi :

$$\underline{K}_p = \begin{pmatrix} 0 & 0 & K_p & 0 \end{pmatrix} \quad (4.23)$$

On considère un système du deuxième ordre $\Sigma_{O2}(A, B, C, D)$ dont la représentation d'état continue vérifie :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (4.24)$$

où x est le vecteur d'état de dimension 2. La représentation d'état discrète vérifie :

$$\begin{cases} x_{k+1} = A_d x_k + B_d u_k \\ y_k = C x_k \end{cases} \quad (4.25)$$

où $A_d = I + T_c A$ et $B_d = T_c B$ (I étant la matrice d'identité). De manière explicite, nous avons :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} x_{1,k} \\ x_{2,k} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & T_c \\ -T_c a_0 & 1 - T_c a_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{1,k-1} \\ x_{2,k-1} \end{pmatrix} + T_c \begin{pmatrix} 0 \\ b_2 \end{pmatrix} u_{k-1} \\ y_{k-1} = \begin{pmatrix} c_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{1,k-1} \\ x_{2,k-1} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (4.26)$$

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} x_{1,k+1} \\ x_{2,k+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & T_c \\ -T_c a_0 & 1 - T_c a_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{1,k} \\ x_{2,k} \end{pmatrix} + T_c \begin{pmatrix} 0 \\ b_2 \end{pmatrix} u_k \\ y_k = \begin{pmatrix} c_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{1,k} \\ x_{2,k} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (4.27)$$

La différence entre (4.27) et (4.26) vérifie :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} x_{1,k+1} \\ x_{2,k+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{1,k} \\ x_{2,k} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & T_c \\ -T_c a_0 & 1 - T_c a_1 \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} x_{1,k} \\ x_{2,k} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} x_{1,k-1} \\ x_{2,k-1} \end{pmatrix} \right\} + \\ T_c \begin{pmatrix} 0 \\ b_2 \end{pmatrix} (u_k - u_{k-1}) \\ y_k = \begin{pmatrix} c_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{1,k} \\ x_{2,k} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (4.28)$$

où :

$$u_k - u_{k-1} = -K_v c_1 \begin{pmatrix} x_{1,k-3} \\ x_{1,k-2} \\ x_{1,k-1} \\ x_{1,k} \end{pmatrix} - K_p c_1 \begin{pmatrix} x_{1,k-3} \\ x_{1,k-2} \\ x_{1,k-1} \\ x_{1,k} \end{pmatrix} + ext \quad (4.29)$$

Dans le but d'extraire les valeurs de y aux échantillons $k-1$ et $k-2$ pour calculer numériquement la dérivée d'ordre 2 de y , il convient d'augmenter la matrice A_d (et donc la représentation d'état de Σ_{O2}). La nouvelle représentation d'état est donnée par (4.30).

$$\begin{pmatrix}
x_{1,k-2} \\
x_{1,k-1} \\
x_{1,k} \\
x_{2,k} \\
x_{1,k+1} \\
x_{2,k+1}
\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
T_c K_p b_2
\end{pmatrix} \text{ext} + \left(\begin{array}{cccccc}
0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
0 & 0 & -1 & -T_c & 2 & 1 + T_c \\
-\frac{1}{\alpha T_c} c_1 & \frac{2}{\alpha T_c} c_1 & T_c a_0 - \frac{1}{\alpha T_c} c_1 - K_p T_c c_1 & -(1 - T_c a_1) & 1 - T_c a_0 & 2 - T_c a_1
\end{array} \right) \begin{pmatrix}
x_{1,k-3} \\
x_{1,k-2} \\
x_{1,k-1} \\
x_{2,k-1} \\
x_{1,k} \\
x_{2,k}
\end{pmatrix} \quad (4.30)$$

4.2.4.3 Application du critère de stabilité de Raible

Le critère de stabilité de Raible [106], qui simplifie substantiellement le traditionnel critère de Jury [107] pour les systèmes discrets, donne tout comme le critère de Routh, des conditions de stabilité pour les systèmes discrets sous forme d'inégalités.

Critère de Raible Le critère de Raible s'applique aux polynômes discrets de la forme : $F(z) = a_n z^{-1} + a_{n-1} z^{n-1} + \cdots + a_1 z + a_0$.

On forme la table des coefficients de Raible qui a la forme suivante :

a_n	a_{n-1}	a_{n-2}	\cdots	a_2	a_1	a_0	k_a
b_0	b_1	b_2	\cdots	b_{n-2}	b_{n-1}	\cdots	k_b
c_0	c_1	c_2	\cdots	c_{n-2}	\cdots	\cdots	k_c
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
ν_0	ν_1						k_ν
	ω_0						

où

$$k_a = a_0/a_n, \quad k_b = b_{n-1}/b_0, \quad k_i = c_{n-2}/c_0, \dots, k_\nu = \nu_1/\nu_0$$

$$b_0 = a_n - k_a a_0, \quad b_1 = a_{n-1} - k_a a_1, \dots, b_{n-2} = a_2 - k_a a_{n-2}, \quad b_{n-1} = a_1 - k_a a_{n-1}$$

$$c_0 = b_0 - k_b b_{n-1}, \quad c_1 = b_1 - k_b b_{n-2}, \dots, c_{n-2} = b_{n-2} - k_b b_1$$

\vdots

$$\omega_0 = \nu_0 - k_\nu \nu_1$$

Si l'ensemble des éléments calculés dans la première colonne du tableau de Raible

sont non nuls et positifs et si a_n est positif, alors l'ensemble des racines de $F(z)$ se trouve à l'intérieur du cercle unité donc $F(z)$ est stable.

Application L'application du critère de Raible à la représentation d'état (4.30) consiste prenièrement à extraire le polynôme caractéristique de la matrice dynamique A_d , que l'on peut alors identifier à $F(z)$ puis d'établir le tableau de Raible. Les éléments de la première colonne du tableau doivent donc être tous positifs afin que les racines du polynôme caractéristique de A_d soient à l'intérieur du cercle unité, donc que la représentation d'état (4.30) soit stable.

L'Annexe D présente l'application du critère de Raible au cas du système Σ_{O2} décrit par (4.30). La complexité des termes obtenus rend impossible l'extraction de conditions simples de stabilité qui décrivent l'état du système par rapport à la configuration du système Σ_{O2} . Pour les quatre premières termes b_0, c_0, d_0 et e_0 , nous avons :

$$b_0 = 1, \quad c_0 = 1 \quad d_0 = 1 - \left(\frac{c_2}{\alpha T_c} - \frac{c_1}{\alpha} \right)^2 \quad (4.31)$$

$$e_0 = 1 - \left(\frac{c_2}{T_c \alpha} - \frac{c_1}{\alpha} \right)^2 - \frac{\left(-4 \frac{c_2}{T_c \alpha} + 3 \frac{c_1}{\alpha} + \frac{c_1}{T_c \alpha} - \left(\frac{c_2}{T_c \alpha} - \frac{c_1}{\alpha} \right) (T_c a_1 - 4) \right)^2}{1 - \left(\frac{c_2}{T_c \alpha} - \frac{c_1}{\alpha} \right)^2} \quad (4.32)$$

Des conditions nécessaires de stabilité sont que b_0, c_0, d_0 et e_0 doivent être strictement positifs. Une étude asymptotique de ces inégalités montre alors que plus α est élevé dans une certaine gamme de valeurs (gamme de valeur qui est étudiée en simulation dans la prochaine section grâce à une analyse en sensibilité des paramètres K_p et α), meilleure sera la stabilité. De plus, l'étude asymptotique du terme f_0 montre que, dans

ces conditions, K_p doit posséder une valeur relativement faible (les simulations indiquent qu'une valeur de K_p proche de l'unité garantit de bonnes performances). Les conclusions sont identiques pour le système Σ_{O1} du premier ordre. L'ensemble des simulations qui sont présentées dans la suite vérifient les préceptes de cette étude asymptotique. Par conséquent, ces deux analyses de stabilité fournissent un cadre général de « réglage » des paramètres du sans-modèle qui permet une première estimation de α et K_p .

4.3 Commande sans-modèle des convertisseurs de puissance

4.3.1 Commande du convertisseur abaisseur

Dans cette section, nous présentons quelques résultats de simulation de la commande sans-modèle appliquée dans le contrôle tension et dans le contrôle de puissance du convertisseur abaisseur [108] de la Fig. 4.5. u est le rapport-cyclique contrôlé, muni d'une saturation telle que $0.1 < \langle u \rangle < 0.9$, et nous avons $E = 20V$, $L = 1\text{ mH}$ et $C = 10\mu\text{F}$ (la fréquence de coupure du filtre LC de sortie est donc $f_c = 1/2\pi\sqrt{LC} \approx 1,6\text{ kHz}$; la fréquence de découpage est de 10 kHz . Le convertisseur est représenté par ses modèles moyens en mode de conduction continue, d'ordre zéro et généralisé. L'intégration s'effectue par la méthode RK45 [109].

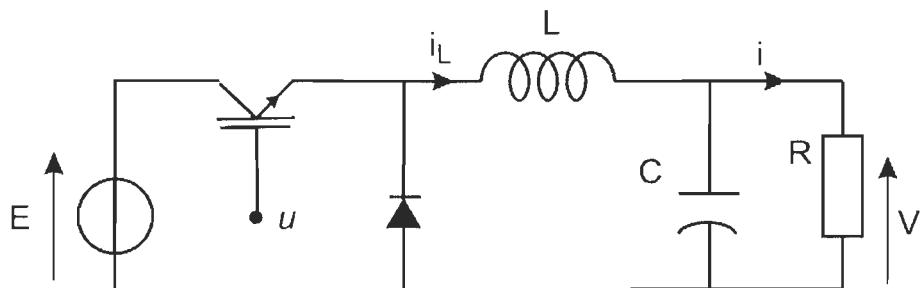


Figure 4.5: Convertisseur abaisseur de tension.

Le correcteur \mathcal{C} est un simple gain proportionnel tel que $K_p = 2$, $\alpha = 14$ et $n = 2$. K_p et α sont ajustés en fonction des performances obtenues. Nous comparons les résultats obtenus en commande sans-modèle avec un correcteur PI, de type proportionnel ($K_p = 2$). Nous créons une variation incertaine de charge (de l'ordre de quelques ohmés) à partir de la valeur initiale de $R = 5 \Omega$ à l'instant $t = 3$ ms.

Les Fig. 4.6 et 4.7 présentent respectivement la réponse du contrôleur i-PI et PI pour le modèle moyen d'ordre zéro.

- poursuite de la tension de référence V^* (Fig. 4.6(a) et Fig. 4.6(b)).
- poursuite de la puissance de référence \mathcal{P}^* (Fig. 4.7(a) et Fig. 4.7(b)) où $\mathcal{P} = v \cdot i$.

Le convertisseur abaisseur ne présente pas de difficulté particulière quant à la mise en oeuvre d'une commande PI en mode de conduction continue. En particulier, les contrôleurs i-PI et PI (un simple proportionnel, dans notre cas) présentent des performances relativement identiques, malgré un effort plus important sur la commande u dans le cas du PI. Nous pouvons extrapoler les résultats obtenus en considérant une forte variation de charge (de l'ordre de $1 \text{ k}\Omega$) en conservant le mode de conduction continu. Dans ce cas, le contrôleur P diverge, tandis que le contrôleur i-PI reste stable.

La Fig. 4.9 présente la réponse du contrôleur i-PI et PI pour le modèle moyen généralisé [43][44] ; la Fig. 4.8 présente la réponse du contrôleur i-PI pour $\alpha = 30$. L'ondulation de la tension de sortie (le modèle moyen généralisé permet de modéliser les harmoniques de découpage) augmente en fonction de la tension de sortie de référence. Dans tous les cas, la commande sans-modèle fournit une poursuite efficace de la référence malgré l'ondulation de sortie, intrinsèque au circuit. La réponse transitoire est améliorée pour $\alpha = 30$, ce qui confirme l'étude théorique de la stabilité du sans-modèle concernant

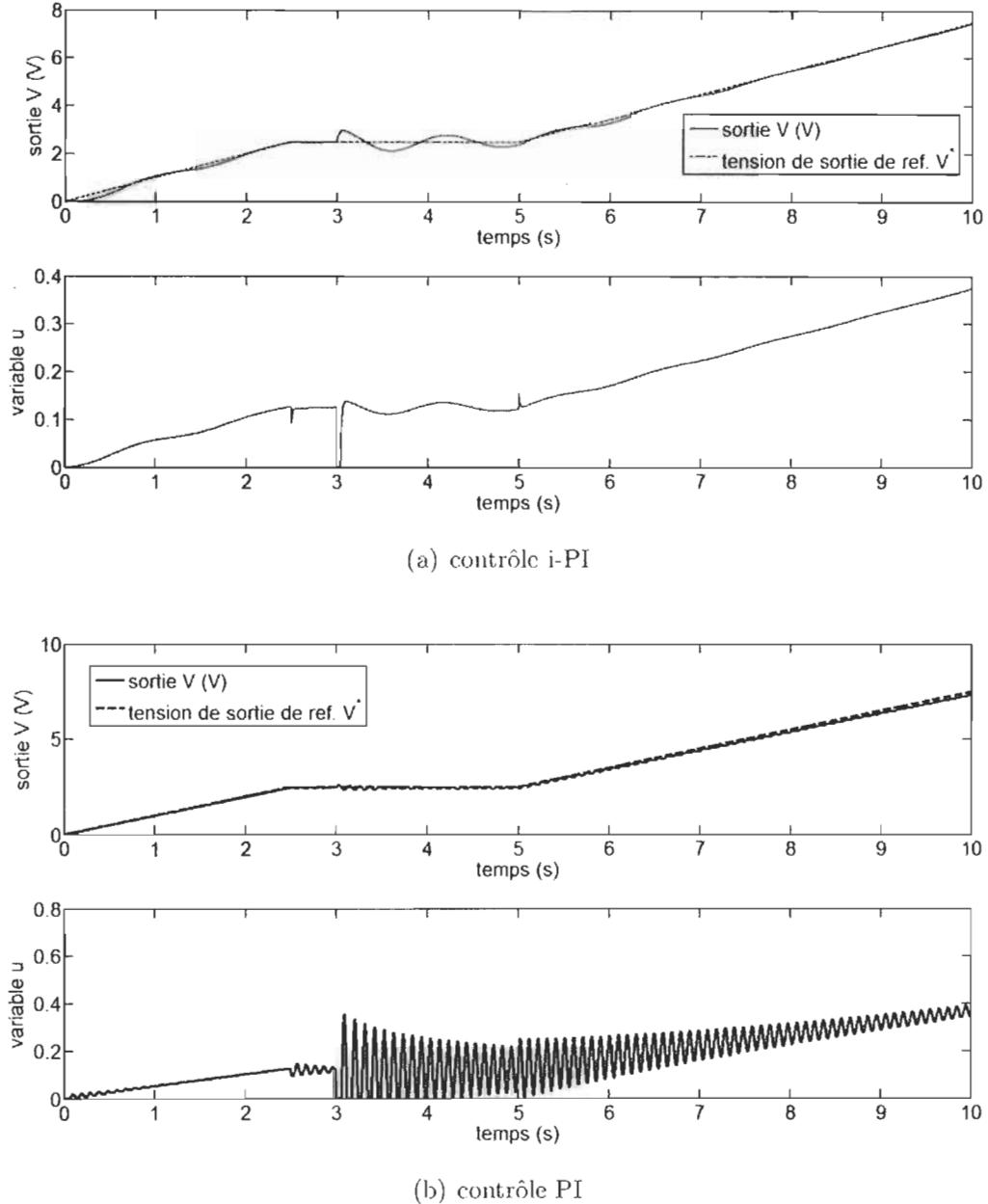


Figure 4.6: Contrôle de la tension de sortie du modèle moyen d'ordre zéro (le rapport cyclique moyen est limité à 0.7).

le réglage du coefficient α . Constatons que le contrôleur ne fonctionne pas systématiquement si $n = 1$ (n est fixé en tenant compte de l'ordre *a priori* du système à commander). Cela semble naturel si l'on considère le fait que la réponse transitoire d'un ordre 2 peut-être très différente de celle d'un premier ordre, compte-tenu du transitoire

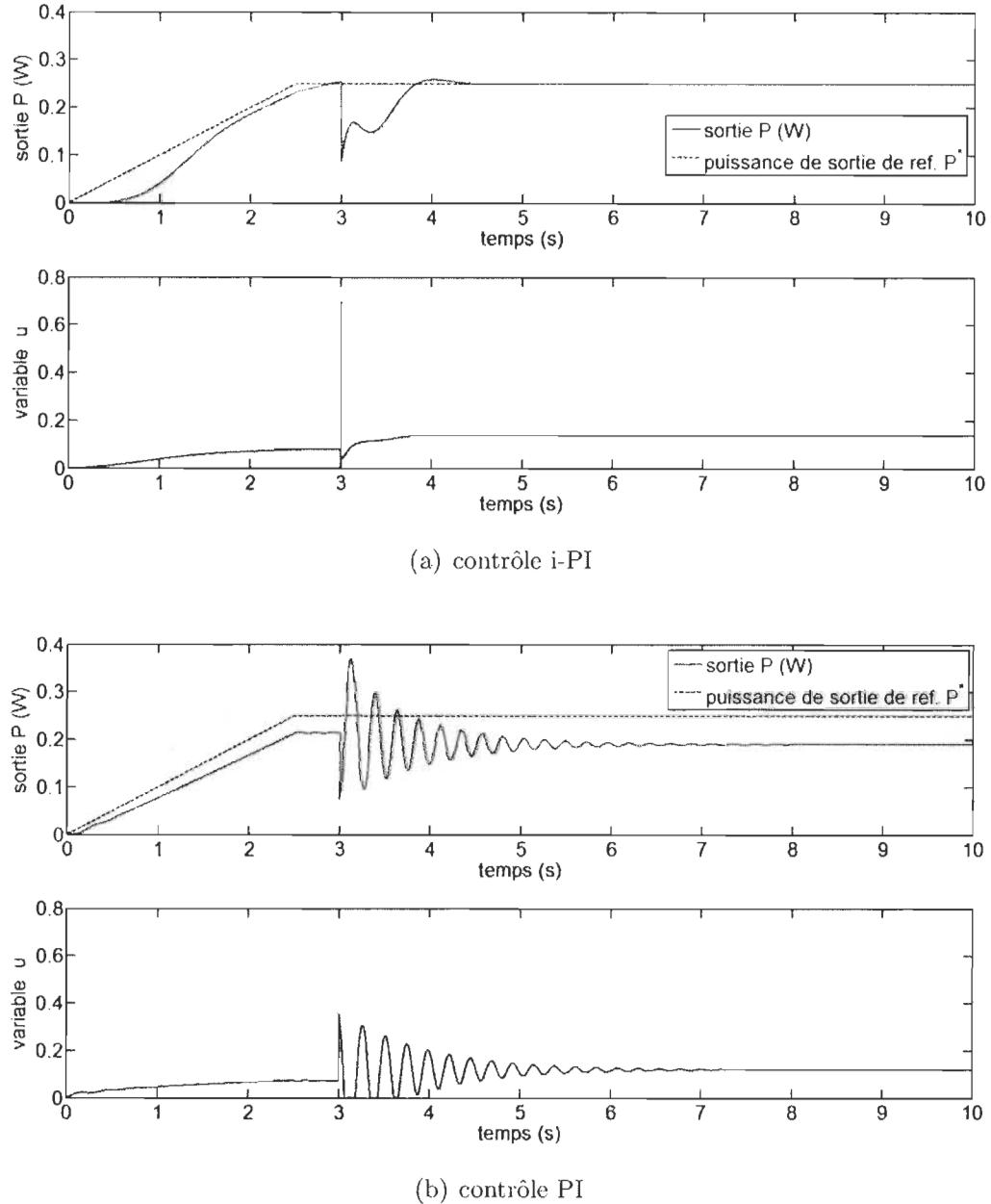


Figure 4.7: Contrôle de la puissance de sortie du modèle moyen d'ordre zéro.

résonant. Cependant, nous allons voir dans la prochaine section que la méthode d'ajustement de α permet de réaliser effectivement une réduction d'ordre du système, en particulier pour le pilotage d'un convertisseur du deuxième ordre.

Enfin, nous effectuons une comparaison paramétrique du sans-modèle dans le

cas du convertisseur abaissageur avec perturbation (relativement à la Fig. 4.6). Nous présentons, dans la Fig. 4.10, différentes simulations pour différentes valeurs de α et K_p . Nous mettons en évidence le fait que α doit être généralement compris dans une certaine plage, typiquement $\alpha = [2, 50]$, dépendamment de l'application considérée afin de stabiliser le système. K_p doit également rester faible pour stabiliser le système. Notons que même si le modèle du convertisseur change en fonction de la puissance transférée ou bien de l'amplitude des courants qui circulent dans le convertisseur, la structure de la commande sans-modèle rendrait compte de performances identiques (de telles variations de modèle seraient considérées comme des perturbations).

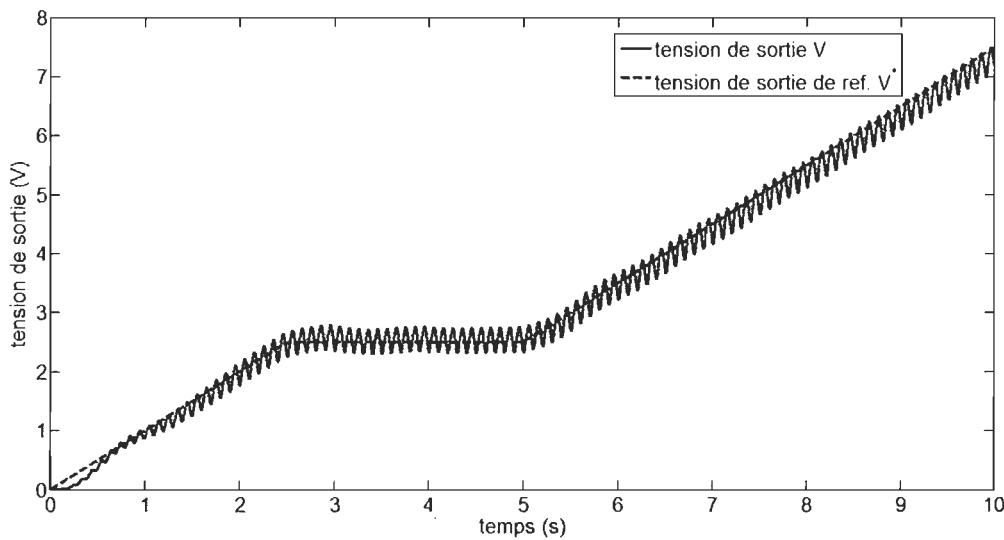
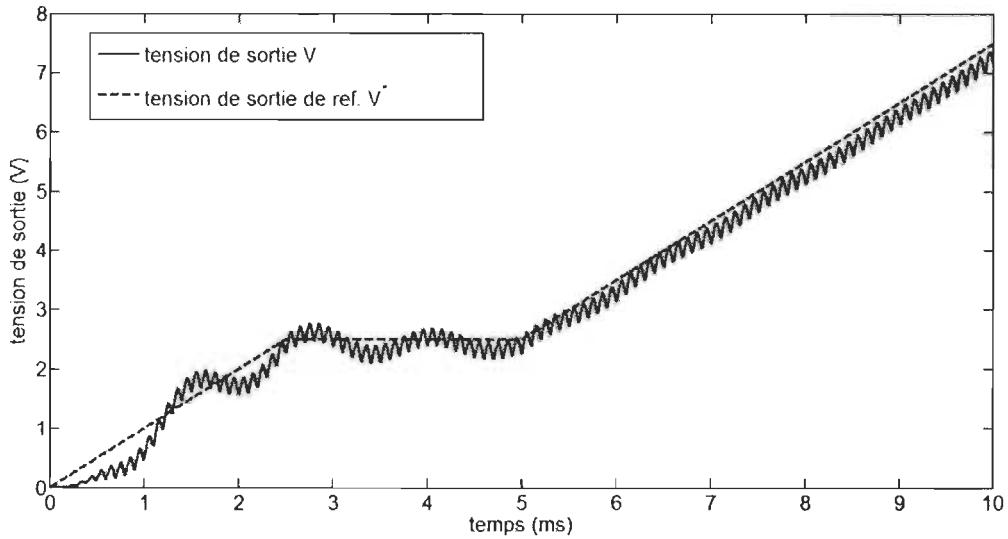
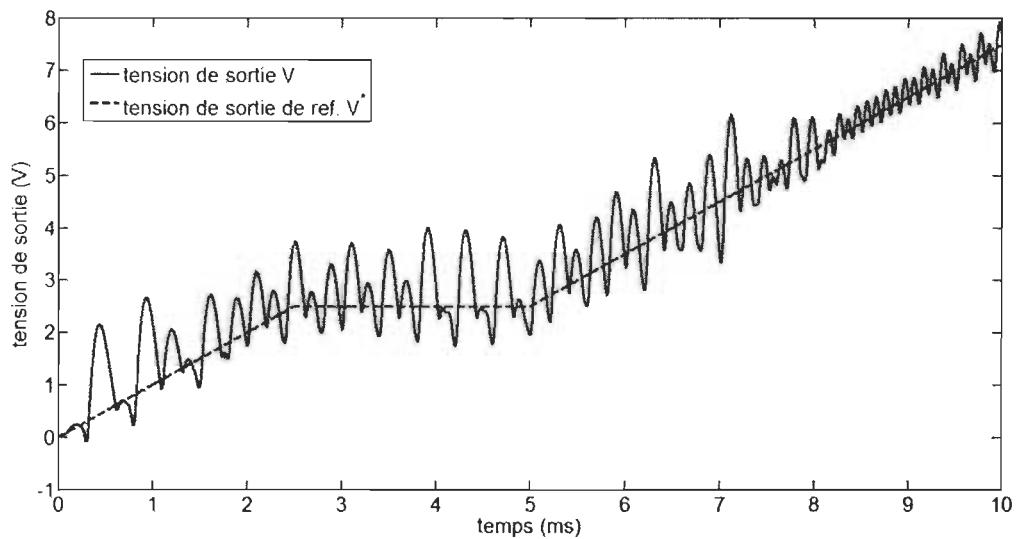
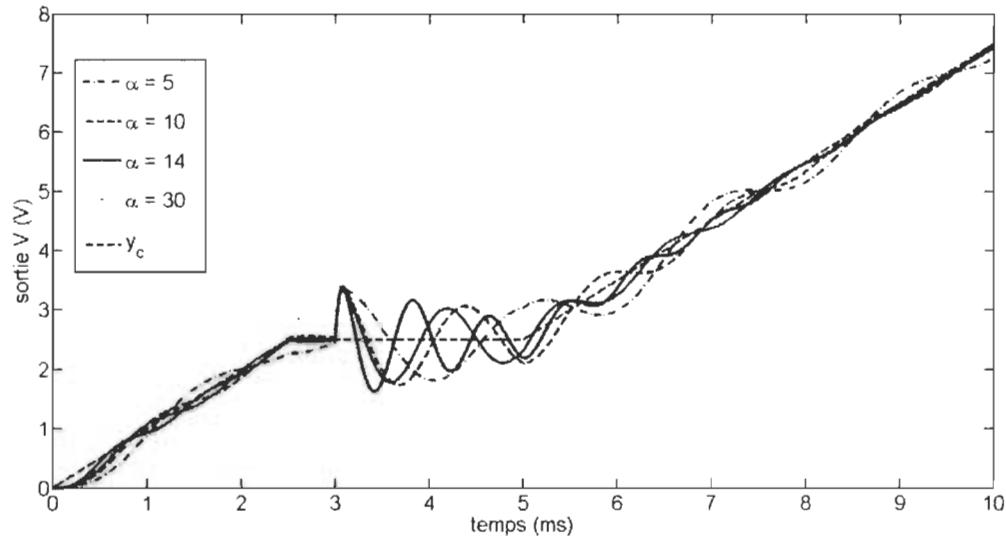
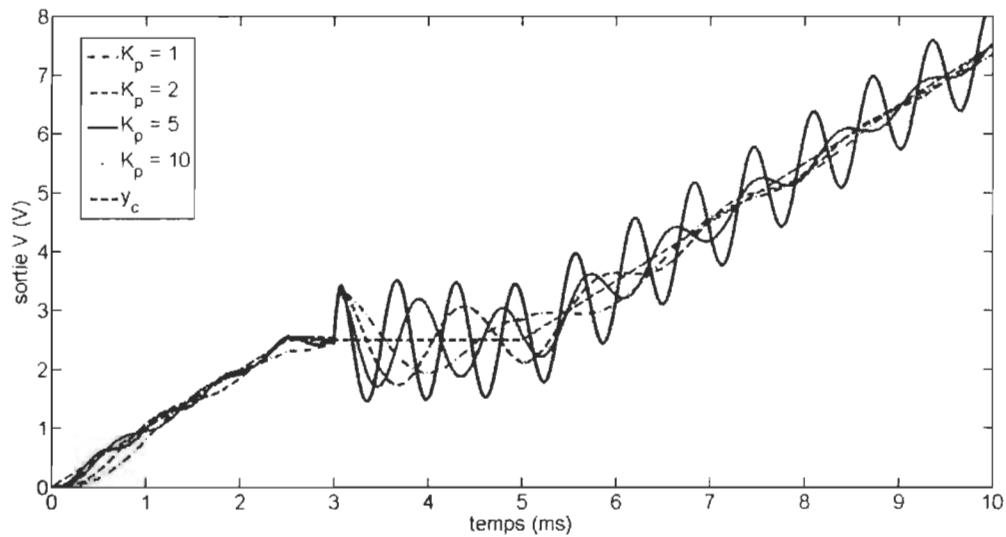


Figure 4.8: Contrôle i-PI de la tension de sortie du modèle moyen généralisé pour $\alpha = 30$.

(a) contrôle i-PI ($\alpha = 14$)

(b) contrôle PI

Figure 4.9: Contrôle de la tension de sortie du modèle moyen généralisé.

(a) variation de α (instabilité pour $\alpha = 100$)(b) variation de K_p Figure 4.10: Influence des variations de α et K_p .

4.3.2 Contrôle en tension des onduleurs

4.3.2.1 Charge seule

Considérons un onduleur monophasé pour lequel $L_1 = 1 \text{ mH}$ et $C = 10 \mu\text{F}$, dont on cherche à contrôler la tension de sortie (Fig. 4.11). La charge est une résistance R

qui commute de $R \approx 10 \Omega$ à $R \approx 1000 \Omega$ à $t = 0.02$ s.

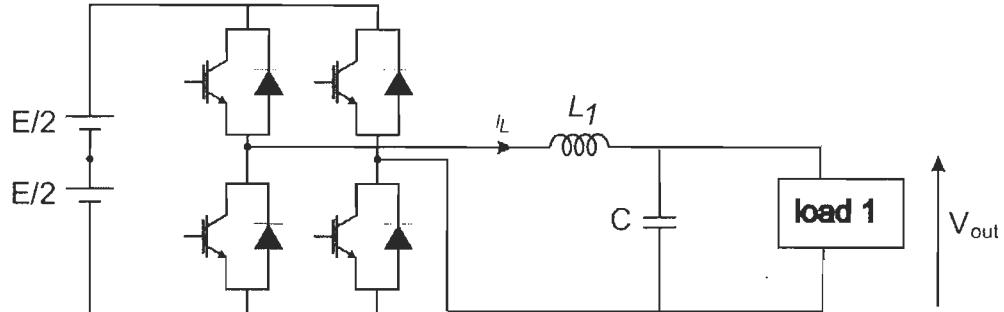


Figure 4.11: Onduleur monophasé qui débite sur une charge resistive.

La Fig. 4.12 présente la réponse de la tension de sortie V_{out} de l'onduleur en boucle ouverte (V_{out}^* correspond directement au signal PWM) et montre clairement qu'il existe un effet résonant au moment où la charge change (en particulier, le filtre LC devient moins amorti).

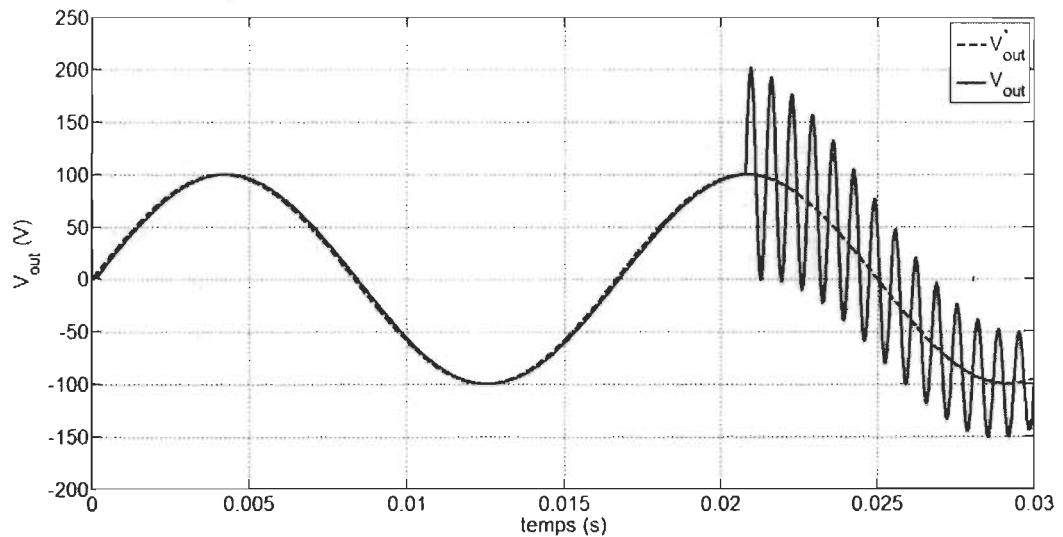
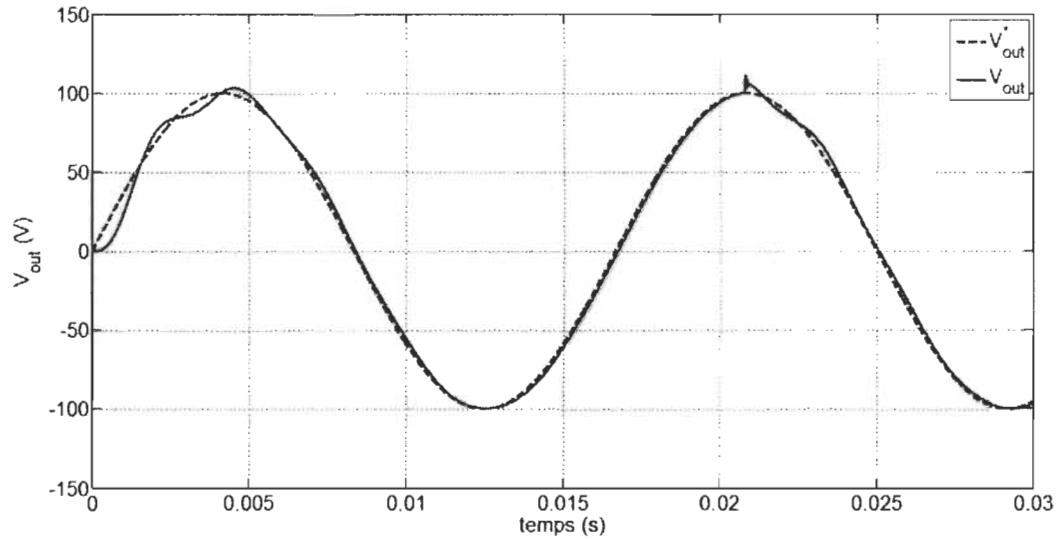
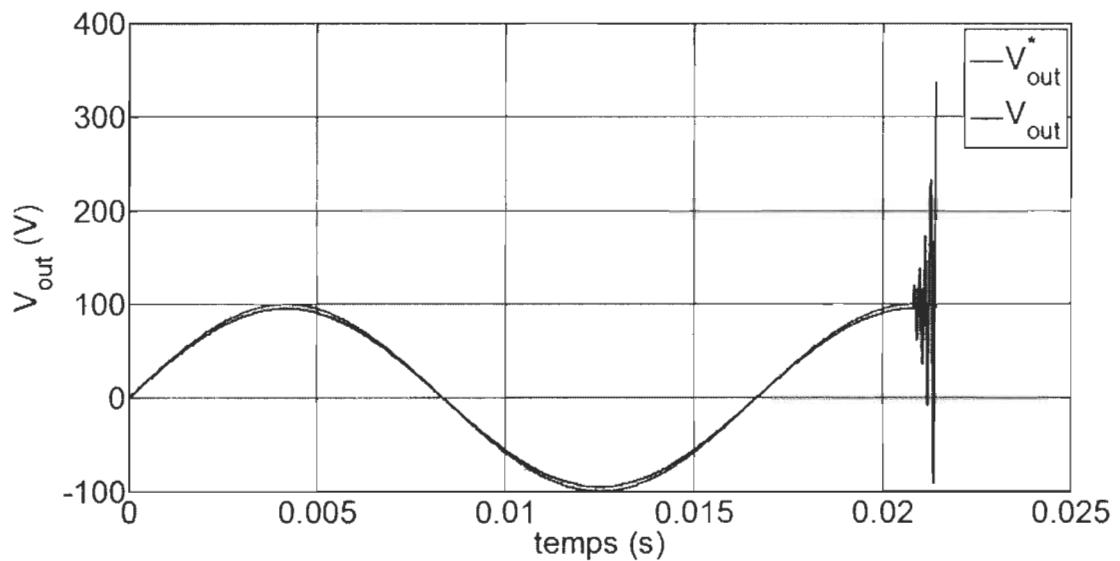


Figure 4.12: Réponse de l'onduleur seul.

Les Fig. 4.13(a) et 4.13(b) présentent la réponse de la tension de sortie de l'onduleur en fonction de la tension de référence V_{out}^* quand un contrôleur PI classique est considéré et quand un contrôleur i-PI est considéré. L'ajustement du contrôleur PI est



(a) contrôle i-PI



(b) contrôle PI

Figure 4.13: Contrôle en tension de l'onduleur.

effectué sur la base du critère de performances « Integral of Time multiplied by Absolute Error » (ITAE). Ce critère, une fois minimisé, garantit de très bonnes performances en transitoire. Les coefficients du correcteur PI satisfont ainsi à la minimisation du critère de coût pour une consigne en échelon unitaire :

$$ITAE = \int_0^t t|\varepsilon(t)|dt \quad (4.33)$$

où ε est l'erreur de suivi. Le contrôleur i-PI est ajusté de telle manière à ce que ses performances en transitoire coincident avec les performances du PI (ajusté par le critère ITAE).

Il est difficile d'ajuster le contrôleur PI pour stabiliser le système lorsque la charge de l'onduleur varie. En revanche, le contrôle i-PI conserve sa relative facilité de réglage.

4.3.2.2 Charges multiples

Considérons un onduleur monophasé pour lequel un ajout de charge est réalisé (Fig. 4.14). Cet exemple permet de mettre en évidence le fonctionnement de la commande sans-modèle sur la commutation de système avec changement de structure.

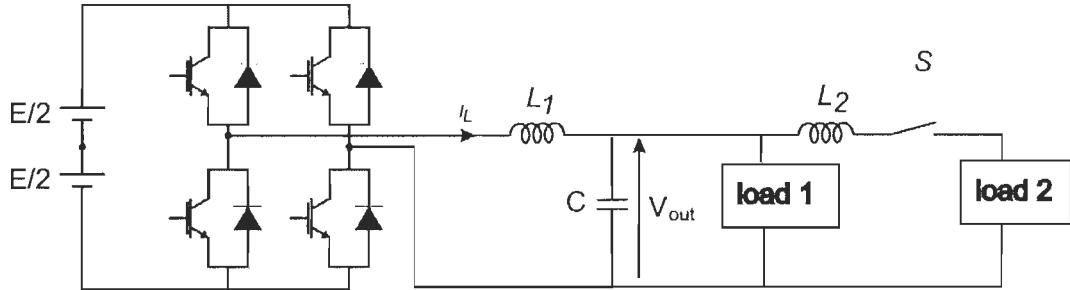


Figure 4.14: Onduleur monophasé qui alimente deux charges inconnues.

L'onduleur est premièrement chargé par une résistance (charge "1") [R_1 (10Ω)], ensuite une seconde charge *inconnue* [$L_2 + R_2 // C_2$ (4 mH , $1 \text{ k}\Omega$, 10 mF)] est ajoutée à $t = 0.0042 \text{ s}$. La Fig. 4.15 présente la réponse en tension de l'onduleur en boucle ouverte. Les Fig. 4.16 et 4.17 présentent la réponse de l'onduleur respectivement pour un contrôle PI et un contrôle i-PI.

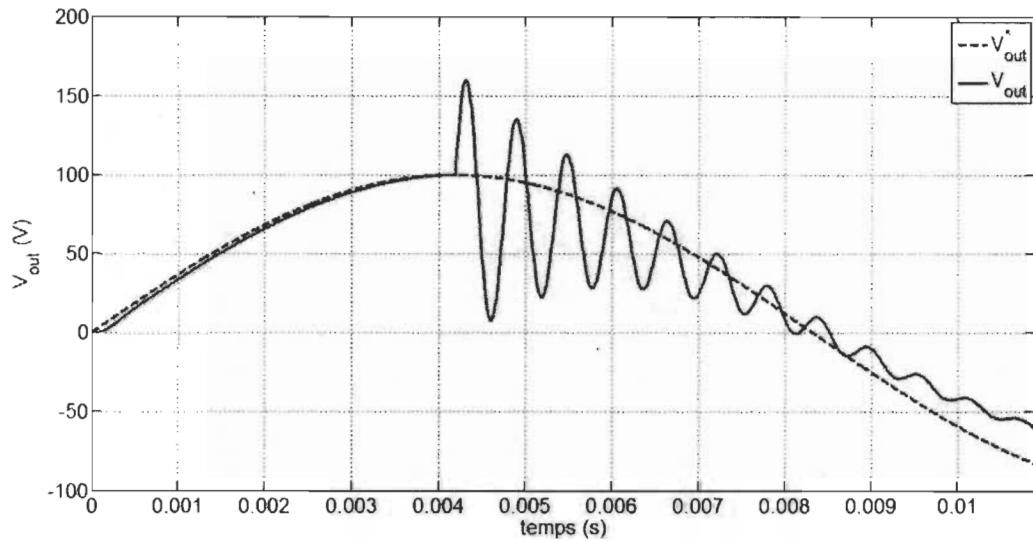


Figure 4.15: Réponse de l'onduleur en boucle ouverte (la seconde charge "2" est connectée à $t = 0.0042$ s).

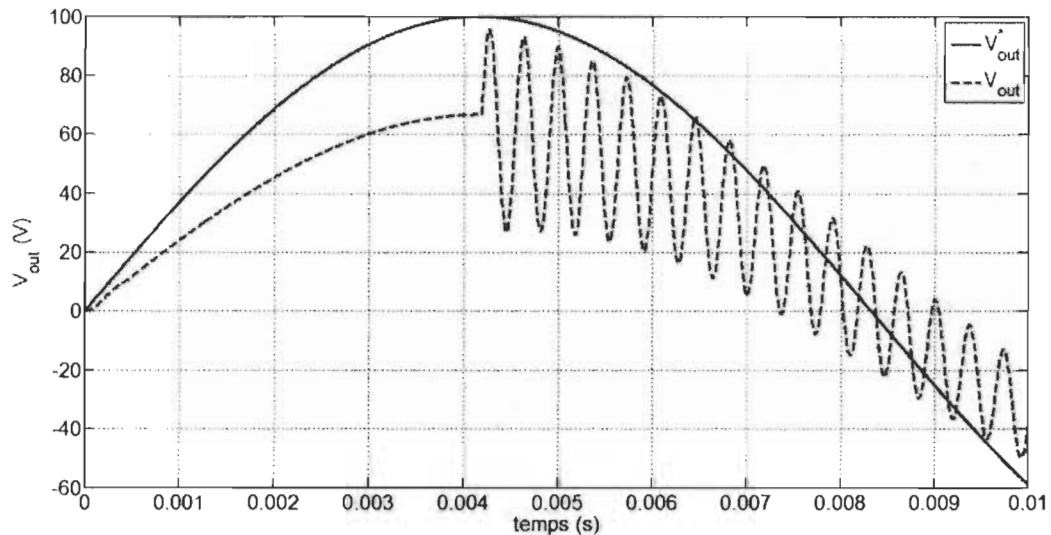


Figure 4.16: Contrôle PI en tension de l'onduleur.

Ces simulations montrent donc la supériorité de la commande sans-modèle par rapport à la commande PI dans le cas des forts changements de charge et des changements de structure qui induisent les ajouts de charges.

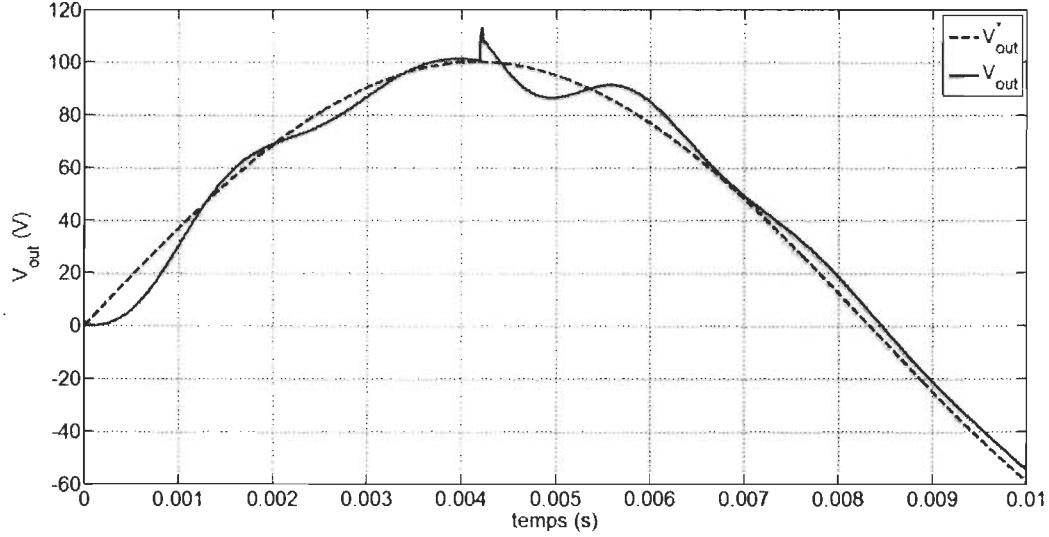


Figure 4.17: Contrôle i-PI en tension de l'onduleur.

Remarques : Le contrôle des systèmes de puissance qui subissent des changements de structure reste un problème d'actualité [110] dans la mesure où le contrôleur doit faire face à un changement d'ordre du modèle. Dans le § 4.4.1, nous montrons en simulation qu'à la fois les systèmes à minimum de phase et les systèmes à non minimum de phase sont contrôlables en présence de changements de structure (qui incluent également les commutations entre miniimum et non-minimum de phase).

Ces résultats ont été corroborés en simulation électronique sur le cas de l'onduleur monophasé qui subit des modifications de charges. D'après les essais effectués, la commande sans-modèle est donc potentiellement capable de gérer les systèmes de puissance commutés.

Nous avons mis en évidence dans le § 4.3.2, que le modèle moyen de l'onduleur monophasé, soumis à de fortes variations de charge, possède de très bonnes performances dynamiques. Cependant, lors d'un fort changement de charge (e.g. passage d'une forte résistance, à une très faible résistance), le convertisseur abaisseur passe du mode de

fonctionnement de conduction continue, à celui de conduction discontinue. Bien que le modèle moyen ne permette pas de représenter ces deux modes de fonctionnement, nous pouvons raisonnablement supposer que la contrôlabilité des systèmes commutés implique la contrôlabilité des convertisseurs dans les deux modes de fonctionnement. Nous allons vérifier ce fait dans le cas de la commande du convertisseur élévateur de tension.

4.3.3 Commande du convertisseur élévateur

On considère le convertisseur élévateur de la Fig. (4.18) dont les paramètres sont donnés dans la Tab. 4.2.

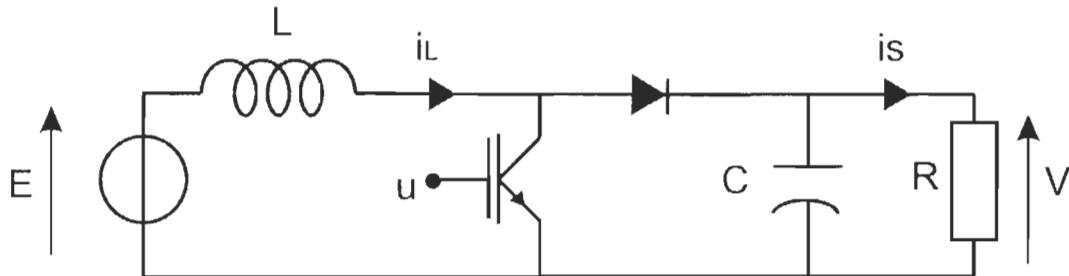


Figure 4.18: Convertisseur élévateur.

4.3.3.1 Étude en simulation

Élaboration du modèle moyen En mode de conduction discontinue, il existe trois espaces d'état possibles selon la valeur du rapport cyclique [111]. Si u est la variable

Table 4.2: Paramètres du convertisseur élévateur en simulation.

Composant	Valeur
L	10 mH
C	$47 \mu\text{F}$
R	$5 - 150 \Omega$

de commande instantanée (donc binaire) du convertisseur, notons d_1 , le temps à l'état haut (i.e. $u = 1$), d_2 , le temps à l'état bas en conduction continue (i.e. $u = 0$ et $i_L \neq 0$) et d_3 , le temps à l'état bas en conduction discontinue (i.e. $u = 0$ et $i_L = 0$).

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_1x + b_1E \text{ pour } t \in [0, d_1T_s] \\ \dot{x} &= A_2x + b_2E \text{ pour } t \in [d_1T_s, (d_1 + d_2)T_s] \\ \dot{x} &= A_3x + b_3E \text{ pour } t \in [(d_1 + d_2)T_s, T_s]\end{aligned}\tag{4.34}$$

où les couples (A_1, b_1) , (A_2, b_2) et (A_3, b_3) représentent respectivement les états de conduction, non-conduction continue et non-conduction discontinue.

Le modèle moyen associée au système d'équations (4.34), vérifie :

$$\begin{aligned}\langle \dot{x} \rangle &= [d_1A_1 + d_2A_2 + (1 - d_1 - d_2)A_3]\langle x \rangle \\ &\quad + [d_1b_1 + d_2b_2 + (1 - d_1 - d_2)b_3]E\end{aligned}\tag{4.35}$$

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad A_2 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad A_3 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}\tag{4.36}$$

$$b_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad b_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad b_3 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}\tag{4.37}$$

En supposant que le vecteur d'état du convertisseur élévateur de la Fig. 4.18 s'écrit $x = (i_L \ v_C)^T$, la représentation d'état du convertisseur élévateur, d'après (4.35) s'écrit :

$$\begin{pmatrix} \langle i_L \rangle \\ \langle v_C \rangle \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{d_2}{L} \\ \frac{d_2}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} M \begin{pmatrix} \langle i_L \rangle \\ \langle v_C \rangle \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{d_1+d_2}{L} \\ 0 \end{pmatrix} E \quad (4.38)$$

où M une matrice de modification ajoutée qui tient compte du fait de la dimension du vecteur d'état x par rapport au nombre d'éléments réactifs dans le circuit.

$$M = \begin{pmatrix} \frac{1}{d_1+d_2} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.39)$$

Modes de conduction On distingue deux modes de fonctionnement de ce convertisseur en fonction du courant i_L . La Fig. 4.19 présente la relation de transfert statique du convertisseur élévateur pour les deux modes de fonctionnement et en fonction du rapport cyclique moyen.

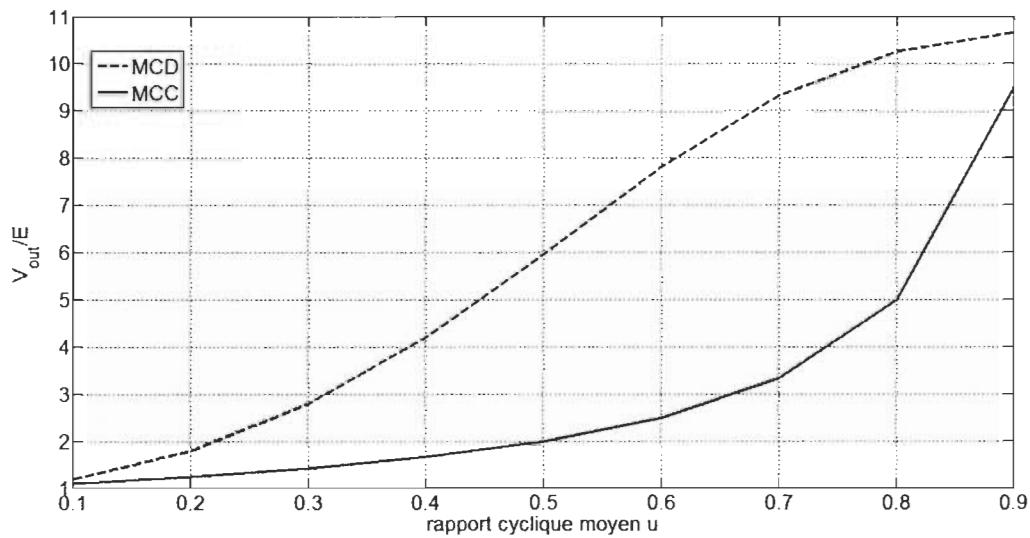


Figure 4.19: Caractéristique de transfert statique du boost.

En particulier,

- Le mode de conduction continu (MCC) est caractérisé par un courant i_L qui ne

s'annule pas dans une période de commutation. La relation de transfert statique entre l'entrée u et la sortie V_{out} vérifie :

$$\frac{\langle v_{out} \rangle}{E} = \frac{1}{1 - \langle u \rangle} \quad (4.40)$$

La relation entre le temps à l'état haut d_1 et le temps à l'état bas d_2 vérifie :

$$d_2 = 1 - d_1 \quad (4.41)$$

- *Le mode de conduction discontinu (MCD) est caractérisé par un courant i_L qui finit par s'annuler dans une période de commutation. La relation de transfert statique entre l'entrée u et la sortie V_{out} vérifie :*

$$\langle v_{out} \rangle = E \left[1 + \langle u^2 \rangle \frac{E}{2L f_c \langle i_s \rangle} \right] \quad (4.42)$$

La relation entre le temps à l'état haut d_1 et le temps à l'état bas d_2 vérifie :

$$d_2 = \frac{E}{v_C - E} d_1 \quad (4.43)$$

Les Figures 4.20 et 4.21 présentent le suivi de trajectoire exponentiel en commande sans-modèle en présence d'une commutation de mode.

Le cas du convertisseur élévateur généralise donc l'exploitation de la commande sans-modèle aux systèmes non-linéaires. Nous montrons en simulation que la robustesse est assurée pour des commutations de modes.

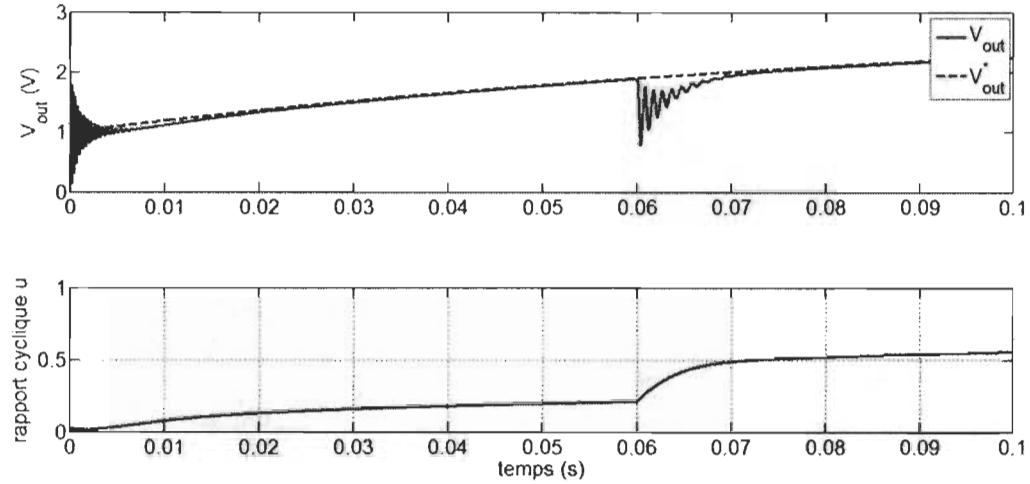


Figure 4.20: Suivi d'une trajectoire exponentielle en mode discontinu puis commutation ($t = 0.06$ s) sur le mode continu.

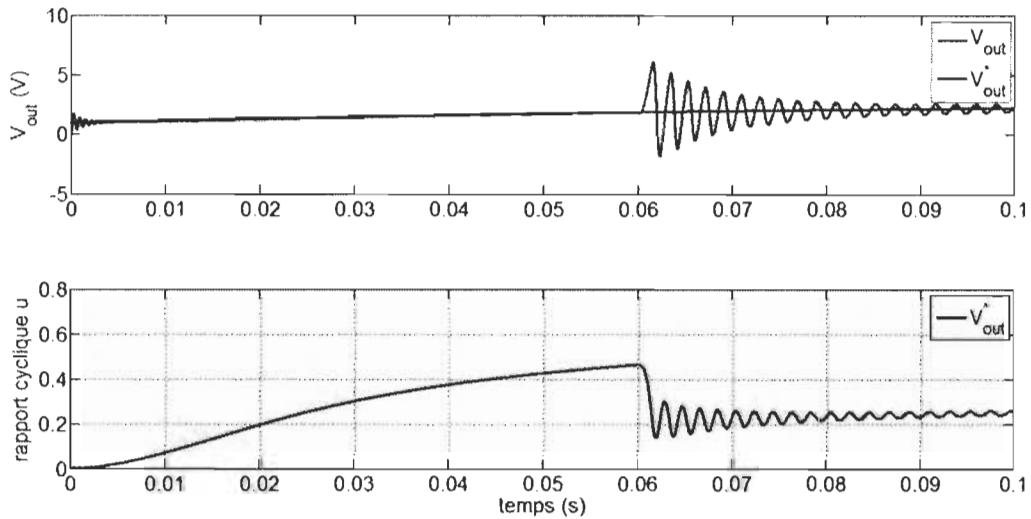


Figure 4.21: Suivi d'une trajectoire exponentielle en mode continu puis commutation ($t = 0.06$ s) sur le mode discontinu.

4.3.3.2 Étude expérimentale

Nous avons utilisé un microcontrôleur de type Microchip. La Fig. 4.22 présente la synoptique générale de configuration du dsPIC pour réaliser le contrôle d'un convertisseur (dans le cas général) et la Fig. 4.23 présente la configuration utilisée pour la

commande sans-modèle. Les paramètres du convertisseur sont donnés dans la Tab. 4.3.

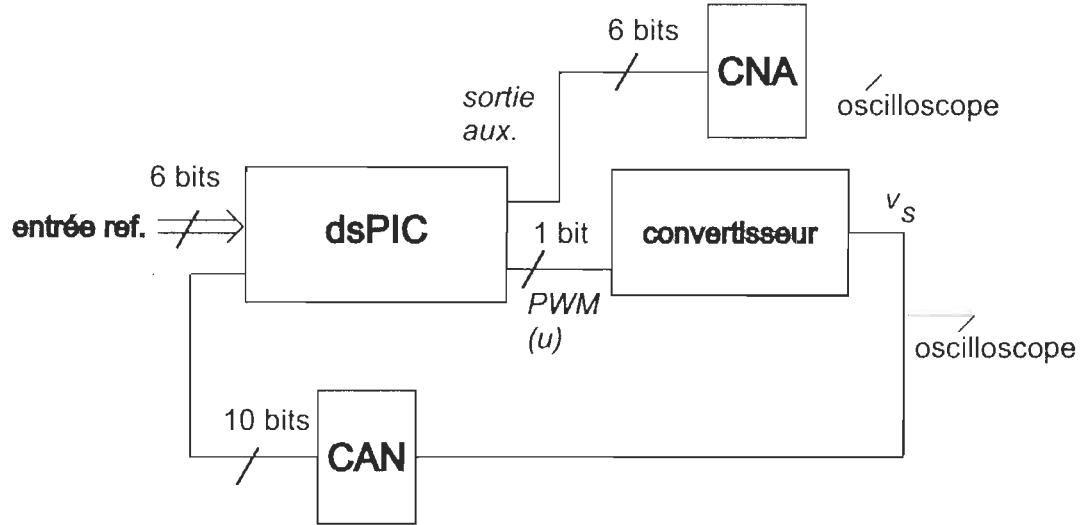


Figure 4.22: Configuration du dsPIC en contrôleur pour dispositif de puissance.

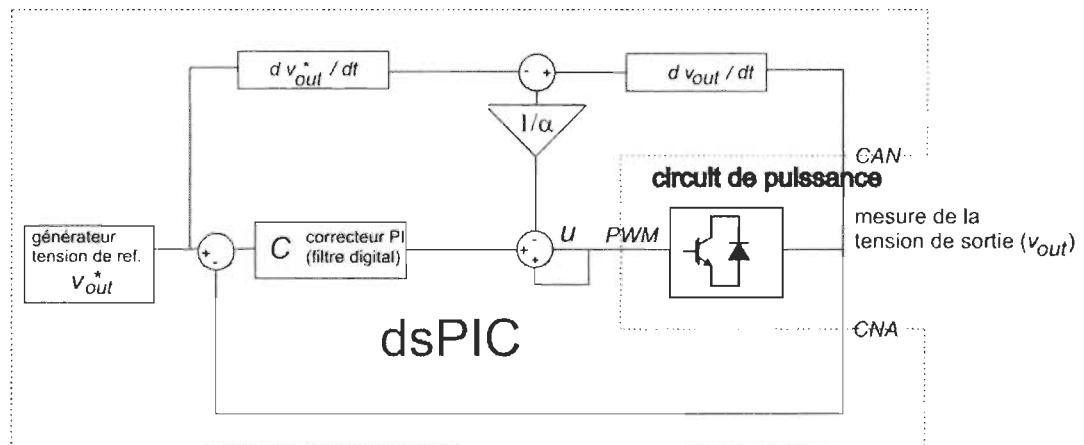


Figure 4.23: Structure de contrôle implémentée à l'intérieur du dsPIC.

Table 4.3: Paramètres du convertisseur élévateur expérimental.

Composant	Valeur
L	1 mH
C	100 μ F
R	5 - 150 Ω

La tension de référence v_s^* est programmée à l'intérieur du dsPIC. Un convertis-

seur analogique-numérique (CAN) échantillonne la tension de sortie du convertisseur statique à une fréquence de 1 MHz sur 10 bits. Une porteuse de 10 kHz triangulaire également programmée dans le dsPIC, permet de réaliser la modulation PWM et une des sorties digitales du dsPIC est utilisée pour le signal modulé en PWM. Les calculs sont réalisés à la fréquence d'horloge principale du dsPIC (soit environ 1 MHz), ce qui permet de mettre à jour aisément la sortie PWM à 10 kHz. Enfin, un convertisseur numérique-analogique R-2R de 6 bits est utilisé en tant que sortie auxiliaire afin de pouvoir surveiller les variables internes du dsPIC.

Du fait des constantes de temps mises en jeu dans le dispositif expérimental, qui sont plus élevées que dans le dispositif étudié en simulation, nous avons réalisé un essai de stabilisation du convertisseur pour deux valeurs de charge resistive (Fig. 4.24). Cet essais montre que le sans-modèle est *a priori* robuste aux variations de charge.

4.3.4 Conclusion

Nous avons illustré les résultats de la mise en oeuvre de la commande sans-modèle sur différents cas d'application en électronique de puissance. L'ensemble des résultats obtenus tend à montrer que la commande sans-modèle présente de meilleures performances que la commande PI classique et est notamment robuste aux changements de structure des convertisseurs. En terme de complexité d'implémentation, notons que le simple ajout de deux calculs de dérivées (dérivées y et y^* par les différences finies) sur le contrôleur PI définit la commande sans-modèle ; la complexité du sans-modèle est donc équivalente à celle du PI pour des performances *a priori* supérieures.

Tandis que le contrôle PI nécessite un calcul rigoureux des éléments du correcteur

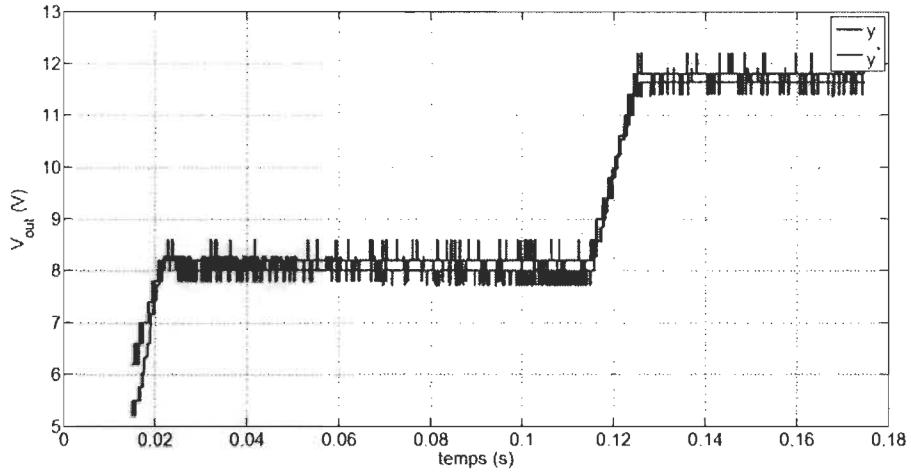
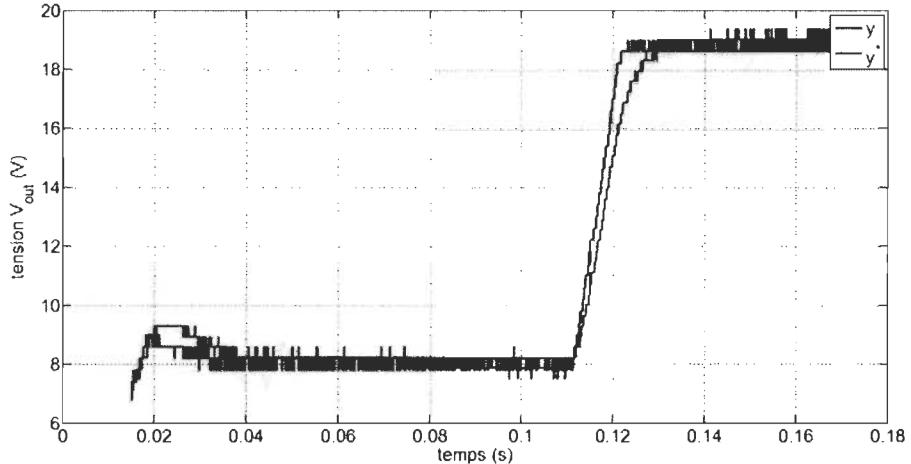
(a) Résistance de sortie $R = 5 \Omega$ (b) Résistance de sortie $R = 100 \Omega$

Figure 4.24: Mesure de la tension de sortie de l’élévateur pour différentes valeurs de résistance de charge.

en fonction du modèle à commander et dans le but de garantir les performances dynamiques en boucle fermée, la commande sans-modèle généralise la commande PI classique. Elle permet le contrôle de dispositifs linéaires, non-linéaires (exemple de la commande en puissance du convertisseur abaisseur (Fig. 4.7), voire fortement non linéaires [10] et présente dans la grande majorité des cas, de très bonnes performances de suivi de référence même en présence de perturbations et de variations de modèles. En par-

ticulier, lorsqu'elle est appliquée aux convertisseurs de puissance, nous avons rencontré que la commande sans-modèle est potentiellement insensible aux forts transitoires de charge et aux commutations de charge (le comportement de la commande sans-modèle dans le cas où la commande sature n'a toutefois pas été exploité).

Selon [51], la robustesse en performance (def. 4.1.2) découle de la robustesse en stabilité (def. 4.1.3) et utilise le même critère algébrique (basé sur le critère de Nyquist) par rapport aux différentes incertitudes du modèle. Hormis la démonstration sur un cas particulier, en utilisant éventuellement l'approche fréquentielle, de la performance du sans-modèle en présence d'incertitudes de modèle, il n'est actuellement pas possible d'établir un critère mathématique spécifique attestant de la supériorité du sans-modèle par rapport aux contrôleurs PI standards, cette supériorité ayant cependant déjà été démontrée aux travers des nombreux exemples d'application⁵.

Constatons simplement que la commande sans-modèle est d'une complexité équivalente à la commande PI standard (surtout si l'on considère des dérivées calculées à partir des différences finies), mais de performances dynamiques supérieures et est d'une complexité bien inférieure à la commande robuste.

5. Voir notamment [10] et [78] et les références afférentes pour le détail exhaustif des domaines d'application du sans-modèle.

4.4 Extensions de la commande sans-modèle

4.4.1 Systèmes à non-minimum de phase et systèmes commutés

Les systèmes à non-minimum de phase, qui font l'objet de beaucoup de recherche (e.g. [112] [113] [114] [115] [116] [117] [118] [119]), sont caractérisés par des zéros positifs au niveau de la fonction de transfert, il ne sont pas directement contrôlables par la commande sans-modèle classique [10]. De tels zéros peuvent être approximés, de manière générale, par un délai puisque le développement limité de l'exponentielle donne $e^{-Ts} \approx 1 - Ts$. Dans le but de compenser l'effet du délai, le retour de mesure du sans-modèle est constitué de la dérivée de y plutôt que de la sortie y elle-même. Cette technique permet d'anticiper les variations de y pour finalement annuler les perturbations associées à la présence du délai. Nous définissons en conséquence le contrôleur i*-PI pour systèmes à phase non-minimale.

Contrôleur i*-PI discret Pour tout instant discret t_k , $k \in \mathbb{N}$, on définit le contrôleur discret i*-PI pour les systèmes à non-minimum de phase tel que :

$$u_k = \mathcal{G}(\varepsilon) \left\{ u_{k-1} - \sum_{j=1}^n \delta_j \left(\lambda y^{(j)}|_{k-1} - y^{(j)*}|_k \right) \right\} \quad (4.44)$$

où λ et $\delta_j < 1$ sont des coefficients réels; $\mathcal{G}(\varepsilon)$ est appelée fonction de gain et est un intégrateur avec une constante K_i tel que :

$$\mathcal{G}(\varepsilon) = K_i \int_0^t \varepsilon dt \quad (4.45)$$

En pratique, les simulations montrent que $n = 2$ est suffisant pour assurer au moins la

stabilité du sans-modèle en boucle fermée. En conséquence, (4.44) se réécrit :

$$u_k = \mathcal{G}(\varepsilon) \left\{ u_{k-1} - \delta_2 \left(\lambda \frac{d^2 y}{dt^2} \Big|_{k-1} - \frac{d^2 y^*}{dt^2} \Big|_k \right) - \delta_1 \left(\lambda \frac{dy}{dt} \Big|_{k-1} - \frac{dy^*}{dt} \Big|_k \right) \right\} \quad (4.46)$$

Afin d'illustrer le fonctionnement du contrôleur $i^*-PI, nous considérons quatre fonctions de transfert du type 4.1, donc représentatives des convertisseurs statiques dont les coefficients sont *a priori* inconnus mais choisis de telle sorte que les régimes transitoires soient identifiables aux transitoires des convertisseurs statiques (l'effet « non-minimum de phase » a cependant été amplifié afin de mettre en évidence les propriétés de la loi de commande). La réponse indicielle unitaire de ces systèmes est présentée à la Fig. 4.25.$

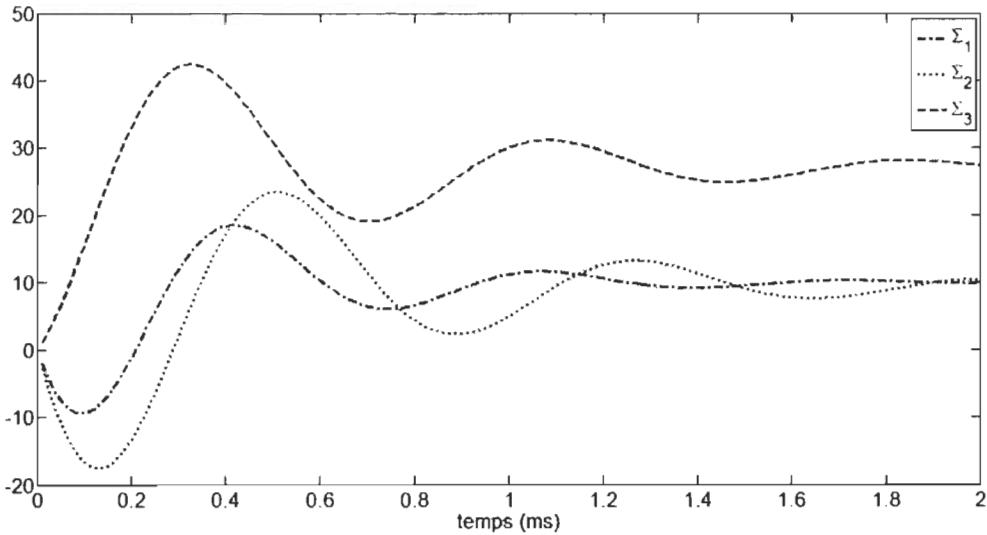


Figure 4.25: Réponse indicielle des systèmes Σ_1 , Σ_2 et Σ_3 .

Les figures suivantes présentent quelques exemples de l'application du contrôleur $i^*-PI. La Fig. 4.26 présente la poursuite d'une consigne de type exponentielle pour le système Σ_1 . Les Fig. 4.27 et 4.28 montrent la sortie y du système contrôlé, quand$

respectivement Σ_1 commute vers Σ_2 et Σ_1 commute vers Σ_3 .

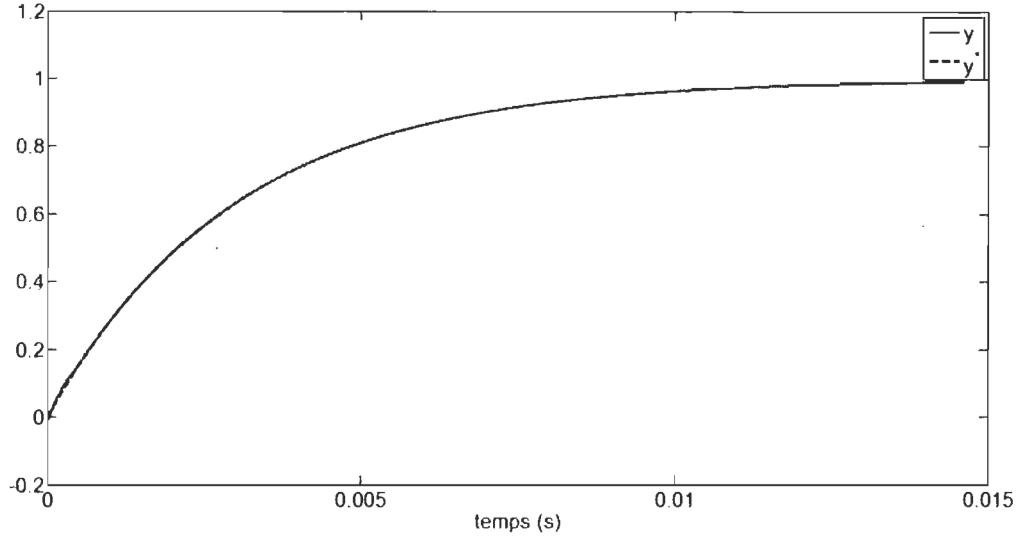


Figure 4.26: Suivi d'une référence exponentielle avec Σ_1 .

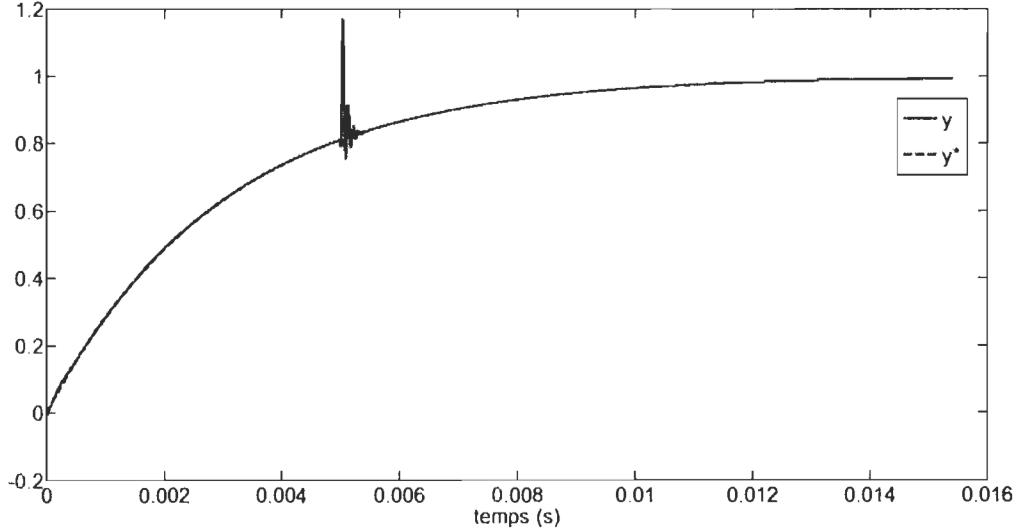


Figure 4.27: Commutation de Σ_1 vers Σ_2 à $t = 5$ ms.

Nous avons montré en simulation que le contrôleur i*-PI tend à généraliser le contrôleur i-PI dans la mesure où il permet de commander les systèmes à non-minimum de phase. La ref. [110] a mis en évidence la difficulté associée au contrôle des systèmes commutés. Aussi, les deux contrôleurs i-Pi et i*-PI sont également *a priori* capables

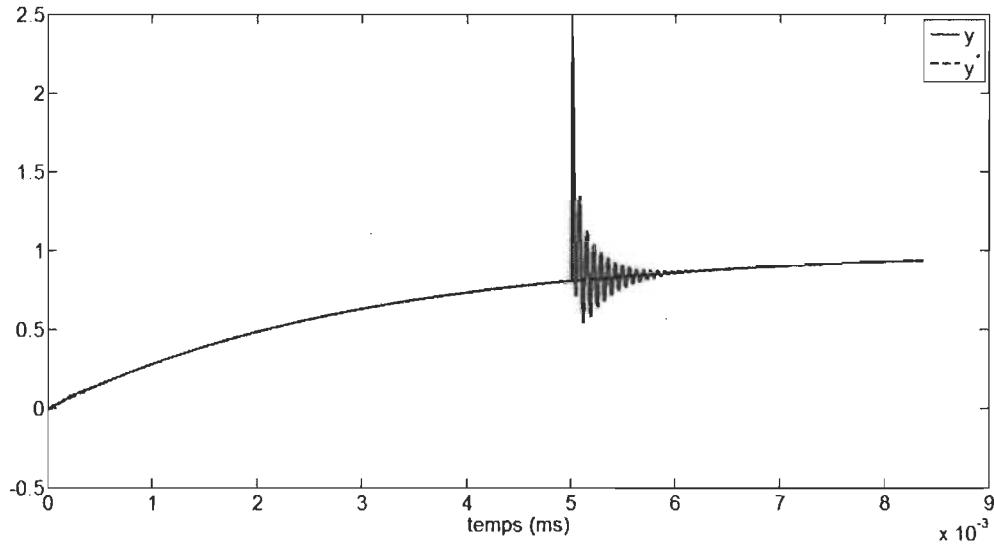


Figure 4.28: Commutation de Σ_1 vers Σ_3 à $t = 5$ ms.

de commander des systèmes commutés (dans le cas du contrôleur i-PI, cette propriété est mise en évidence dans la section précédente sur les applications en électronique de puissance) avec une très bonne dynamique ce qui en fait une loi de commande *a priori* robuste par rapport aux fortes variations de modèle. Il n'est actuellement pas possible de démontrer rigoureusement la stabilité, ni la robustesse du sans-modèle dans le cas des systèmes commutés. Une telle loi de commande peut s'appliquer notamment aux convertisseurs à non-minimum de phase, éventuellement couplés (en tension) à d'autres convertisseurs.

4.4.2 Approche variationnelle et symplectique

Nous avons mis en évidence au travers de quelques exemples que la commande sans-modèle, telle que proposée par [10], fournit, dans le cas de convertisseurs standards, de bonnes performances en rejet de perturbation, que ce soit perturbations au niveau de la charge (fortes variations de charge) ou au niveau du modèle. Afin d'accroître

la robustesse de la commande sans-modèle, et du fait qu'il puisse exister certains cas (comme le convertisseur Cuk) où la commande sans-modèle peut ne pas s'appliquer correctement, nous proposons d'utiliser les principes de l'optimisation variationnelle afin de pouvoir régler en ligne le paramètre α . Toutes les simulations proviennent du cas d'application sur le convertisseur abaisseur.

L'approche proposée considère le sans-modèle comme un critère de coût qui peut être minimisé en fonction du paramètre α . Pour minimiser ce critère de coût, le calcul variationnel est utilisé en considérant certaines propriétés de la géométrie symplectique. En particulier, il a été démontré que l'intégration d'un critère de coût sous les hypothèses de la géométrie symplectique rend compte d'algorithmes d'intégration très simples qui peuvent préserver les propriétés physiques du système dont on réalise l'intégration, avec de bonnes propriétés de convergence. De plus, la simplicité de ce type d'intégrateur permet de construire un procédé d'optimisation en-ligne qui peut ajuster le paramètre α en fonction de la dynamique du système contrôlé.

Il n'est actuellement pas possible de fournir une preuve globale de stabilité de l'approche variationnelle de la commande sans-modèle.

4.4.2.1 De la mécanique analytique à la commande sans-modèle

La notion (très complexe) de symplecticité, décrite très largement dans [120] donne un cadre mathématique rigoureux aux problèmes variationnels en y incluant le concept de symétrie. La mécanique Lagrangienne est d'ailleurs complètement formalisée grâce au calcul variationnel dans le cadre des propriétés des espaces symplectiques. Elle introduit, pour les systèmes mécaniques, la notion d'hamiltonien et les coordonnées

généralisées p et q (resp. proportionnels à la position et à la vitesse), qui, grâce à l'équation de Euler-Lagrange et l'équation de Hamilton-Jacobi, permet de retrouver le principe fondamental de la dynamique. C'est ainsi que dans le cas d'un système mécanique conservatif indépendant du temps, l'hamiltonien énergétique est conservé et induit la conservation de certaines propriétés dans les espaces symplectiques [121]. Bien que la symplecticité soit un concept relativement abstrait, beaucoup de travaux (citons notamment [122] [123] [124], [125], [126] et [121]) ont établi la possibilité de rendre les algorithmes d'intégration « symplectiques » sous certaines conditions, c.-à.-d. capables de conserver la structure lagrangienne des systèmes mécaniques, et en particulier de conserver l'hamiltonien dans le cas des systèmes indépendants du temps.

4.4.2.2 De la possibilité de contrôler α

L'exemple de la Fig. 4.29 montre, dans le cas d'une consigne variable avec une perturbation de charge ($t = 0,003$ s) et un simple correcteur gain K_p , la différence existante entre un pilotage sans-modèle avec α constant et avec α dépendant du temps, dont on fixe arbitrairement la loi d'évolution.

Nous avons montré via l'analyse fréquentielle (§ 4.2.3), que, dans le cas d'un système du premier ordre, la valeur de α statique influence la stabilité du sans-modèle. Ainsi, cela prouve qu'il est possible d'agir sur les performances du sans-modèle en ligne par ajustement du paramètre α . L'objectif est donc de pouvoir définir une loi de variation de α telle que les performances dynamiques de la commande sans-modèle soient améliorées.

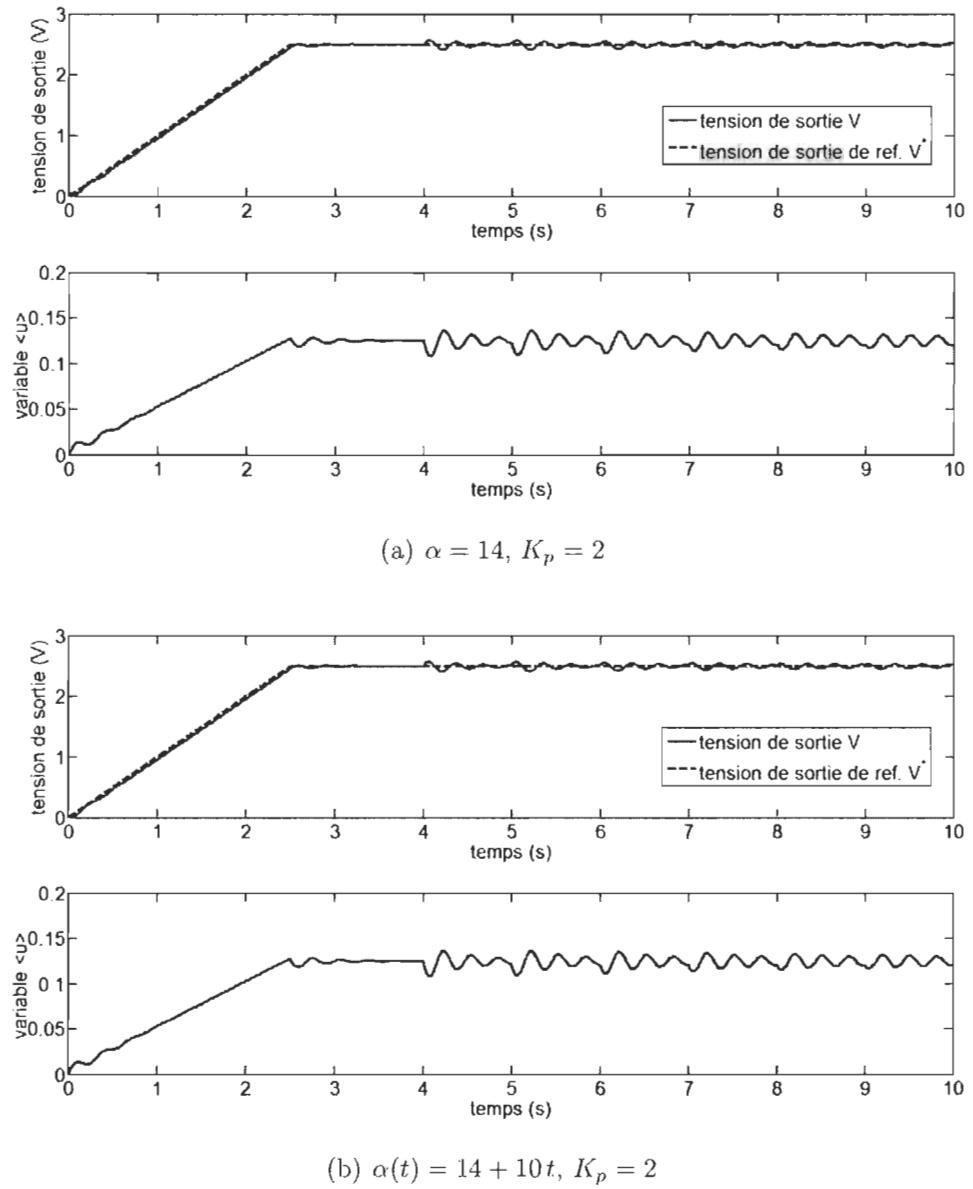


Figure 4.29: Comparaison α constant et α variable.

4.4.2.3 Loi sans-modèle locale ν - K_α dégénérée

Afin de pouvoir décrire correctement les variations de α au sein de la loi sans-modèle discrète (4.3), et dans le but de satisfaire les conditions d'intégration de l'équation d'Euler-Lagrange, qui permet la α -optimisation de la loi sans-modèle discrete, il convient de pouvoir définir la dynamique de α . En conséquence, nous considérons l'ajout de la

première dérivée de α dans (4.3). Nous supposons que la loi sans-modèle est stabilisante pour tout système initialement stable.

Correcteur i-PI u_k -dégénéré On définit la loi sans-modèle u_k -dégénérée pour $n = 1$ tel que

$$u_k = u_{k-1} - \gamma \left(\frac{dy}{dt} \Big|_{k-1} - \frac{dy^*}{dt} \Big|_{k-1} \right) + \mathcal{C}(\varepsilon)|_{k-1} + \left\{ K_\alpha \left(\frac{d\gamma}{dt} \right) \right\} \quad (4.47)$$

où $\gamma = 1/\alpha$, $K_\alpha \in \mathbb{R}$ et $\nu \in \mathbb{N}$ qui définissent la dynamique de variation de α . Le paramètre α vérifie (2.7). La loi sans-modèle (4.47) apparaît plus comme une redéfinition du concept original 2.4.2.1 compte-tenu du paramètre α .

4.4.2.4 Loi sans-modèle locale u_k -implicite

Nous établissons une expression non-réursive et implicitement dépendante de F . D'après la def. 2.4.2.1, et sous l'hyp. 4.2.1, nous avons en temps discret :

$$u_k = -\frac{1}{\alpha} \left(F_{k-1} - \frac{dy_*}{dt} \Big|_{k-1} \right) + \left\{ K_\alpha \left(\frac{d\gamma}{dt} \right) \right\} + \mathcal{C}(\varepsilon)|_{k-1} \quad (4.48)$$

qui se réécrit de la façon suivante :

$$\alpha u_k = -F_{k-1} + \frac{dy_*}{dt} \Big|_{k-1} + \alpha \left\{ K_\alpha \left(\frac{d\gamma}{dt} \right) \right\} + \alpha \mathcal{C}(\varepsilon)|_{k-1} \quad (4.49)$$

$$\alpha u_k + F_{k-1} = \frac{dy_*}{dt} \Big|_{k-1} + \alpha \left\{ K_\alpha \left(\frac{d\gamma}{dt} \right) \right\} + \alpha \mathcal{C}(\varepsilon)|_{k-1} \quad (4.50)$$

Nous en déduisons la loi sans-modèle discrète u_k -implicite. Comme la loi sans-modèle est

supposée stable, la variation de u est lipschitzienne et nous avons donc $u_k - u_{k-1} \leq \varepsilon_u$.

$$\underbrace{\frac{dy}{dt}}_{F_{k-1} + \alpha u_{k-1}} \Big|_{k-1} - \frac{dy_*}{dt} \Big|_{k-1} = \alpha C(\varepsilon)|_{k-1} + \alpha \left\{ K_\alpha \left(\frac{d\gamma}{dt} \right) \right\} \quad (4.51)$$

$$-\frac{d\varepsilon}{dt} \Big|_{k-1} = \alpha C(\varepsilon)|_{k-1} + \alpha \left\{ K_\alpha \left(\frac{d\gamma}{dt} \right) \right\} \quad (4.52)$$

Lorsque le correcteur C est défini par un unique gain constant $C \equiv K_p$, alors il existe une relation linéaire en α entre la sortie et sa dérivée.

Lagrangien sans-modèle Le lagrangien sans-modèle vérifie :

$$\frac{1}{K_p} \left\{ -\gamma \frac{d\varepsilon}{dt} \Big|_{k-1} - K_\alpha \left(\frac{d\gamma}{dt} \right) \right\} = \varepsilon|_{k-1} \quad (4.53)$$

$$\text{avec } \gamma = \frac{1}{\alpha} \in \mathbb{R}_+^* \quad K_p \in \mathbb{R}_+^* \quad K_\alpha \in \mathbb{R} \quad \nu \in \mathbb{N}$$

Dans cette expression, les grandeurs K_p et K_α sont des constantes ; γ est la variable à trouver.

4.4.2.5 Introduction à la commande sans-modèle variationnelle

Motivation Le but fondamental d'une optimisation variationnelle de la loi sans-modèle discrète (4.3) est d'accroître la robustesse / le suivi de consigne par ajustement en-ligne du paramètre α . À partir de la définition d'un critère de coût, nous justifions l'utilisation de méthodes variationnelles par le fait qu'elles permettent de calculer le paramètre α comme solution du problème d'optimisation en fonction du temps.

Critère L_α À partir de la forme 1- α -dégénérée, nous définissons le critère variationnel sans-modèle L_α tel que :

$$L_\alpha = \int (y - y^*)^2 d\tau = \int \frac{1}{K_p^2} \left\{ \gamma \left. \frac{d\varepsilon}{dt} \right|_{k-1} + K_\alpha \left(\frac{d\gamma}{dt} \right) \right\}^2 d\tau \quad (4.54)$$

La forme ν - K_α -dégénérée fournit une « relation d'équivalence » directe entre l'expression classique du suivi de consigne $y^* - y$ et la commande sans-modèle. Le gain de correction K_p apparaît ici comme un facteur de mise à l'échelle. On note f_α l'intégrande de L_α .

4.4.2.6 Éléments de calcul variationnel

Le théorème fondamental du calcul variationnel définit l'existence d'une solution au problème de minimisation d'intégrales de fonctions via la résolution de l'équation de Euler-Lagrange.

Théorème 4.4.1. *Équation de Euler-Lagrange [90] : Soit $J : C^2[x_0, x_1] \rightarrow \mathbb{R}$, une fonctionnelle de la forme :*

$$J(y) = \int_{x_0}^{x_1} f(x, y, y') dx \quad (4.55)$$

où f est une fonction ayant des dérivées partielles continues par rapport à x, y et y' , et $x_0 < x_1$. On considère l'ensemble des fonctions y tel que :

$$S = \{y \in C^2[x_0, x_1] : y(x_0) = y_0 \text{ et } y(x_1) = y_1\} \quad (4.56)$$

où y_0 et y_1 sont des nombres réels. Si $y \in S$ est une fonction extrémale pour J , alors :

$$\frac{d}{dx} \left(\frac{\partial f}{\partial y'} \right) - \frac{\partial f}{\partial y} = 0 \quad (4.57)$$

pour tout $x \in [x_0, x_1]$.

L'équation de Euler-Lagrange, est donc une équation différentielle, généralement non linéaire, que doit satisfaire toute fonction extrémale $y(x)$. Autrement dit, si $y(x)$ est solution de l'équation de Euler-Lagrange, alors la fonctionnelle J , définie comme l'intégrale définie sur $[x_0, x_1]$ d'une fonctionnelle f dépendante de x , y et y' , est minimale.

4.4.2.7 Résolution numérique du critère L_α

L'équation de Euler-Lagrange permet donc de déterminer α tel que le critère L_α soit minimum. La forme continue de l'équation de Euler-Lagrange permet d'écrire :

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L_\alpha}{\partial \alpha'} \right) = \frac{\partial L_\alpha}{\partial \alpha} \quad (4.58)$$

L'intégration du lagrangien sans-modèle variationnel (4.53) fournit ainsi la loi d'évolution de α en fonction de temps telle que l'intégrale de l'erreur $y - y^*$ soit minimale.

Formons l'équation de Euler-Lagrange discrète d'après [127] [128] où D_1 et D_2 désignent la dérivation discrète du Lagrangien :

$$D_2 L_d(\alpha_{k-1}, \alpha_k, h) + D_1 L_d(\alpha_k, \alpha_{k+1}, h) = 0 \quad (4.59)$$

Nous avons :

$$\frac{1}{K_p} \left\{ \gamma_k \frac{d\varepsilon}{dt} + K_\alpha \frac{\gamma_{k-1} - \gamma_k}{h} \right\} + \frac{1}{K_p} \left\{ \gamma_k \frac{d\varepsilon}{dt} + K_\alpha \frac{\gamma_{k+1} - \gamma_k}{h} \right\} = 0 \quad (4.60)$$

soit :

$$2\gamma_k \frac{d\varepsilon}{dt} + K_\alpha \frac{\gamma_{k+1} - 2\gamma_k + \gamma_{k-1}}{h} = 0 \quad (4.61)$$

L'intégrateur symplectique discret dérivé de (4.61) s'écrit (expression de γ_{k+1} en fonction de γ_k et γ_{k-1}) :

$$2h \frac{d\varepsilon}{dt} \gamma_k + K_\alpha (\gamma_{k+1} - 2\gamma_k + \gamma_{k-1}) = 0 \quad (4.62)$$

soit :

$$\left(2 \frac{h}{K_\alpha} \frac{d\varepsilon}{dt} - 2 \right) \gamma_k + \gamma_{k-1} = -\gamma_{k+1} \quad (4.63)$$

Notons que la dépendance vis-à-vis du correcteur K_p n'existe plus. L'équation (4.47), appelée *loi de contrôle de α* forme avec (4.53), la *commande sans-modèle symplectique* ou correcteur i-PIS (par extension de i-PI).

Définition 4.4.1. *On définit un contrôleur intelligent de nature symplectique ou i-PIS contrôleur par :*

$$\begin{cases} u_k = u_{k-1} - \gamma_k \left(\frac{dy}{dt} \Big|_{k-1} - \frac{dy^*}{dt} \Big|_{k-1} \right) + K_p \varepsilon \pm \left\{ K_\alpha \left(\frac{d\gamma}{dt} \right) \right\} \\ - \left(\frac{h}{K_\alpha} \frac{d\varepsilon}{dt} - 2 \right) \gamma_k - \gamma_{k-1} = \gamma_{k+1} \end{cases} \quad \text{avec } \gamma = \frac{1}{\alpha} \quad (4.64)$$

Nous avons conservé les notations naturelles de (4.47) (forme continue en α) et (4.53) (forme discrète en α ⁶). Notons que α apparaît maintenant comme une variable d'état de la commande sans modèle.

Remarques

- **non stabilité des forts transitoires de charge** Lorsqu'il y a des perturbations (variations de modèle ou de la charge), la sortie peut être amenée à changer rapidement ce qui peut impliquer de fortes variations de la dérivée de la sortie. Or, dans ces conditions, bien qu'une condition lipschitzienne soit imposée sur ε , les hypothèses pour appliquer l'équation de Euler-Lagrange peuvent ne pas être satisfaites. Les simulations du § 4.4.2.9 montrent notamment, que si R varie très lentement, alors à chaque palier de R , α oscille puis se stabilise, la stabilisation est d'autant plus lente que R est grand.
- **justification de la nature de (4.63)** Afin d'interpréter la forme de l'équation du contrôle de α qui est du type oscillateur harmonique non-amorti, regardons les formes d'ondes en sortie du buck dans le cas i-PI (e.g. Fig. 4.6). Celles-ci apparaissent naturellement oscillantes et le rôle des dérivées dans (2.8) est d'atténuer ces oscillations afin d'atteindre le régime permanent. Il paraît donc assez intuitif que pour contrebalancer ces oscillations, il suffirait de faire varier le coefficient α sous la forme d'un oscillateur, ce que précise bien la loi de contrôle de α .

6. Le signe de la dérivée de α n'est pas encore défini; ce point fait partie des études futures sur la commande sans-modèle symplectique.

- **indépendance vis-à-vis de la condition initiale sur α** La nature même de l'équation de Euler-Lagrange implique une certaine indépendance vis-à-vis des conditions initiales⁷. Cette indépendance est notamment supposée vraie grâce aux simulations du § 4.4.2.9. Nous pouvons également supposer que l'indépendance vis-à-vis des conditions initiales revient à ce que α s'auto-ajuste même s'il subit de fortes variations.
- **pas d'intégration h critique** Le pas d'intégration h apparaît comme un élément critique et doit être choisi suffisamment faible pour permettre le maintien de la condition d'intégration du th. 4.1.1.

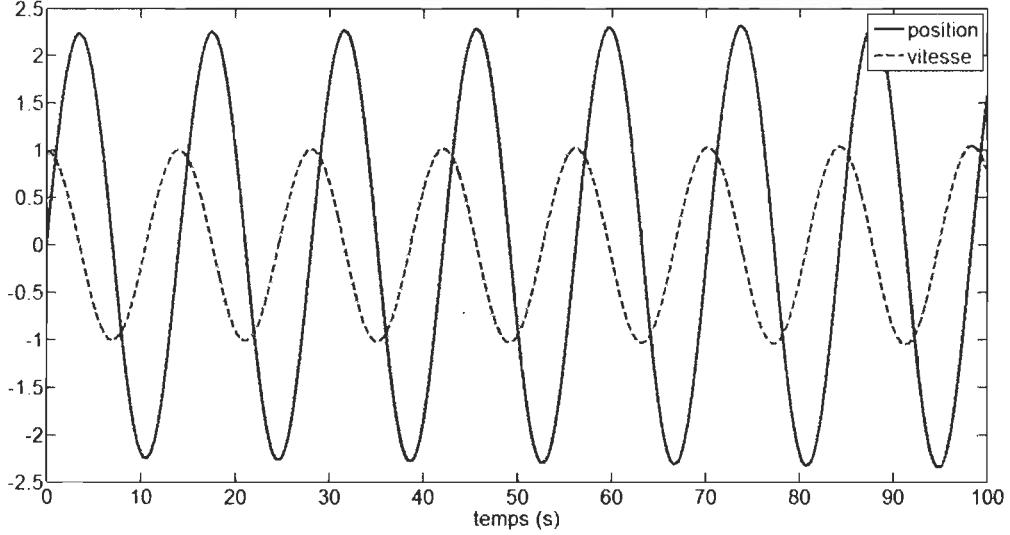
4.4.2.8 Symplecticité des méthodes d'intégration numériques

Considérons le système masse-ressort évoluant suivant l'abscisse x pour lequel nous avons le lagrangien suivant :

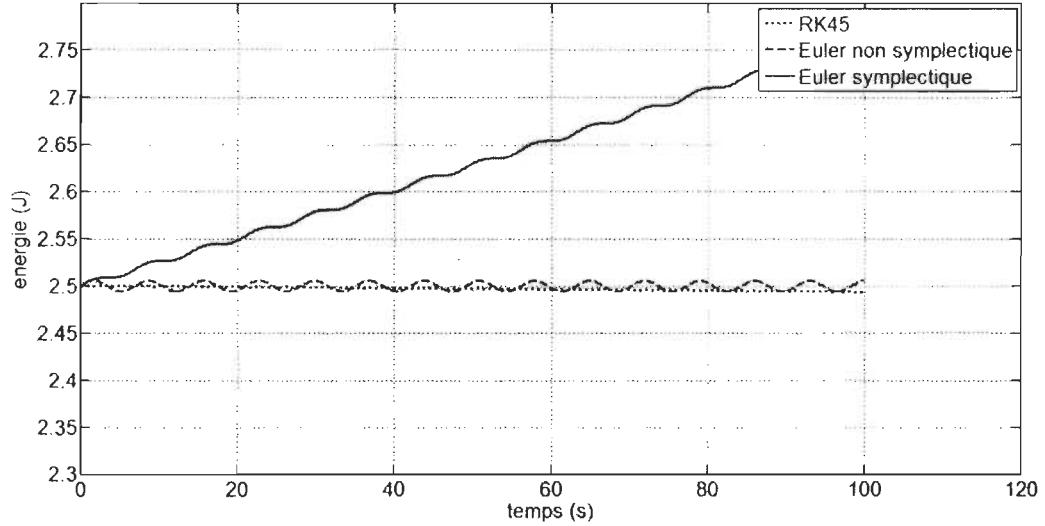
$$L(x, \frac{dx}{dt}) = \frac{1}{2}m \left(\frac{dx}{dt} \right)^2 + \frac{1}{2}kx^2 \quad (4.65)$$

m et k sont resp. la masse et la constante de rappel du ressort. Les Fig. 4.30(a) et 4.30(b) présentent respectivement la réponse classique du système en fonction du temps et un comparatif du calcul des différents lagrangiens (4.65) (donc des différentes énergies) en fonction de la méthode d'intégration utilisée. Cet exemple démontre que l'intégration symplectique d'Euler, correspondante à l'équation de contrôle de α (4.63) est à la fois simple à mettre en oeuvre et efficace quant à la préservation des quantités physiques.

7. L'effet des conditions initiales sur la dérivée de γ est inconnu.



(a) Vitesse et position de la masse en fonction du temps



(b) Comparaison de l'énergie résultante des différentes méthodes d'intégration

Figure 4.30: Intégration symplectique.

4.4.2.9 Application de la commande sans-modèle symplectique

Considérons le convertisseur abaisseur pour une consigne en rampe. Les Fig. 4.31 et 4.32 présentent la comparaison entre le i-PI et le i-PIS avec un impact graduel de charge pour deux valeurs différentes de α_0 ; dans tous les cas, nous avons pris $\nu = 1$ et

$K_\alpha = 2$. Constatons que l'erreur statique ε tend à être légèrement diminuée dans le cas du i-PIS grâce à la compensation « harmonique » du coefficient α . L'impact de charge est progressif⁸ d'une dizaine d'Ohms. Constatons que les variations de α ne permettent *a priori* qu'un ajustement en sensibilité du i-PIS puisque la condition initiale sur α apparaît comme une valeur moyenne autour de laquelle α s'ajuste. Il convient donc de pouvoir choisir soigneusement la valeur initiale de α .

Par rapport au correcteur i-PIS, on notera l'importance de la condition lipschitzienne sur la variation de charge dans la stabilisation de ce type de transitoire.

Remarques La loi sans-modèle est posée pour $n = 1$ dans (4.64). Les précédentes simulations du convertisseur abaisseur avaient été réalisées pour $n = 2$; si $n = 1$, la commande n'est pas toujours stable en simulation. L'ajout de la loi de contrôle de α (donc l'ajout de l'intégrateur symplectique) permet de stabiliser la loi sans-modèle lorsque $n = 1$.

8. Par respect de la condition lipschitzienne sur ε .

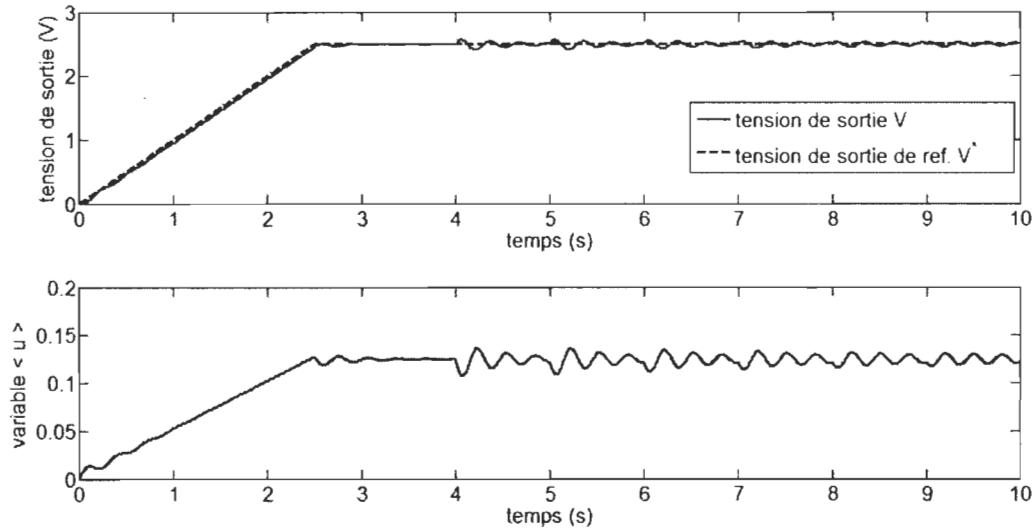
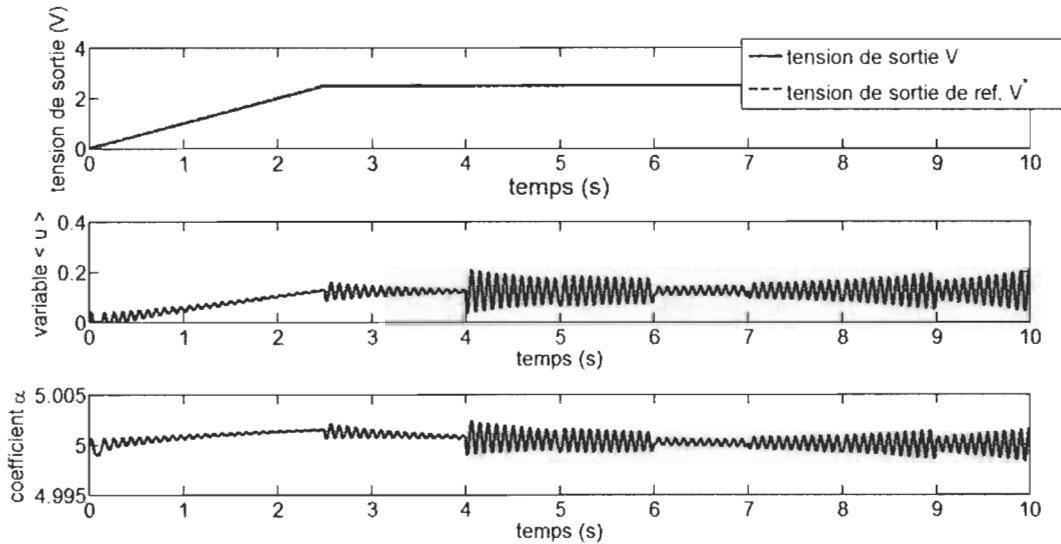
(a) cas i-PI - $\alpha_0 = 3$ (b) cas i-PIS $\alpha_0 = 3$

Figure 4.31: Comparaison entre le correcteur i-PI et le correcteur i-PIS : la résistance de charge augmente progressivement et graduellement de $R = 10\Omega$ à partir de $t = 0,003$ s de telle sorte que $R = 18\Omega$ à $t = 0,01$ s ($\alpha_0 = 3$).

4.4.3 Conclusion

Dans cette section, nous avons proposé une première extension de la commande sans-modèle pour les systèmes à non-minimum de phase. La loi de commande proposée

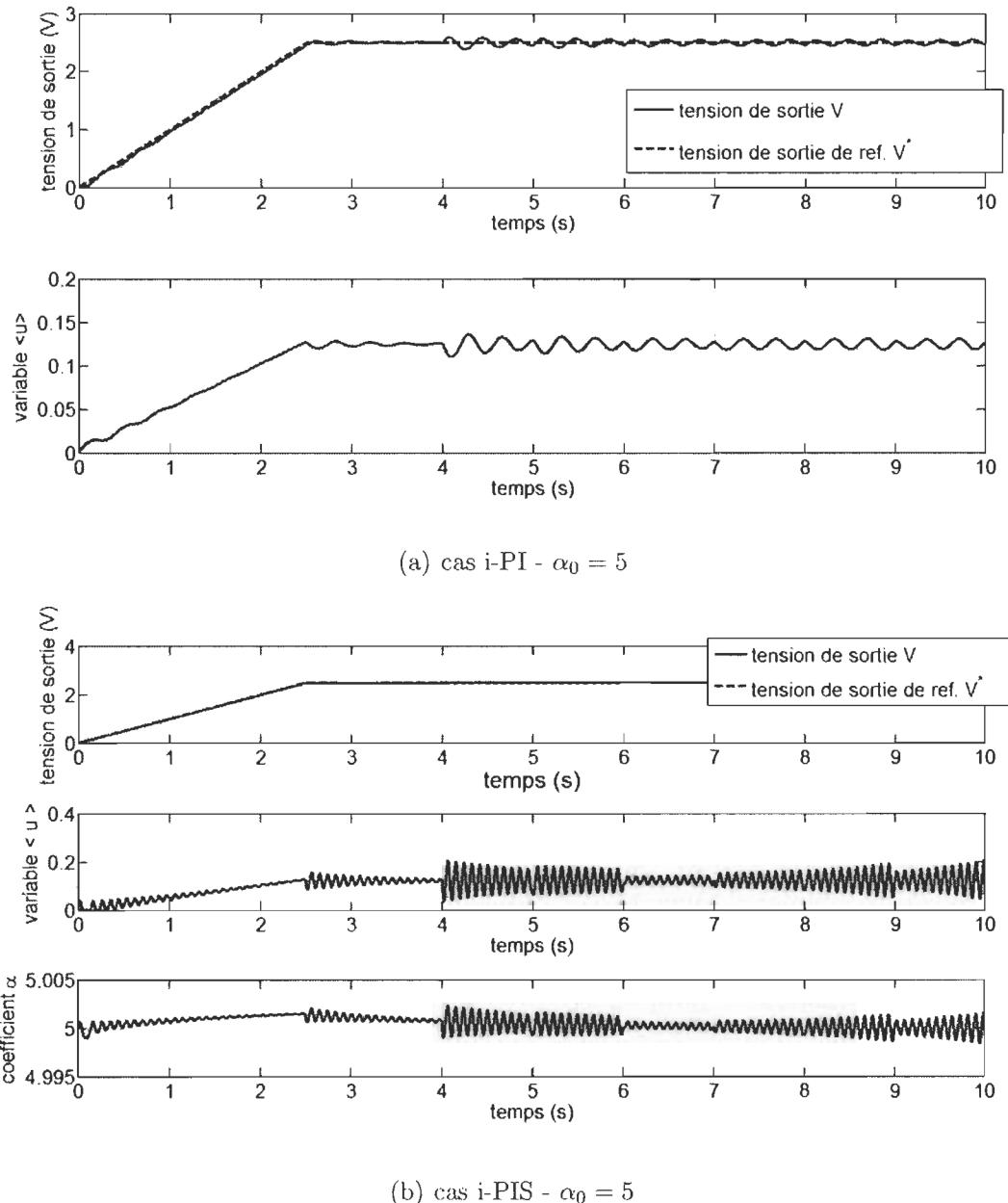


Figure 4.32: Comparaison entre le correcteur i-PI et le correcteur i-PIS : la résistance de charge augmente progressivement et graduellement de $R = 10\Omega$ à partir de $t = 0,003$ s de telle sorte que $R = 18\Omega$ à $t = 0,01$ s $\alpha_0 = 5$.

possède *a priori* les mêmes propriétés que la commande sans-modèle initiale. En particulier, elle permet le contrôles systèmes à non-minimum de phase éventuellement commutés. Une seconde extension concerne une procédure d'auto-ajustement de α basée sur

le calcul variationnel et nous l'avons implanté numériquement à partir des considérations de géométrie symplectique. Les résultats préliminaires présentés montrent que l'ajout d'une loi d'auto-ajustement sur α permet de compenser des transitoires résonants sur la sortie qui apparaissent lors des modifications de la charge du convertisseur. Du fait que les performances de la commande sans-modèle sont globalement très satisfaisantes, une perspective d'utilisation du contrôleur i-PIS serait ainsi d'accompagner les transitoires de charge, qui engendrent, nous l'avons mis en évidence en simulation, des transitoires résonants. Les résultats présentés sont encourageants mais il subsiste encore beaucoup de défis avant d'arriver à une forme de l'i-PIS complètement optimale.

Chapitre 5

Conclusion générale

Nous avons présenté la mise en oeuvre de la théorie du contrôle optimal et la théorie de la commande sans-modèle dans le cadre de l'optimisation de l'efficacité énergétique et la commande des convertisseurs statiques de puissance. Nous avons montré que la commande rapprochée des IGBT peut agir sur le transitoire de blocage de telle manière que la résonance inhérente au blocage soit diminuée. Dans un second temps, nous avons démontré que la commande sans-modèle permet de contrôler des convertisseurs ayant certaines spécificités dynamiques.

Nous avons mis en évidence, dans un premier temps, que le contrôle optimal de la commutation d'un IGBT peut être équivalente à réaliser un contrôle de type bang-bang. La procédure de détermination du signal de grille est très simple et s'appuie sur une modélisation rigoureuse de l'IGBT et de son environnement électrique, lequel comprend les inductances et résistances de câblage. Un tel modèle permet ainsi de déduire certaines propriétés simplificatrices nécessaires à la mise au point de la commande rapprochée optimale. Nous considérons ainsi, dans une approximation vérifiée en simulation et expérimentalement, que l'IGBT se comporte comme un premier ordre linéaire dont l'effet est de propager, avec un certain délai, la commande de grille de l'IGBT afin de bloquer le courant collecteur. L'environnement électrique admet une réponse linéaire au second ordre qui résulte, une fois le blocage effectué, en une réponse oscillante rapidement amortie. Un ajustement spécifique de la commande de grille de type bang-

bang permet ainsi de provoquer le blocage de l'IGBT qui permet, par une compensation impulsionale de réamorçage bien définie, de minimiser la surtension inductive et la réponse oscillante qui résultent.

La commande rapprochée Posicast possède les principales propriétés suivantes.

- Simplicité du montage réalisé à partir de composants usuels (puce FPGA et des transistors classiques).
- Ajustement aisément des pulses qui permettent l'optimisation, grâce à la technologie FPGA.

Dans un second temps, il a été démontré, pour quelques exemples, que la commande sans-modèle présente de meilleures performances dynamiques que la commande classique par correction PI. Nous avons montré qu'en plus de réaliser un ajustement très simple des gains de la loi sans-modèle, il en résulte d'excellentes propriétés de rejection de perturbation et d'insensibilité vis-à-vis des modifications des paramètres du modèle du convertisseur et des modifications de la charge qu'il alimente. Une régulation de type non-linéaire qui réalise un contrôle de la puissance de sortie d'un convertisseur abaisseur en présence de perturbations de l'alimentation et d'impact de charge, a ainsi mis en évidence le potentiel de la commande sans-modèle. Quelques propriétés de stabilité ont été démontrées dans le but d'apporter des éléments de formalisation et pour finir une extension a été proposée dans le but d'effectuer le réglage du coefficient principal de la loi sans-modèle, en ligne et à l'aide d'intégrateurs symplectiques. Cette extension devrait permettre d'accroître l'efficacité de la commande sans-modèle en présence notamment de perturbations de charge.

La commande sans-modèle possède ainsi les principales propriétés suivantes.

- Élaboration de nouvelles preuves de stabilité qui mettent en évidence le fait que la commande sans-modèle appliquée à un système du premier ordre, à un système du premier ordre avec petit délai, à un second ordre, est stable. L'analyse de stabilité est plutôt aisée dans le cas des systèmes du premier ordre et est plus difficile dans le cas des systèmes du second ordre où une analyse asymptotique est nécessaire.
- L'application de la commande-sans modèle aux systèmes de puissance a permis de valider les préceptes théoriques. En particulier, il est possible de commander aussi bien des systèmes linéaires, que des systèmes non-linéaires commutés en garantissant certaines performances dynamiques. Deux extensions sont proposées dans le but, d'une part, d'étendre les capacités initiales du sans-modèle au contrôle des systèmes à non-minimum de phase (compte tenu de la zone de stabilité assez restreinte mise en évidence) et, d'autre part, d'accroître la robustesse lors des transitoires de charge des convertisseurs grâce à un ajustement en-ligne du coefficient α à l'aide d'un intégrateur symplectique.

Ce travail ouvre la voie à l'utilisation de nouvelles méthodes de contrôle en électronique de puissance, afin de permettre une meilleure maîtrise de la conversion de puissance. La suite des développements devrait ainsi permettre de régler plusieurs points théoriques et expérimentaux dont voici quelques grandes lignes.

- Appliquer la commande rapprochée au cas de l'amorçage de l'IGBT et en particulier, prendre en considération les effets de la diode de recouvrement.
- Transposer la commande rapprochée au cas des MOS, des nouvelles structures à base de GaN et SiC et aux IGCT.

- Appliquer les concepts proposés au cas de topologies plus complexes.
- Développer une structure tout-intégrée qui comprenne à la fois la puce FPGA et le dispositif de conditionnement.
- Développer la théorie de la commande sans modèle par rapport aux systèmes plus complexes, comme les réseaux électriques.
- Développer la méthode adaptative symplectique par rapport aux performances de l'intégrateur symplectique utilisé.
- Appliquer la commande sans-modèle et la commande rapprochée aux cas des structures multi-convertisseurs.

Annexe A

Calcul des éléments du modèle IGBT de Alonso

Rappelons la procédure de paramétrage du groupe statique :

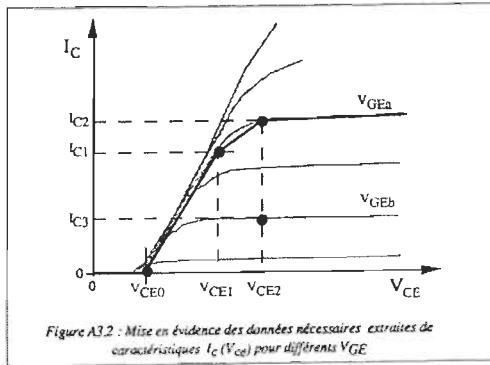


Figure A.1: Procédure du configuration du groupe statique.

À partir du plan de sortie, il est nécessaire d'avoir :

- deux points (V_{ce2}, I_{c3}) à V_{geb} et (V_{ce2}, I_{c2}) à V_{gea} avec $V_{gea} > V_{geb}$ en début de zone de saturation,
- un point (V_{ce1}, I_{c1}) à V_{geb} en fin de zone linéaire,
- un point $(V_{ce0}, 0)$ en début de conduction.

Ces points s'obtiennent directement par lecture graphique du plan de sortie fourni par les fiches techniques. A partir de ces données nous en déduisons les éléments du groupe statique (voir [8] pour les démonstrations) extraits du script Matlab :

```
r = 1e5;
```

```
E1 = Vceo;
```

```
Rge = 50e6;
```

```

RonDe = Rge/100;

RoffDe = 1e3*Rge;

RonDee = - RonDe*RoffDe/(RonDe - RoffDe);

Et = (Ic3*Vgea - Ic2*Vgeb)/(Ic3 - Ic2);

RoffD1 = E1 / 1e-9;

RonD1 = (Vce1 - Vceo)/Ic1;

RonD1e = - RonD1*RoffD1/(RonD1 - RoffD1);

Rsense1 = RonD1 / 100;

seuil_aux = Rsense1 * I_queue_declenchement;

K12 = alpha / (Rsense1);

Ke = Ic2*(1 - K12*Rsense1) / (Vgea - Et);

Rceon = (Vce2 - Vceo - (Rsense1 + RonD1)*Ic2)/((1 - K12*Rsense1)*Ic2);

RonD3 = Ic1/(Ic2 - Ic1)*Rceon;

RoffD2 = Rceon/(1e-9);

RonD2 = (5e-2*Ic2*Rceon)/(5e-2*(Ic1-Ic2)+Ic1*Ic2*Rceon);

RonD2e = - RonD2*RoffD2/(RonD2 - RoffD2);

X1 = Vces - Vceo - (Rsense1 + RonD1)*Ices;

Y1 = (1 - K12*Rsense1)*RoffD2*Ices;

Z1 = Ke*Et*Rge/(Rge + RoffDe);

RoffD3 = (Y1*Rceon-X1*(RoffD2 + Rceon))/(X1 - Y1 - Z1*RoffD2) + r;

RonD3e = - RonD3*RoffD3/(RonD3 - RoffD3);

```

L'élément r , placé en tout début de liste et ajouté dans le calcul de $RoffD3$ en

fin de liste, n'existe pas dans la définition d'origine du modèle. Il a été rajouté suite au constat d'un fort courant i_c quand l'IGBT est bloqué ($\sim 0,01$) A. L'ajout de cette résistance ramène le courant i_c à l'état bloqué à une très faible valeur ($\sim 0,1$) mA et ne change absolument pas le plan statique.

Annexe B

Simulation mixte des convertisseurs

La simulation des modèles IGBT exige un pas de calcul très faible de manière à reproduire le mécanisme de commutation avec le plus de précision possible. Comme il existe un ratio assez important entre les constantes de temps de l'asservissement de la charge (de l'ordre de ms) et de la commande rapprochée (de l'ordre de 10 ns), il est essentiel de se prémunir d'un outil de simulation adapté. Aussi, nous introduisons le concept d'un outil de simulation efficace qui permettra de réaliser des simulations de convertisseurs statiques munis de leurs lois de commande à l'échelle de la commutation sur une durée de l'ordre de la seconde. C'est un outil intégré, muni d'une interface graphique et des outils permettant la configuration des modèles IGBT développés.

B.1 $\Sigma - \Phi$ -PES, simulateur mixte physique-système

Notre logiciel permet de réaliser des simulations à l'intersection entre le niveau "système" et le niveau "composant" dans le but de comprendre les interactions entre les phénomènes réels de commutation et la commande des convertisseurs. Les principales caractéristiques de $\Sigma\Phi - PES$ sont :

- application autonome ;
- interface graphique complète ;
- simulations temporelles ;
- noyau de simulation basé sur SPICE ;

- le circuit de puissance est simulé à pas variable tandis que la loi de commande est calculée à pas fixe ;
- la loi de commande est fournie en tant que script ;
- modèle IGBT basé sur le modèle comportemental de Alonso et d'un modèle de diode [86].

B.2 Principe du simulateur

Dans le cas général, nous distinguons la partie "circuit" et la partie "contrôle", qui consiste à calculer une loi de commande pour le circuit. Dans $\Sigma\Phi - PES$, la simulation du circuit de puissance est réalisée grâce à SPICE OPUS tandis que le calcul de la loi de commande est réalisée par des algorithmes C++ en utilisant les possibilités des interpréteurs Flex [134] et Bison [135]. Bien que SPICE ne fournit des résultats qu'à la fin de la simulation, $\Sigma\Phi - PES$ crée une liaison permanente entre le code C++ et SPICE OPUS dans le but de gérer la cosimulation. Pratiquement, si T_n est l'instant final de simulation avec n pas de simulation, SPICE OPUS est lancé n fois et simule le circuit sur la durée T_i à pas variable. La Netlist est mise à jour à chaque k ème étape en fonction des résultats de simulation obtenus à l'étape $k - 1$. Ces résultats fournissent de nouvelles conditions initiales pour l'étape k en fonction de la loi de commande calculée. La Fig. B.1 décrit le processus de simulation. Premièrement, l'éditeur graphique permet la saisie du schéma. Deuxièmement, les paramètres de simulation T_i et T_n doivent être fournis. La dernière étape consiste à définir une loi de commande.

Cette méthode de simulation gère efficacement la mémoire de l'ordinateur car SPICE ne travaille qu'avec une quantité limitée de données (conséquence de simuler sur

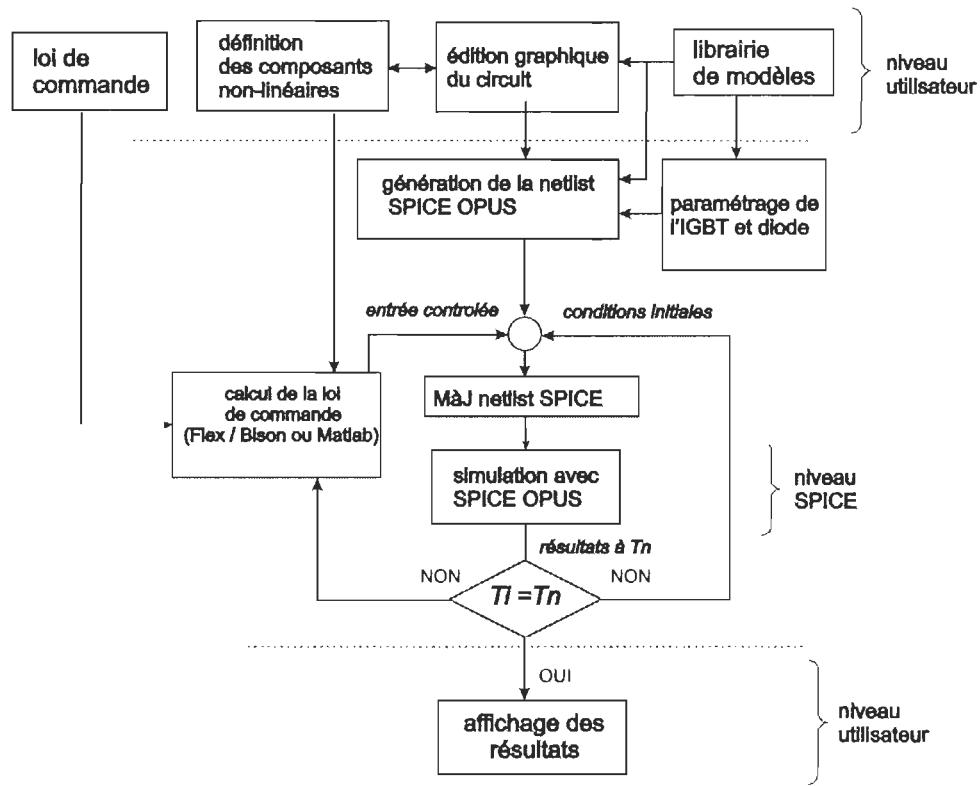


Figure B.1: Synoptique de simulation avec SPICE OPUS.

une très courte durée) et chaque étape de simulation est effacée de la mémoire vive et inscrite dans un fichier de sortie. L'interaction SPICE / C++ permet également de définir explicitement des composants non-linéaires dans le circuit avec une loi d'évolution explicitement écrite en langage C. De cette manière, la Netlist est également mise à jour avec les valeurs de chaque composant non-linéaire.

Annexe C

Équations différentielles du second ordre avec second membre

Considérons la résolution de l'équation différentielle (C.1), où Q est une fonction quelconque.

$$\frac{1}{\omega_n^2} \frac{d^2y(t)}{dt^2} + \frac{2z}{\omega_n} \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Q(t) \quad (\text{C.1})$$

Normalisons (C.1) tel que :

$$\frac{d^2y(t)}{dt^2} + 2z\omega_n \frac{dy(t)}{dt} + \omega_n^2 y(t) = \omega_n^2 Q(t) \quad (\text{C.2})$$

Solution homogène

(C.1) admet une solution homogène $y_h(t) = e^{\lambda t}$ si et seulement si λ est solution de son polynôme caractéristique.

$$\lambda^2 + 2z\omega_n\lambda + \omega_n^2\lambda = 0 \quad (\text{C.3})$$

Les solutions λ_1 et λ_2 de (C.2) vérifient :

$$\lambda_{1/2} = \frac{1}{2} \left\{ -2z\omega_n \pm j\sqrt{-(4z^2\omega_n^2 - 4\omega_n^2)} \right\} = \omega_n \left\{ -z \pm j\sqrt{1-z^2} \right\} \quad (\text{C.4})$$

La solution de (C.1) sans second membre vérifie :

$$y_h(t) = C_1 \exp \left\{ \omega_n \left\{ -z \pm j\sqrt{1-z^2} \right\} t \right\} + C_2 \exp \left\{ \omega_n \left\{ -z \mp j\sqrt{1-z^2} \right\} t \right\} \quad (\text{C.5})$$

soit sous forme réelle :

$$y_h(t) = \exp(-z\omega_n t) \left\{ C_1 \cos(\omega_n \sqrt{1-z^2} t) + C_2 \sin(\omega_n \sqrt{1-z^2} t) \right\} \quad (\text{C.6})$$

C.1 Solution particulière

Dans le cas où le second membre est linéaire c.-à.-d $Q(t) = \alpha t + \beta$, on cherche une solution particulière du type :

$$y_p = at + b \quad (\text{C.7})$$

avec $y'_p = a$ et $y''_p = 0$. En remplaçant y_p dans (C.1), nous obtenons le système suivant (C.8).

$$\begin{cases} a = \alpha \\ \frac{2z}{\omega_n}a + b = \beta \end{cases} \quad (\text{C.8})$$

soit :

$$a = \alpha \quad b = \beta - \frac{2z}{\omega_n}a = \frac{\omega_n\beta - 2z\alpha}{\omega_n} \quad (\text{C.9})$$

C.2 Solution générale pour un second membre linéaire

La solution générale est la combinaison linéaire de la solution homogène et de la solution particulière. Ainsi :

$$y = y_h + y_p \quad (\text{C.10})$$

d'où :

$$y(t) = \exp(-z\omega_n t) \left\{ C_1 \cos(\omega_n \sqrt{1-z^2} t) + C_2 \sin(\omega_n \sqrt{1-z^2} t) \right\} + \left\{ \alpha t + \frac{\omega_n \beta - 2z\alpha}{\omega_n} \right\} \quad (\text{C.11})$$

et :

$$\begin{aligned} \frac{dy_h(t)}{dt} &= \\ &\exp(-z\omega_n t) \left\{ -C_1 \omega_n \sqrt{1-z^2} \sin(\omega_n \sqrt{1-z^2} t) + C_2 \omega_n \sqrt{1-z^2} \cos(\omega_n \sqrt{1-z^2} t) \right\} \\ &- z\omega_n \exp(-z\omega_n t) \left\{ C_1 \cos(\omega_n \sqrt{1-z^2} t) + C_2 \sin(\omega_n \sqrt{1-z^2} t) \right\} + \alpha \end{aligned} \quad (\text{C.12})$$

conditions initiales : Supposons que nous avons : $y(0) = y_0$ et $\left. \frac{dy(t)}{dt} \right|_0 = dy_0$. Les constantes C_1 et C_2 se déterminent à partir des conditions initiales et nous obtenons le système C.13 à résoudre.

$$\begin{cases} y_0 = C_1 + \frac{\omega_n \beta - 2z\alpha}{\omega_n} \\ dy_0 = C_2 \omega_n \sqrt{1-z^2} - z\omega_n C_1 + \alpha \end{cases} \quad \begin{cases} C_1 = y_0 - \frac{\omega_n \beta - 2z\alpha}{\omega_n} \\ C_2 = \frac{1}{\omega_n \sqrt{1-z^2}} (dy_0 + z\omega_n C_1 - \alpha) \end{cases} \quad (\text{C.13})$$

Annexe D

Exemple de résolution des critères de stabilité

D.1 Critère de Routh

Le programme Mathematica présenté dans cette annexe permet d'extraire les domaines de stabilité présenté dans le Tab. 4.1 à partir des inégalités de stabilité (4.14) déduites du critère de Routh, appliqué à la fonction de transfert (4.13). Nous ne présentons que le cas $K_h > 0, a_0 > 0, d_0 > 0$, les autres cas se déduisent facilement de ce même programme (Fig. D.1).

D.2 Critère de Raible

Le programme Maple présenté dans cette annexe décrit la procédure de calcul du tableau de Raible à partir de la représentation d'état (4.30) (Fig. D.2).

==== CAS : $K_h > 0 \& a_0 > 0 \& d_0 > 0$

```
RouthTs = Ts > 0;
RouthKh = Kh > 0;
Routha0 = a0 > 0;
Routhd0 = d0 > 0;
```

(* inégalités positives *)

```
Routh1Pos = Ts * alpha + Kh > 0;
Routh2Pos = Kh * Kp * alpha * a0 > 0;
Routh3Pos = Kh * a0 + Kh * Kp * alpha + Ts * alpha * d0 > 0;
Routh4DemoPos = Kh * Kp + Ts * d0 > 0;
```

```
RouthKp = Kp < 0;
```

(* * Kp < 0 *)

```
Reduce[{Routh1Pos, Routh2Pos, RouthKh, Routha0, Routhd0, RouthKp, RouthTs}, alpha]
(* Routh3Pos, *)
```

$$\begin{aligned} Ts > 0 \& \& Kp < 0 \& \& Kh > 0 \& \& \left(\left(0 < d0 \& -\frac{Kh \cdot Kp}{Ts} \& \& a0 > 0 \& \& -\frac{Kh}{Ts} \cdot \alpha < 0 \right) \right) \\ & \& \left(d0 > -\frac{Kh \cdot Kp}{Ts} \& \& \left(\left(0 < a0 \& \frac{Kh \cdot Kp + d0 \cdot Ts}{Ts} \& \& -\frac{a0 \cdot Kh}{Kh \cdot Kp + d0 \cdot Ts} < \alpha < 0 \right) \right) \right) \\ & \& \left(a0 > \frac{Kh \cdot Kp + d0 \cdot Ts}{Ts} \& \& -\frac{Kh}{Ts} < \alpha < 0 \right) \end{aligned}$$

```
Reduce[{Routh4DemoPos, RouthKh, Routha0, Routhd0, RouthKp, RouthTs}, Kp]
```

$$Ts > 0 \& \& Kh > 0 \& \& d0 > 0 \& \& a0 > 0 \& \& -\frac{d0 \cdot Ts}{Kh} < Kp < 0$$

(* * Kp > 0 *)

```
RouthKp = Kp > 0;
```

```
Reduce[{Routh1Pos, Routh2Pos, RouthKh, Routha0, Routhd0, RouthKp, RouthTs}, alpha]
(* Routh3Pos, *)
```

$$Ts > 0 \& \& Kp > 0 \& \& Kh > 0 \& \& d0 > 0 \& \& a0 > 0 \& \& \alpha > 0$$

```

Reduce[{Routh4DemoPos, RouthKh, Routha0, Routhd0, RouthKp, RouthTs}, Kp]
Ts > 0 && Kh > 0 && d0 > 0 && a0 > 0 && Kp > 0
(* inégalités négatives *)
Routh1Neg = Ts * alpha + Kh < 0;
Routh2Neg = Kh * Kp * alpha * a0 < 0;
Routh3Neg = Kh * a0 + Kh * Kp * alpha + Ts * alpha * d0 < 0;
Routh4DemoNeg = Kh * Kp + Ts * d0 < 0;

RouthKp = Kp < 0;

(** Kp < 0 **)
Reduce[{Routh1Neg, Routh2Neg, RouthKh, Routha0, Routhd0, RouthKp, RouthTs}, alpha]
(* , Routh3Pos *)
False

Reduce[{Routh4DemoNeg, RouthKh, Routha0, Routhd0, RouthKp, RouthTs}, Kp]
Ts > 0 && Kh > 0 && d0 > 0 && a0 > 0 && Kp < -  $\frac{d0 \cdot Ts}{Kh}$ 
(** Kp > 0 **)

RouthKp = Kp > 0;

Reduce[{Routh1Neg, Routh2Neg, RouthKh, Routha0, Routhd0, RouthKp, RouthTs}, alpha]
(* Routh3Pos, *)
Ts > 0 && Kp > 0 && Kh > 0 && d0 > 0 && a0 >  $\frac{Kh \cdot Kp + d0 \cdot Ts}{Ts}$  &&  $\frac{a0 \cdot Kh}{Kh \cdot Kp + d0 \cdot Ts} < \alpha < - \frac{Kh}{Ts}$ 
Reduce[{Routh4DemoNeg, RouthKh, Routha0, Routhd0, RouthKp, RouthTs}, Kp]
Ts > 0 && Kp > 0 && Kh > 0 && d0 > 0 && a0 >  $\frac{Kh \cdot Kp + d0 \cdot Ts}{Ts}$  &&  $\frac{a0 \cdot Kh}{Kh \cdot Kp + d0 \cdot Ts} < \alpha < - \frac{Kh}{Ts}$ 

```

Figure D.1: Programme qui traite les conditions de stabilité de Routh.

STABILITÉ RAIBLE DE LA COMMANDE SANS-MODELE - sec. ordre

```

> restart:
with(linalg):

Warning, new definition for norm
Warning, new definition for trace

> #c_2 := 0;
Ad_sys := evalm(matrix([[0, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0], [0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0], [0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0], [0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 0], [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1, -Tc, 2, 1+Tc], [-1/(alpha*Tc)*c_1, -1/(alpha*Tc)*c_2, 2/(alpha*Tc)*c_1, 2/(alpha*Tc)*c_2, Tc*a_0-1/(alpha*Tc)*c_1-Kp*Tc*c_1, -(1-Tc*a_1)-1/(alpha*Tc)*c_2-Kp*Tc*c_2, 1-Tc*a_0, 2-Tc*a_1]]));
Bd_sys := transpose(matrix([[0, 0, 0, 0, 0, 0, Kp*Tc]]));
Cd_sys := matrix([[0,0,1,0]]);

Extraction du polynôme caractéristique
> P := factor(charpoly(Ad_sys, lambda)):
#h := rhs(sol1):
#P := a_4*lambda^4 + a_3*lambda^3 + a_2*lambda^2 + a_1*lambda + a_0:
Pf:= (unapply(P,lambda)):

> a0 := coeff(expand(P),lambda,0):
a1 := coeff(expand(P),lambda,1):
a2 := coeff(expand(P),lambda,2):
a3 := coeff(expand(P),lambda,3):
a4 := coeff(expand(P),lambda,4):
a5 := coeff(expand(P),lambda,5):
a6 := coeff(expand(P),lambda,6):
a7 := coeff(expand(P),lambda,7):
a8 := coeff(expand(P),lambda,8):

k_a := a0/a8:
# b_j = a_n-j - k_a*a_j
b0 := a8 - k_a*a0:
b1 := a7 - k_a*a1:
b2 := a6 - k_a*a2:
b3 := a5 - k_a*a3:
b4 := a4 - k_a*a4:

```

```

b5 := a3 - k_a*a5;
b6 := a2 - k_a*a6;
b7 := a1 - k_a*a7;

k_b := b7/b0;
# c_j = b_j - k_b*b_{n-1-j}
c0 := b0 - k_b*b7;
c1 := b1 - k_b*b6;
c2 := b2 - k_b*b5;
c3 := b3 - k_b*b4;
c4 := b4 - k_b*b3;
c5 := b5 - k_b*b2;
c6 := b6 - k_b*b1;

k_c := c6/c0;
# d_j = c_j - k_c*c_{n-2-j}
d0 := c0 - k_c*c6;
d1 := c1 - k_c*c5;
d2 := c2 - k_c*c4;
d3 := c3 - k_c*c3;
d4 := c4 - k_c*c2;
d5 := c5 - k_c*c1;

k_d := d5/d0;
e0 := d0 - k_d*d5;
e1 := d1 - k_d*d4;
e2 := d2 - k_d*d3;
e3 := d3 - k_d*d2;
e4 := d4 - k_d*d1;

k_e := e4/d0;
f0 := e0 - k_e*e4;
f1 := e1 - k_e*e3;
f2 := e2 - k_e*e2;
f3 := e3 - k_e*e1;

k_f := f3/f0;
g0 := f0 - k_f*f3;
g1 := f1 - k_f*f2;
g2 := f2 - k_f*f1;

```

```
k_g := g2/g0;
h0 := g0 - k_f*g2;
h1 := g1 - k_f*g1;

k_h := h1/g0;
i0 := g0 - k_f*g1;
[ >
```

Figure D.2: Programme qui traite les conditions de stabilité de Raible.

RÉFÉRENCES

- [1] G. Yang and A.Q. Huang, "100% Efficient converter, is this possible ", 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.1-5, June 2006.
- [2] R.W. Erikson and D. Maksimovic, "Fundamentals of power electronics", Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] F. Casanellas, "Losses in PWM inverters using IGBTs", Electric Power Applications, IEE Proceedings - Vol. 141, Issue 5, Sept. 1994 Page(s) :235 - 239
- [4] A.M. Lienhardt, "Control and observation of a new SMC-type power conversion structure (stacked multicell converter)", Ph.D. Thesis, INPT - Toulouse (France), November 2006.
- [5] S.B. Bekiarov and A. Emadi, "Uninterruptible power supplies : classification, operation, dynamics, and control", 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol.1, pp.597-604, 2002.
- [6] E. K. Sato, E. Kazuhide, M. Kinoshita, Y. Yamamoto and T. Amboh, "High efficiency multilevel uninterruptible power supply", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.3143-3150, Sept. 2009.
- [7] R. Strzelecki and S. G. Zinoviev, "Overview of power electronics converters and controls", Springer, 2008.
- [8] C. Alonso "Modélisation de composants pour la simulation en électronique de puissance. Application au GTO et à l'IGBT". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1994.
- [9] J.-T. Hsu and K.D.T.Ngo, "Behavioral modeling of the IGBT using the Hammerstein configuration", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, no.6, pp.746-754, Nov 1996.
- [10] M. Fließ and C. Join, "Commande sans modèle et commande à modèle restreint", e-STA, vol. 5 (n° 4), pp. 1-23, 2008
- [11] C. Balke and C. Bull, "IGBT or MOSFET : choose wisely", International Rectifier.
- [12] V. K. Khanna, "IGBT Theory and Design", IEEE Press, Wiley-Interscience, 2003.
- [13] J. Das, D. Marcon, M. Van Hove, J. Derluyn, M. Germain and G. Borghs, "Switching assessment of GaN transistors for power conversion applications", 13th European Conference on Power Electronics and Applications", pp.1-6, Sept. 2009.
- [14] M. Avram, G. Brezeanu, A. Avram, O. Neagoe, M. Brezeanu, C. Iliescu, C. Codreanu and C. Voitincu, "Contributions to development of high power

- SiC-IGBT“, IEEE International Semiconductor Conference, vol. 2, pp. 365-368, Oct. 2005.
- [15] S. Lefebvre, F. Misery, “Composants à semi-conducteur pour l'électronique de puissance“, Ed. Lavoisier, 2004.
 - [16] S. Yanqun, J. Jiang, Y. Xiong Y. Deng, X. He and Z. Zeng, “Parasitic inductance effects on the switching loss measurement of power semiconductor devices“, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, vol.2, pp.847-852, July 2006.
 - [17] H. Bühler, “Convertisseurs statiques“, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1991.
 - [18] Philip C. Todd, “Snubber circuits : theory, design and application“, Texas Instrument, May 1993.
 - [19] T. Ninomiya, T. Tanaka and K. Harada, “Analysis and optimization of a nondissipative LC turn-off snubber“, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.3, no.2, pp.147-156, Apr 1988.
 - [20] K. M. Smith and K. M. Smedley, “Properties and synthesis of passive lossless soft-switching PWM converters“, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, pp. 890-899, Sept. 1999.
 - [21] F.Z. Peng, Su Gui-Jia, L.M. Tolbert , “A passive soft-switching snubber for PWM inverters“, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, no.2, pp. 363-370, Mar. 2004.
 - [22] R. Chokhawala, J. Catt, and B. Pelly, “Gate drive considerations for IGBT modules“, Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 1186-1195, Oct. 1992.
 - [23] L. Kiraly, “Using standard control IC's to generate negative gate bias for MOSFETs and IGBTs“, International rectifier.
 - [24] M. Helsper, F. W. Fuchs, “Adaptation of IGBT Switching Behaviour by Means of Active Gate Drive Control for Low and Medium Power“, EPE 2003.
 - [25] L. Chen and F.Z. Peng, “Closed-loop gate drive for high power IGBTs,”24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition“, pp.1331-1337, Feb. 2009.
 - [26] R. Hemmer, “Intelligent IGBT drivers with exceptional driving and protection features“, 13th European Conference on Power Electronics and Applications, pp.1-4,Sept. 2009.
 - [27] D. Bortis, P. Steiner, J. Biela and J.W. Kolar, “Double-stage gate drive circuit for parallel connected IGBT modules“, IEEE International Power Modulators and High Voltage Conference, pp.388-391, May 2008.
 - [28] M.D. Mulligan, “High-efficiency gate driver for low-voltage CMOS dc-dc converters“, Ph.D. dissertation thesis, Stanford University, Dec. 2006.
 - [29] P. Lefranc, “Étude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance“, thèse de doctorat, Institute National des Sciences Appliquées de Lyon, Nov. 2005.

- [30] M. Hermwille, "Plug and Play IGBT Driver Cores for Converters Power Electronics Europe 02/06, pp. 30-32, Feb. 2006.
- [31] J Thalheim and H Rüedi, "Universal Chipset for IGBT and Power-MOSFET Gate Drivers", Proc. PCIM Europe Conference, 2007.
- [32] "Latest Generation IGBT Gate Drivers", Power system design Europe, Oct. 2008.
- [33] R. S. Chokhawala, J. Catt, and L. Kiraly, "A discussion on IGBT shortcircuit behavior and fault protection schemes", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 2, pp. 256-263, Mar./Apr. 1995.
- [34] L. Dulau, S. Pontarollo, A. Boimond, J.-F. Garnier, N. Giraudo, and O. Terrasse, "A new gate driver integrated circuit for IGBT devices with advanced protections", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 1, pp. 38-44, Jan. 2006.
- [35] H.P. Rothwangl and H. Schamböck, "Advanced IGBT control strategies improvement of the switching characteristics via active gate control", EPE 2003.
- [36] Y. Abe et al. "A novel method for loss reduction in high-voltage inverters", 40th IAS Annual Meeting IEEE Industry Applications Conférence, pp. 1849-1854, Oct. 2005.
- [37] P. J. Grbovic, "An IGBT gate driver for feed-forward control of turn-on losses and reverse recovery current", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 2, pp.643-652, Mar. 2008.
- [38] P. J. Grbovic, F. Gruson, N. Idir and P. Le Moigne, "Turn-on performance of reverse blocking IGBT (RB-IGBT) and optimization using advanced gate driver, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.25, no.4, pp.970-980, Apr. 2010.
- [39] R.D. Middlebrook and S Cuk, "A general unified approach to modelling switching converter stages", IEEE Power Specialists Conf., pp 18-34, 1976.
- [40] J. Sun, H. Grotstollen, "Averaged modelling of switching power inverters : reformulation and theoretical basis", 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1165-1172, Jul. 1992.
- [41] O. Al-Naseem, R. W. Erickson and P. Carlin, "Prediction of switching loss variations by averaged switch modeling", 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000.
- [42] P.A. Dahono, Y.R. Bahar, Y.Sato, T. Kataoka, "Damping of transient oscillations on the output LC filter of PWM inverters by using a virtual resistor", 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol.1, pp. 403-407, Oct. 2001.
- [43] S.R. Sanders, J.M. Noworolski, X.Z. Liu and G.C. Verghese, "Generalized averaging method for power conversion circuits", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.6, no.2, pp.251-259, Apr. 1991.
- [44] J. Mahdavi, A. Einaudi, M.D. Bellar and M. Ehsani, "Analysis of power electronic converters using the generalized state-space averaging approach",

- IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications, vol.44, no.8, pp.767-770, Aug 1997.
- [45] B. Puskaric, "Modeling of Single Phase Four Quadrant Converter Using A Multifrequency Averaging Approach", 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, pp.639-644, Nov. 2009.
 - [46] J. Sun and H. Grotstollen, "Symbolic analysis methods for averaged modeling of switching power converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.12, no.3, pp.537-546, May 1997.
 - [47] F.Vasca, L. Iannelli, M.K. Camlibel and R. Frasca, "A new perspective for modeling power electronics converters : complementarity framework", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.24, no.2, pp.456-468, Feb. 2009.
 - [48] W.P.M.H. Heemels, M.K. Camlibel and J.M. Schumacher, "On the dynamic analysis of piecewise-linear networks", IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications, vol.49, no.3, pp.315-327, Mar 2002.
 - [49] W. Kruiskamp and D. Leenaerts, "Behavioral and macro modeling using piecewise linear techniques", Analog Integrated Circuits and Signal Processing Journal, Springer, vol. 10, issue 1, Jan. 1996.
 - [50] P. Pejovic and D. Maksimovic, "A new algorithm for simulation of power electronic systems using piecewise-linear device models", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.3, pp.340-348, May 1995.
 - [51] S. Skogestad and I. Postlethwaite : "Multivariable feedback control - Analysis and design", Wiley, 2005.
 - [52] T.S. Lee, K.S. Tzeng and M.S. Chong, "Robust controller design for a single-phase UPS inverter using μ -synthesis" IEE Proceedings Electric Power Applications, vol.151, no.3, pp. 334-340, May 2004.
 - [53] Z.M. Pe, P.K. Jain and P.C. Sen, "Robust controller design for high frequency resonant inverter system with voltage mode control", 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, vol.1, pp. 41-46, Nov. 2004.
 - [54] L. Tzann-Shin, S.-J. Chiang and C. Jhy-Ming, " H_∞ loop-shaping controller designs for the single-phase UPS inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.16, no.4, pp.473-481, Jul 2001.
 - [55] N.A.Azli and W.S.Ning, "Application of fuzzy logic in an optimal PWM based control scheme for a multilevel inverter", 5th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol.2, pp 1280-1285, Nov. 2003.
 - [56] A.J. Forsyth and S.V. Mollow, "Modelling and control of DC-DC converters", IEE Power Engineering J., vol. 12, pp. 229-236, 1998.
 - [57] H. Sira-Ramirez and R. Silva-Ortigoza, "Control Design Techniques in Power Electronics Devices", Springer, 2009.
 - [58] Tan Siew-Chong, Y.M. Lai, M.K.H. Cheung and C.K. Tse, "On the practical design of a sliding mode voltage controlled buck converter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, pp. 425-437, 2005.

- [59] A. Astolfi, D. Karagiannis and R. Ortega, "Towards applied nonlinear adaptive control", Annual Rev. Control, vol. 32, pp. 136-148, 2008.
- [60] J. Morroni, R. Zane and D. Maksimovic, "Design and implementation of an adaptive tuning system based on desired phase margin for digitally controlled DC-DC converters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, pp. 559-564, 2009.
- [61] J. Morroni, L. Corradini, R. Zane and D. Maksimovic, "Adaptive tuning of switched-mode power supplies operating in discontinuous and continuous conduction modes", IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, pp. 2603-2611, 2009.
- [62] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi and P. Tenti, "General-purpose fuzzy controller for DC-DC converters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, pp. 79-86, 1997.
- [63] C. Elmas, O. Deperlioglu and H.H. Sayan, "Adaptive fuzzy logic controller for DC-DC converters", Expert Systems Appl., vol. 36, pp. 1540-1548, 2009.
- [64] C.-H. Cheng, P.-J. Cheng and M.-J. Xie, "Current sharing of paralleled DC-DC converters using GA-based PID controllers", Expert Systems Appl., vol. 37, pp. 733-740, 2010.
- [65] M. Rafiei, R. Ghazi, R. Asgharian, H. A. Toliat and M. Barakati, "Robust control methodologies for dc/dc PWM converters under wide changes in operating conditions", Proc. 6th WSEAS Internat. Conf. Syst. Theory Scientif. Comput., Elounda, pp. 200-210, 2006.
- [66] H. Fujioka, C.-Y. Kao, S. Alnér and U. Jönsson, "Robust tracking with H_∞ performance for PWM systems", Automatica, vol. 45, pp. 1808-1818, 2009.
- [67] H. El Fadil and F. Giri, "Robust nonlinear adaptive control of multiphase synchronous buck power converters", Control Engin. Practice, vol. 17, pp. 1245-1254, 2009.
- [68] M. J. Grimble, "Robust Industrial Control Systems - Optimal Design Approach for Polynomial Systems", Wiley, 2006.
- [69] M. Fliess and C. Join, "Model-free control and intelligent PID controllers : Towards a possible trivialization of nonlinear control", 15th IFAC Symp. System Identif., Saint-Malo, 2009.
- [70] D. Dindeleux, "Technique de la régulation industrielle", Eyrolles, 1981.
- [71] B. d'Andréa-Novel, C. Boussard, M. Fliess, O. El Hamzaoui, H. Mounier and B. Steux, "Commande sans modèle de vitesse longitudinale d'un véhicule électrique", 6^e Conf. Internat. Francoph. Automatique, Nancy, 2010.
- [72] S. Choi, B. d'Andréa-Novel, M. Fliess and H. Mounier, "Model-free control of automotive engine and brake for stop-and-go scenario", 10th IEEE Conf. Europ. Control Conf., Budapest, 2009.
- [73] P.-A. Gédouin, C. Join, E. Delaleau, J.-M. Bourgeot, S. Arbab-Chirani and S. Calloch, "Model-free control of shape memory alloys antagonistic actuators", 17th IFAC World Congress, Seoul, 2008.

- [74] P.-A. Gédouin, C. Join, E. Delaleau, J.-M. Bourgeot, S. Arbab-Chirani and S. Calloch, "A new control strategy for shape memory alloys actuators", 8th Europ. Symp. Martensitic Transformations, Sept. 2009.
- [75] C. Join, J. Masse and M. Fliess, "Étude préliminaire d'une commande sans modèle pour papillon de moteur", J. europ. syst. automat., vol. 42, pp. 337-354, 2008.
- [76] C. Join, G. Robert and M. Fliess, "Vers une commande sans modèle pour aménagements hydroélectriques en cascade", 6^e Conf. Internat. Francoph. Automat., Nancy, 2010.
- [77] J. Villagra and C. Balaguer, "Robust motion control for humanoid robot flexible joints", 18th Medit. Conf. Control Automation, Marrakech, 2010.
- [78] M. Fliess, C. and Join, and S. Riachi, "Nothing is as Practical as a Good Theory : Model-Free Control — Rien de plus utile qu'une bonne théorie : la commande sans modèle", 4èmes Journées Doctorales / Journées Nationales MACS, JD-JN-MACS, June 2011.
- [79] K. Sheng, B. W. Williams and S. J. Finney, "A review of IGBT models", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 6, Nov. 2000.
- [80] Z. Lounis, A. Khezzar, J. Rasoanarivo, B. Davat and K.A. Agbossou, "Analog behavioural modelling and simulation with SABER of three-phase IGBT voltage inverter fed asynchronous machine", IEEE 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, pp.494-499, Sept. 1998.
- [81] J.L. Tichenor, S.D. Sudhoff and J.L. Drewniak, "Behavioral IGBT modeling for predicting high frequency effects in motor drives", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.15, no.2, pp.354-360, Mar. 2000.
- [82] A. R. Hefner, "Analytical modeling of device-circuit interactions for the power insulated gate bipolar transistor (IGBT)", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.26, no.6, pp.995-1005, Nov./Dec. 1990.
- [83] M. H. Rashid, "Power electronics handbook : devices, circuits, and applications", Academic Press, 2006.
- [84] A. Agbossou, I. Rasoanarivo and B. Davat, "A comparative study of high power IGBT model behaviour in voltage source inverter", 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol.1, pp.56-61 vol.1, Jun. 1996.
- [85] L. Michel, X. Boucher, A. Chériti, P. Sicard et F. Sirois, "FPGA implementation of an optimal IGBT gate driver based on Posicast control", article révisé soumis suite à une acceptation conditionnelle, IEEE trans. on Power Electronics, Oct. 2011.
- [86] L. Michel, A. Chériti and P. Sicard, "Development of an Efficient IGBT Simulation Model", IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, pp.252-256, May 2009.
- [87] L. Michel, A. Chériti and P. Sicard, "Physical and system power electronics simulator based on a SPICE kernel", IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, pp.1-6, June 2010.

- [88] S. Pittet and A. Rufer, "The equivalent electron density concept for static and dynamic modeling of the IGBT base in soft- and hard-switching applications", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.22, no.6, pp.2223-2233, Nov. 2007.
- [89] K. Wanying, A. Hyungkeun and M.A.E. Nokali, "A parameter extraction algorithm for an IGBT behavioral model", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, no.6, pp. 1365-1371, Nov. 2004.
- [90] B. Van Brunt, "The calculus of variations", Ed. Springer, 2006.
- [91] L. S. Pontryagin, V. G. Boltyanskikh, R. V. Gamkrelidze and E. F. Mi-shcheknko, "The Mathematical Theory of the Optimal Process", Wiley-Interscience, 1962.
- [92] D.E. Kirk, "Optimal Control Theory, An Introduction", Prentice-Hall, 1970.
- [93] H. P. Geering, "Optimal Control with Engineering Applications", Springer, 2007.
- [94] V. V. Ternovskii and M. M. Khapaev, "Direct Numerical Method for Solving Optimal Control Problems", Doklady Mathematics, Vol. 77, No. 3, pp. 428-431., 2008.
- [95] O. M. Bashnyakov, "On optimal bang-bang control", Nonlinear Oscillations, Vol. 5, No. 2, 2002.
- [96] O.J.M. Smith, "Posicast Control of Damped Oscillatory Systems", Proceedings of the IRE, vol.45, no.9, pp.1249-1255, Sept. 1957.
- [97] J.A. Esquivel, J.R. Tello , "Posicast Control with Nonzero Initial Conditions", IEEE Latin America Transactions (Revista IEEE America Latina), vol.6, no.7, pp.587-591, Dec. 2008.
- [98] G. Cook, "An application of half-cycle Posicast", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.11, no.3, pp. 556-559, Jul 1966
- [99] J.Y. Hung, "Feedback control with Posicast", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.50, no.1, pp. 94-99, Feb. 2003.
- [100] M. Rasoulzadeh, M.B. Ghaznavi-Ghoushchi, "Oscillation controlled electronic systems design using Posicast-based pulse pre-shaping", 52nd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, pp.24-28, 2-5 Aug. 2009.
- [101] T. L. Floyd, "Fondements d'électronique", ed. Eyrolles, 2006.
- [102] P. Barrade, "Électronique de puissance - Méthodologie et convertisseurs élémentaires", PPUR, 2006.
- [103] J.-J E. Slotine and W. Li, "Applied nonlinear control", Prentice-Hall, 1991.
- [104] M. C. Readman, "Flexible joint robots", CRC Press, 1994.
- [105] Y. Granjon, "Automatique - Systèmes linéaires, non linéaires, à temps continu, à temps discret, représentation d'état", Dunod, 2001.
- [106] R. Raible, "A simplification of Jury's tabular form", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.19, no.3, pp. 248- 250, Jun 1974.

- [107] E. I. Jury and J. Blanchard. "A stability test for hear discrete systems in table form", PROC. IRE (Correspondence). vol. 44. pp. 1947-1948, Dec. 1961.
- [108] L. Michel, C. Join, M. Fliess, P. Sicard and A. Chérifi, "Model-free control of dc/dc converter", in 2010 IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, pp.1-8, June 2010.
- [109] Won Y. Yang, "Applied Numerical Methods Using MATLAB", Wiley, 2005.
- [110] M. Egerstedt and V.D. Blondel, "How hard is it to control switched systems ζ ", Proceedings of the 2002 American Control Conference, vol.3, pp. 1869- 1873, vol.3, 2002.
- [111] J. Sun, D.M. Mitchell, M.F. Greuel, P.T. Krein and R.M. Bass, "Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.16, no.4, pp.482-492, Jul. 2001.
- [112] K. J. Astrom, "Direct methods for nonminiimum phase systems", in 19th IEEE Conference on Decision and Control including the Symposium on Adaptive Processes, vol.19, pp.611-615, Dec. 1980.
- [113] E.-W. Bai and S. Dasgupta, "A minimal k-step delay controller for robust tracking of non-minimum phase systems", in Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control, vol.1, pp.12-17, Dec 1994.
- [114] A. Isidori, "A tool for semi-global stabilization of uncertain non-minimum-phase nonlinear systems via output feedback", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.45, no.10, pp. 1817-1827, Oct. 2000.
- [115] N. Wang, W. Xu and F. Chen, "Adaptive global output feedback stabilisation of some non-minimum phase nonlinear uncertain systems", IET Control Theory & Applications, vol.2, no.2, pp.117-125, Feb. 2008.
- [116] M. Benosman, F. Liao, K.-Y. Lum and J. Liang Wang, "Nonlinear Control Allocation for Non-Minimum Phase Systems", IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol.17, no.2, pp.394-404, Mar. 2009.
- [117] R. Gurumoorthy and S.R. Sanders, "Controlling Non-Minimum Phase Nonlinear Systems - The Inverted Pendulum on a Cart Example", 1993 American Control Conference, pp.680-685, June 1993.
- [118] D. Karagiannis, Z.P. Jiang, R. Ortega and A. Astolfi, "Output-feedback stabilization of a class of uncertain non-minimum-phase nonlinear systems", Automatica, vol. 41, Issue 9, September 2005.
- [119] I. Barkana, "Classical and simple adaptive control for nonminimum phase autopilot design", Journal of Guidance Control and Dynamics (2005), vol. 28, Issue : 4, pp. 631-638, 2005.
- [120] J. Marsden and T.S. Ratiu, "Introduction to Mechanics and Symmetry : A Basic Exposition of Classical Mechanical Systems". Springer, 1 January 1999.
- [121] R.J. O'Neale, "Preservation of phase space symplectic structure in symplectic integration", Ph.D. thesis, Massey University, Nouvelle Zélande, 2009.

- [122] A.M. Bloch, N.E. Leonard, J.E. Marsden, "Controlled Lagrangians and the stabilization of mechanical systems. I. The first matching theorem", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.45, no.12, pp.2253-2270, Dec. 2000.
- [123] A.M.Bloch, Eui Chang Dong; N.E. Leonard and J.E. Marsden , "Controlled Lagrangians and the stabilization of mechanical systems. II. Potential shaping", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.46, no.10, pp.1556-1571, Oct 2001.
- [124] J. E. Marsden, S. Pekarsky, S. Shkoller and M. West, "Variational methods, multisymplectic geometry and continuum mechanics", Journal of Geometry and Physics, Volume 38, Issues 3-4, June 2001, Pages 253-284.
- [125] A. N. Hirani, "Linearization methods for variational integrators and Euler-Lagrange equations", Master thesis, California Institute of Technology, 2000.
- [126] J.E. Marsden and M. West, "Discrete mechanics and variational integrators", Acta Numerica 10, 357-514, 2001.
- [127] Gilles Vilmart, "Étude d'intégrateurs géométriques pour des équations différentielles", Ph.D. dissertation thesis, École Normale Supérieure de Cachan, France, 2008.
- [128] M. West, "Variational integrators", Ph.D. thesis, California Institute of Technology, 2004.
- [129] J.P. Hiriart J.-B. Hiriart-Urruty, "Du calcul différentiel au calcul variationnel : un aperçu de l'évolution de P. Fermat à nos jours", Version écrite d'un exposé à la Journée FERMAT organisée à l'Hôtel d'Assézat de Toulouse en octobre 2004, sous l'égide de l'Académie des Sciences, Inscriptions et Belles-Lettres de Toulouse.
- [130] T. M. Atanackovic and Dj. S. Djukic, "A note on the classical brachistochrone", Zeitschrift für Angewandte Mathematik und Physik (ZAMP), Vol. 27, Issue 5, pp. 677-681, Sept. 1976.
- [131] J. Speyer, "Nonlinear feedback solution to a bounded Brachistochrone problem in a reduced state space", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.12, no.1, pp. 90-94, Feb. 1967.
- [132] J. Vlassenbroeck and R. Van Dooren, "A Chebyshev technique for solving nonlinear optimal control problems", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.33, no.4, pp.333-340, Apr. 1988.
- [133] A. Magnus, "Analyse numérique, Approximation, Interpolation et Intégration", Manuel du cours dispensé à l'université catholique de Louvain (Belgique), 2009.
- [134] <http://www.gnu.org/software/flex/>
- [135] <http://www.gnu.org/software/bison/>