



HAL
open science

Modélisation et commande d'une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries

Samantha Lacroix

► **To cite this version:**

Samantha Lacroix. Modélisation et commande d'une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries. Autre [cond-mat.other]. Université Paris Sud - Paris XI, 2013. Français. NNT : 2013PA112074 . tel-00836751

HAL Id: tel-00836751

<https://theses.hal.science/tel-00836751>

Submitted on 21 Jun 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITE PARIS-SUD

ÉCOLE DOCTORALE : STITS
Laboratoire de Génie Electrique de Paris

DISCIPLINE PHYSIQUE

THÈSE DE DOCTORAT

soutenue le 29/05/2013

par

Samantha LACROIX

**Modélisation et commande d'une chaîne de
conversion pour véhicule électrique intégrant la
fonction de charge des batteries**

Directeur de thèse :

Eric LABOURE

Professeur (Université Paris Sud)

Co-encadrant de thèse :

Mickaël HILAIRET

Professeur (Université de Franche-Comté)

Composition du jury :

Rapporteurs :

Maurice FADEL

Professeur (ENSEEIH)

Jean-Paul FERRIEUX

Professeur (Université Joseph Fourier)

Examineurs :

Serge PIERFEDERICI

Professeur (ENSEM)

Antoine BRUYERE

Ingénieur (Valeo)

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire de thèse ont été réalisés au LGEP (Laboratoire de Génie Electrique de Paris) au sein de l'équipe COCODI (Conception, Commande et Diagnostic) du département MOCOSEM (Modélisation et Contrôle de Systèmes Électromagnétiques). Mes plus vifs remerciements vont à toutes les personnes ayant contribuées au bon déroulement et à l'aboutissement de cette thèse, tant sur le plan professionnel que sur le plan personnel.

Je remercie M. Serge PIERFEDERICI, Professeur à l'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique, d'avoir accepté de me faire l'honneur de présider le jury. Je remercie également M. Maurice FADEL, Professeur à l'ENSEEIHHT et M. Jean-Paul FERRIEUX, Professeur à l'Université Joseph Fourier, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'en être les rapporteurs, ainsi que pour leur apports scientifiques en ayant enrichi ces travaux de leur remarques précieuses. Je tiens aussi à remercier M. Antoine BRUYERE, Docteur Ingénieur à Valeo, pour avoir participé au jury de ma thèse et pour son aide précieuse à certains moments clé de mon travail.

Je remercie également M. Frédéric BOUILLAULT, Professeur à l'Université Paris-Sud, Directeur du LGEP pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire. Je remercie M. Claude MARCHAND, Professeur à l'Université Paris-Sud, Responsable du département MOCOSEM et M. Demba DIALLO Professeur à l'Université Paris-Sud, Responsable de l'équipe COCODI.

Je remercie tout particulièrement mon directeur de thèse M. Eric LABOURE, Professeur à l'Université Paris-Sud pour son soutien durant ces années de thèse. Je lui exprime ma reconnaissance pour ses qualités scientifiques et humaines dont il m'a fait profiter aux travers de ses remarques pertinentes et constructives. J'exprime ma profonde gratitude à M. Mickaël HILAIRET, Professeur à l'Université de Belfort qui a codirigé ces travaux, pour m'avoir fait partager une partie de ses connaissances en automatique et pour ses encouragements. J'ai beaucoup appris en travaillant avec eux. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

Remerciements

Je remercie Mme Nejoua BEN HAMOUDA, Responsable du projet SOFRACI, M. Boris BOUCHEZ et M. Luis DE SOUZA, Ingénieurs Valeo, pour leur disponibilité et pour leur aide précieuse.

Je tiens aussi à remercier M. Eric BERTHELOT, Ingénieur d'Etude au département MOCOSEM, pour son aide pour le développement du dispositif expérimental, mais surtout pour sa patience lors de l'installation des logiciels de développement de la carte FPGA. Je remercie M. Michel POLICE pour ses apports mécaniques. Je remercie aussi Olivier HUBERT, administrateur du réseau informatique et toute l'équipe administrative pour l'aide apportée. Mes remerciements s'adressent également à tous mes collègues et amis pour leurs soutiens et encouragements.

Je remercie enfin, et tendrement, ma famille et particulièrement Othman qui m'accompagne au quotidien, pour m'avoir suivi, encouragé et soutenu durant cette longue aventure.

Table des matières

Glossaire	vi
Liste des figures	viii
Liste des tableaux	xiii
Introduction générale	1
Chapitre I : Etat de l’art du véhicule à traction électrique	5
1.1. Introduction	6
1.2. Le Véhicule Electrique	7
1.2.1. Bref Historique du Véhicule Electrique	7
1.2.2. Véhicule d’aujourd’hui.....	8
1.2.3. Les points faibles du VE.....	14
1.3. Les structures de chargeur	15
1.3.1. Principes	15
1.3.2. Contraintes normatives	16
1.3.3. Chargeurs inductifs.....	21
1.3.4. Chargeurs filaires	25
1.3.5. Commande associée au convertisseur	31
1.4. Bilan de l’état de l’art.....	34
1.5. Bibliographie	35
Chapitre II : Description et modélisation du chargeur SOFRACI	41
2.1 Introduction	42
2.2 Description et fonctionnement de la topologie.....	43
2.2.1 Fonctionnement général	43
2.2.2 Fonctionnement en mode traction	45
2.2.3 Fonctionnement en mode chargeur	46
2.2.4 Description de la machine polyphasée	49
2.2.5 Analyse critique de la structure	51

2.3	Modélisation en vue de la commande du système	52
2.3.1	Modèle de la machine synchrone à aimants permanent	52
2.3.2	Modèle du convertisseur électronique de puissance.....	59
2.4	Bilan de la description et modélisation du chargeur.....	66
2.5	Bibliographie	67
Chapitre III : Implémentation de stratégie de commande de convertisseur		69
3.1	Introduction	70
3.2	Présentation du banc d'essais	71
3.2.1	Source d'alimentation.....	71
3.2.2	Eléments inductifs	72
3.2.3	Convertisseur statique	72
3.2.4	Capteurs de mesure.....	73
3.2.5	Implantation matérielle de la commande.....	74
3.3	Asservissement en tension et courant d'un convertisseur de type Boost	76
3.3.1	Synthèse des régulateurs.....	76
3.3.2	Programmation des régulateurs	83
3.3.3	Validation du modèle et de la commande	87
3.4	Stratégie de commande de la structure SOFRACI.....	90
3.4.1	Introduction	90
3.4.2	Stratégie de commande par découplage des équations d'état.....	92
3.4.3	Stratégie de commande sans découplage.....	95
3.4.4	Comparaison des deux stratégies.....	96
3.4.5	Influence de la tension de mode commun	97
3.5	Conclusion.....	99
3.6	Bibliographie.....	101
Chapitre IV : Commande du convertisseur électronique de puissance de la structure SOFRACI		103
4.1	Introduction	104
4.2	Charge sur réseau monophasé	105
4.2.1	Rappel de la modélisation du système monophasé	105
4.2.2	Correcteur à action proportionnelle intégrale (PI).....	106
4.2.3	Correcteur numérique fondé sur le placement de pôles : RST	118
4.2.4	Correcteur RST pour consignes sinusoïdales	128
4.2.5	Conclusion des essais lors de la charge monophasé.....	138

4.3	Charge sur réseau triphasé.....	139
4.3.1	Rappel de la modélisation du système triphasé.....	139
4.3.2	Commande sans découplage par correcteurs PI.....	140
4.3.3	Commande sans découplage par correcteurs RST pour consignes sinusoïdales.....	142
4.4	Conclusion.....	143
4.5	Bibliographie.....	145
Conclusion générale et perspectives.....		147
Annexes		151
	Annexe 1 – Valeur des inductances propres et des mutuelles inductances de la MSAP en fonction de la position θ	151
	Annexe 2 – Synthèse des correcteurs PI utilisés pour l’asservissement des boucles de courant et de la boucle de tension	153

Abréviations

ASIC	Application-specific integrated circuit
CAN	Convertisseur analogique numérique
CEI	Commission électrotechnique internationale
CEM	Compatibilité électromagnétique
CLB	Configurable logic bloc
DSP	Digital signal processing
EN	European norm
E/S	Entrées/Sorties
FPGA	Field-programmable gate array
GES	Gaz à effet de serre
GIEC	Groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat
IEA	International energy agency
IEC	International Electrotechnical Commission
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor
ISO	International Organization for Standardization
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MRVDS	Machine à réluctance variable à double saillance
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
NF C	Norme française d'électricité
OMS	Organisation mondiale de la santé
PFC	Power factor corrector
PHS	Peripheral high-speed
PI	Proportionnel intégral
PLD	Programmable logic device
SOFRACI	Structure onduleur fort rendement à fonction de charge intégrée
SRAM	Static random access memory
SVM PWM	Space vector modulation pulse width modulation
VE	Véhicule électrique
VEH	Véhicule électrique hybride
VHDL	Hardware Description Language

VTh	Véhicule thermique
XSG	Xilinx System Generator

Liste des figures

Figure 1.1 – Exemple de réalisation : « La Jamais contente » en 1899 [MES 07].....	8
Figure 1.2 – Evolution des températures moyennes en France métropolitaine et dans le monde de 1900 à 2009 par rapport à une période de référence [OUR 12]	9
Figure 1.3 – Etat du nombre de barils de pétrole de 1970 à 2050 [EHS 05].....	10
Figure 1.4 – Classification des différentes chaînes de traction hybride	11
Figure 1.5 – Répartition des ventes de véhicules particuliers par type de carburant en 2010.....	12
Figure 1.6 – Synoptique des étapes de conversion d’un chargeur.....	15
Figure 1.7 – Modes de connexion définis par la norme IEC 61851-1.....	18
Figure 1.8 – Représentation des enroulements planaires	21
Figure 1.9 – Représentation du couplage inductif.....	22
Figure 1.10 – Synoptique de la structure du chargeur à couplage inductif	22
Figure 1.11 – Convertisseur « flyback » [LAO 98].....	23
Figure 1.12 – Convertisseur à résonance série	23
Figure 1.13 – Convertisseur à résonance parallèle.....	24
Figure 1.14 – Convertisseur à résonance série-parallèle [EGA 07]	25
Figure 1.15 – Synoptique du chargeur non embarqué [SOL 01].....	26
Figure 1.16 – Chargeur unidirectionnel entrelacé [MUS 12].....	26
Figure 1.17 – Chargeur unidirectionnel multi-niveaux [SIN 03]	27
Figure 1.18 – Chargeur embarqué monophasé utilisant une machine à réluctance variable [CHA 09]	28
Figure 1.19 – Chargeur embarqué monophasé utilisant deux moteurs [SHI 08]	28
Figure 1.20 – Chargeur monophasé avec utilisation d’un moteur possible [CHA 97].....	29
Figure 1.21 – Chargeur triphasé avec utilisation d’un moteur possible [CHA 97]	30
Figure 1.22 – Chargeur triphasé avec machine deux pôles. (a) Mode traction,	30
Figure 1.23 – Stratégie de commande du chargeur embarqué monophasé utilisant une MRVDS.....	32
Figure 1.24 – Stratégie de commande du chargeur triphasé utilisant une machine deux pôles [HAG 11]	33
.....	33
Figure 2.1 – Synoptique du dispositif électrique SOFRACI combiné d’alimentation et de charge. (a) Mode d’alimentation et de freinage récupératif. (b) Mode charge.....	44
Figure 2.2 – Schéma de puissance du dispositif électrique combiné d’alimentation et de charge.....	45
Figure 2.3– Schéma de puissance du dispositif de charge en monophasé.....	48
Figure 2.4 – Schéma de puissance du dispositif de charge en triphasé.....	49

Figure 2.5 – Géométrie de la machine synchrone – Vue de face du rotor	50
Figure 2.6 – Stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents [SES 11].....	50
Figure 2.7 – Vue 2D du maillage de la MSAP – Ligne de champs et densité de flux à vide.....	53
Figure 2.8 – Exemple de variation d’une inductance et mutuelle propres en fonction de la position du rotor	54
Figure 2.9 – Configuration 1 des enroulements. (a) Mise en parallèle de L_{k1} et L_{k2} . (b) Configuration simulée et répartition des lignes de champs	54
Figure 2.10 – Configuration 2 des enroulements. (a) Mise en parallèle de L_{k1} et L_{k3} . (b) Configuration simulée et répartition des lignes de champs	55
Figure 2.11 – Allures des inductances et mutuelles propres de la MSAP en fonction de la position mécanique du rotor (θ)	57
Figure 2.12 – Modèle électrique équivalent de la MSAP.....	59
Figure 2.13– Schéma du hacheur parallèle.....	60
Figure 2.14– Exemple de cellules de commutations	61
Figure 2.15– Schéma équivalent du hacheur parallèle	61
Figure 2.16 – Schéma électrique équivalent du hacheur parallèle (Boost)	62
Figure 2.17 – Schémas équivalents moyens du hacheur parallèle [Fer 94].....	63
Figure 2.18 – Schémas équivalents petits signaux de deux cellules de commutations [RID 91, RID 99]	64
Figure 2.19 – Schéma équivalent petits signaux du hacheur parallèle	65
Figure 3.1 – Synoptique de la structure générale du banc d’essais DS5203	71
Figure 3.2 – Structure électronique de puissance du banc d’essais.....	73
Figure 3.3 – Architecture générale d’un FPGA [DSP 10].....	75
Figure 3.4 – Schéma bloc de la structure de commande du convertisseur Boost.....	76
Figure 3.5 – Représentation d’un bras de pont du convertisseur.....	77
Figure 3.6 – Représentation sous forme de schéma bloc de la boucle d’asservissement de courant	78
Figure 3.7 – Schéma bloc du correcteur RST discret.....	79
Figure 3.8 – Schéma bloc de la boucle d’asservissement de tension dans le cas d’un Boost	81
Figure 3.9 – Schéma bloc de la boucle d’asservissement de tension dans le cas d’une absorption sinus	82
Figure 3.10 – Schéma global des étapes d’implémentation sur une cible FPGA.....	84
Figure 3.11 – Schéma bloc du correcteur PI sur XSG	85
Figure 3.12 – Schéma bloc minimisant le nombre d’opérateurs nécessaires pour synthétiser une fonction de transfert en z mise sous forme rationnelle.....	85
Figure 3.13 – Allure du courant pour un codage en virgule flottante et en virgule fixe du gain proportionnel du correcteur PI	86

Figure 3.14 – Génération de la tension MLI	87
Figure 3.15 – Résultats de simulation de la commande du courant i_L pour les correcteurs PI et RST .	88
Figure 3.16 – Résultats de simulation des commandes de tension et de courant en continu pour les correcteurs PI et RST	88
Figure 3.17 – Résultats de simulation des commandes de tension et de courant sinusoïdal . (correcteurs PI).....	89
Figure 3.18– Résultats expérimentaux des deux boucles imbriquées.	90
Figure 3.19 – Schéma de puissance du convertisseur SOFRACI en mode chargeur sur un réseau monophasé.....	91
Figure 3.20 – Représentation sous forme de schéma bloc de la stratégie de commande par changement de base (Stratégie 1)	93
Figure 3.21 – Schéma bloc de la stratégie de commande sans découplage (Stratégie 2).....	95
Figure 3.22 – Asservissement des courants réseau pour chaque stratégie : (a) Stratégie 1 : Commande par changement de base. (b) Stratégie 2 : Commande sans découplage	96
Figure 3.23 – Asservissement des courants réseau avec un déséquilibre des impédances des phases. (a) Stratégie 1 : Commande par changement de base. (b) Stratégie 2 : Commande sans découplage.....	97
Figure 3.24 – Allures d’un rapport appliqué au bras du convertisseur en fonction de la tension de mode commun v_{mc}	97
Figure 3.25 – Oscillogrammes des tensions v_A et v_B aux bornes des IGBTs lors de l’absorption sinusoïdale d’un courant, en fonction de la tension de mode commun v_{mc}	98
Figure 3.26 – Oscillogrammes des tensions v_A et v_B aux bornes des IGBTs en fonction de v_{mc}	99
Figure 4.1 – Schéma de puissance du convertisseur pour un réseau monophasé.....	105
Figure 4.2 – Comparaison 1 des résultats de la stratégie 1 avec des régulateurs PI pour une variation de [160 – 180] V	108
Figure 4.3 – Comparaison 2 des résultats de la stratégie 1 avec des régulateurs PI pour une régulation de U_{dc} à 160 V	108
Figure 4.4 – Résultats de la stratégie 1 lors d’un test de robustesse avec des régulateurs PI pour une variation de [160 - 180] V et $v_{mc} = U_{dc}/2$	109
Figure 4.5 – Résultats expérimentaux de la stratégie 1 avec des régulateurs PI pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$	110
Figure 4.6 – Résultats expérimentaux de la stratégie 1 avec des régulateurs PI pour une régulation de U_{dc} à 160 V et $v_{mc} = U_{dc}/2$	111
Figure 4.7 – TFD de la tension réseau v_{res}	112
Figure 4.8 – TFD des courants Δi_{ab} et $\Delta i_{a'b'}$ pour $v_{mc} = U_{dc}/2$	112
Figure 4.9 – Résultats de la stratégie 2 avec des régulateurs PI pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$	114

Figure 4.10 – Résultats de la stratégie 2 lors d'un test de robustesse avec des régulateurs PI pour une variation de [160 - 180] V et $v_{mc} = U_{dc}/2$	115
Figure 4.11 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs PI pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$	116
Figure 4.12 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs PI pour une régulation de U_{dc} à 160 V et $v_{mc} = U_{dc}/2$	116
Figure 4.13 – TFD des courants pour la stratégie 2 (PI) avec $v_{mc} = U_{dc}/2$	117
Figure 4.14 – Schéma de principe d'un correcteur numérique RST	119
Figure 4.15 – Fonctions de transfert du système bouclé en fonction de la sortie du système $Y(z)$ et de la commande $U(z)$	120
Figure 4.16 – Schéma de principe d'un correcteur numérique RST avec anti-windup.....	122
Figure 4.17 – Résultats de la stratégie 2 avec des régulateurs RST classique pour une variation de..	124
Figure 4.18 – Résultats de la stratégie 2 lors d'un test de robustesse avec des régulateurs RST classique pour une variation de [160 - 180] V et $v_{mc} = U_{dc}/2$	125
Figure 4.19 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs RST classique pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$	126
Figure 4.20 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs RST classique pour une régulation de U_{dc} à 160 V et $v_{mc} = U_{dc}/2$	127
Figure 4.21 – TFD des courants pour la stratégie 2 (RST classique) avec $v_{mc} = 0$	127
Figure 4.22 – Schéma de principe d'un correcteur numérique RST avec filtrage des entrées de perturbations.....	131
Figure 4.23 – Résultats de la stratégie 2 avec des régulateurs RST « sinusoïdal » pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$	132
Figure 4.24 – Résultats de la stratégie 2 lors d'un test de robustesse avec des régulateurs RST « sinusoïdal » pour une variation de [160 - 180] V et $v_{mc} = U_{dc}/2$	133
Figure 4.25 – Analyse fréquentielle en boucle fermée des deux correcteurs RST.....	134
Figure 4.26 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs RST « sinusoïdal » pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$ (Boucle de tension en U_{dc}^2)	135
Figure 4.27 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs RST « sinusoïdal » pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$ (Boucle de tension d'un Boost).....	136
Figure 4.28 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs RST « sinusoïdal » pour une régulation de U_{dc} à 160 V et $v_{mc} = U_{dc}/2$ (Boucle de tension d'un Boost).....	136
Figure 4.29 – TFD des courants pour la stratégie 2 (RST « sinusoïdal ») avec $v_{mc} = U_{dc}/2$	137
Figure 4.30 – Schéma de puissance du convertisseur pour un réseau triphasé.....	139
Figure 4.31 – Résultats de la stratégie 2 (Cas triphasé) avec des régulateurs PI pour une variation de [400 – 420] V	141

Liste des figures

Figure 4.32 – Résultats de la stratégie 2 (Cas triphasé) lors d'un test de robustesse avec des régulateurs PI pour une variation de [400 – 420] V	142
Figure 4.33 – Résultats de la stratégie 2 (Cas triphasé) avec des régulateurs RST « sinusoïdaux » pour une variation de [160 – 180] V	143
Figure A.1 – Allures des inductances propres en fonction de la position mécanique du rotor (θ).....	151
Figure A.2 – Allures des mutuelles inductances en fonction de la position mécanique du rotor (θ) ..	152

Liste des tableaux

Tableau 1.1 – Temps de charge des batteries [BRE 11].....	16
Tableau 1.2 – Limites de la norme IEC 61 000-3-2.....	20
Tableau 2.1 – Caractéristique mécanique.....	51
Tableau 4.1 – Synthèse des performances de la stratégie 1 selon le mode de fonctionnement.....	113
Tableau 4.2 – Synthèse des performances de la stratégie 2 selon le mode de fonctionnement.....	117
Tableau 4.3 – Synthèse générale des performances des deux stratégies	118
Tableau 4.4 – Valeur des coefficients des polynômes R , S et T	124
Tableau 4.5 – Synthèse des performances de la stratégie 2 selon le mode de fonctionnement.....	128
Tableau 4.6– Valeur des coefficients des polynômes R , S et T (<i>cas sinusoïdal</i>).....	133
Tableau 4.7 – Synthèse des performances de la stratégie 2 selon le mode de fonctionnement (RST « sinusoïdal »)	137
Tableau 4.8 – Synthèse générale des performances des deux correcteurs RST	138

Introduction générale

Dans le sillage de la reconstruction d'après-guerre, l'économie mondiale a connu une forte période de transformation. Au cours de cette période désignée par un économiste comme étant « les Trente Glorieuses », les pays occidentaux ont connu une croissance exceptionnelle et régulière, entraînant ainsi une évolution et un changement des modes de vie. Ces changements ont contribué aux prémices d'une société de consommation. L'industrialisation de masse, l'abondance des ressources fossiles et le déploiement de l'énergie électrique ont permis de contribuer au confort des populations. Le gap technologique connu durant ces années a été considérable dans tous les domaines (transport, énergie, communication,...).

Aujourd'hui, nous devons faire face à une problématique complètement différente. Les effets engendrés par une industrialisation et une consommation excessives sont visibles sur les ressources naturelles de la planète. Ainsi, la nécessité d'économiser les ressources énergétiques et d'empêcher le réchauffement climatique par l'effet de serre, commence à mener vers une nouvelle façon de penser l'Economie. La prise de conscience générale conduit vers un nouveau modèle de marché fondé sur le développement de produits plus respectueux de l'environnement et des générations futures. Les défis actuels sont donc de proposer des solutions industrielles prenant en compte toutes les contraintes écologiques durant tout le cycle de vie d'un produit, tout en conservant ou en améliorant le niveau de confort acquis.

Le secteur automobile, loin d'être épargné par ces nouveaux challenges, se retrouve même au cœur des changements, étant donné qu'il contribue à 22 % des émissions de gaz à effet de serre, responsables de la pollution atmosphérique et du réchauffement climatique. Ainsi, la nécessité de s'orienter vers des ressources énergétiques alternatives au pétrole, a engendré l'électrification progressive des véhicules. L'apparition sur le marché de nouvelles technologies pour des véhicules hybride permettant d'optimiser et de réduire la consommation de carburant a été l'une des premières étapes. Depuis quelques années, des véhicules à traction entièrement électrique ont intégré les marchés internationaux. Sur ce point, la France

a accumulé beaucoup de retard par rapport à des pays comme le Japon ou les Etats-Unis, notamment sur les infrastructures de recharge nécessaires.

Dans ce contexte économique mondial de plus en plus compétitif, des pôles de compétitivité ont été créés pour favoriser et développer la capacité d'innovation sur des marchés porteurs. Ainsi la thématique de recherche de ce travail de thèse est soutenue par le Domaine d'Activité Stratégique (DAS) Mécatronique du pôle de compétitivité Mov'éo. Elle s'inscrit dans le cadre du projet SOFRACI (Structure Onduleur à Fort Rendement et à fonction de Charge Intégrée). Ce projet piloté par l'équipementier automobile Valeo, vise à développer un système permettant la traction, la charge et la régénération d'énergie d'un véhicule électrique, tout en optimisant l'utilisation de tous les éléments de la chaîne de puissance. Les principales innovations de l'architecture proposée dans ce projet sont l'utilisation de la machine de traction du véhicule lors de la charge de celui-ci, l'absence totale de reconfiguration entre ces deux opérations et l'adaptabilité à tout type de réseau d'alimentation électrique et de batteries. Ces innovations permettent donc de réduire l'encombrement du véhicule, ainsi que le coût total.

Les travaux qui seront présentés dans ce mémoire ont pour objectif d'établir et de valider la commande du convertisseur permettant la charge du dispositif de stockage. Pour cela, le premier chapitre sera consacré à rappeler l'historique des véhicules électriques, montrant que ce dernier n'a jusqu'alors pas réussi à s'implanter durablement sur le marché de l'automobile. Puis, nous dresserons un état de l'art des architectures de chargeurs de batteries inductifs et filaires. A partir de cet état de l'art, nous verrons les principales stratégies de commande appliquées aux chargeurs.

Le second chapitre permettra de présenter l'architecture SOFRACI dans les modes de fonctionnement de traction et de charge. Les configurations pour les modes d'alimentation sur un réseau monophasé et triphasé seront décrites. Ensuite, une analyse critique de la structure sera menée, permettant une comparaison avec les structures présentées au premier chapitre. Enfin, nous présenterons différents niveaux de modélisation des convertisseurs commandés, en se référant à l'exemple d'un convertisseur Boost, et nous donnerons les hypothèses sur lesquelles s'appuient ces modélisations.

L'objectif du troisième chapitre sera de présenter l'implémentation des stratégies de commande du convertisseur. Pour cela, dans un premier temps, les éléments du banc d'essai seront décrits. Puis, à partir des modèles établis au second chapitre, l'implémentation des lois

de commande du convertisseur Boost, ainsi que les résultats permettant la validation seront présentés. L'accent sera mis sur les parties de commande implantées sur la carte FPGA DS 5203, dont l'outil de programmation vise à simplifier le travail d'un concepteur. Et enfin, nous terminerons ce chapitre par la description de deux stratégies de commande du convertisseur électronique de puissance de l'architecture SOFRACI monophasée, fondées sur un changement de base pour la première et sur une stratégie sans découplage magnétique pour la seconde.

Dans le dernier chapitre, l'objectif sera de comparer différentes commandes, et d'évaluer les meilleurs choix à opérer pour contrôler le convertisseur de puissance fonctionnant en mode chargeur sur un réseau d'alimentation monophasé. Pour cela, nous utiliserons la modélisation donnée dans le deuxième chapitre. Les résultats expérimentaux seront présentés pour une synthèse de correcteur PI puis RST. La configuration du système nécessitant l'absorption de courants sinusoïdaux et donc la poursuite de consigne de courants sinusoïdaux, nous montrerons qu'il est possible de synthétiser un correcteur RST intégrant la forme de la consigne lors de la phase de conception. Cette synthèse particulière permet de réduire l'erreur dynamique liée à la poursuite d'une consigne variable.

Chapitre I

Etat de l'art du véhicule à traction électrique

Sommaire

1.1.	Introduction	6
1.2.	Le Véhicule Electrique	7
1.2.1.	Bref Historique du Véhicule Electrique	7
1.2.2.	Véhicule d'aujourd'hui.....	8
1.2.3.	Les points faibles du VE.....	14
1.3.	Les structures de chargeur	15
1.3.1.	Principes	15
1.3.2.	Contraintes normatives.....	16
1.3.3.	Chargeurs inductifs.....	21
1.3.4.	Chargeurs filaires	25
1.3.5.	Commande associée au convertisseur	31
1.4.	Bilan de l'état de l'art.....	34
1.5.	Bibliographie	35

Ce travail vise l'étude d'un chargeur de batterie, essentiel au développement du véhicule électrique. L'objectif de ce chapitre est de présenter les solutions technologiques permettant de remplir cette fonction. Pour cela, dans une première partie, l'évolution du véhicule électrique allant du XIX siècle à aujourd'hui est décrite. Puis, dans une seconde partie, l'accent est porté sur un état de l'art des structures de chargeurs. Pour enfin présenter les diverses lois de commande appliquées à ces systèmes.

1.1. Introduction

Ces dernières années, les avancées technologiques en électronique de puissance et en électrotechnique ont rendu abordable l'électrification de certaines fonctions, notamment dans le secteur du transport (automobile, aéronautique) et ont facilité leur mise en œuvre. En effet, l'arrivée de nouveaux composants plus petits, plus performants et moins coûteux, associée à l'expérience acquise dans le domaine des fortes puissances de la traction ferroviaire et le développement de nouvelles techniques de commande permettent la réalisation de chaînes de traction plus performantes en termes de rendement, couple et vitesse [BRE 11].

Pour que les véhicules à traction électrique se développent et soient aussi compétitifs que possible vis-à-vis de leurs homologues à moteur thermique, de nombreuses infrastructures de recharge facilement accessibles sont indispensables. Le déploiement de ces véhicules nécessite donc une infrastructure adaptée à une autonomie limitée, avec des dispositifs et des équipements différents selon les situations de stationnement et d'utilisation.

De nombreuses études sont menées pour améliorer toutes les performances du véhicule à traction électrique, en portant une attention particulière à l'autonomie. Ces études concernent aussi bien la technologie des moteurs électriques, les éléments de puissance (convertisseurs) que les lois de commande qui leur sont appliquées. Confrontés aux contraintes de ce nouveau type d'application, les constructeurs de batteries et les chercheurs ont développé différents type de batteries utilisant de nouveaux couples électrochimiques. En 1995, les constructeurs automobiles français (Renault, PSA) avaient équipé leur véhicule de batteries nickel-cadmium, dont le coût était prohibitif [MOS 11]. Parmi les autres couples électrochimiques, les batteries nickel-hydrure de métal possèdent des performances massiques et volumiques supérieures aux technologies à base de plomb ou de cadmium, mais présentent une durée de vie faible pour une application de traction [CAI 01, PEU 01]. A l'heure actuelle, seules les batteries lithium-ion semblent offrir les meilleures performances massiques et volumiques de capacité énergétique. Toutefois, un système de sécurité doit être associé à ce type de batteries. Chaque élément est géré séparément pour éviter tout déséquilibre de charge et établir un compromis entre capacité résiduelle et sécurité. Un autre compromis majeur demeure le coût et la durée de vie. En effet, pour augmenter la durée de vie de ces dispositifs, des additifs sont ajoutés à l'électrode positive, augmentant considérablement le prix de la batterie [CHA 02, JOS 06].

Les chargeurs associés aux batteries sont aussi des éléments importants à prendre en compte lors de la phase de conception. Plusieurs systèmes ont été développés en essayant de répondre au mieux aux exigences relatives à la fonction de charge du véhicule électrique (VE) et aux exigences normatives vis-à-vis du réseau électrique et des équipements environnants. Il existe deux principaux types de chargeur. Le premier avec contact ohmique, dans lequel le transfert d'énergie de la source à la batterie s'effectue par conduction et le second, sans contact, dont le principe est fondé sur un transfert par induction. Pour ces deux catégories de chargeurs, les notions de chargeur « lent » ou « rapide » sont présentes, selon les niveaux de puissances transmises. Ces dispositifs de recharge répondent à ces attentes, les critères de choix s'effectuent alors en fonction des normes de sécurité, de l'encombrement et du coût.

1.2. Le Véhicule Electrique

1.2.1. Bref Historique du Véhicule Electrique

L'histoire du véhicule électrique a commencé au XIX siècle par la conception des premiers prototypes, allant du train miniature à la carriole. En 1865, la batterie rechargeable découverte par Gaston Planté, puis améliorée par Camille Faure en 1881, ont permis l'essor des voitures électriques [MES 07].

Depuis quelques années, un regain d'intérêt est porté au véhicule électrique. Ce n'est pas la première fois que celui-ci est vu comme alternative ou complément aux véhicules thermiques (VTh). Ainsi, au cours des siècles derniers, le véhicule électrique n'a eu de cesse de concurrencer ses homologues thermiques, sans pour autant remporter de franc succès. Pourtant, en 1897, un premier projet à grande échelle voit le jour à New-York concernant la flotte de taxis. Puis, deux ans après, à la suite des premiers records de « La Jamais contente » atteignant 100 km/h, de l'ingénieur belge Camille Jenatzy, les premières motorisations grand public auraient pu être électriques. Bien que, en 1900, sur 4200 véhicules fabriqués aux Etats-Unis, 22 % étaient à essence, 38 % électrique et 40 % à vapeur, les faibles performances d'autonomie face aux thermiques eurent tôt fait de mettre fin à ce développement [SYR 11].

Une situation conjoncturelle de restriction économique et énergétique pendant la Seconde Guerre mondiale a fait renaître l'intérêt pour les alimentations ou motorisations alternatives

telles que les gazogènes ou les moteurs électriques [POR 81]. Ainsi, au cours de cette période, un constructeur automobile français (Peugeot) a fabriqué 20 000 exemplaires du « Véhicule Léger de Ville » et développé la 202 électrique [MOS 11]. La fin du conflit mondial et le réapprovisionnement de l'Europe en combustible fossile ont mis un terme aux projets électriques. Il a fallu attendre le grand choc pétrolier de 1973 pour que le véhicule électrique réapparaisse de façon temporaire comme alternative, freiné par le peu de progrès technologiques sur les batteries et par des prix beaucoup trop élevés.



Figure 1.1 – Exemple de réalisation : « La Jamais contente » en 1899 [MES 07]

1.2.2. Véhicule d'aujourd'hui

1.2.2.1. Problématiques actuelles

La troisième vague de véhicules électriques, moins éphémère que les deux premières, fut provoquée par une situation politique structurelle agrémentée d'une prise de conscience écologique et géologique. L'effet de serre, processus naturel d'absorption de la chaleur émise par le soleil, permet le maintien d'une température moyenne de 15 °C à la surface de la Terre. Les activités humaines (agriculture, industrie, transport...) entraînent le rejet de gaz à effet de serre (GES). La concentration de ces gaz dans l'atmosphère s'accroît et provoque un réchauffement climatique comme illustré sur la Figure 1.2. Les travaux du groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat (GIEC) ont montré que les impacts de l'augmentation des températures en termes environnemental, social, économique, sanitaire seraient majeurs [INS 11]. Afin de préserver l'environnement et éviter un réchauffement climatique rapide de la planète, les pays signataires du protocole de Kyoto se sont engagés à réduire leurs émissions de principaux gaz à effet de serre de 5 % à l'horizon 2012 par rapport au niveau de 1990. Sachant que 90 % du dioxyde de carbone émis provient de la combustion

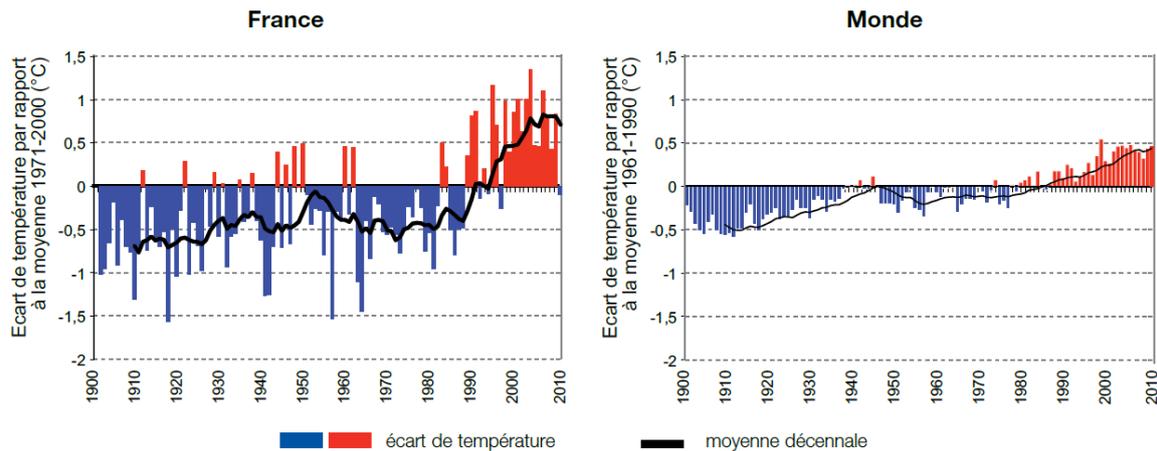


Figure 1.2 – Evolution des températures moyennes en France métropolitaine et dans le monde de 1900 à 2009 par rapport à une période de référence [OUR 12]

des énergies fossiles (produits pétroliers, charbon, gaz naturel) et est donc directement lié aux consommations d'énergie. Le gouvernement français quant à lui, s'est fixé un objectif de division par quatre des émissions de GES par habitant pour 2050 [OUR 12].

Un autre facteur favorise l'étude d'énergies alternatives, la raréfaction des combustibles fossiles. Or, la grande majorité des combustibles utilisés dans le transport sont des combustibles liquides provenant du pétrole. Le pétrole résulte de la décomposition de matière organique emprisonnée dans des formations géologiques particulières, ce processus est très long, puisqu'il est issu du passé géologique d'une région. De part leur nature, les ressources pétrolières sont donc limitées, augmentant considérablement le coût du baril de pétrole. Une étude [EHS 05] a montré que si le taux de découverte de ressources fossiles devait continuer à son niveau actuel et que la consommation devait augmenter, alors les ressources de pétrole seraient épuisées d'ici 2038 (cf. Figure 1.3).

Face à ces enjeux, le véhicule électrique apparaît comme une alternative au véhicule thermique. Bien qu'aujourd'hui, le secteur du transport, ne soit pas l'unique responsable de la dégradation de la qualité de l'air, il en détient toutefois une part non négligeable (22 %) au niveau européen. Alors, de nombreux projets visant à dynamiser le développement des énergies alternatives et à renouer avec le véhicule électrique pour les déplacements particuliers et collectifs, voient le jour. En 2009, les ministres de l'écologie et de l'industrie ont présenté un plan national pour la mise en circulation de deux millions de voitures électriques et hybrides d'ici 2020. Ces nouveaux modèles occupent une part croissante dans le marché global des véhicules.

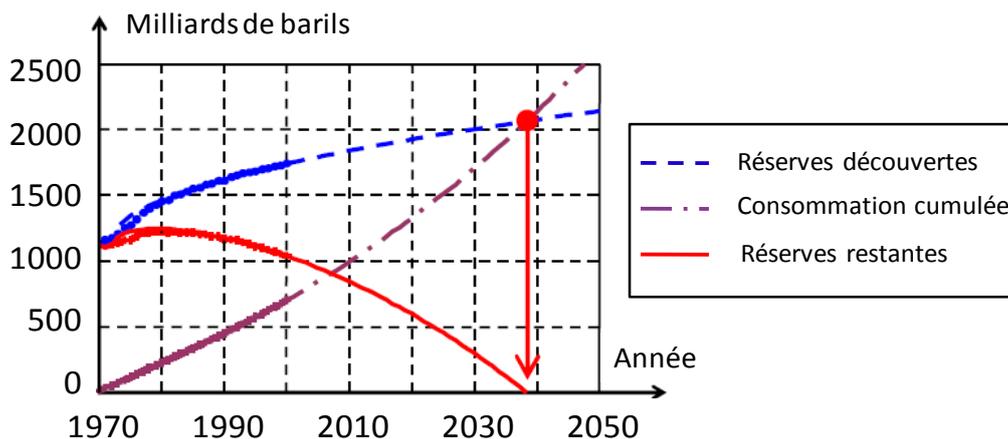


Figure 1.3 – Etat du nombre de barils de pétrole de 1970 à 2050 [EHS 05]

1.2.2.2. L'hybride

Un véhicule est qualifié d'hybride, si celui-ci possède deux sources de natures différentes [SCO 04]. Cette définition n'est pas tout à fait exacte, car un véhicule traditionnel peut être assimilé à un véhicule électrique hybride (VEH) (batterie et réservoir de carburant). Une autre définition exposée par l'International Energy Agency (IEA) dans un rapport technique [LHO 07] précise que : « un véhicule hybride a un groupe motopropulseur dans lequel l'énergie peut être transmise par au moins deux dispositifs de conversion d'énergie différents (moteur à combustion interne, turbine à gaz, machine électrique, moteur hydraulique, pile à combustible...) tirant l'énergie d'au moins deux dispositifs de stockage d'énergie différents (réservoir à carburant, batterie, volant d'inertie, supercondensateur...). L'énergie qui circule d'un dispositif de stockage aux roues, doit contenir au moins un flux réversible ou irréversible. Dans un véhicule électrique hybride le dispositif de stockage d'énergie réversible fournit l'énergie électrique ». Le concept du VEH a été développé avec les objectifs suivants [BAD 04] :

- Améliorer les conditions de fonctionnement du moteur thermique permettant une diminution de la consommation et de la pollution,
- Préparer la transition vers un réseau électrique de bord de plus haute tension et plus puissant,
- Permettre au véhicule d'être utilisé en mode tout électrique de façon à éliminer les émissions locales,
- Permettre la transition vers la consommation d'autres ressources énergétiques que le pétrole en utilisant le vecteur électrique.

Les véhicules hybrides sont souvent classifiés en quatre catégories, Micro hybrid, Mild hybrid, Full hybrid et Plug-in hybrid. La chaîne de traction peut être réalisée par deux configurations principales, série ou parallèle. Afin de positionner chacune de ces catégories par rapport au VTh et au VE, sans forcément rentrer dans les détails, la figure ci-dessous donne une image d'ensemble en fonction de la complexité technologique, l'autonomie et le facteur écologique.

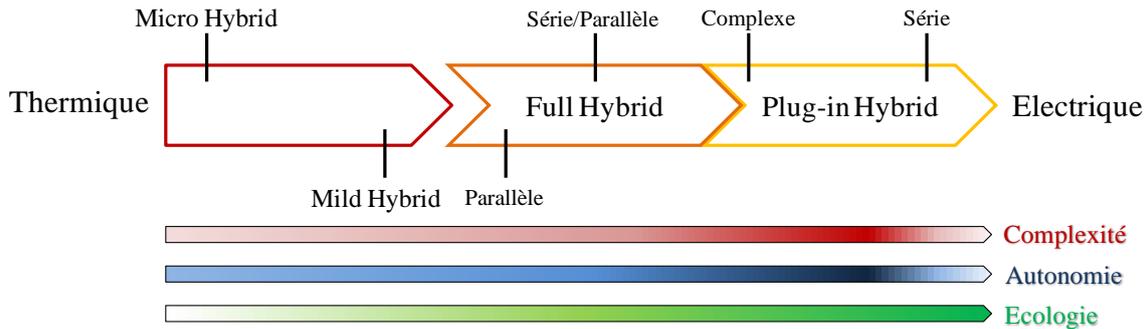


Figure 1.4 – Classification des différentes chaînes de traction hybride

Les catégories Full Hybrid et Plug-in Hybrid se juxtaposent sur la Figure 1.4 afin de souligner qu'ils peuvent avoir la même architecture, le Plug-in Hybrid étant rechargeable par rapport au Full Hybrid. Les véhicules Plug-in Hybrid rassemblent à la fois les avantages du thermique et de l'électrique, c'est-à-dire une grande autonomie et ils sont plus écologiques qu'un VTh, au détriment de la complexité. Voici quelques exemples de réalisation illustrant chacune des catégories :

- Micro Hybrid : une hybridation simple telle que la fonction « stop-start » [BRU 09], dont l'objectif est de réduire la consommation en carburant du véhicule, assuré par l'arrêt automatique du moteur thermique à chaque arrêt du véhicule (à un feu de circulation, dans un embouteillage, etc.). Le redémarrage automatique étant le plus rapide et le plus silencieux possible pour apparaître transparent pour le conducteur. Cette fonction est réalisée par un alterno-démarrreur.
- Mild Hybrid : l'alterno-démarrreur est remplacé par un moteur électrique plus puissant capable d'assister le moteur thermique lors de la traction ou encore de récupérer l'énergie cinétique lors du freinage [MES 07]. Le constructeur BMW a introduit en 2009 un modèle Mild Hybrid de la Concept Série 7 ActiveHybrid assurant les fonctions précédentes [GRE 08].

- Full Hybrid : il est équipé de moteurs thermique et électrique de puissance équivalente, ainsi que d'une batterie de plus grande autonomie, entraînant le véhicule en fonctionnement tout électrique. Les courtes distances à faible vitesse sont parcourues avec le moteur électrique laissant la priorité à l'essence pour les longues distances (Toyota Prius, Nissan Tino Hybrid, gamme FullHybrid Lexus) [BAD 01].
- Plug-in Hybrid : il possède les mêmes caractéristiques qu'un Full Hybrid, à l'exception d'une batterie de plus grande capacité rechargeable à partir d'une prise électrique et permettant de gagner en autonomie lors des phases de fonctionnement tout électrique [CHA 11]. Toyota a commencé la commercialisation grand-public de la Prius Hybride Rechargeable [CHA 02].

Malgré l'existence de toutes ces catégories d'hybride, une étude sur l'évolution du marché automobile français en 2010 [ADE 11] montre la très faible proportion de ce type de véhicules. La répartition des ventes de véhicules particuliers par type de carburant est donnée par la Figure 1.5.

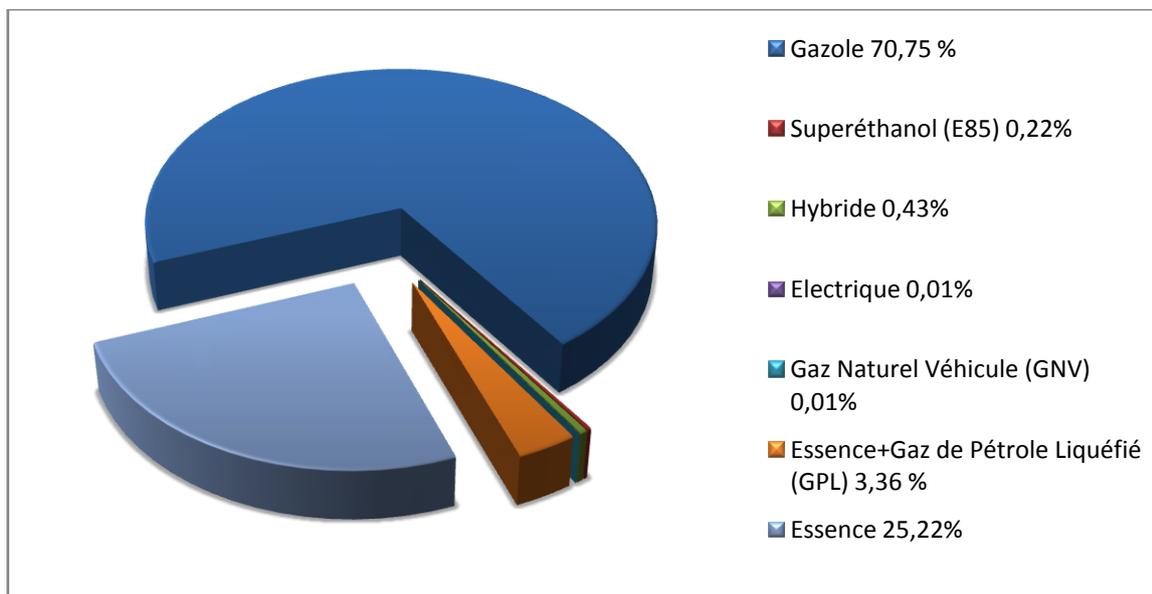


Figure 1.5 – Répartition des ventes de véhicules particuliers par type de carburant en 2010

1.2.2.3. Le tout électrique

Un véhicule électrique est défini comme étant une automobile entraînée par un ou des moteurs électriques alimentés par des batteries ou des piles à combustible. L'autonomie est

donc directement liée à la source d'alimentation de ces moteurs. Voici quelques exemples d'autonomies affichées par les constructeurs automobiles :

- BMW MiniE : batterie lithium-ion de 32 kWh, autonomie de 200 km,
- Leaf de Nissan : batterie lithium-ion de 24 kWh, autonomie de 160 km,
- Renault Fluence : batterie lithium-ion de 22 kWh, autonomie de 160 km,
- Citroën C-Zero : batterie lithium-ion de 16 kWh, autonomie de 130 km.

Tous ces constructeurs ont fait le choix de la technologie lithium-ion pour leurs batteries, mais qu'en est-il réellement de la durée de vie ? Ces véhicules sont-ils accessibles à tous ? Ces deux questions sont effectivement les points les plus critiqués du VE. Toutefois, ce dernier présente de nombreux avantages, tels que :

- l'économie de produits pétroliers,
- la diminution de la part des nuisances urbaines due à la circulation automobile,
- la réduction des émissions de gaz à effet de serre,
- la possibilité de renvoyer de l'énergie sur le réseau de distribution.

Bien entendu, l'économie d'énergie primaire pétrolière et la réduction des émissions de gaz à effet de serre ne seront considérables que si les sources d'énergie utilisées pour la production électrique ne sont pas réalisées à partir de centrales au fuel ou au charbon, mais plutôt par des centrales hydrauliques ou nucléaires.

En ce qui concerne les nuisances urbaines, elles sont de deux types : la pollution de l'air et le niveau de bruit. Il faut rappeler que les VTh émettent du monoxyde de carbone, du dioxyde d'azote, des hydrocarbures imbrulés, des sels de plomb, du dioxyde de soufre et des microparticules pour les moteurs Diesel. A forte concentration, toutes ces émanations sont nocives pour la santé humaine. Une étude récemment publiée par l'organisation mondiale de la santé (OMS) a d'ailleurs pointé le caractère cancérigène des gaz d'échappement des moteurs Diesel [ONU 12]. Les nuisances sonores, quant à elles, sont la résultante de deux facteurs, le bruit du moteur et celui lié au déplacement. Avec un VE, le bruit du moteur est quasiment éliminé. A titre de comparaison, le niveau de bruit d'un VE est diminué de 10 dB par rapport à un VTh [POR 81].

Enfin, le dernier point concernant le possible renvoi d'énergie électrique au réseau de distribution pour s'insérer de façon optimale au sein d'un réseau « intelligent » appelé SmartGrid. Le principe est d'utiliser l'énergie non consommée par un véhicule (en moyenne

125 km sur 160 km d'autonomie disponible [PAP 12]) comme réserve d'énergie électrique pouvant être renvoyée sur le réseau afin d'effacer les pics de consommation. Le réseau électrique serait donc optimisé en termes de puissance crête installée et géré de façon « intelligente ».

1.2.3. Les points faibles du VE

Le développement du VE est ralenti par de nombreux obstacles. Les principales faiblesses sont le prix et les performances techniques. En effet, aujourd'hui, les modèles tout électriques sont plus coûteux que leurs équivalents thermiques, du fait du prix élevé des batteries qui sont le plus souvent louées par les constructeurs automobiles. En ce qui concerne les performances et les capacités, voici quelques points problématiques qui nécessitent une amélioration :

- *La vitesse de pointe* : bien qu'étant largement suffisante pour rouler en ville et sur route, elle demeure inférieure à celle des VTh comparables,
- *Le volume des batteries* : essentiellement positionné à l'arrière du véhicule, sous le plancher, il réduit considérablement l'espace du coffre,
- *Le vieillissement et la durée de vie des batteries* : encore peu maîtrisées aujourd'hui et tributaire des modes de rechargement. Le vieillissement est donc aléatoire selon les utilisateurs,
- *La durée de recharge standard* : entre 5 et 8 heures sur une alimentation monophasée à 220 V et le double pour du 110 V. Cela impose donc deux nouvelles contraintes, d'une part la gestion du temps d'usage et d'autre part le lieu de l'approvisionnement électrique. Les infrastructures permettant la recharge des VE sont insuffisantes à l'heure actuelle, de plus, aucune normalisation n'a été définie,
- *L'autonomie* : le critère le plus critique. En effet il est compliqué d'estimer la consommation car elle dépend du mode de conduite, de la vitesse, de l'inclinaison de la route, de la vitesse du vent, de la température extérieure et de l'utilisation des accessoires (éclairage, essuie-glaces, radio, etc.).

La majorité des points cités ci-dessus sont liés à la batterie. Afin d'obtenir des batteries qui soient à la fois peu onéreuses, fiables techniquement et pour qu'elles disposent d'une grande autonomie et d'une longue durée de vie, les laboratoires travaillent activement sur un certain nombre de pistes qui paraissent prometteuses à terme. L'une des solutions envisagées est l'utilisation de batteries à circulation d'oxydoréducteur (redox-flow). Ces batteries sont fondées sur des électrolytes liquides. Partant du même principe que pour les carburants, il est

possible de les recharger en quelques minutes dans une station, l'électrolyte déchargé est alors évacué et remplacé par un électrolyte chargé. L'inconvénient de ce type de batterie provient de la faible quantité d'énergie stockée. Les prototypes de telles batteries fournissent ainsi une autonomie d'environ 25 km, soit le quart de celle des véhicules alimentés par les accumulateurs lithium-ion. Toutefois, des chercheurs de l'Institut Fraunhofer de technologie chimique (ICT) ont réussi à se rapprocher de l'autonomie des véhicules alimentés par des batteries lithium-ion [HES 09]. Cette solution répond au problème de la durée de chargement, néanmoins, aucune information sur le prix de cette technologie n'a été fournie. Quel que soit le type de batterie choisi à long terme, il apparaît clairement que la question des infrastructures de recharge est un élément clé pour le bon déploiement des VE.

1.3. Les structures de chargeur

1.3.1. Principes

Les chargeurs de batteries sont spécifiques au type d'alimentation électrique, c'est-à-dire monophasée ou triphasée, à leur emplacement (embarqués ou non au sein du véhicule) et au mode de transmission de l'énergie. Dans le cas d'une alimentation par courant alternatif, la charge s'effectue généralement en deux étapes (cf. Figure 1.6) :

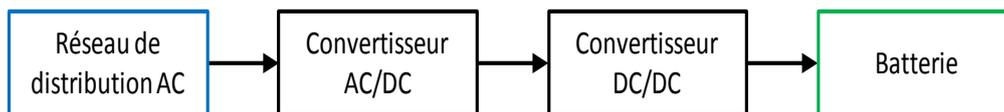


Figure 1.6 – Synoptique des étapes de conversion d'un chargeur

- Conversion AC/DC : la transformation du courant alternatif délivré par le réseau de distribution en courant continu est réalisée soit par un pont redresseur à diodes, ou par d'autres systèmes tels que, un pont à thyristors ou un convertisseur à absorption sinusoïdale de courant.
- Conversion DC/DC : le courant continu obtenu à l'issue de la première conversion est modifié pour correspondre au profil de charge de la batterie. Une alimentation à découpage permet par exemple d'adapter la puissance en entrée de la batterie. Cette conversion introduit généralement une isolation galvanique de sécurité.

Plusieurs structures de conversion existent. Les principales notions, définissant les différents types de chargeur sont présentés selon leur emplacement et leur niveau de puissance :

- *Chargeur externe* : installé à l'extérieur du véhicule, l'énergie électrique adaptée aux caractéristiques de la batterie, est fournie directement au véhicule.
- *Chargeur embarqué* : intégré au sein du véhicule, l'énergie électrique délivrée par le réseau est transmise au véhicule. Cette configuration ne nécessite pas de convertisseur supplémentaire au sol.

En fonction de la puissance disponible et transmise à la batterie, la durée de recharge évolue. Le Tableau 1.1 donne une estimation du temps de recharge selon les sources d'alimentation.

Durée de recharge	Alimentation	Tension	Courant maximum	Type de charge
6 à 8 heures	Monophasée 3,3 kW	230 VAC	16 A	Lente
2 à 3 heures	Triphasée 10 kW	400 VAC	16 A	
3 à 4 heures	Monophasée 7 kW	230 VAC	32 A	
1 à 2 heures	Triphasée 22 kW	400 VAC	32 A	Rapide
20 à 30 minutes	Triphasée 43 kW	400 VAC	63 A	
20 à 30 minutes	Continue 50 kW	400 à 500 VDC	100 à 125 A	

Tableau 1.1 – Temps de charge des batteries [BRE 11]

Plus la puissance de recharge est élevée, plus la durée de recharge est courte. Les notions de charge lente et de charge rapide dépendent donc de la puissance de l'alimentation électrique.

1.3.2. Contraintes normatives

Lors de la réalisation de ces convertisseurs, l'environnement dans lequel s'inscrit le dispositif électronique doit être identifié afin d'appliquer les normes relatives en vigueur. Des

travaux de normalisation du VE ont été entrepris depuis de nombreuses années au niveau international, dans le cadre d'une collaboration entre les constructeurs automobiles (leaders à l'ISO) et l'industrie électrotechnique (leaders à la CEI). Ces normalisations sont en cours de révision et largement en chantier en Europe, pour tenir compte du changement d'échelle attendu pour le déploiement du VE. Dans le cadre du chargeur de batterie pour VE, les normes propres aux véhicules électriques ainsi que celles sur les dispositifs électriques reliés au réseau, font l'objet de cette partie.

1.3.2.1. Modes de connexion des chargeurs pour VE

Une norme internationale (norme IEC 61851-1 Electric Vehicle Conductive Charging System), en cours de finalisation définit quatre modes de connexion pour recharger le véhicule, comme suit :

- Mode 1 : *Prise domestique*

Le VE est branché au réseau d'alimentation à l'aide d'une prise normalisée (intensité standard jusqu'à 16 A). Adapté pour les petites puissances de charge telles que les deux roues, les quadricycles, les VEH et les anciennes générations de VE. L'installation électrique est équipée d'une prise de terre, un disjoncteur contre les surcharges et une protection différentielle.

- Mode 2 : *Prise domestique et câble équipés d'un dispositif de protection*

Il possède les mêmes propriétés que le premier mode, amélioré d'un boîtier de contrôle intégré au câble pour une meilleure sécurité. Un VE peut être rechargé en mode 2 avec une installation en mode 1. Cette configuration est considérée comme un mode dégradé de transition ou de dépannage, réservée à des applications de puissance inférieure ou égale à 3 kW. Du fait de la spécificité du câble, cette solution est particulièrement coûteuse.

- Mode 3 : *Prise spécifique sur un circuit dédié*

Le véhicule est relié au réseau électrique via un socle (wallbox), une prise électrique et un circuit dédié. Equipé d'un quatrième fil entre la borne et le véhicule afin de garantir la continuité avec la terre et permettre au véhicule de dialoguer en permanence avec l'infrastructure. Une fonction de contrôle et de protection est installée en permanence dans l'installation. En effet, avant d'enclencher la recharge, le système de contrôle vérifie que le

véhicule est bien connecté, que la masse est reliée au circuit de protection de l'installation et que les puissances entre le câble, le véhicule et le circuit de charge sont cohérentes.

- Mode 4 : *Connexion courant continu*

Le VE est branché indirectement au réseau de distribution par le biais d'un chargeur externe. Tout comme pour le mode 3, il est également équipé d'une fonction de contrôle et de charge. Ce mode est dédié à la recharge rapide continue.

La Figure 1.7 illustre ces quatre modes. Mais parmi tous ces modes quel est la bonne solution ? Simplicité et sécurité sont les deux principaux critères utilisés pour faire un choix. Le mode 3 devrait s'imposer à terme en tant que standard de recharge, car il répond aux normes régissant les installations électriques, il effectue une série de vérifications avant le début de la charge et il permet d'optimiser la durée de rechargement. Les modes 1 et 2 bien que plus simples, sont quant à eux fortement limités par la puissance disponible, augmentant ainsi la durée de chargement.

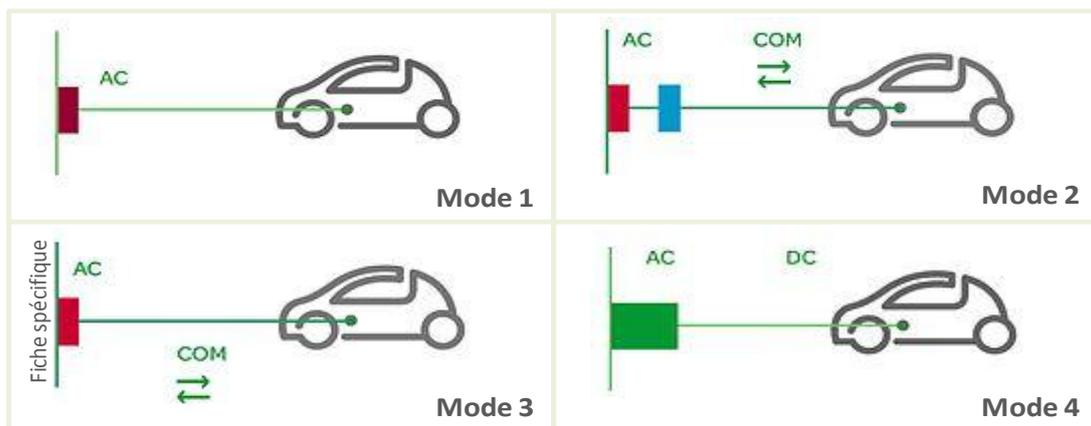


Figure 1.7 – Modes de connexion définis par la norme IEC 61851-1

1.3.2.2. *Sécurité des personnes*

Pour tout équipement électrique connecté au réseau de distribution, la sécurité des utilisateurs et de l'installation doit être garantie. En ce qui concerne les VE, une ancienne norme IEC 718 réglementait la charge des batteries pour véhicule électrique routier. Ainsi, elle définissait les protections de type mécanique (grille, capot) et de type électrique (mise en place de transformateur, disjoncteur différentiel) aussi bien pour les chargeurs externes qu'embarqués. Elle réglementait la construction ainsi que l'installation de connexions entre le chargeur externe et les batteries ou entre le réseau d'alimentation et le chargeur embarqué.

Cette norme datant de 1992 est en cours de remplacement par de nouvelles réglementations telles que l'ISO 6469. En effet, cette dernière traite essentiellement des spécifications de sécurités pour des véhicules routiers électriques. La première partie révisée en 2009, spécifie les exigences des systèmes de stockage d'énergie rechargeables embarqués (batteries, piles à combustible), du point de vue de la protection des personnes à l'intérieur et à l'extérieur du véhicule, et la protection de l'environnement du véhicule [ISO 6469-1]. Par exemple, en matière d'isolation galvanique et de protection, elle spécifie dans le cas d'un chargeur embarqué sans isolation galvanique, qu'un dispositif de protection doit être implanté à l'entrée du véhicule pour assurer une coupure automatique de la source en cas de défaut. La seconde partie régleme les mesures de sécurité fonctionnelle et les exigences de protection contre les défaillances relatives aux dangers spécifiques aux véhicules routiers électriques [ISO 6469-2]. Enfin, une troisième partie spécifie la protection des personnes contre les chocs électriques [ISO 6469-3].

De façon générale, les chargeurs de batteries étant raccordés au réseau de distribution, il en découle naturellement le respect des normes relatives aux installations électriques à basse tension. De ce fait, la norme NF C 15-100 est le référentiel qui permet d'assurer la sécurité et le bon fonctionnement des installations électriques à basse tension, notamment contre les contacts directs et indirects.

D'autre part, en dehors de la charge du VE, la Commission économique pour l'Europe des Nations unies (CEE ONU) a défini une réglementation qui couvre la sécurité électrique des biens et des personnes contre les chocs électriques en utilisations [CEE ONU R100].

1.3.2.3. Compatibilité électromagnétique

Le nombre d'équipements connectés au réseau de distribution étant en constante augmentation, pour pallier aux problèmes de pollution électromagnétique liés à leurs utilisations, une réglementation a été définie afin de préserver la qualité du réseau électrique. De même, de nombreuses études ont été menées pour analyser l'impact de la charge des VE, donc de l'électronique de puissance sur la qualité du réseau [BAS 04, FAR 11, GOM 03, MON 11, MOR 03]. Il en ressort que la nature non linéaire des convertisseurs utilisés peut avoir des effets harmoniques néfastes sur le réseau et ainsi augmenter la distorsion harmonique.

Pour remédier à cela, des solutions utilisant des composants actifs ont été développées. Ainsi, l'utilisation de convertisseurs commandés permettant d'agir sur la forme d'onde du courant réseau et sur le facteur de puissance se généralise, garantissant le respect de la norme relative aux émissions de courant harmonique en basse fréquence. La norme IEC 61 000-3-2 en est un exemple. Cette norme spécifie les limites d'émission en courant pour les appareils prélevant moins de 16A en monophasé ou triphasé sur le réseau. Les niveaux maximum de chaque rang harmonique sont donnés dans le tableau suivant, pour un matériel de classe A (la grande majorité des appareils et en particulier les chargeurs de batteries).

Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé (A)
Harmoniques impairs	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \ 15/n$
Harmoniques pairs	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \ 8/n$

Tableau 1.2 – Limites de la norme IEC 61 000-3-2

Ces limitations concernent des fréquences multiples de la fréquence réseau jusqu'à l'harmonique 40. Ces perturbations basses fréquences ne sont pas les seules. Le découpage à fréquence élevée des courants et tensions réalisé par les composants à semi-conducteurs du ou des convertisseurs électroniques de puissance va également générer des perturbations conduites et rayonnées pouvant impacter fortement le fonctionnement des appareils environnants. La norme EN 55014, par exemple, régit les perturbations radioélectriques conduites et rayonnées et concerne, entre autre, les dispositifs à semi-conducteurs dont le courant est inférieur à 25 A par phase. Son domaine d'application s'étend de 9 kHz à 400 GHz mais les limites ne sont pas spécifiées dans toute la plage de fréquence [CHA 97]. Pour limiter ces perturbations des filtres CEM et des blindages correctement dimensionnés sont nécessaires.

Cette partie sur les contraintes normatives a permis de souligner l'importance des problématiques CEM et donc des réglementations régissant le fonctionnement des dispositifs de charge des véhicules électriques. Loin d'être finalisées, ces normes sont encore en cours d'élaboration par les organismes internationaux agrémentées. Les délais sont très longs, d'une

part à cause des difficultés à obtenir un consensus au niveau international et d'autre part, du fait de la grande diversité de technologies proposées. L'entente sur une homogénéisation des normes demeure donc complexe.

Dans les parties suivantes, nous allons présenter quelques exemples de cette diversité de solutions technologiques.

1.3.3. Chargeurs inductifs

1.3.3.1. Principe de la charge par couplage inductif

Le transfert de l'énergie pour ce type de chargeur se fait par induction magnétique, sans contact électrique. Le principe de base est similaire au transfert d'énergie d'un transformateur. Deux parties se distinguent donc : un enroulement primaire (émetteur) et un enroulement secondaire (récepteur). Ces deux enroulements plats sont respectivement positionnés au sol et embarqués dans le véhicule. La Figure 1.8 montre un exemple de représentation des coupleurs du chargeur de forme circulaire. L'écart entre les deux coupleurs ne doit pas être excessif afin de garantir un couplage inductif suffisant pour la charge. Les bobines sont entre un matériau magnétique permettant un blindage magnétique et une isolation par rapport aux éléments environnant. Le blindage permet d'améliorer la valeur de l'inductance mutuelle en augmentant le flux magnétique entre les deux transducteurs. Le matériau généralement utilisé est un matériau ferrite spinel, car cette famille de matériau présente des pertes magnétiques faibles pour des fréquences allant jusqu'à plusieurs dizaines voire centaines de kHz.

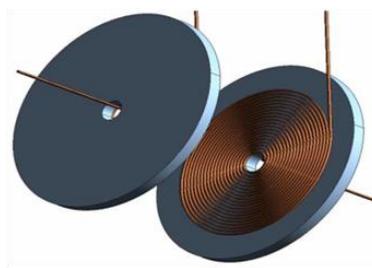


Figure 1.8 – Représentation des enroulements planaires

Sur la Figure 1.9, la bobine émettrice L_1 et la bobine réceptrice L_2 forment un système de bobines couplées magnétiquement. La circulation d'un courant alternatif dans l'enroulement L_1 génère un champ magnétique B , qui induit une tension aux bornes de L_2 . Cette tension est alors utilisée comme source pour recharger les batteries [YIL 12].

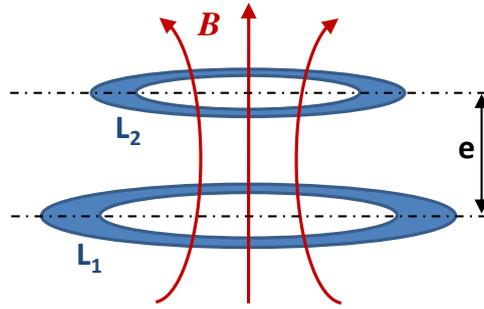


Figure 1.9 – Représentation du couplage inductif

1.3.3.2. Quelques structures de chargeurs inductifs

Le choix de la structure dépend de la puissance qui sera transmise. Le synoptique des principaux éléments constituant le chargeur à couplage inductif est représenté à la Figure 1.10. En amont du circuit magnétique, il y a deux étapes de conversion, de l'alternatif basse fréquence au continu, puis du continu à l'alternatif haute fréquence. Ces étapes de conversion permettent de régler le niveau de puissance. En aval du circuit magnétique, une dernière conversion de type alternatif haute fréquence vers continu est réalisée afin de fournir l'énergie à la batterie. Les niveaux de puissance varient généralement de 0,5 W à 50 kW, pour un entrefer de 1 à 150 mm [BUH 11, KLO 93].

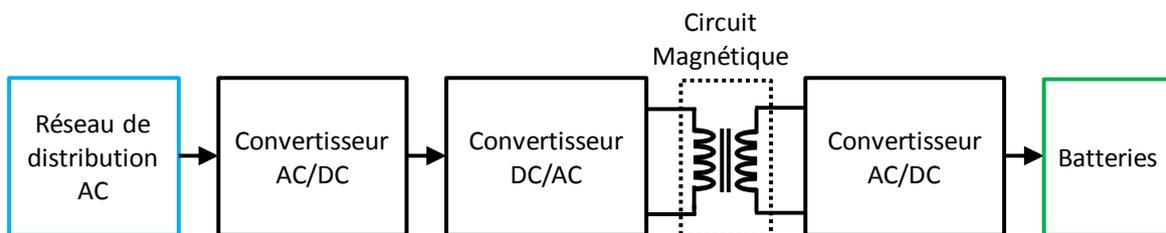


Figure 1.10 – Synoptique de la structure du chargeur à couplage inductif

Il existe différentes structures de chargeur inductif, certaines plus complexes que d'autres. Quatre d'entre elles sont présentées, allant de la plus simple à la plus complexe.

- Convertisseur « flyback »

Le schéma d'un convertisseur « flyback » est donné à la Figure 1.11. C'est l'une des structures de conversion isolée les plus simples, puisqu'elle ne possède qu'un interrupteur commandé. Toutefois, elle est limitée à quelques centaines de Watts [FER 94].

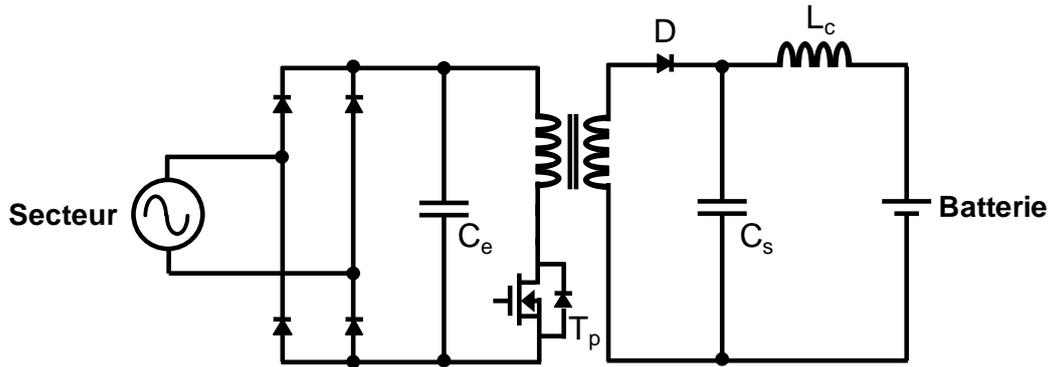


Figure 1.11 – Convertisseur « flyback » [LAO 98]

Le principe de fonctionnement est le suivant : à la fermeture de l'interrupteur T_p , l'enroulement primaire est alors relié à la sortie du redresseur. Il en résulte une augmentation du flux magnétique au primaire. La diode D est quant à elle bloquée. Les deux enroulements ne sont donc pas parcourus par le courant en même temps. A l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert. L'énergie magnétique stockée est transférée vers la batterie. L'interrupteur peut être commandé de façon à absorber un courant sinusoïdal.

- Convertisseur à résonance série

Les convertisseurs à résonance sont apparus il y a quelques années, pour pallier les limites du thyristor et permettre des fonctionnements à des puissances et fréquences plus élevées, c'est à dire quelques 100 kW et quelques kHz [FER 94]. Le principe est d'utiliser des circuits résonnants. Ces circuits permettent d'obtenir, au niveau des interrupteurs, les conditions de commutation naturelle. Une commutation naturelle est définie comme étant la commutation spontanée d'un interrupteur pour laquelle les pertes par commutation sont nulles au blocage ou à l'amorçage.

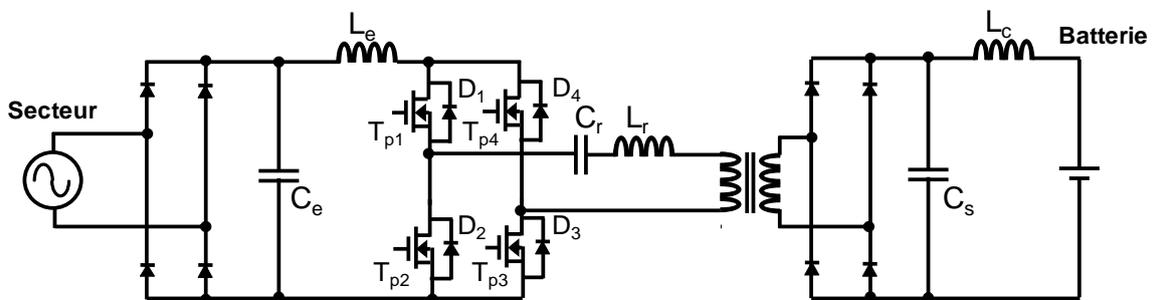


Figure 1.12 – Convertisseur à résonance série

Le convertisseur de la Figure 1.12 utilise un circuit à résonance série composé d'une inductance L_r et d'un condensateur C_r . Le circuit série excité par une tension alternative à la fréquence F , est parcouru par un courant quasi-sinusoïdal en avance de phase si $F < F_0$ et en retard si $F > F_0$. Plusieurs modes de fonctionnement sont donc possibles selon la fréquence de commande F_0 . Cette structure est beaucoup plus coûteuse en nombre d'interrupteurs que l'alimentation Flyback, elle présente toutefois un meilleur rendement et permet d'atteindre des puissances et des fréquences bien plus élevées.

- **Convertisseur à résonance parallèle**

Dans le cas d'un convertisseur à résonance parallèle représenté à la Figure 1.13, le comportement du circuit résonant est dual de celui du circuit série. Par conséquent, le circuit parallèle est excité par un courant alternatif à la fréquence F . Nous obtenons alors une tension en avance de phase si $F < F_0$ et en retard si $F > F_0$.

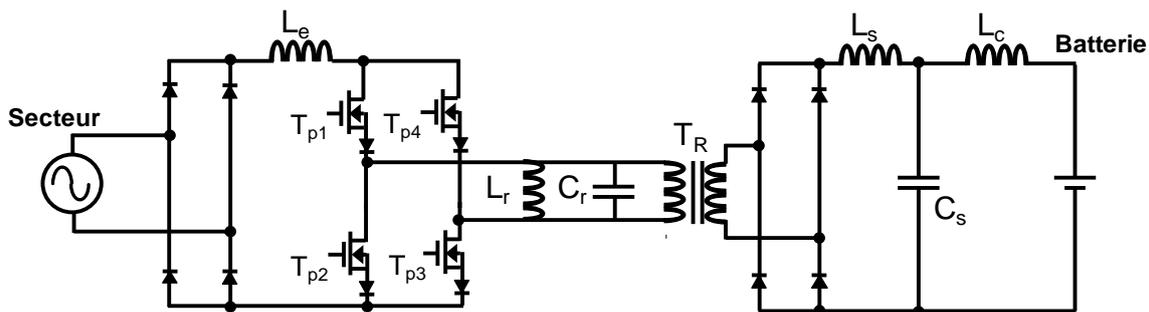


Figure 1.13 – Convertisseur à résonance parallèle

- **Convertisseur à résonance série-parallèle**

Afin de bénéficier des avantages des circuits séries et parallèles, des montages associant les deux technologies ont été mis en œuvre. Il a été démontré que la topologie série-parallèle est parfaitement adaptée à une application de couplage inductif [HAY 99-a, HAY 99-b] en raison de la présence d'un transformateur faiblement couplé avec une composante parasite significative. La structure proposée est présentée à la Figure 1.14.

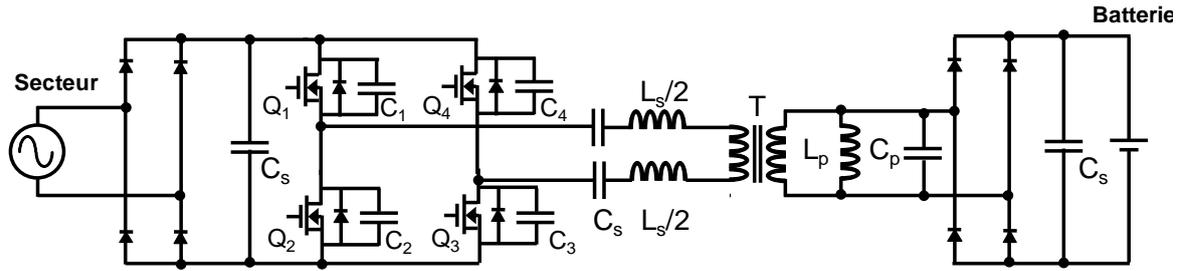


Figure 1.14 – Convertisseur à résonance série-parallèle [EGA 07]

Elle est composée au primaire d'un redresseur, d'un onduleur associé au circuit résonant série (L_s et C_s) et au secondaire, d'un circuit résonant parallèle (L_p et C_p), d'un second pont de diode et de la batterie. Les condensateurs C_1 , C_2 , C_3 et C_4 permettent la commutation à tension nulle [EGA 07]. Par la commande des interrupteurs de l'onduleur, le courant redressé en sortie du pont de diode est asservi pour suivre un signal sinusoïdal redressé dont l'amplitude est déterminée par la régulation de la puissance de sortie.

1.3.3.3. Synthèse des chargeurs à couplage inductif

Les structures de chargeur à couplage inductif sont très nombreuses et ne sont pas toutes présentées. Nous avons voulu dans cette partie illustrer quelques une d'entre elles. Les architectures récentes proposées sont réalisées à partir de convertisseurs résonants. Dans l'ensemble, les principaux atouts de ces chargeurs sont la sécurité et le confort d'utilisation grâce à l'isolation galvanique d'une part et au principe même de la charge sans câble électrique. Toutefois, ce type d'infrastructure présente une puissance et un rendement faible (lié au positionnement émetteur/récepteur), leur mise en œuvre est complexe et coûteuse [YIL 13]. Malgré ces points négatifs, des études permettant la charge inductive lors du déplacement du véhicule ont été et sont encore menées [KIS 08, WAN 05, ZEL 82]. La particularité de la recharge mobile par rapport au cas du véhicule immobilisé est l'entrefer entre les deux enroulements, qui est alors plus important.

1.3.4. Chargeurs filaires

Parmi les chargeurs connectés par câble électrique, il est possible de distinguer les chargeurs embarqués et non embarqués, comme nous l'avons mentionné précédemment. Les chargeurs non embarqués (cf. Figure 1.15) présente l'avantage de limiter les contraintes de masse et d'encombrement d'un VE, au détriment du coût lié à la redondance des installations de recharge au sol.

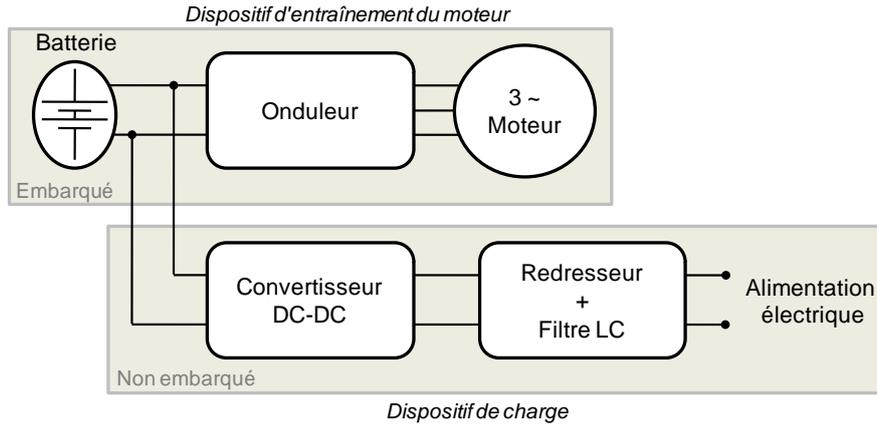


Figure 1.15 – Synoptique du chargeur non embarqué [SOL 01]

Embarqué ou non, les chargeurs peuvent être classifiés selon les possibilités de transfert d'énergie, c'est-à-dire unidirectionnel ou bidirectionnel. Nous allons donc présenter des chargeurs embarqués dans chacune de ces catégories.

1.3.4.1. Chargeurs unidirectionnels

Dans le cadre d'une structure unidirectionnelle, le transfert d'énergie s'effectue du réseau à la batterie. C'est une première étape logique, car elle limite la configuration matérielle requise, simplifie les problèmes d'interconnexion, et tend à réduire la dégradation de la batterie [SIN 04, FAS 11]. Les schémas des Figure 1.16 et Figure 1.17 sont composés d'un redresseur monophasé, d'un convertisseur Boost et d'un convertisseur continu-continu unidirectionnel. Les deux topologies se différencient l'une de l'autre par le type de convertisseur Boost utilisé.

Le convertisseur élévateur de la Figure 1.16 est réalisé par deux structures Boost mises en parallèle, qui fonctionne avec un déphasage de 180°. Cet entrelacement des commandes

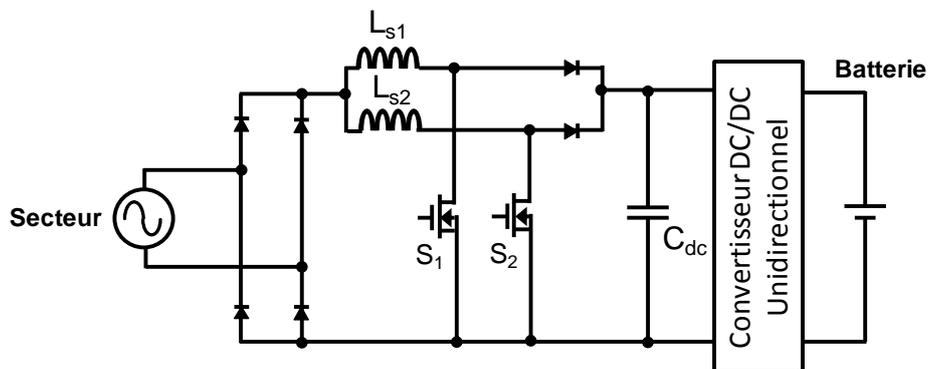


Figure 1.16 – Chargeur unidirectionnel entrelacé [MUS 12]

permet la réduction de l'ondulation de la tension de sortie et du courant d'entrée. Néanmoins, ce chargeur est limité en puissance à environ 3,5 kW.

Sur la Figure 1.17, le convertisseur Boost présenté est multi-niveaux, ce qui permet de réduire le dimensionnement, la fréquence de commutation et le stress des cellules de commutation [YIL 11].

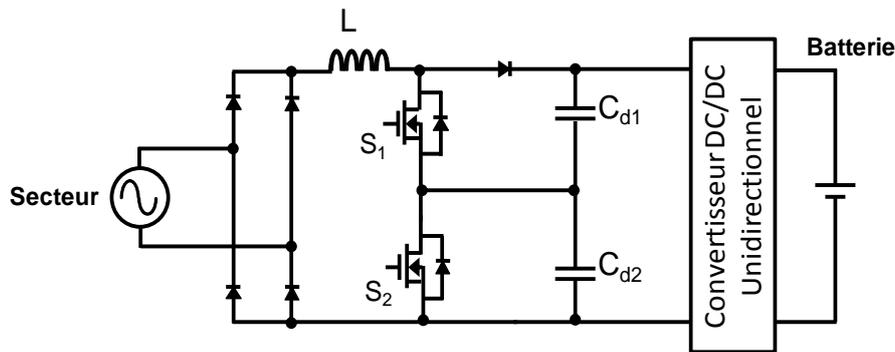


Figure 1.17 – Chargeur unidirectionnel multi-niveaux [SIN 03]

Dans les deux cas, le principe de fonctionnement est le même. L'association du redresseur au Boost autorise la conversion alternative continue avec absorption d'un courant sinusoïdal sur un réseau monophasé.

1.3.4.2. Chargeurs bidirectionnels

Le chargeur étant embarqué au sein du véhicule, certains ont eue l'idée d'utiliser des éléments de la chaîne de traction pour la charge des batteries [ANA 94, CHA 96, COC 94, RIP 88], profitant ainsi du caractère bidirectionnel de certains convertisseurs. Tout chargeur bidirectionnel peut être utilisé lors de phases de freinage récupératif. Nous avons fait le choix ici, de présenter uniquement des architectures bidirectionnelles réutilisant les enroulements des moteurs de traction, compte tenu du contexte de notre étude. Pour cela, nous distinguons deux cas : le cas d'une alimentation monophasée (charge lente) puis d'une alimentation triphasée (charge rapide).

- Charge sur réseau monophasé

Le premier montage (cf. Figure 1.18) présenté utilise une machine à réluctance variable (MRVDS) à double saillance. En mode charge, les enroulements du moteur et des interrupteurs du dispositif embarqué réalisent la fonction chargeur. Les contacteurs S_m et S_d permettent le passage du mode traction au mode charge. Pour réduire les pertes par

commutation, l'interrupteur Q_5 est continuellement passant et l'IGBT Q_6 est utilisé pour les commandes de commutation. Une diode D_e est ajoutée pour éviter tout court circuit de la batterie lorsque Q_6 est passant. Les deux premières inductances du moteur sont utilisées pour le filtrage et la troisième sert d'élément de stockage de la structure qui s'apparente alors à une structure Boost [CHA 09]. Lors de l'ouverture de l'interrupteur Q_6 , l'énergie stockée dans l'enroulement est envoyé à la batterie.

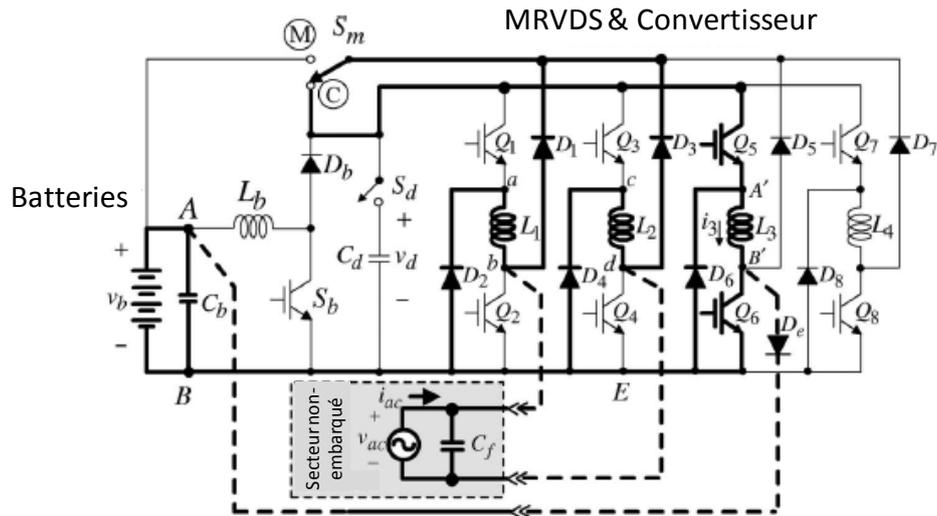


Figure 1.18 – Chargeur embarqué monphasé utilisant une machine à réluctance variable [CHA 09]

Le second montage proposé a fait l'objet d'un brevet en 2005 par le constructeur automobile Toyota pour des modèles de véhicules hybrides. Chaque moteur de la Figure 1.19 est commandé par un onduleur lors du mode traction, tandis qu'en charge, l'onduleur est

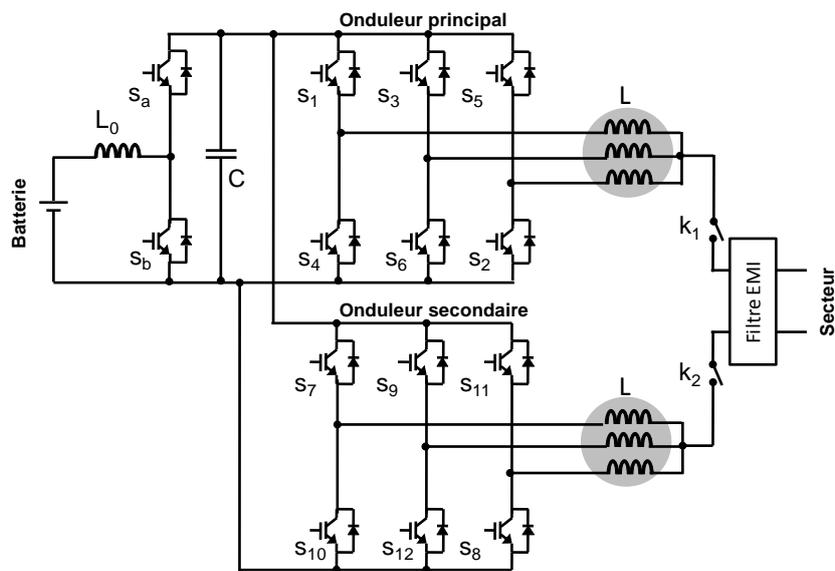


Figure 1.19 – Chargeur embarqué monphasé utilisant deux moteurs [SHI 08]

utilisé pour la conversion alternatif-continu. Par l'intermédiaire de contacteurs, le réseau monophasé est relié au point neutre de chaque machine, dont les enroulements servent alors d'inductance de filtrage. Les deux convertisseurs fonctionnent alors en élévateur de tension. Les points critiques de cette structure sont le nombre de composants (14 interrupteurs, 2 contacteurs et 2 moteurs) et l'utilisation de contacteurs.

Les topologies précédentes utilisent des contacteurs pour le passage du mode traction au mode charge, or ces éléments sont peu fiables dans un contexte automobile. De plus les solutions précédentes n'offrent pas la possibilité d'une connexion sur un réseau triphasé.

L'une des solutions de charge s'adaptant à tout type de réseau est donnée à la Figure 1.20 pour le cas d'une alimentation par un réseau monophasé. L'idée est d'utiliser deux bras de l'onduleur en redresseur MLI, afin de permettre l'absorption d'un courant sinusoïdal au réseau. Le troisième bras de l'onduleur fonctionne en qualité de hacheur série de façon à permettre l'adaptation à la batterie. L'utilisation des enroulements du moteur est envisageable en plaçant deux enroulements côté réseau et le troisième en tant qu'inductance de filtrage du hacheur. La reconfiguration s'effectue par l'intermédiaire de contacteurs. Dans ce mode de fonctionnement en monophasé le hacheur abaisseur permet une adaptation à tous types de batteries.

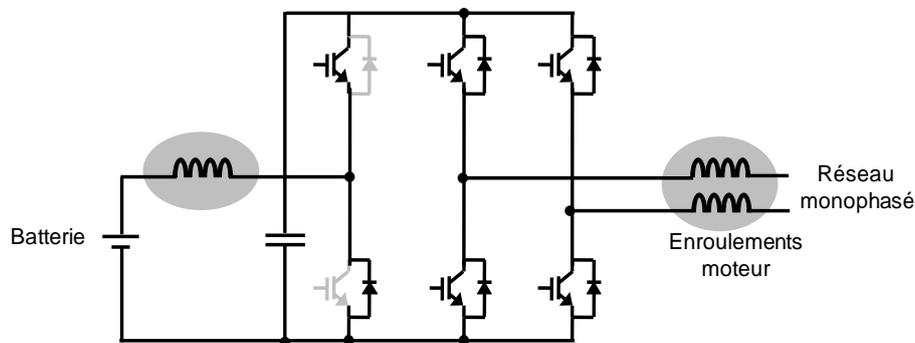


Figure 1.20 – Chargeur monophasé avec utilisation d'un moteur possible [CHA 97]

- Charge sur réseau triphasé

L'adaptation pour une alimentation par un réseau triphasé de la Figure 1.20 est donnée ci-dessous. Dans ce cas de figure, il n'est plus possible d'adapter la tension à celle de tous les types de batteries. Les trois enroulements du moteur sont alors utilisés comme inductance. C'est l'un des inconvénients de ce chargeur.

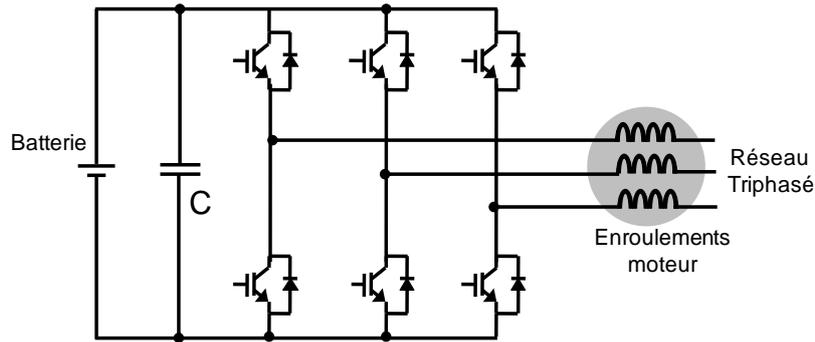


Figure 1.21 – Chargeur triphasé avec utilisation d’un moteur possible [CHA 97]

Le dernier exemple (cf. Figure 1.22) est adaptable à un réseau monophasé et triphasé. Dans ce schéma, seul le fonctionnement en triphasé est présenté. La Figure 1.22 (a) représente le fonctionnement en mode traction tandis que la Figure 1.22 (b) représente le fonctionnement en mode charge.

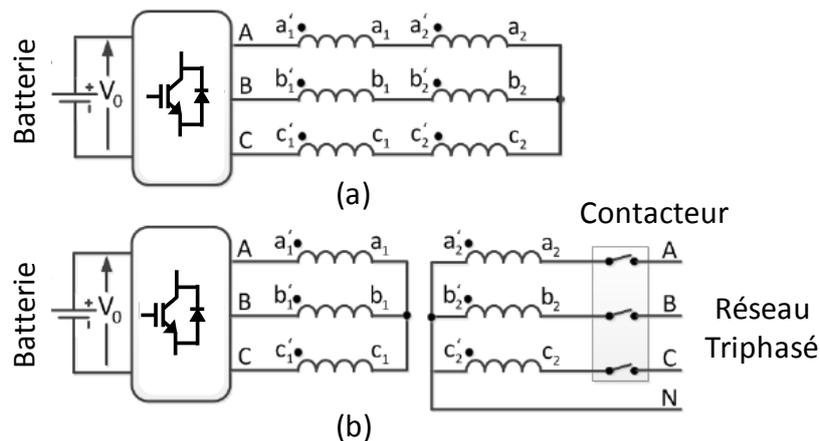


Figure 1.22 – Chargeur triphasé avec machine deux pôles. (a) Mode traction, (b) Mode charge [HAG 11]

En mode traction, les enroulements sont connectés les uns aux autres en série pour constituer un système à trois phases. Ces phases peuvent être reliées en Δ ou Y pour former le stator d’une machine triphasée classique. La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) de cette structure est alors alimentée par la batterie au travers du convertisseur fonctionnant en onduleur de tension. Dans le fonctionnement en mode chargeur, le système est reconfiguré par des contacteurs. Un contacteur triphasé permet de connecter le système au réseau électrique. Afin de garantir un bon rendement du chargeur, le rotor du moteur doit tourner, ce qui limite le courant de magnétisation de la machine [HAG 11]. Un système de découplage de l’arbre moteur est donc indispensable. L’atout de ce chargeur réside dans

l'isolation galvanique résultant du mode de câblage des enroulements de la machine. Cette configuration des enroulements lui confère un comportement proche d'un transformateur triphasé. Notons que la puissance du chargeur est limitée par la dissipation thermique de la machine.

1.3.4.3. Synthèse des chargeurs filaires

Dans cette partie nous avons mis l'accent sur les structures embarquées, unidirectionnelles et bidirectionnelles. Les chargeurs unidirectionnels sont plus simples mais les gains obtenus sont contrebalancés, une fois les structures embarquées au sein d'un véhicule, puisque d'autres structures électroniques sont nécessaires pour assurer la fonction traction.

De façon générale, les chargeurs bidirectionnels présentent l'avantage d'une mutualisation de certains éléments pour les deux modes de fonctionnement. Notons toutefois que ces structures sont plus complexes. Parmi les exemples, la reconfiguration par relais ou contacteurs est fortement représentée, que ce soit pour l'agencement des enroulements du moteur (MRVDS, MSAP) ou pour celle des convertisseurs. Les structures des Figure 1.19 et Figure 1.22 se rapprochent de la topologie que nous allons présenter par la suite. Ces structures sont fondées sur le même principe, à savoir l'utilisation de la machine et des interrupteurs du mode traction pour le fonctionnement en mode chargeur.

Dans la partie suivante, nous nous intéressons aux stratégies de commandes employées pour certains de ces chargeurs.

1.3.5. Commande associée au convertisseur

Les stratégies de commande permettant le respect de la norme 61 000-3-2, traitant de la qualité du réseau électrique, ainsi que la régulation de la tension aux bornes de la charge font l'objet de cette partie. Pour cela, nous présentons pour les deux exemples des Figure 1.18 et Figure 1.22 (b), correspondant respectivement à un cas monophasé et un cas triphasé, les stratégies de commandes associées.

Le schéma de commande du chargeur utilisant une MRVDS est représenté à la Figure 1.23. Deux boucles en cascade sont utilisés pour l'asservissement du courant de ligne I_L et la régulation de la tension aux bornes des batteries v_b . Une phase de précharge des batteries jusqu'à 52 V est préalablement assurée. Lors de cette opération l'amplitude du courant est imposée à 23 A. Dès que la tension de précharge est atteinte, l'amplitude du courant de référence est déterminée par la sortie du correcteur de la boucle de tension. La référence de

courant est obtenue par le produit d'un signal sinusoïdal redressé avec l'image de l'amplitude de courant souhaité. Pour des raisons de simplicité, les correcteurs de tension et courant sont de type Proportionnel Intégral (PI). Leurs fonctions de transfert sont données ci-dessous.

$$G_{ib}(p) = k_{pb} + \frac{K_{Ib}}{p} \quad (1.1)$$

$$G_{cv}(p) = k_{pv} + \frac{K_{Iv}}{p} \quad (1.2)$$

Afin de garantir une robustesse de l'annulation de l'erreur ε_i , une fonction de commande $W_{ib}(p)$ est utilisée, telle que $W_{ib}(p) = W_{ib}/(1 + \tau_i p)$. Une contre réaction de l'erreur sur la consigne par l'intermédiaire d'un filtre, permet en quelque sorte d'anticiper l'erreur de commande. Cette fonction permet également de réduire l'erreur de traînage [CHA 09].

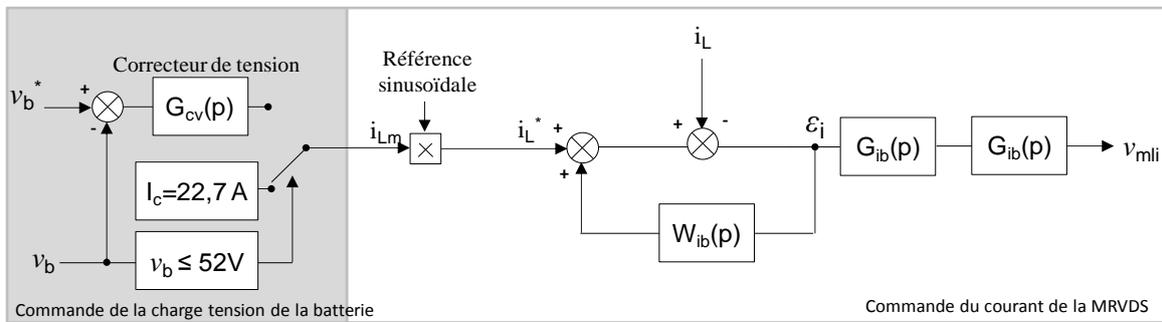


Figure 1.23 – Stratégie de commande du chargeur embarqué monophasé utilisant une MRVDS

[CHA 09]

La commande du chargeur utilisant une MSAP et correspondant au schéma de puissance de la Figure 1.22 (b) est représentée à la Figure 1.24. Le système de tension triphasé et les courants des phases côté primaire et secondaire sont transposés dans un repère dq (composantes directe et quadrature). Les équations modélisant le comportement de la machine dans ce repère sont :

$$\begin{aligned} v_{d2} &= r_s(i_{d2} - i_{d1}) + L_l \frac{d}{dt} (i_{d2} - i_{d1}) - \omega_r L_l (i_{q2} - i_{q1}) + v_{d1} \\ v_{q2} &= r_s(i_{q2} - i_{q1}) + L_l \frac{d}{dt} (i_{q2} - i_{q1}) - \omega_r L_l (i_{q2} - i_{q1}) + v_{q1} \end{aligned} \quad (1.3)$$

où v_{q2} , v_{d2} , v_{q1} et v_{d1} représentent les composantes dq des tensions du réseau et du convertisseur. De même i_{q2} , i_{d2} , i_{q1} et i_{d1} représentent les composantes dq des courants de lignes.

A partir de ces équations, en émettant l'hypothèse que les courants et tensions de l'axe direct sont nuls, la puissance active du convertisseur ne dépendra que des composantes q et la puissance réactive sera nulle. La différence des courants primaire et secondaire exprimés dans le repère dq sont régulés par des correcteurs PI. Le découplage des deux systèmes est obtenu par compensation.

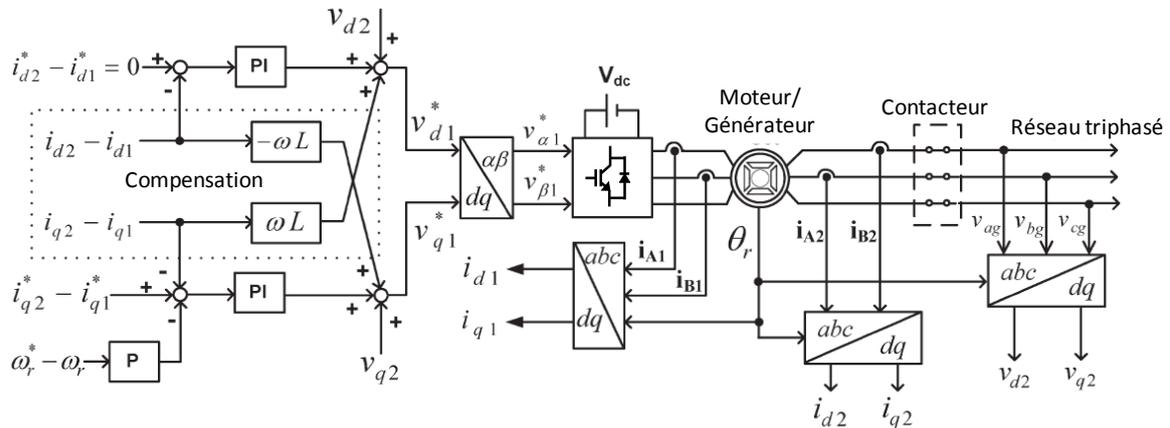


Figure 1.24 – Stratégie de commande du chargeur triphasé utilisant une machine deux pôles [HAG 11]

Tout comme pour l'exemple précédent, la référence de courant de l'axe q est obtenue suite à la régulation de la tension V_{dc} . Les tensions de commande du convertisseur sont obtenues par transformation inverse.

Pour conclure, nous avons fait le choix ici de présenter uniquement deux exemples de stratégies de commande appliquées à des chargeurs de batteries, qui sont représentatifs des commandes les plus utilisées. Les principales notions à retenir ici, sont l'utilisation de boucles en cascade, sachant que la ou les boucles de courants peuvent être commandées de deux façons. En effet, soit l'asservissement est effectué directement à partir de grandeurs sinusoïdales, soient des grandeurs continues sont commandées après une transformation dans un référentiel tournant dq. L'application de cette transformation n'est valable que pour des réseaux triphasés, elle permet entre autre d'annuler le couplage magnétique entre les enroulements dans le repère dq. De plus, la commande directe de consignes sinusoïdales associée aux correcteurs PI ne permet pas de minimiser l'erreur de traînage, puisque le correcteur PI est dimensionné pour annuler l'erreur statique d'un système. Les diverses stratégies se diffèrent alors par le type de correcteur appliqués.

1.4. Bilan de l'état de l'art

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé le contexte écologique et économique dans lequel s'effectue le développement du VE. Au cours des siècles derniers ce dernier n'a pas réussi à concurrencer le véhicule thermique, faute notamment d'autonomie et d'un coût élevé. Ces points restent critiques à l'heure actuelle. Pour réussir à intégrer fortement le marché, de nombreux travaux restent à faire au niveau des infrastructures et au niveau normatif.

Par la suite, nous avons montré l'importance des recherches sur les batteries et leurs chargeurs associés. De ce fait, des architectures de chargeurs embarqués inductifs et filaires ont été présentées à la fois pour un réseau monophasé et/ou triphasé. Des travaux ont été réalisés pour mutualiser l'utilisation de certains éléments, tels que les composants à semi-conducteurs et le moteur de traction. Ainsi plusieurs topologies permettent d'utiliser entièrement ou partiellement la même chaîne de puissance pour le mode traction et le mode charge du véhicule. Ceci permet de réduire l'emploi d'éléments supplémentaires et donc de réduire le coût et la masse des éléments à embarquer dans le véhicule. Toutefois, le passage d'un mode à l'autre est souvent réalisé par des composants mécaniques peu fiables dans le contexte automobile. Enfin, quelques stratégies de commande ont été présentées. Ces dernières utilisent le principe de boucles imbriquées et pour des raisons de simplicité des correcteurs à action proportionnelle intégrale. L'application de la transformée de Park autorisant la régulation de courants continus n'étant possible que pour les systèmes triphasés, dans le cas de chargeurs monophasés, les courants commandés sont donc sinusoïdaux.

Nous allons dans le reste de ce mémoire nous consacrer à l'étude d'une topologie de chargeur particulière mais possédant une architecture globale sensiblement comparable aux structures présentées au paragraphe 1.3.4.2. De même, les stratégies de commande développées seront fondées sur les principes de commande vues précédemment, à savoir la commande directe de grandeurs sinusoïdales et l'utilisation de boucles imbriquées. Le chargeur que nous proposons, fonctionnant en monophasé, la transposition dans un repère dq n'est pas réalisable. Par conséquent, le couplage magnétique des enroulements de la machine est donc considéré lors de la modélisation. Deux approches seront alors proposées permettant de gérer ou non ce couplage.

1.5. Bibliographie

- [ADE 11] "Véhicules particuliers vendus en France – Evolution du marché, caractéristiques environnementales et techniques", Ademe (Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie), Données et référence, édition 2011, p. 3, 2011.
- [ANA 94] F. Anan, Y. Goto, K. Yamasaki, K. Niwra and M. Ono, "Development of an on-board charger using the car air-conditioner", *E.V.S.'12*, Vol2, pp 542- 551, 1994.
- [BAD 04] F. Badin, O. Briat, S. Olivier, B. Jeanneret, R. Trigui, B. Malaquin, "The use of batteries in hybrid vehicles". *Proc. of the IEEE 2004 Vehicle Power and Propulsion (VPP)*, Paris, October 2004.
- [BAD 01] F. Badin, B. Jeanneret, R. Trigui, F. Harel, "Hybrid vehicles, should we plug them to the grid or not?", *in the 18th Int. Elec. Veh. Symp.*, p. 21-24, Berlin, October 2001.
- [BAS 04] M. Basu, K. Gaughan, and E. Coyle, "Harmonic distribution caused by EV battery chargers in the distribution systems network and its remedy", *in Proc. 39th Int. Universities Power Eng. Conf.*, Bristol, vol. 1, pp. 869–873 Sept. 2004.
- [BRE 11] P. Brendel, "Véhicules électriques et infrastructures de recharge", Les cahiers de l'Observatoire du Véhicule d'Entreprise, mars 2011.
- [BRU 09] A. Bruyère, "Modélisation et commande d'un alterno-démarrreur heptaphasé pour application automobile micro-hybride". Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, p.22, mai 2009.
- [BUH 11] M. Budhia, G.A. Covic, J.T. Boys, and C.Y. Huang, "Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging", *in Proc. IEEE Energy Conv. Cong*, pp. 614- 621, 2011.
- [CAI 01] G. Caillon, "Accumulateurs portables", Technique de l'ingénieur, Alimentation et électronique de puissance, 2001.
- [CHA 11] R. E. Chammas, K. Itagaki, T. Takaoka, B. Biebuyck, "Newly developed Toyota Plug-in Hybrid system and its vehicle performance under real life operation", *in Proc. Int. Conf. and Exhibition APE*, Paris, April 2011.
- [CHA 02] C. C. Chan, "The state of the art of electric and hybrid vehicles". *Proc. of the IEEE*, vol. 90, no. 2, p. 247 – 275, February 2002.
- [CHA 09] H. C. Chang and C. M. Liaw, "Development of a Compact Switched-Reluctance Motor Drive for EV Propulsion With Voltage-Boosting and PFC Charging Capabilities", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 7, pp. 3198-3215, Sep. 2009.

- [CHA 96] B. Chauchat, M. Brunello, J-P Ferrieux, Pb. Delbosc, D. Richer, "Système d'alimentation électrique mixte onduleur et convertisseur alternatif-continu", Brevet Européen n° WO 97/08009 déposé le 30 août 1996.
- [CHA 97] B. Chauchat, "Chargeur de batteries intégrés pour véhicule électrique", thèse de doctorat, INPG, novembre 1997.
- [COC 94] A. G. Cocconi, "Combined motor drive and battery charger system", US patent 5341075, Aug. 1994.
- [EGA 07] M. G. Egan, D. L. O'Sullivan, J. G. Hayes, M. J. Willers, and C. P. Henze, "Power-Factor-Corrected single-stage inductive charger for electric vehicle batteries", in *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 1217–1226, April 2007.
- [EHS 05] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, A. Emadi, "Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles – Fundamentals, theory, and design", CRC PRESS, p. 395, 2005.
- [FAR 11] C. Farkas, K. I. Szabo, and L. Prikler, "Impact assessment of electric vehicle charging on a LV distribution system", in *Proc. 3rd Int. Youth Conf. on Energetics*, Leira, pp. 1–8, July 2011.
- [FAS 11] M. A. Fasugba, P. T. Krein, "Gaining vehicle-to-grid benefits with unidirectional electric and plug-in hybrid vehicle chargers," in *Proc. IEEE VPPC*, 2011.
- [FER 94] J.-P. Ferrieux, F. Forest, "Alimentations à découpage – Convertisseur à résonance", édition Masson, 1994.
- [GOM 03] J. C. Gomez, M. M. Morcos, "Impact of EV battery chargers on the power quality of distribution systems", *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 18, no. 3, pp. 975–981, July 2003.
- [GRE 08] "BMW's Mild Hybrid Concept 7 Series ActiveHybrid; Two BMW Hybrid Models to Be in Production in 2009", Green car congress, Energy Technologies Issues and Policies for Sustainable Mobility, September 2008.
<http://www.greencarcongress.com/2008/09/bmws-mild-hybri.html>
- [HAG 11] S. Haghbin, S. Lundmark, M. Alakula, and O. Carlson, "An Isolated High-Power Integrated Charger in Electrified Vehicle Applications," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 9, pp. 4115-4126, 2011.
- [HAY 99-a] J. G. Hayes, M. Egan, J. M. D. Murphy, S. Schulz, and J. Hall, "Wide load resonant converter supplying the SAE J-1773 electric vehicle inductive charging interface", in *Proc. on IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 4, pp. 884–895, August 1999.

- [HAY 99-b] J. G. Hayes and M. Egan, "A comparative study of phase-shift, frequency, and hybrid control of the series resonant converter supplying the electric vehicle inductive charging interface", in *Proc. IEEE APEC*, pp. 450–457, 1999.
- [HES 09] N. Heshmati, "Des batteries à circulation d'oxydoréducteur améliorées pour les véhicules électriques", *Bulletins électroniques*, Octobre 2009.
<http://www.bulletins-electroniques.com/actualites/60602.htm>
- [INS 11] "Les émissions de gaz à effet de serre – Indicateurs de développement durable en Champagne-Ardenne", Insee (Institution nationale de la statistique et des études économiques) dossier n°34, octobre 2011.
http://www.insee.fr/fr/themes/document.asp?reg_id=13&ref_id=17764&page=insee_dossier/id34_dd/id34_defi4_gaz.htm
- [JOS 06] R. P. Joshi, A. P. Deshmukh, "Hybrid electric vehicles: the next generation automobile revolution". in *IEEE Conference on Electric & Hybrid Vehicles (ICEHV)*, december 2006.
- [KIS 08] M. L. G. Kissin, G. A. Covic, and J. T. Boys, "Estimating the output power of flat pickups in complex IPT systems," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec Conf. (PESC)*, pp. 604–610, June 2008.
- [KLO 93] K. W. Klontzl A. Esse, P. J. Wolfs, and D. M. Divan, "Converter Selection for Electric Vehicle Charger Systems with a High-Frequency High-Power Link," in *Rec. IEEE Power Electron. Spec Conf. (PESC)*, pp. 855-861, 1993.
- [LHO 07] W. Lhomme, "Gestion d'énergie de véhicules hybrides basée sur la représentation énergétique macroscopique". Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, novembre 2007.
- [LAO 98] R. Laouamer, "Chargeur de batteries à couplage inductif pour véhicule électrique", thèse de doctorat, INPG, juin 1998.
- [MAH 05] T. Mahé, "Motorisations hybrides : Que faire ?", *Industrie et Technologie*, n° 868, p. 38-41, mai 2005.
- [MES 07] V. Mester, "Conception optimale systémique des composants des chaînes de traction électrique". Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, mai 2007.
- [MON 11] V. Monteiro, H. Gonçalves, J. L. Afonso, "Impact of electric vehicles on power quality in a smart grid context", in *Proc. 11th Int. Conf. Electric Power Quality and Utilization*, Lisbon, pp. 1–6, Oct. 2011.
- [MOR 03] M. M. Morcos, J. C. Gomez, "Electric power quality the strong connection with power electronics", in *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 1, no. 5, pp. 18–25, 2003.
- [MOS 11] R. Mosdale, "Batteries pour véhicules électrique", *Technique de l'ingénieur*, Transport électrique routier, décembre 2011.

- [MUS 12] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, "Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 413-421, March 2012.
- [ONU 12] "Une étude de l'OMS révèle que le gaz d'échappement des moteurs diesel est cancérigène", Centre d'actualité de l'ONU, juin 2012.
<http://www.un.org/apps/newsFr/storyF.asp?NewsID=28366&Cr=CIRC&Cr1=#.UH0w-K4-6So>
- [OUR 12] F. Ouradou, F. Wong, D. Delalande, A. Delbosc, "Chiffres clés du climat France et Monde", Service de l'observation et des statistiques, édition 2012, p. 7, 2012.
http://www.developpement-durable.gouv.fr/IMG/pdf/Rep_climat_2012.pdf
- [PAP 12] J. C. Papazian, "SMARTGRID - V2GRID Le Véhicule Electrique : une opportunité pour le réseau électrique", *Expert VE*, 2012.
<http://www.expert-ve.fr/smartgrid-et-v2grid.html>
- [PEU 01] C. Peutot, "Chargeurs de batterie", *Technique de l'ingénieur, Traité Electronique*, 2001.
- [POR 81] M. Pornin, "Traction électrique automobile routière", *Technique de l'ingénieur, Réseaux électriques et applications*, juin 1981.
- [RIP 88] Wally E. Rippel, "Integrated traction inverter and battery charger apparatus", Brevet américain n° 4 920 475 déposé le 7 mars 1988.
- [SHI 08] L. Shi, A. Meintz, and M. Ferdowsi, "Single-Phase Bidirectional AC-DC Converters for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Applications," in *Proc. IEEE VPPC*, 2008.
- [SIN 03] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey and D. P. Kothari, "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 5, pp. 962-981, 2003.
- [SIN 04] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey and D. P. Kothari, "A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 3, pp.641-660, 2004.
- [SCO 04] J. Scordia, "Approche systématique de l'optimisation du dimensionnement et de l'élaboration de lois de gestion d'énergie de véhicules hybrides". Thèse de doctorat en Génie Électrique, Université Henri Poincaré, p. 232, novembre 2004.
- [SOL 01] L. Solero, "Nonconventional on-board charger for electric vehicle propulsion batteries", in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 50, no. 1, pp. 144-149, January 2001.

- [SYR 11] J. Syrota, P. Hirtzman, D. Auverlot, "La voiture de demain : carburants et électricité", Centre d'analyse stratégique, Rapport & Document, p. 25, juin 2011.
<http://www.strategie.gouv.fr/content/rapport-la-voiture-de-demain-carburants-et-electricite-0>
- [WAN 05] C.-S. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1308–1314, Oct. 2005.
- [ZEL 82] C. E. Zell and J. G. Bolger, "Development of an engineering prototype of a roadway powered electric transit vehicle system: A public/private sector program", in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 435-438, 1982.
- [YIL 11] M. Yilmaz, P. T. Krein, "Review of battery charger topologies, charging power levels and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles", in *Proc. on IEEE Trans.Pow. Elec.*, no. 99, 2011.
- [YIL 12] M. Yilmaz, P. T. Krein, "Review of charging power levels and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles", in *Proc. 1st IEEE Int. Electric Vehicle Conf.*, Greenville, pp. 1–8, March 2012.
- [YIL 13] M. Yilmaz, P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles", in *Proc. on IEEE Trans.Pow. Elec.*, vol. 18, no. 5, 2013.

Normes

- [CEE ONU R100] Règlement de la Commission économique pour l'Europe des Nations unies CEE ONU R100, "Prescriptions uniformes relatives à l'homologation des véhicules électriques à batterie en ce qui concerne les prescriptions particulières applicables à la construction, à la sécurité fonctionnelle et aux dégagements d'hydrogène", février 2009.
- [IEC 61 000-3-2] Norme internationale IEC 61 000-3-2, "Compatibilité électromagnétique (CEM) –Partie 3-2: Limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les appareils ≤ 16 A par phase)", 2004.
- [IEC 61851-1] Norme internationale IEC 61851-1, "Système de charge conductive pour véhicules électriques - Partie 1: Règles générales", 2001.
- [IEC 718] Norme internationale IEC 718, "Electrical equipment for the supply of energy to battery-powered road vehicles", 1992.
- [ISO 6469-1] Norme internationale ISO 6469-3, "Véhicules routiers électriques - Spécifications de sécurité - Partie 1: Système de stockage d'énergie rechargeable à bord du véhicule (RESS)", septembre 2009.

- [ISO 6469-2] Norme internationale ISO 6469-3, "Véhicules routiers électriques - Spécifications de sécurité - Partie 2: Mesures de sécurité fonctionnelle et protection contre les défaillances du véhicule", septembre 2009.
- [ISO 6469-3] Norme internationale ISO 6469-3, "Véhicules routiers électriques - Spécifications de sécurité - Partie 3: Protection des personnes contre les chocs électriques", décembre 2011.
- [NF C 15-100] Norme française NF C 15-100, " Installations électriques à basse tension", novembre 2008.

Chapitre II

Description et modélisation du chargeur SOFRACI

Sommaire

2.1	Introduction	42
2.2	Description et fonctionnement de la topologie.....	43
2.2.1	Fonctionnement général	43
2.2.2	Fonctionnement en mode traction	45
2.2.3	Fonctionnement en mode chargeur	46
2.2.4	Description de la machine polyphasée	49
2.2.5	Analyse critique de la structure	51
2.3	Modélisation en vue de la commande du système	52
2.3.1	Modèle de la machine synchrone à aimants permanent	52
2.3.2	Modèle du convertisseur électronique de puissance.....	59
2.4	Bilan de la description et modélisation du chargeur.....	66
2.5	Bibliographie.....	67

Dans le premier chapitre, nous avons présenté différentes topologies de chargeur de batteries pour les véhicules électriques. Ces chargeurs filaires ou inductifs sont de plus en plus intégrés au véhicule pour plus de fonctionnalité, contraignant ainsi leur conception. Dans ce second chapitre, nous proposons une topologie unique permettant la charge et la traction d'un véhicule électrique. Une description détaillée des modes de fonctionnement de ce chargeur filaire est présentée. Enfin, une part importante de ce chapitre sera destinée à établir des modèles du système, en vue de sa commande.

2.1 Introduction

La topologie présentée s'inscrit dans le projet SOFRACI (Structure Onduleur Fort Rendement A fonction de Charge Intégrée), labélisé par le pôle de compétitivité Mov'éo. L'objectif du projet consiste à trouver et valider le concept d'une architecture novatrice pour la réalisation des fonctions de traction, de régénération et de charge. Pour cela, l'utilisation d'une même chaîne de puissance est faite à la fois pour la recharge et pour la traction du véhicule, permettant de :

- Réduire le nombre global des composants en augmentant leur taux d'utilisation,
- Réduire la multiplicité des électroniques juxtaposées pour chacune des fonctions,
- Simplifier le système complet pour en réduire les coûts, en augmenter la compacité, tout cela pour l'adapter facilement à une large gamme de véhicules électriques et hybrides rechargeables,
- Réduire les pertes du système complet afin d'améliorer l'autonomie du véhicule, déjà critique dans l'usage du VE,
- Intégrer la fonction de recharge sans ajouter d'organe électronique dédié,
- Mettre à disposition de l'utilisateur une fonction « mode dégradé » en cas de défaut de l'électronique ou de la machine électrique afin d'éviter toutes pannes immobilisantes.

Il apparaît clairement que les modes de charge et de traction ne sont jamais utilisés en même temps dans le cycle d'utilisation du véhicule. C'est à partir de cette considération qu'il est possible d'utiliser les inductances de la machine électrique et les composants de commande des phases du moteur pour effectuer la fonction de charge. Les inductances de phase du moteur autorisant, de part leur dimensionnement pour la traction, le passage d'un courant élevé, il est possible d'atteindre des puissances importantes en mode charge, obtenant ainsi une fonction de charge rapide à bas coût. Le principe d'utiliser le moteur électrique pour réaliser le dispositif de charge des batteries n'est pas nouveau, il a déjà fait l'objet de brevets [COC 94, CHA 96]. Dans ces brevets, le passage du mode d'alimentation du moteur à celui de la charge des batteries est assuré par des contacteurs électromécaniques. Ceux-ci, assurant le passage des courants de la machine électrique, représentent un volume et une masse significative dans le contexte de l'embarqué. Leur fiabilité n'est également pas suffisante pour les contraintes rencontrées dans le domaine automobile. Afin de pallier cet inconvénient, la

structure proposée ne présente pas de contacteurs électromécaniques. Le passage du mode traction au mode chargeur ne nécessite pas de reconfiguration de la topologie.

Pour mener à bien ce projet et être compétitif, plusieurs partenaires industriels et académiques se sont associés. Chacun possède des compétences sur les éléments clés du système en électronique de puissance, en mécatronique et en contrôle/commande. Les partenaires sont l'équipementier automobile Valeo (pilote du projet), LEROY SOMER, Electricfil Automotive, Duons, l'Estaca, le G2Elab, l'IFSTTAR, le L2EP et le LGEP.

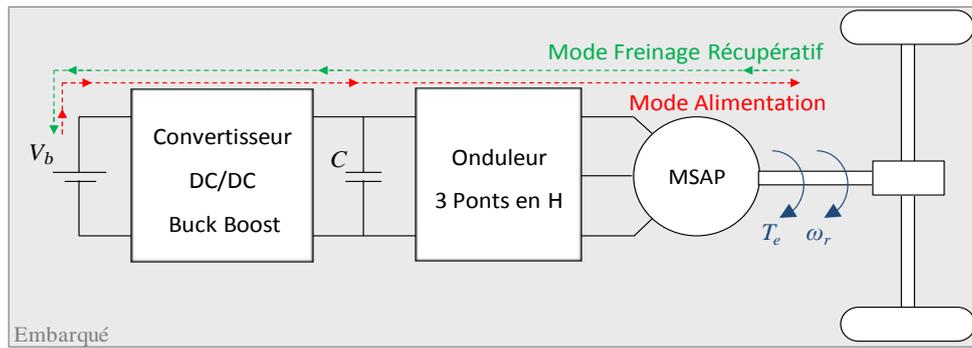
Dans le cadre de ce partenariat, le Laboratoire de Génie Electrique de Paris a pour mission de trouver les stratégies de commandes qui s'adapteront à la topologie choisie afin de procéder à la conversion d'énergie en mode chargeur correspondant à un sens de transfert d'énergie allant du secteur triphasé ou monophasé vers la batterie. L'étude se limitera donc au convertisseur alternatif-continu.

2.2 Description et fonctionnement de la topologie

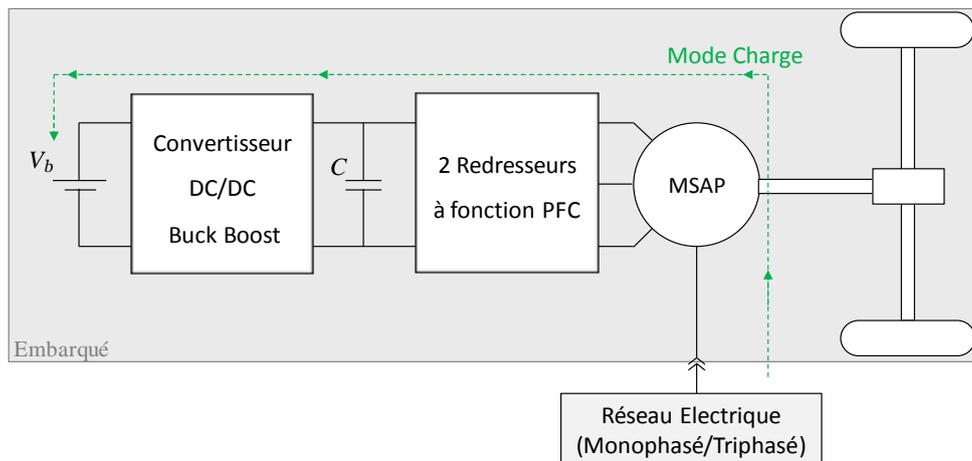
2.2.1 Fonctionnement général

Le synoptique de la chaîne de conversion en mode traction et en mode charge est représenté à la Figure 2.1. Comme mentionné précédemment, l'idée principale est de réutiliser les composants électroniques de la chaîne de traction du moteur pour réaliser le dispositif de charge des batteries. Le chargeur est adaptable au réseau électrique monophasé et triphasé. Le prélèvement sur l'un ou l'autre des réseaux va correspondre à deux modes de charge de la batterie, l'un dit lent et l'autre rapide.

Le véhicule électrique est équipé de batteries hautes tensions délivrant une tension et un courant continu à l'onduleur via un convertisseur continu-continu élévateur de tension. En mode traction, l'onduleur transforme les grandeurs continues délivrées par le convertisseur continu-continu en courants et tensions alternatifs alimentant une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) constituant la machine de traction du véhicule. Lors d'une phase de freinage récupératif, la MSAP se comporte comme un alternateur délivrant des courants et des tensions alternatifs à l'onduleur, qui de part sa nature réversible fonctionne alors en redresseur MLI, et qui transforme les courants et tensions alternatifs en grandeurs continues. Ceci permet de transmettre l'énergie récupérée au freinage aux accumulateurs via le convertisseur continu-continu qui fonctionne alors en abaisseur de tension.



(a)



(b)

Figure 2.1 – Synoptique du dispositif électrique SOFRACI combiné d’alimentation et de charge. (a) Mode d’alimentation et de freinage récupératif. (b) Mode charge

Afin d’assurer la recharge des accumulateurs, le véhicule électrique utilise la chaîne de conversion décrite pour le mode traction comme dispositif de charge embarqué. Par reconfiguration des circuits de puissance et de la commande des convertisseurs, il est possible d’utiliser la structure précédente comme un convertisseur alternatif-continu permettant de redresser les courants et tensions réseau. Dans ce mode, nous utilisons les bobinages du moteur comme inductances de lissage. Dans cette configuration, le convertisseur continu-continu assure l’adaptation du niveau de tension délivré par le redresseur MLI à celui des batteries. Comme le montre la Figure 2.1(b), dans la structure étudiée, le réseau électrique est directement relié à la machine électrique. Cette structure ne nécessite pas de commutateur électromécanique ou électronique pour passer d’un mode à l’autre. Le passage du mode traction au mode charge est alors géré par la commande des convertisseurs. Dans les parties suivantes les deux modes de fonctionnement sont plus largement détaillés.

2.2.2 Fonctionnement en mode traction

Le schéma de principe de la chaîne de conversion correspondant à ce mode de fonctionnement est représenté à la Figure 2.2. L'onduleur de traction est réalisé par trois ponts en H. Chacun de ces ponts comporte quatre interrupteurs et alimente l'un des trois enroulements de la machine. Compte tenu du niveau de tension de l'application (900 V), des IGBT sont utilisés. Par rapport au pont triphasé d'une solution classique, un pont en H présente l'avantage d'augmenter la tension appliquée aux bornes des phases du moteur. Bien que la structure comporte deux fois plus d'interrupteurs, la surface de silicium utilisée est identique pour trois ponts en H à celle du pont triphasé classique, car les courants de phase sont divisés par deux dans le cas du dimensionnement réalisé. L'utilisation de cette configuration en pont en H permet notamment de réduire les pertes dues aux commutations. Plus de détails et une comparaison avec un variateur standard sont présentés dans l'article suivant [SIL 10]. Cette structure permet également de fonctionner en mode dégradé, c'est-à-dire de fonctionner en mode traction sur deux phases en cas de dysfonctionnement de la troisième.

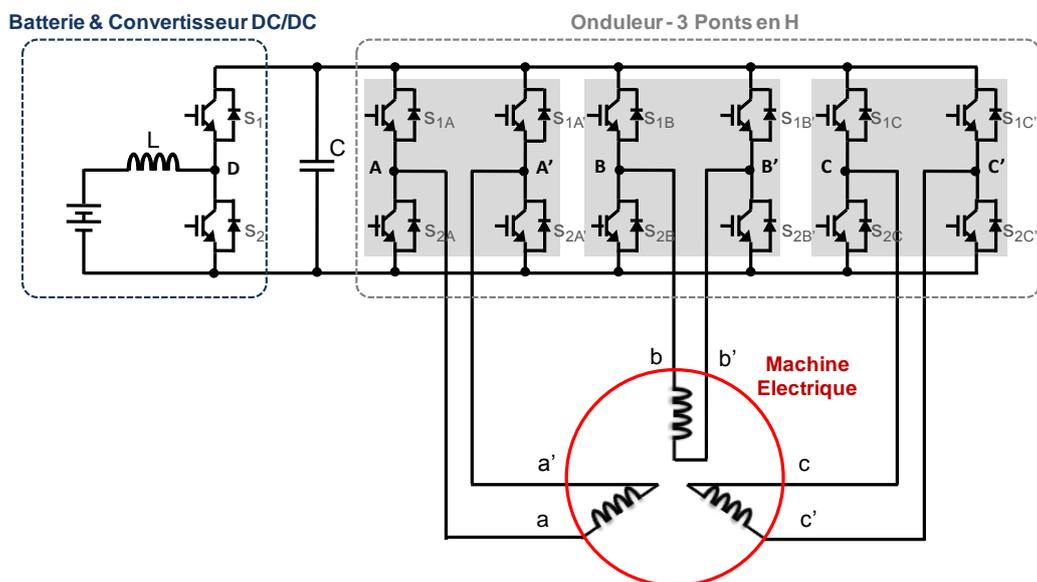


Figure 2.2 – Schéma de puissance du dispositif électrique combiné d'alimentation et de charge

Dans la mise en œuvre de cette fonction traction, le circuit de commande envoie les ordres aux bras A, A', B, B', C et C' de manière à générer des courants triphasés. Chacun des ponts en H est commandé de manière à faire circuler dans la phase correspondante du moteur un courant dont la valeur instantanée (à l'échelle du découpage) est imposée par la commande

[BOU 2010]. Les interrupteurs des bras A et A' sont pilotés selon une stratégie de commande SVM PWM (Space Vector Modulation Pulse Width Modulation). Les deux autres ponts sont eux pilotés de façon identique avec un déphasage (en régime permanent) de $\pm 120^\circ$. Les courants circulant dans les trois phases génèrent un couple qui va permettre la mise en rotation du moteur.

Dans l'architecture retenue, les phases de la machine ne sont pas reliées électriquement les unes aux autres. Ceci constitue une différence importante par rapport à la connexion en étoile des enroulements utilisée habituellement, cette configuration conduisant naturellement à l'annulation des courants homopolaires dans la machine. Dans l'architecture proposée, cette annulation naturelle n'existe plus. Les courants homopolaires doivent alors être contrôlés par le convertisseur électronique de puissance car ils peuvent générer des pertes supplémentaires importantes ainsi qu'une possible ondulation du couple. D'où la nécessité d'élaborer une commande plus complexe utilisant la théorie dite des « multimachines » [BRU 2010]. Ces travaux sont menés par le laboratoire L2EP à Lille et la société Valeo. Pour appliquer la méthode précédente, et permettre le contrôle des courants à l'échelle d'une période de découpage, le stator de la machine doit être conçu de manière à présenter une valeur d'inductance homopolaire significative. L'optimisation de la machine pour ce mode de fonctionnement avec la contrainte indiquée ci-dessus est réalisée par le laboratoire G2Elab et la société Leroy Somer.

2.2.3 Fonctionnement en mode chargeur

Lors du fonctionnement en mode chargeur, l'énergie est prélevée sur le réseau électrique soit en triphasé, soit en monophasé. Le réseau est alors directement raccordé aux enroulements du moteur qui jouent alors le rôle d'inductances pour le convertisseur fonctionnant alors en redresseur MLI. L'utilisation des phases du moteur comme inductances ne va pas sans poser de problèmes. En effet, le champ magnétique créé par les courants circulant dans les bobines lors de la recharge va agir sur les aimants situés au rotor de la machine de traction. Le résultat de ces interactions peut aller de simples vibrations à une mise en rotation du rotor. L'éventualité d'un mouvement du rotor pose des problèmes à la fois de confort et de sécurité, même si le véhicule peut être équipé d'un système de blocage mécanique ou de découplage de l'arbre d'entraînement [BOU 2010]. Pour empêcher tout déplacement du rotor, la solution envisagée est de compenser les champs magnétiques créés

par les enroulements de la machine lors du fonctionnement en chargeur. Nous verrons comment cette compensation est réalisée dans la section suivante.

De plus, pour garantir un facteur de puissance unitaire et un taux de distorsion harmonique très faible, les courants absorbés au réseau électrique sont asservis de manière à suivre des consignes sinusoïdales en phase avec les tensions réseaux. La tension aux bornes de la capacité C est quant à elle maintenue constante quelles que soient les variations de charge.

Nous avons vu précédemment que la structure est adaptable à la fois pour un réseau monophasé et triphasé, soit respectivement une charge lente et rapide. Dans le cas d'une charge avec un prélèvement d'énergie sur une prise de courant domestique de 16A correspondant à une puissance crête de 3,3kW, la batterie du véhicule peut être rechargée en 8 heures environ, si cette batterie a une capacité de 15 à 20kWh, contre une heure pour la charge rapide. La description de ces deux cas de figure est présentée ci-dessous.

2.2.3.1 Charge lente

La Figure 2.3 montre le mode de raccordement sur un réseau monophasé dans le cas d'un fonctionnement en mode chargeur. La compensation des champs magnétiques s'effectue par connexion de la phase et du neutre du réseau aux points milieux des deux bobines statoriques concernées dans ce mode. Pour ce mode de connexion, si les courants de charge sont équilibrés dans chaque demi-enroulement, la force magnétomotrice globale générée par les enroulements statoriques est annulée. Afin de garantir cette condition, les bras A, A' (B, B' respectivement) sont pilotés de manière à générer des courant égaux en amplitude, mais en opposition de phase du point de vue moteur [DES 10]. Les bras C et C' ne sont pas commandés lors de la charge sur un réseau monophasé.

Le convertisseur fonctionne alors comme un double redresseur MLI, les courants globaux absorbés étant sinusoïdaux et en phase avec la tension simple réseau. Ce convertisseur peut également être vu comme un convertisseur de type PFC (Power Factor Corrector). La commande utilisée pour les quatre bras de ce convertisseur est de type MLI comme pour un chargeur conventionnel qui utiliserait des inductances de lissage individuelles entre le réseau et l'électronique de puissance. Toutefois, il faut noter ici que l'utilisation des bobines de la machine introduit un couplage entre les inductances vue par chacun des bras du convertisseur. L'influence de ce couplage dépend de la technologie de machine utilisée. Dans notre système, il s'agit d'une MSAP, dont les aimants sont enterrés. Pour cette machine, les mutuelles

inductances ont des valeurs importantes et il existe des effets de saillance. Les inductances et les mutuelles inductances vont donc varier de façon sensible avec la position du rotor. La stratégie de commande adoptée devra prendre en compte ces deux phénomènes.

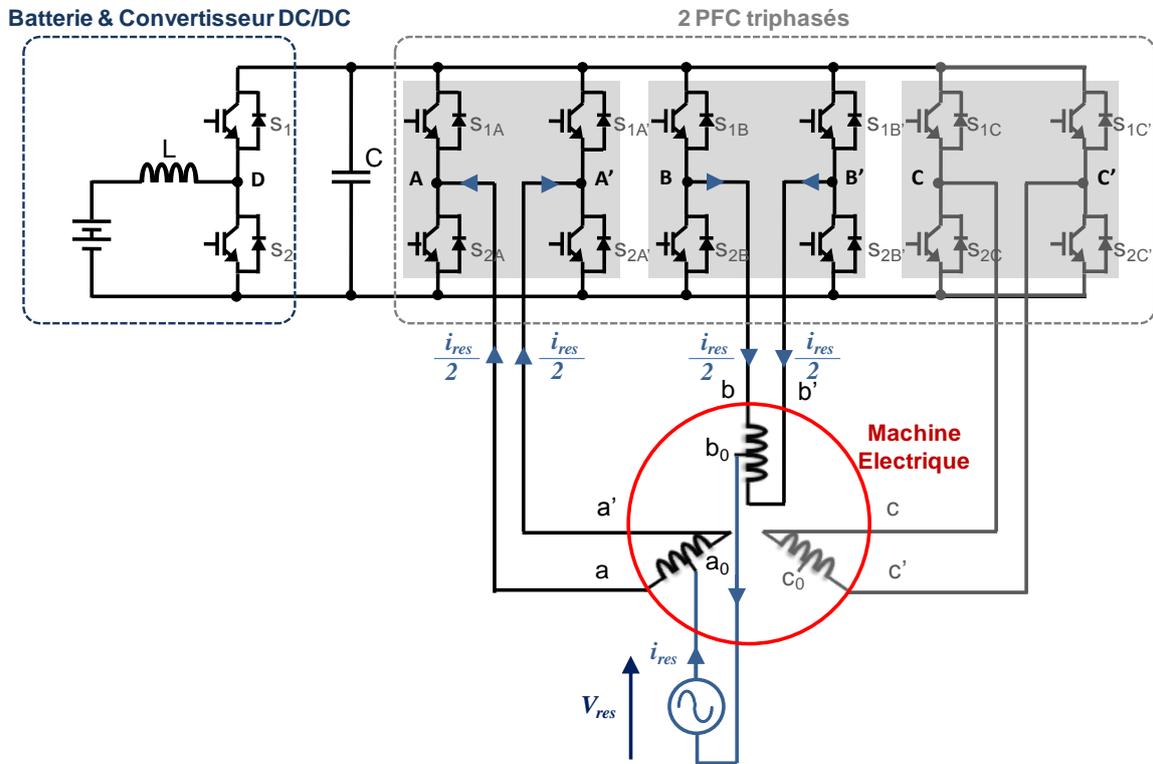


Figure 2.3– Schéma de puissance du dispositif de charge en monophasé

2.2.3.2 Charge rapide

Lors d'une recharge réalisée à partir d'un réseau triphasé, le même principe de compensation des champs créés par les bobinages de la machine est utilisé. Dans ce mode, comme le montre la Figure 2.4, les trois phases du réseau électrique sont connectées aux points milieu des enroulements du stator du moteur. Si par la commande un équilibrage des courants circulant dans les demi-enroulements homologues est assuré, il n'y a pas de création de force magnétomotrice. Dans ce mode de fonctionnement, le couplage magnétique entre enroulements réduit l'inductance équivalente vue par les six bras du convertisseur. Cette réduction de l'inductance équivalente est bénéfique, car elle permet de travailler avec une tension de bus continu plus faible. Dans un fonctionnement en mode PFC, une valeur d'inductance trop élevée ou une tension de bus continu trop faible va avoir pour conséquence une déformation du courant absorbé en particulier au passage à zéro de ce dernier [DES 10].

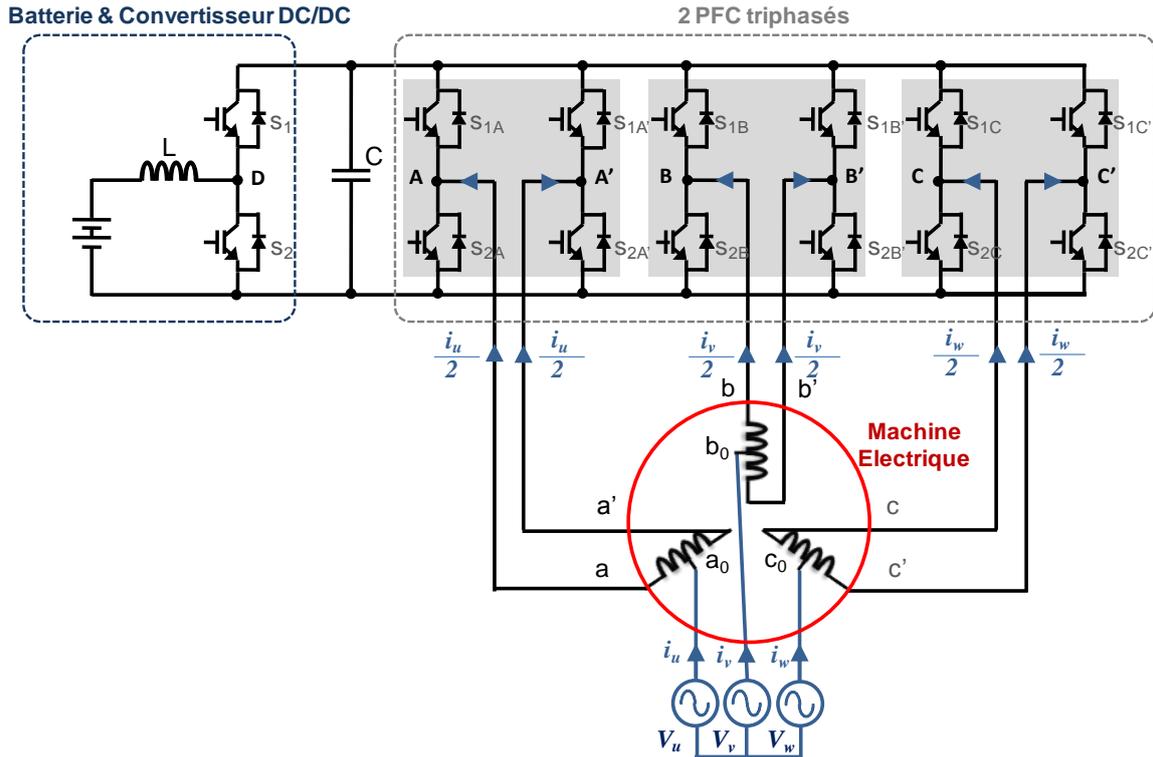


Figure 2.4 – Schéma de puissance du dispositif de charge en triphasé

Dans ce fonctionnement en mode chargeur rapide sur un réseau triphasé, tous les bras du convertisseur de A à C' sont commandés. Tout comme pour le cas monophasé, le couplage magnétique et les variations des valeurs des inductances auront un effet significatif et devront être pris en considération durant la phase de conception de la commande du système.

2.2.4 Description de la machine polyphasée

La machine électrique entraînant le VE est une machine synchrone polyphasée à aimants permanents. Cette machine conçue par LEROY SOMER a fait l'objet d'un sujet de thèse portant sur le dimensionnement et l'optimisation dans un tout autre contexte. Une structure de machine à concentration de flux radial a été retenue pour ces critères de robustesse et de fiabilité, c'est-à-dire la réduction du risque de démagnétisation des aimants. Les dispositions des aimants permanents au niveau du rotor autorisent des couples volumiques importants et permet de gagner en compacité [SES 11].

En observant la géométrie du rotor à la Figure 2.5, nous pouvons distinguer deux particularités. Les aimants sont de forme trapézoïdale ce qui évite l'utilisation de frette et de

colle, car grâce à leur géométrie, ils ont la capacité de s'auto bloquer. Le rotor n'est pas cylindrique, l'entrefer est progressif et calculé de telle sorte qu'une forme d'onde sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer à vide est obtenue. En ayant une induction à allure sinusoïdale, l'ondulation de couple est moins importante, les harmoniques d'espaces sont réduits et le facteur de puissance est amélioré par la diminution de l'inductance L_q [Ses 2011].

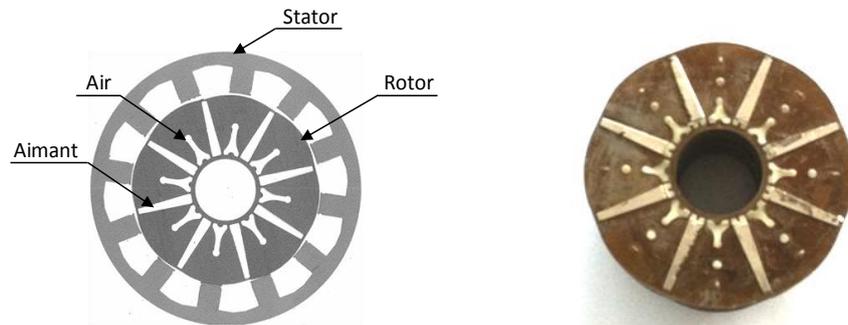


Figure 2.5 – Géométrie de la machine synchrone – Vue de face du rotor

Les enroulements du stator sont répartis autour des dents statoriques. Ce mode de réalisation est communément nommé « bobinages concentrés » (cf. Figure 2.6). Un bobinage sur dents permet de limiter les courts circuits entre phases, de diminuer la longueur active du carter et de réduire les pertes joules des conducteurs (réduction des têtes de bobines) [KHA 11, LEG 09]. La simplicité du bobinage facilite le processus de fabrication et l'utilisation d'une quantité de cuivre moindre réduit le coût [DES 03].

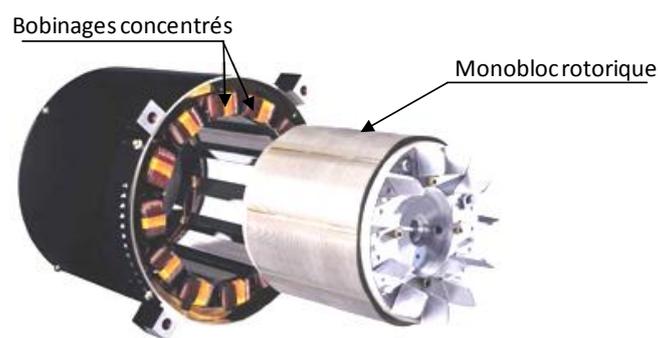


Figure 2.6 – Stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents [SES 11]

La MSAP dispose de 12 encoches statoriques et de 4 paires de pôles au rotor. Relativement compacte, de 200 mm de diamètre, pour 200 mm de longueur de tôle, cette machine peut atteindre jusqu'à 13 000 tr/min et 50 kW de puissance maximale. Des tôles magnétiques à

Stator	Diamètre extérieur	200 mm
	Diamètre intérieur max	181 mm
	Diamètre intérieur min	140,5 mm
Encoches	Largeur	16 mm
Rotor	Diamètre extérieur max	138,5 mm
	Diamètre intérieur	45 mm
Aimants	Longueur	40 mm
	Largeur min	4,1 mm
	Largeur max	7 mm

Tableau 2.1 – Caractéristique mécanique de la machine

grains non orientés M330-35A constituent le feuilletage du stator et du rotor. Les 8 aimants de 40 mm de long sont en Néodymes fer bore (NdFeB, L35UHT). Ils possèdent une induction rémanente d'environ 1,2 T. Chaque encoche comporte 58 spires.

2.2.5 Analyse critique de la structure

La chaîne de conversion choisie, permettant sans composants supplémentaires un fonctionnement en mode traction et en mode chargeur, présente de nombreux avantages en termes de coût et d'encombrement notamment. Certains points portent toutefois à discussion.

En mode chargeur, la structure proposée ne contenant pas d'isolation galvanique entre le dispositif de charge et le réseau électrique, il peut exister un risque pour la sécurité des personnes. Les sécurités nécessaires assurant le respect des normes relatives au système de charge conductive pour VE [CEI 61851-22] devront être mises en place, limitant notamment le courant de toucher. Le courant de toucher est un courant électrique passant à travers un être humain quand celui-ci touche une ou plusieurs parties d'une installation ou d'un équipement électrique.

Un autre risque important résulte directement de l'utilisation des phases du moteur pour la fonction de recharge. Ce risque déjà mentionné précédemment concerne l'éventuelle mise en rotation du moteur. Pour la chaîne de traction choisie dans laquelle le moteur électrique est en permanence couplé aux roues du véhicule, les mouvements du moteur ne sont pas autorisés durant la charge des batteries.

Enfin, le dernier point critique concerne le cumul des deux modes de fonctionnement. Les composants à semi-conducteurs des convertisseurs ainsi que le moteur auront un taux d'utilisation bien supérieur à celui d'une structure classique, soit près de 40 000 heures sur la durée de vie du véhicule [SIL 09]. Cette utilisation accrue peut augmenter les risques de défaillance du système du fait, notamment, de la dégradation des isolants liée à l'échauffement des bobines, ou encore de l'usure des roulements du moteur associée aux vibrations de la machine lors de la recharge. Des travaux sur la fiabilité de l'électronique de puissance du système sont également menés par l'IFSTTAR. Ces travaux doivent permettre d'identifier les modes de défaillance possibles, leurs occurrences et les limites d'utilisation.

2.3 Modélisation en vue de la commande du système

Cette partie est consacrée au développement du modèle analytique du chargeur de batterie. Tout d'abord, compte tenu de l'utilisation particulière de la MSAP, un modèle correspondant au mode charge sera présenté. Ensuite les différents niveaux de modélisation de l'électronique de puissance du système seront décrits.

2.3.1 Modèle de la machine synchrone à aimants permanent

Dans le fonctionnement en mode chargeur, la machine est vue comme un ensemble d'inductances. Une étude du comportement magnétique la machine réalisée à l'aide d'un logiciel de modélisation par éléments finis est proposée afin de déterminer les valeurs des inductances propres et des mutuelles inductances associées à chacun des enroulements statoriques. Dans cette section, les deux configurations de connexion possibles des enroulements seront présentées et comparées. Nous déduirons de cet étude, le modèle complet de la MSAP.

2.3.1.1 Simulation du comportement magnétique de la machine

Cette étude sera réalisée à l'aide d'un logiciel de calcul numérique, FEMM 2D [FEM]. Les étapes de modélisation passent par la définition de la géométrie de la machine et le maillage de cette géométrie réalisé de façon automatique sauf pour l'entrefer, où une densité de maillage plus importante est imposée pour plus de précision (cf. Figure 2.7). Il s'agit ensuite de définir les matériaux correspondants à chaque partie du modèle. Dans cette modélisation, la caractéristique $B(H)$ du matériau M330-35A a été implémentée et utilisée. Puis des conditions aux limites sur les frontières externes du problème sont appliquées. Ces conditions

aux limites permettent d'avoir une solution unique. Pour notre problème, nous avons choisi des conditions de Dirichlet. Ces conditions consistent à imposer à tous les nœuds comme des inconnues nulles sur le périmètre externe du domaine d'étude [MAK 06].

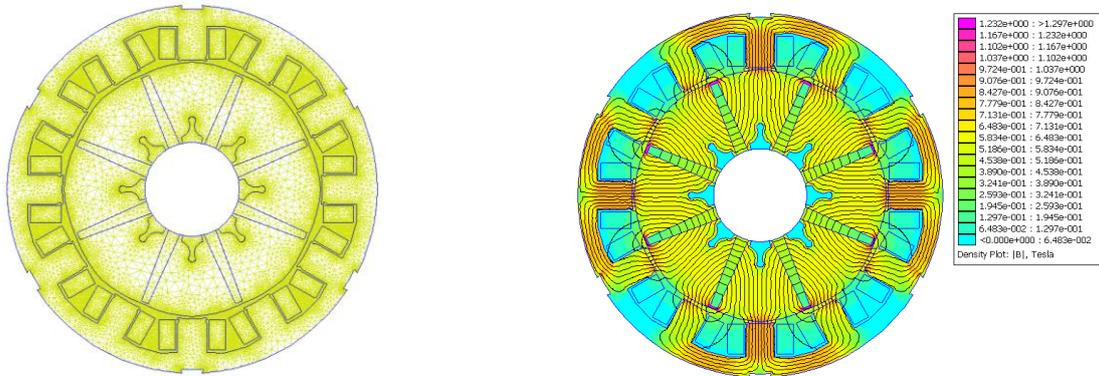


Figure 2.7 – Vue 2D du maillage de la MSAP – Ligne de champs et densité de flux à vide

Les valeurs des inductances propres et des mutuelles inductances de la machine sont obtenues à partir des flux statoriques ψ_s calculés par injection successive de courants dans les enroulements de la machine et de l'équation (2.1) [STU 00]. Les valeurs des éléments de la matrice inductance de dimensions 12x12 ainsi obtenues sont données dans l'Annexe 1 pour différentes valeurs de position du rotor.

$$\psi_s = L \cdot i \quad (2.1)$$

Dans ce modèle, le matériau des aimants a une perméabilité μ_0 . L'induction rémanente de l'aimant n'est donc pas modélisée. Le flux calculé dans les enroulements statoriques ne fait donc pas intervenir le flux généré par le rotor. Le modèle numérique ne nous donne donc que les flux statoriques ce qui est conforme à l'équation (2.1). Dans ce modèle, lorsqu'un enroulement est alimenté et que le courant est nul dans les autres enroulements, le calcul du flux dans cet enroulement permet de calculer l'inductance propre, tandis que les valeurs de flux dans les autres enroulements permettent d'identifier les mutuelles inductances. L'alimentation successive des enroulements permet d'identifier toutes les valeurs de la matrice inductance de dimensions 12x12 pour les 12 enroulements du stator. Ces valeurs sont calculées pour plusieurs positions mécaniques du rotor. La Figure 2.8 montre les variations de l'inductance propre et de l'une des mutuelles inductances associées à l'un des enroulements de la machine en fonction de la position rotor. Par la suite, nous verrons l'influence de ces variations sur le modèle de commande.

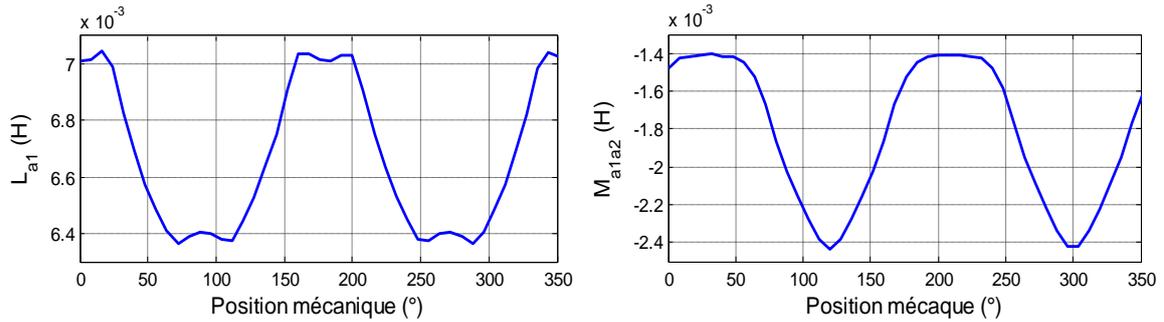


Figure 2.8 – Exemple de variation d’une inductance et mutuelle propres en fonction de la position du rotor

2.3.1.2 Modes de connexions possibles des enroulements de la machine

Pour la mise en œuvre de la topologie retenue dans le projet SOFRACI, les enroulements de la machine doivent être regroupés pour former trois enroulements lors du fonctionnement en mode traction, ces trois enroulements devant pouvoir être divisés en six demi-enroulements pour le fonctionnement en mode chargeur. Deux configurations sont alors possibles pour répondre à ce cahier des charges :

- Cas n°1 : La mise en parallèle de L_{k1} et L_{k2} où k représente $[a, b, c]$.

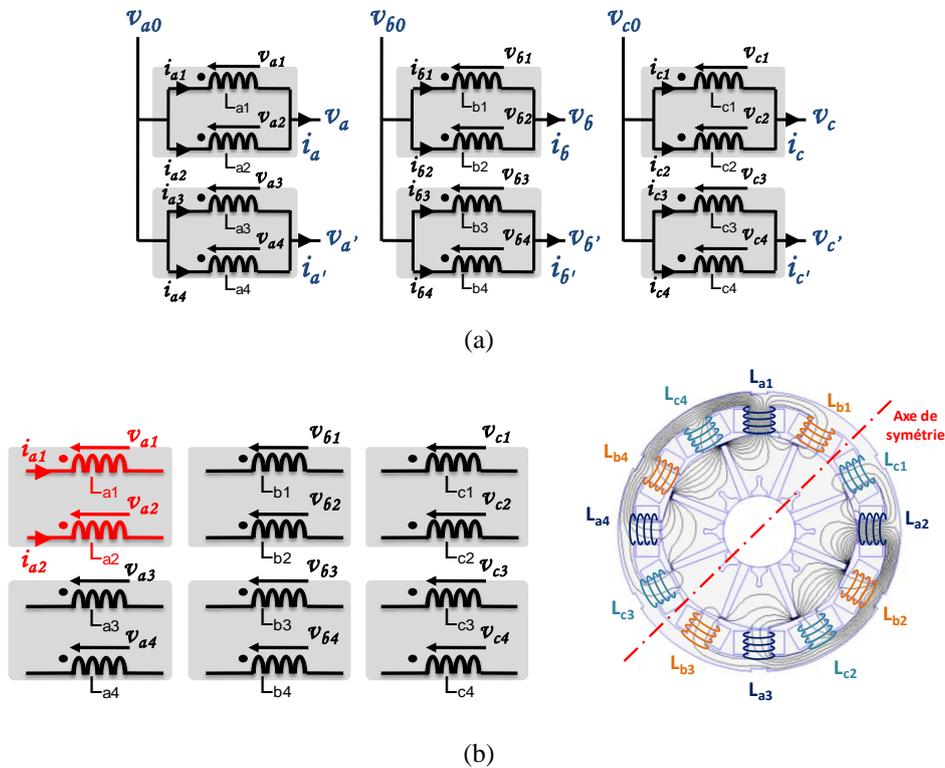


Figure 2.9 – Configuration 1 des enroulements. (a) Mise en parallèle de L_{k1} et L_{k2} . (b) Configuration simulée et répartition des lignes de champs

- Cas n°2 : La mise en parallèle de L_{k1} et L_{k3} .

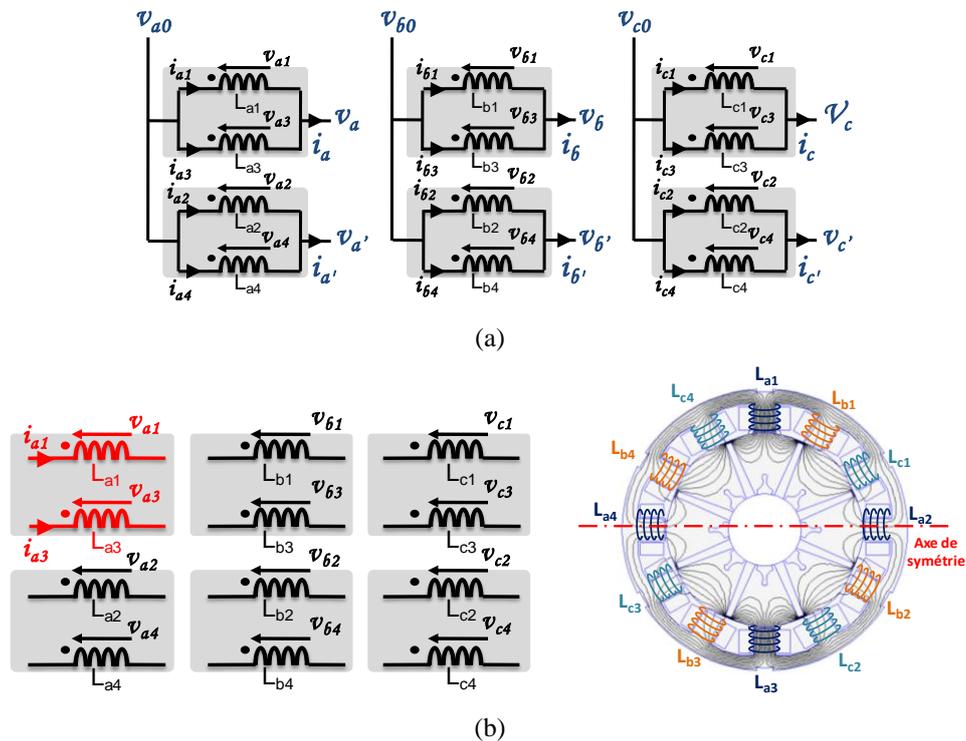


Figure 2.10 – Configuration 2 des enroulements. (a) Mise en parallèle de L_{k1} et L_{k3} . (b) Configuration simulée et répartition des lignes de champs

Dans le but de déterminer la configuration la mieux adaptée, nous imposons dans la simulation du fonctionnement magnétique de la machine un courant de 1A circulant respectivement dans les bobines L_{a1} et L_{a2} pour tester la configuration de la Figure 2.9 (a) et un courant de 1A circulant respectivement dans les bobines L_{a1} et L_{a3} pour tester la configuration de la Figure 2.10 (a). En observant la répartition des lignes de champs des Figure 2.9 (b) et Figure 2.10 (b), nous pouvons définir un axe de symétrie magnétique.

Pour la première configuration, comme attendu, les flux respectifs dans les enroulements L_{a1} et L_{a2} sont égaux, alors que ceux des couples d'enroulements L_{b1} et L_{b2} , L_{b3} et L_{b4} , L_{c1} et L_{c2} ou L_{c3} et L_{c4} sont différents. Or, si nous souhaitons réaliser la configuration 1, ces couples d'enroulements seront mis en parallèle électriquement. Les tensions sont donc imposées égales et, par conséquent, les variations de flux dans les deux enroulements associés ne peuvent être différents. Ceci implique donc que les courants traversant les deux inductances mutuelles ne sont pas identiques et qu'il existe un courant de circulation dans les deux enroulements du couple d'enroulements, courant qui vient se superposer au courant imposé par le convertisseur. Ces courants de circulation qui apparaissent lors de la mise en parallèle

des enroulements vont augmenter l'échauffement des bobines concernées et provoquer une détérioration du rendement [MAR 09]. En revanche, en testant la configuration de la Figure 2.10 (b), nous constatons que les flux induits dans chaque couple de bobines placées en parallèle sont égaux. Dans cette configuration, il n'y a pas de courants de circulation, c'est donc la configuration 2 qui sera retenue dans la suite de l'étude.

Dès lors, la matrice inductance totale de dimension 12x12 peut être réduite à une matrice équivalente 6x6 en prenant en compte le mode de connexion retenu. Cette matrice a pour forme :

$$L_s(\theta) = \begin{bmatrix} L_a & M_{aa'} & M_{ab} & M_{ab'} & M_{ac} & M_{ac'} \\ M_{a'a} & L_{a'} & M_{a'b} & M_{a'b'} & M_{a'c} & M_{a'c'} \\ M_{ba} & M_{ba'} & L_b & M_{bb'} & M_{bc} & M_{bc'} \\ M_{b'a} & M_{b'a'} & M_{b'b} & L_{b'} & M_{b'c} & M_{b'c'} \\ M_{ca} & M_{ca'} & M_{cb} & M_{cb'} & L_c & M_{cc'} \\ M_{c'a} & M_{c'a'} & M_{c'b} & M_{c'b'} & M_{c'c} & L_{c'} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Dans cette matrice, les inductances propres et les mutuelles inductances varient en fonction de la position du rotor.

2.3.1.3 Réduction de la matrice inductance de la MSAP

En partant du mode de connexion de la Figure 2.10 (a), une transformation matricielle peut être définie, transformation permettant le passage d'une configuration électrique à 12 bobines indépendantes, à celle de la configuration 2 ne comportant que 6 bobines équivalentes.

Les courants traversant chacun des 12 enroulements peuvent être calculés en utilisant l'équation suivante :

$$\mathbf{i} = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{V} \quad (2.3)$$

La matrice \mathbf{Y} de dimension 12x12, représente la matrice admittance égale à $(\mathbf{R} + Lp)^{-1}$, où \mathbf{R} est la matrice résistance diagonale. Afin de réduire les dimensions des vecteurs, la loi de Kirchhoff est utilisée pour déterminer les relations liant les courants et tensions externes de la configuration 2 aux courants et tensions propres à chaque enroulement.

$$\begin{aligned} \mathbf{V} &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{V}_s \\ \mathbf{i}_s &= \mathbf{B} \cdot \mathbf{i} \end{aligned} \quad (2.4)$$

où \mathbf{A} et \mathbf{B} représentent respectivement les matrices de transformations de 12 à 6 tensions et de 6 à 12 courants. Nous pouvons aisément montrer que $\mathbf{B}^t = \mathbf{A}$. L'expression de la matrice \mathbf{A} est donnée par l'équation (2.5) [LAC 10].

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_t & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{a}_t & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{a}_t \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{a}_t = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

Le vecteurs \mathbf{V}_s des tensions aux bornes des bobines équivalentes est défini par le vecteur $[\mathbf{v}_a \ \mathbf{v}_{a'} \ \mathbf{v}_b \ \mathbf{v}_{b'} \ \mathbf{v}_c \ \mathbf{v}_{c'}]^t$. En utilisant les transformations précédentes, les relations tensions courants dans la machine peuvent alors se mettre sous la forme :

$$\mathbf{V}_s = (\mathbf{B} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{A})^{-1} \mathbf{i}_s \quad (2.6)$$

La matrice inductance \mathbf{L}_s correspondant à la configuration de connexion 2 est donc déduite de cette équation. Les inductances propres et les mutuelles inductances mentionnées dans l'équation (2.2) sont représentées à la Figure 2.11 en fonction de la position du rotor. Ces variations seront prises en considération lors de l'élaboration de la stratégie de commande.

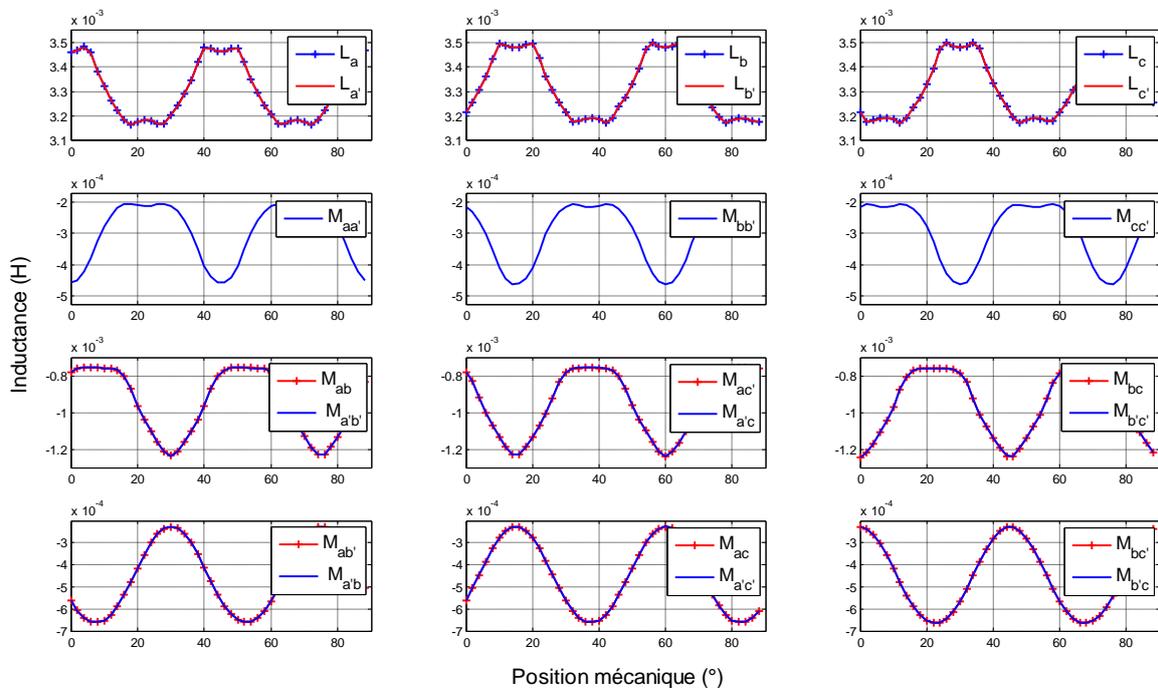


Figure 2.11 – Allures des inductances et mutuelles propres de la MSAP en fonction de la position mécanique du rotor (θ)

2.3.1.4 *Modèle électrique et expression analytique de la MSAP*

L'expression analytique liant les courants et les tensions de la machine peut être définie à partir de la matrice inductance globale de la machine et de la réduction de matrice proposée dans la section précédente. Nous obtenons alors :

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_s \dot{\mathbf{i}}_s \quad (2.7)$$

\mathbf{V}_s , \mathbf{i}_s , \mathbf{R}_s et \mathbf{L}_s représentent respectivement le vecteur des tensions aux bornes des enroulements, le vecteur courant, la matrice résistance et la matrice inductance du stator. L'équation développée est donnée ci-dessous.

$$\mathbf{V}_s = \begin{pmatrix} r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_a & M_{aa'} & M_{ab} & M_{ab'} & M_{ac} & M_{ac'} \\ M_{a'a} & L_{a'} & M_{a'b} & M_{a'b'} & M_{a'c} & M_{a'c'} \\ M_{ba} & M_{ba'} & L_b & M_{bb'} & M_{bc} & M_{bc'} \\ M_{b'a} & M_{b'a'} & M_{b'b} & L_{b'} & M_{b'c} & M_{b'c'} \\ M_{ca} & M_{ca'} & M_{cb} & M_{cb'} & L_c & M_{cc'} \\ M_{c'a} & M_{c'a'} & M_{c'b} & M_{c'b'} & M_{c'c} & L_{c'} \end{pmatrix} \mathbf{i}_s \quad (2.8)$$

Le modèle analytique de la MSAP obtenue pour la fonction de charge des batteries est très simple car il ne fait pas apparaître les termes liés aux forces électromotrices (f.e.m.) induites par le mouvement du rotor. En cas de vibration ou de légère rotation du rotor, ce modèle n'est plus suffisant et doit alors être complété en lui associant des termes de f.e.m. Le calcul de ces termes nécessite alors de coupler le modèle électrique avec un modèle mécanique de la machine. L'étude se limitera au modèle purement électrique présenté.

Une modélisation électrique de la MSAP tenant compte des couplages magnétiques et des résistances statoriques a été utilisée dans les simulations électriques qui ont permis de valider le fonctionnement du système. Ce modèle électrique est basé sur le principe donné à la Figure 2.12. Chaque bobine du modèle est modélisée par une source de courant commandée par une fonction de la tension aux bornes de l'ensemble des bobines (et donc des sources de courant) de la machine. Nous pouvons ainsi représenter électriquement les relations entre courant et tension données par l'équation (2.8).

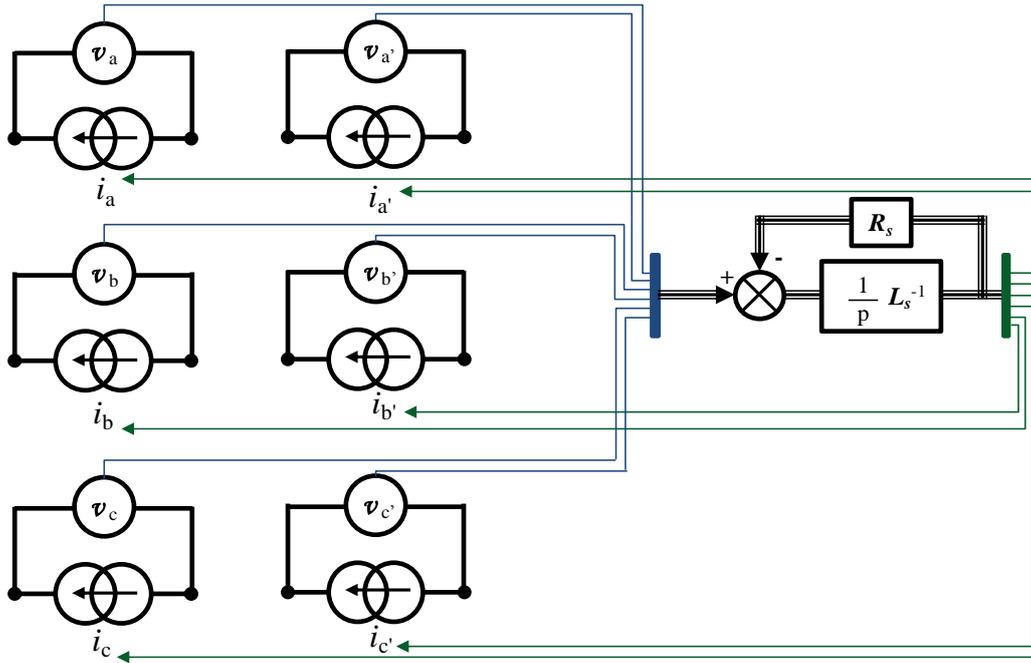


Figure 2.12 – Modèle électrique équivalent de la MSAP

2.3.2 Modèle du convertisseur électronique de puissance

Dans ce paragraphe, nous visons à proposer des modèles analytiques et électriques équivalents du convertisseur électronique de puissance. Des modèles de différents niveaux seront proposés, ces modèles allant du plus fin au plus grossier possèdent un domaine de validité différent et constituent une représentation plus ou moins fine de la réalité physique. Ces modèles vont permettre dans la suite de ce travail d'élaborer les stratégies de commande du système et de réaliser les simulations électriques de l'ensemble système-commande.

La principale difficulté de la modélisation des convertisseurs électronique de puissance réside dans la non-linéarité inhérente à leur principe de fonctionnement. Ces convertisseurs électroniques possèdent de multiples configurations électriques distinctes tout au long d'une période de découpage [FER 94]. Plusieurs niveaux de modélisation sont possibles, allant d'un modèle comportementale exact (à l'échelle du découpage) à un modèle moyen. Notons que des niveaux plus fins de modélisation sont nécessaires lorsque nous souhaitons prendre en considération les phénomènes apparaissant lors des commutations. Ces modèles très fins sont recherchés dans les problématiques CEM et ne seront pas développés ici.

Le modèle moyen consiste à transformer les configurations linéaires par morceaux en systèmes invariants, puis le modèle moyen obtenu est linéarisé autour d'un point de

fonctionnement. Pour illustrer ces différents niveaux de modélisation, nous prendrons l'exemple d'un hacheur parallèle (Boost). Ce choix particulier n'est pas innocent, nous verrons par la suite que la modélisation du convertisseur de la structure SOFRACI en mode chargeur se ramène à la modélisation de quatre structures de type Boost pour le fonctionnement en monophasé et six en triphasé. Le choix de la structure élémentaire à modéliser est donc tout naturel.

2.3.2.1 Modèle comportementale « exact » (niveau 1)

La modélisation dite comportementale « exacte », a pour objectif de représenter le fonctionnement du convertisseur à la fréquence de découpage.

La Figure 2.13 représente le schéma électrique du convertisseur de type Boost. Lors de la fermeture de l'interrupteur T_m pendant une durée $\alpha.T$, l'énergie est stockée dans l'inductance L et la diode D est bloquée. L'inductance L se décharge dans la charge R à travers D , lors du blocage de T_m . Ce mode fonctionnement n'est valable que si la tension de sortie v_s est supérieure à celle d'entrée v_e , ce qui correspond au mode de fonctionnement normal de ce type de convertisseur.

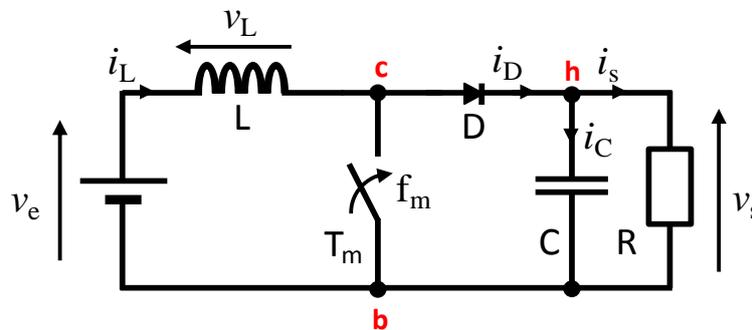


Figure 2.13– Schéma du hacheur parallèle

Dans tous les modèles qui seront présentés, une même notation sera utilisée pour définir deux cellules de commutations. Quel que soit le type de cellules (cf. Figure 2.14), commandées ou non commandés, les points c, h et b, désignant respectivement les points commun, haut et bas seront représentés. Cette notation facilitera la lecture des différents modèles équivalents mis en place.

Pour construire le modèle, le convertisseur est représenté par deux schémas électriques équivalents correspondant chacun à un état de l'interrupteur (cf. Figure 2.15).

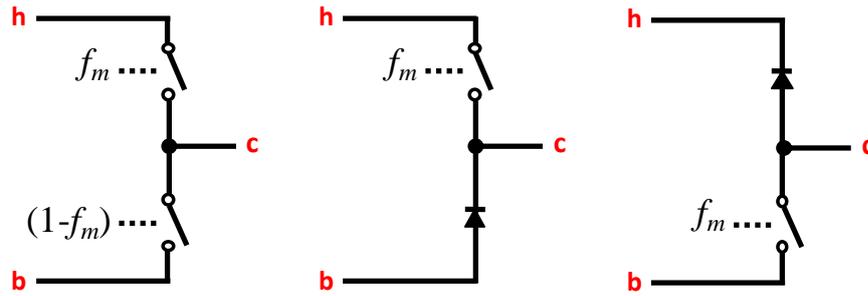
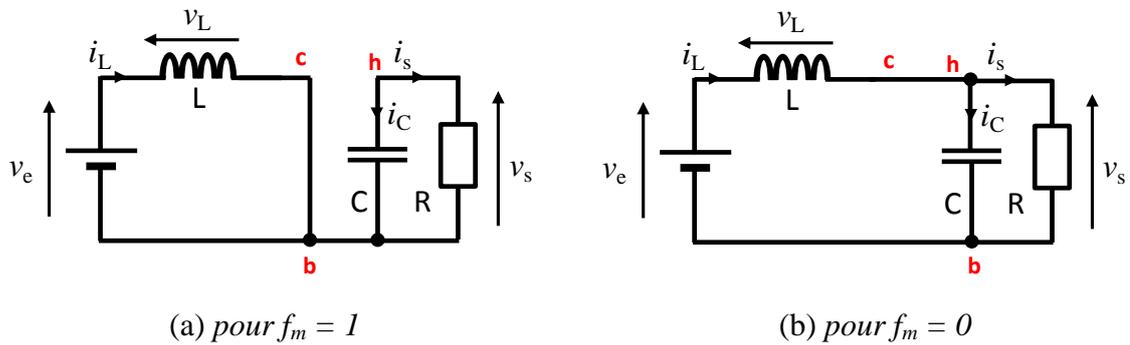


Figure 2.14– Exemple de cellules de commutations


 (a) pour $f_m = 1$

 (b) pour $f_m = 0$

Figure 2.15– Schéma équivalent du hacheur parallèle

Les équations associées à chacun des schémas sont les suivantes :

$$v_e(t) = v_L(t)$$

$$i_c(t) = -i_s(t)$$

Système pour $0 \leq t \leq \alpha T$

$$v_e(t) = v_L(t) + v_s(t)$$

$$i_c(t) = i_L(t) - i_s(t)$$

Système pour $\alpha T \leq t \leq T$

A partir de ces relations, le modèle « comportemental exact » est établi selon les variables d'état du système et la fonction de modulation $f_m(t)$ définissant l'état du ou des interrupteurs de la cellule de commutation.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} [v_e(t) - (1 - f_m(t))v_s(t)] \quad (2.9)$$

$$\frac{dv_s(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left[(1 - f_m(t))i_L(t) - \frac{v_s(t)}{R} \right]$$

Un modèle équivalent à l'échelle de temps de la MLI est représenté à la Figure 2.16, où la cellule de commutation du convertisseur Boost est remplacée par des générateurs de tension et de courant commandés par la fonction de modulation $f_m(t)$.

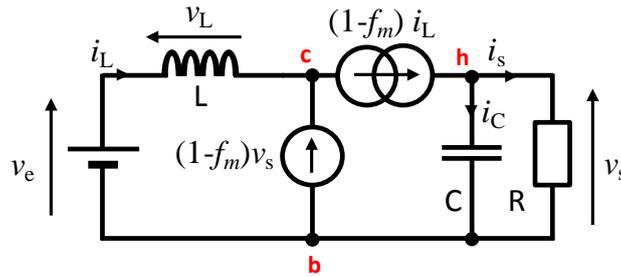


Figure 2.16 – Schéma électrique équivalent du hacheur parallèle (Boost)

Ce schéma électrique équivalent, bien que présentant l'avantage de reproduire un fonctionnement du convertisseur proche de la réalité, a une durée de simulation conséquente liée à la fréquence de découpage. Afin d'élaborer des lois de commandes, des modèles ayant des temps de simulation plus rapide sont indispensables. Quelques uns de ces modèles font l'objet des parties suivantes.

2.3.2.2 Modèle moyen (niveau 2)

Le second niveau de modélisation consiste à faire une moyenne temporelle du système d'équations (2.9). Ce modèle approché n'est valide que si la période de découpage T est faible devant la constante de temps du système. Il est obtenu en effectuant la moyenne temporelle des équations, d'état le système. Le système d'équations suivant est obtenu, où la barre supérieure désigne la moyenne locale :

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_L(t)}{dt} &= \frac{1}{L} [\bar{v}_e(t) - \bar{v}_s(t) + \overline{f_m v_s(t)}] \\ \frac{d\bar{v}_s(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \left[\bar{i}_L(t) - \overline{f_m i_L(t)} - \frac{\bar{v}_s(t)}{R} \right] \end{aligned} \quad (2.10)$$

La moyenne locale de la commande de l'interrupteur f_m définie comme ci-dessous [VER 96] fait apparaître un terme représentant un rapport cyclique instantané.

$$\alpha(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f_m(\tau) d\tau \quad (2.11)$$

En général, la moyenne d'un produit n'est pas le produit des moyennes. Mais, étant donné que sur l'intervalle $[t-T, t]$, le courant i_L et la tension de sortie v_s ne s'écartent pas sensiblement de leurs moyennes (glissantes) respectives, il est alors possible d'émettre les hypothèses suivantes :

$$\begin{aligned}\overline{f_m v_s}(t) &= \overline{f_m}(t) \overline{v_s}(t) = \alpha(t) \overline{v_s}(t) \\ \overline{f_m i_L}(t) &= \overline{f_m}(t) \overline{i_L}(t) = \alpha(t) \overline{i_L}(t)\end{aligned}\quad (2.12)$$

Le modèle moyen du convertisseur Boost qui tient compte de ces hypothèses devient alors :

$$\begin{aligned}\frac{d\overline{i_L}(t)}{dt} &= \frac{1}{L} [\overline{v_e}(t) - (1 - \alpha(t)) \overline{v_s}(t)] \\ \frac{d\overline{v_s}(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \left[(1 - \alpha(t)) \overline{i_L}(t) - \frac{\overline{v_s}(t)}{R} \right]\end{aligned}\quad (2.13)$$

Ce dernier système permet d'établir une modélisation électrique aux valeurs moyennes du hacheur, à laquelle les deux schémas équivalents moyens de la Figure 2.17 sont associés. Ces schémas respectent la topologie initiale du convertisseur. En effet, la diode D est remplacée par une source de tension $\alpha \overline{v_s}$ ou une source de courant $(1 - \alpha) \overline{i_L}$, alors que l'interrupteur T_m est lui remplacé par une source de courant $\alpha \overline{i_L}$ ou une source de tension $(1 - \alpha) \overline{v_s}$.

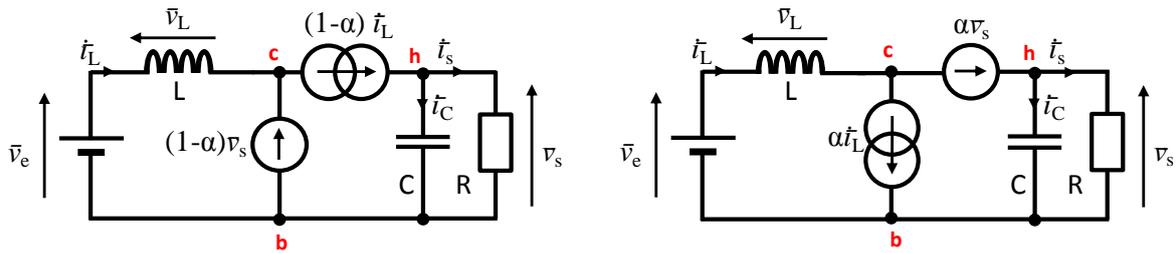


Figure 2.17 – Schémas équivalents moyens du hacheur parallèle [Fer 94]

A partir de ces modèles équivalents moyens, il est aisé d'écrire les équations statiques du système. De même, les fonctions de transfert autour d'un point de fonctionnement peuvent être calculées en considérant les petites variations des grandeurs.

2.3.2.3 Modèle petits signaux (niveau 3)

La modélisation moyenne présentée dans le paragraphe précédent, ne permet pas de façon rigoureuse d'établir un modèle en vue de la commande par les techniques de l'automatique linéaire du système. Etant donné le produit entre la grandeur de commande α et les grandeurs d'état i_L et v_s , l'écriture des fonctions de transfert n'est pas possible. En revanche, la modélisation petits signaux permet une représentation linéaire. Le principe est simple, la notation des variables est définie telle que $\bar{x} = X + \hat{x}$, où X est la valeur du régime permanent et \hat{x} est une petite variation autour de ce point de fonctionnement. Il est alors possible de

mettre en évidence le fonctionnement statique, d'étudier le comportement dynamique et pour finir d'en déduire les fonctions de transfert dynamiques des principales variables [FER 94].

En appliquant la notation précédente, les grandeurs du hacheur sont définies comme suit.

$$\begin{aligned}\bar{i}_L &= I_L + \hat{i}_L \\ \bar{v}_s &= V_s + \hat{v}_s \\ \alpha &= \alpha_0 + \hat{\alpha} \\ \bar{v}_e &= V_e + \hat{v}_e\end{aligned}\tag{2.14}$$

Le modèle petits signaux est obtenu à partir des équations (2.13) et en négligeant les termes appropriés vis-à-vis des petites variations (les infiniment petits d'ordre 2).

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} &= \frac{1}{L} [\hat{v}_e(t) - (1 - \alpha_0(t))\hat{v}_s(t) + V_s\hat{\alpha}(t)] \\ \frac{d\hat{v}_s(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \left[(1 - \alpha_0(t))\hat{i}_L(t) - I_L\hat{\alpha}(t) - \frac{\hat{v}_s(t)}{R} \right]\end{aligned}\tag{2.15}$$

Le système d'équation est un modèle linéaire à temps invariant, où l'entrée de commande est $\hat{\alpha}(t)$ et la tension $\hat{v}_e(t)$ représente une perturbation. Tout comme pour le second niveau de modélisation, une représentation électrique de ces équations est possible. Pour cela, quel que soit le type d'interrupteur, une cellule de commutation fonctionnant en mode de conduction continu peut être représentée, du point de vue d'une modélisation petits signaux, par le schéma de la Figure 2.18. Si nous revenons à notre exemple, le modèle électrique aux petits signaux du hacheur parallèle peut alors être obtenu par juxtaposition du modèle de la cellule de commutation, des éléments de filtrage, de la charge et d'une source représentant les variations de la tension d'entrée (cf. Figure 2.19).

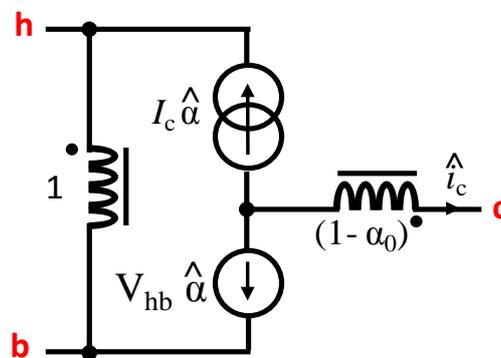


Figure 2.18 – Schémas équivalents petits signaux de deux cellules de commutations [RID 91, RID 99]

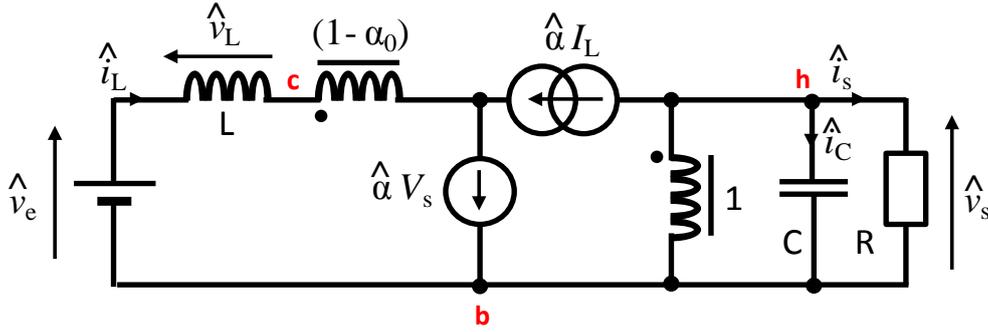


Figure 2.19 – Schéma équivalent petits signaux du hacheur parallèle

2.3.2.4 Représentation d'états à partir du modèle petits signaux

En ce référant au modèle de niveau 3, correspondant à la linéarisation des équations du hacheur parallèle, nous pouvons représenter le système sous forme de système d'états. Le vecteur d'états est défini telle que $\mathbf{x}(t) = [\hat{i}_L(t) \ \hat{v}_s(t)]^t$, où bien évidemment $\hat{i}_L(t)$ représente la variation de courant dans l'inductance L et $\hat{v}_s(t)$ représente la variation de la tension de sortie aux bornes de la charge.

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = (1 - \alpha_0)\mathbf{A}_0\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_0\mathbf{X}\hat{\alpha}(t) + \mathbf{b}_1\hat{v}_e(t) \quad (2.16)$$

$$y(t) = \mathbf{c}_0\hat{\mathbf{x}}(t)$$

Les matrices \mathbf{A}_0 et \mathbf{B}_0 , ainsi que les vecteurs \mathbf{b}_1 et \mathbf{c}_0 sont définis tels que :

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{R} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{b}_1 = [1 \ 0]^t \quad \text{et} \quad \mathbf{c}_0 = [0 \ 1]^t$$

A partir de cette modélisation, la commandabilité et l'observabilité du système linéarisé peuvent être déterminées. Par la suite une représentation matricielle du convertisseur alternatif-continu sera également utilisée.

2.4 Bilan de la description et modélisation du chargeur

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté une structure de chargeur réutilisant tous les éléments de la chaîne de traction pour la charge des batteries. L'utilisation du moteur de traction pour le filtrage inductif du convertisseur AC/DC, en fait l'une de ses particularités. Pour obtenir une modélisation globale du système, nous avons construit un modèle des impédances de la machine synchrone à partir de simulations par éléments finis, puis, plusieurs niveaux de modélisation d'un hacheur élévateur ont été présentés. Le dernier niveau de modèle, dit « petits signaux », permet d'établir les fonctions de transfert d'un convertisseur électronique de puissance autour d'un point de fonctionnement. Le choix d'un hacheur de type Boost comme illustration des niveaux de modélisation a été fait, d'une part pour sa simplicité et d'autre part parce que la structure générale du convertisseur étudié s'avère être composée de plusieurs bras de pont (quatre pour une recharge sur un réseau monophasé et six pour une recharge sur un réseau triphasé) fonctionnant sur le principe du hacheur de type Boost lors de la recharge de la batterie. Le modèle correspondant à la structure du convertisseur complet pourra être obtenu par simple duplication des équations ou des modèles électriques d'un hacheur Boost élémentaire.

Dans le troisième chapitre, nous allons nous intéresser dans un premier temps à la mise en œuvre expérimentale des lois de commande d'un convertisseur de type Boost et mettre en place dans un deuxième temps, les stratégies de commande du convertisseur SOFRACI alimenté par un réseau monophasé.

2.5 Bibliographie

- [BOU 2010] L. De Sousa, B. Bouchez, “Dispositif électrique combiné d’alimentation et de charge”, Brevet International WO 2010/057892 A1, Mai 2010.
- [BRU 2010] A. Bruyère, L. De-Sousa, B. Bouchez, P.Sandulescu, X. Kestelyn, E. Semail, “A multiphase traction /fast –battery-charger drive for electric or plug-in hybrid vehicles”, in *Proc. IEEE Vehicle Power Propulsion Conf.*, Lille, Sept. 2010.
- [CHA 96] B. Chauchat, M. Brunello, J-P Ferrieux, Pb. Delbos, D. Richer, "Système d'alimentation électrique mixte onduleur et convertisseur alternatif-continu", Brevet Européen n° WO 97/08009 déposé le 30 août 1996.
- [COC 94] A. G. Cocconi, “Combined motor drive and battery charger system”, US patent 5341075, Aug. 1994.
- [DES 10] L. De Sousa, B. Bouchez, “Procédé et dispositif électrique combiné d’alimentation et de charge à moyens de compensation”, Brevet International WO 2010/057893 A1, Mai 2010.
- [DES 03] G. Desbiens, Machines à inductions bobinées sur dents. Thèse de doctorat, INPG, 2003.
- [FEM] <http://www.femm.info/wiki/HomePage>
- [FER 94] J.-P. Ferrieux, F. Forest, « Alimentations à découpage – Convertisseur à résonance », édition Masson, p. 249-257, 1994.
- [KHA 11] M. Khanchoul, G. Krebs, C. Marchand, F. Alves, A. Battelier, M. Roze, “Design and Study of a Permanent Magnet Synchronous Motor for an Electric Compressor”, Piers Proceeding, Marrakech, MA, 20 March 2011, ISBN: 978-1-934142-16-5, Vol. 1 of 2, pp. 171-175.
- [LAC 10] S. Lacroix, E. Labouré, M. Hilairet, “An integrated fast battery charger for electric vehicle” *IEEE Vehicle Power Propulsion Conference (VPPC)*, France, September 2010.
- [LEG 09] J. Legranger, « Contribution à l’étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués », Thèse de doctorat, UTC, 2009.
- [MAR 09] X. Margueron, J-P. Keradec, H. Stéphan, « Les Courants de Circulation dans les Conducteurs en Parallèle : Influence dans un Transformateur Planar », hal-00200831, version 1 - 12 Feb 2009.
- [MAK 06] Z. Makni, Contribution au développement d'un outil d'analyse multiphysique pour la conception et l'optimisation d'actionneurs électromagnétiques. Thèse de doctorat Université Paris Sud, 2006.

- [RID 91] R.B. Ridley, "A new, continuous-time model for current-mode control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.6, no.2, pp.271-280, Apr 1991
- [RID 99] R.B. Ridley, "An accurate and practical small-signal model for current-mode control", Ridley Engineering Inc., 1999.
- [SES 11] B. Sesanga, Optimisation de gammes : application à la conception des machines synchrones à concentration de flux. Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, 2011.
- [SIL 10] L. De Sousa, B. Silvestre, and B. Bouchez, "A combined multiphase electric drive and fast battery charger for electric vehicles", in *Proc. IEEE Vehicle Power Propulsion Conf.*, Lille, Sept. 2010.
- [SIL 09] B. Silvestre, Projet SOFRACI (Structure Onduleur Fort Rendement A fonction de Charge Intégrée). Document interne Valeo, mars 2009.
- [STU 00] G. Sturtzer, E. Smigiel, « Modélisation et commande des moteurs triphasés – Commande vectorielle des moteurs synchrones – Commande numérique par contrôleurs DSP », Technosup, édition Ellipses, p.6, Mars 2000.
- [VER 96] G. C. Verghese, "Dynamic modeling and control in power electronics", *Control Handbook*, IEEE Press, p. 1419, 1996.

Normes

- [CEI 61851-22] Norme Internationale CEI 61851-22, « Système de charge conductive pour véhicules électriques - Partie 22: Borne de charge conductive en courant alternatif pour véhicules électriques », mai 2001.

Chapitre III

Implémentation de stratégie de commande de convertisseur

Sommaire

3.1	Introduction	70
3.2	Présentation du banc d'essais	71
3.2.1	Source d'alimentation.....	71
3.2.2	Eléments inductifs	72
3.2.3	Convertisseur statique	72
3.2.4	Capteurs de mesure.....	73
3.2.5	Implantation matérielle de la commande.....	74
3.3	Asservissement en tension et courant d'un convertisseur de type Boost	76
3.3.1	Synthèse des régulateurs.....	76
3.3.2	Programmation des régulateurs	83
3.3.3	Validation du modèle et de la commande	87
3.4	Stratégie de commande de la structure SOFRACI.....	90
3.4.1	Introduction	90
3.4.2	Stratégie de commande par découplage des équations d'état.....	92
3.4.3	Stratégie de commande sans découplage.....	95
3.4.4	Comparaison des deux stratégies.....	96
3.4.5	Influence de la tension de mode commun	97
3.5	Conclusion.....	99
3.6	Bibliographie.....	101

Le chapitre précédent a permis de présenter la topologie SOFRACI et de définir différents niveaux de modélisation d'un système associant une électronique de puissance et une machine électrique. Partant de ces éléments, ce chapitre a pour but de présenter la plate-forme expérimentale utilisée pour la validation des lois de commande. Nous présenterons dans ce chapitre la mise en œuvre d'un convertisseur de type Boost, convertisseur pris comme exemple au chapitre précédent pour illustrer les principes de modélisation. Dans la deuxième partie du chapitre, les stratégies adoptées pour le chargeur SOFRACI seront présentées.

3.1 Introduction

Un banc expérimental de conversion d'énergie est formé de deux grandes parties : la puissance et la commande. Dans le cadre des convertisseurs, la partie puissance représente le système (la topologie) et la commande associée lui permet de réaliser les fonctions qui lui sont assignées. Différents moyens d'implémentation des lois de commande sont possibles.

Dans le passé, l'implémentation a d'abord été réalisée à partir de composants analogiques tels que des amplificateurs opérationnels, des résistances et des condensateurs. Ces composants permettent la réalisation d'opérations simples (filtrage, amplification, addition,...). Le coût élevé de ces opérateurs, la complexité des cartes électroniques les utilisant et le manque d'évolutivité des cartes de commande de ce type a réduit leur utilisation. De plus, malgré de très bonnes performances atteintes par les régulateurs analogiques, leur fiabilité à long terme n'est pas bonne, du fait de l'évolution des caractéristiques des composants passifs et actifs, modifiant au cours du temps le comportement des commandes ainsi réalisées, et du fait de la forte sensibilité de ces structures aux contraintes thermiques et électromagnétiques. L'implémentation numérique a permis de limiter ces contraintes et d'envisager des algorithmes plus complexes. Dans ce type de commande, la conversion analogique-numérique peut être un passage critique pouvant occasionner des pertes d'informations, liées en particulier à la quantification. L'implantation des lois de commande peut être scindée en trois catégories selon la nature de la cible utilisée : implémentation logicielle, matérielle et conjointe [BOU 05].

Les DSP (Digital Signal Processor) et les microcontrôleurs sont des cibles privilégiées par la plupart des concepteurs pour l'implantation logicielle. En effet, ces solutions « effraient » moins les concepteurs et nécessitent peu de temps de développement [MON 02]. L'implantation matérielle est, quant à elle, définie par l'utilisation de cibles FPGA (Field-Programmable Gate Array) ou d'ASIC (Application-Specific Integrated Circuit). Le principal avantage de cette intégration est lié à sa capacité à supporter des systèmes complexes et aux vitesses d'exécution importantes. Enfin, l'implémentation conjointe ou mixte consiste à allouer à chaque cible une ou plusieurs fonctionnalités de l'algorithme. Par exemple, dans le domaine de la commande des machines électriques, les cibles matérielles réalisent les tâches qui nécessitent un temps de calcul critique (génération des signaux MLI, régulation des courants), tandis que les cibles logicielles assurent la régulation de position et de vitesse. C'est ce dernier type d'implémentation (mixte) qui sera réalisé dans notre étude.

Ce chapitre sera consacré dans un premier temps à la description des éléments constituant le banc d'essai (partie puissance et partie commande) et dans un deuxième temps à l'illustration de l'implantation des lois de commande d'un convertisseur de type Boost. Cette implantation sera validée expérimentalement puis, partant de là, deux stratégies de commande de la structure monophasée du chargeur de batteries SOFRACI seront proposées et présentées.

3.2 Présentation du banc d'essais

La structure générale du banc d'essais qui sera utilisé lors des essais expérimentaux est donnée à la Figure 3.1.

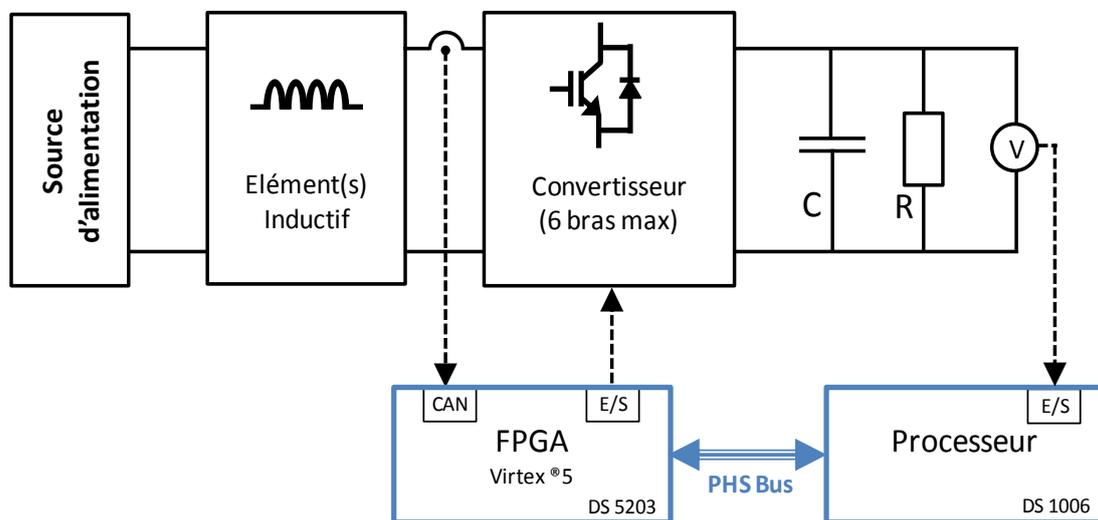


Figure 3.1 – Synoptique de la structure générale du banc d'essais DS5203

Comme nous l'avons mentionné précédemment, nous utilisons une implémentation mixte, c'est-à-dire que la régulation, de tension dans notre cas, est développée sur une carte à processeur, tandis que l'asservissement de courant et la génération des signaux MLI sont implantés sur une carte FPGA.

3.2.1 Source d'alimentation

Dans notre étude, la source d'alimentation pourra prendre deux formes selon que nous étudions le fonctionnement en hacheur ou en redresseur d'une structure électronique de puissance. Dans le cas du hacheur élévateur étudié dans la première partie de ce chapitre,

l'alimentation est obtenue à partir d'une alimentation continue délivrant 30 V et 2,5 A maximum. Tandis que dans le cas du convertisseur alternatif-continu qui sera étudié au chapitre suivant, la source alternative monophasée ou triphasée est fournie par un autotransformateur permettant d'augmenter progressivement la tension d'alimentation.

3.2.2 Eléments inductifs

Le fonctionnement du convertisseur et en particulier la règle d'association des sources nécessite la présence de part et d'autre d'une structure de conversion à découpage, d'une source de tension et d'une source de courant (au sens des variables d'état et donc des variations des grandeurs). La source de tension sera réalisée par des condensateurs de découplage et les sources de courant prendront, dans un premier temps, la forme de simples inductances puis, elles seront remplacées par les enroulements de la MSAP du projet SOFRACI.

Les inductances discrètes utilisées, d'une valeur de 2 mH, sont construites sur des circuits magnétiques ferrites permettant de conserver des caractéristiques correctes sur une large plage de fréquence et en particulier à la fréquence de découpage. Elles sont dimensionnées pour supporter un courant maximum de 10 A. La machine synchrone à aimants permanents du projet SOFRACI a, quant à elle, largement été décrite dans le chapitre précédent. Dans le cadre de notre étude, nous ne disposons que d'une version réduite de la machine de traction réelle, sa puissance nominale est égale à 15 kW pour un courant maximum de 10,6 A par phase.

3.2.3 Convertisseur statique

La structure de conversion utilisée, de marque ARCEL, est constituée de 6 bras de pont à IGBTs. Le découplage proche du bus continu est assuré par une série de condensateurs polypropylènes de 390 μ F représentant une valeur totale de 2,3 mF. Les IGBTs de calibre en tension 1200 V sont placés sur un radiateur refroidi par air par l'intermédiaire d'une turbine centrifuge (cf. Figure 3.2). Ils peuvent supporter un courant allant jusqu'à 150 A (en continu pour une température de boîtier de 25°C). Un temps mort d'au moins 1,5 μ s doit être assuré entre l'ouverture et la fermeture des interrupteurs d'un même bras. Les temps morts sont

garantis par les drivers ARCAL-ECO-DUAL de référence 2SD316EI équipant le banc d'essai.

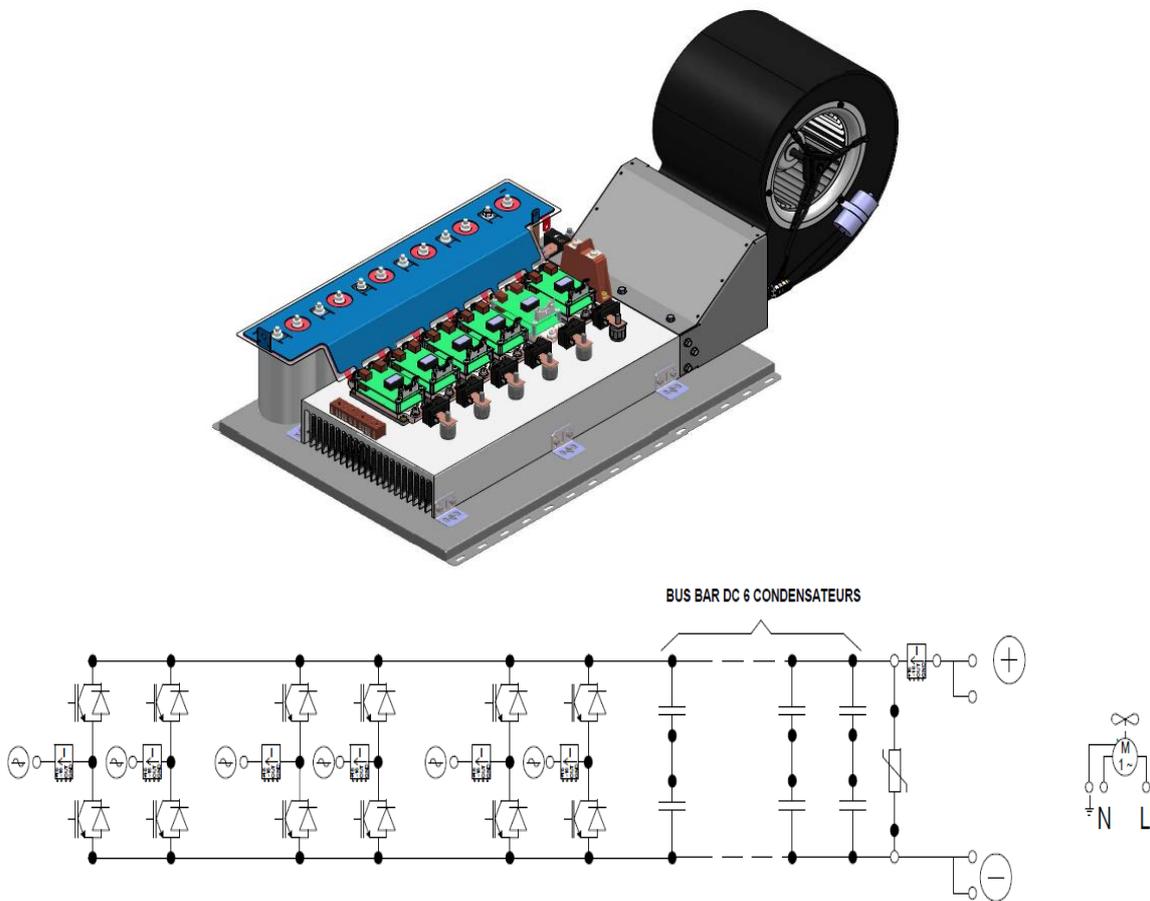


Figure 3.2 – Structure électronique de puissance du banc d'essais

Les cartes de commandes de marque CONCEPT associées aux drivers et installées pour chaque bras, permettent la gestion des modes de fonctionnement, c'est-à-dire en mode demi-pont ou en commande indépendante des deux interrupteurs d'un même bras. Ils assurent également des fonctions de protection de premier niveau comme par exemple le contrôle de désaturation des IGBTs.

Pour la première réalisation, décrite dans les sections suivantes et correspondant à un convertisseur élémentaire de type Boost, un seul des six bras sera utilisé.

3.2.4 Capteurs de mesure

L'implantation des fonctions de régulation de courants et de tension nécessite la mesure de ces grandeurs. Les mesures de courants sont assurées par des capteurs à effet Hall pouvant

mesurer un courant maximal de 50 A. L'image de la tension est quant à elle obtenue à partir d'une sonde différentielle de tension.

3.2.5 Implantation matérielle de la commande

L'implémentation des algorithmes de commande est réalisée de façon mixte sur une carte processeur et une carte FPGA. Le matériel utilisé est développé principalement par la société dSPACE en collaboration avec Xilinx pour tout ce qui concerne la carte FPGA.

3.2.5.1 Carte processeur

La carte processeur DS1006 fournit la puissance de calcul nécessaire pour un système temps réel et assure la fonction d'interface vers les cartes d'entrées/sorties et vers l'ordinateur hôte. Elle est associée à une carte d'entrée DS2004 permettant de faire l'acquisition et la conversion des tensions d'entrées. La résolution du Convertisseur Analogique Numérique (CAN) est de 16 bits et le temps de conversion est de 800 ns par voie [DSP 06].

Dans le cadre de notre étude, cette carte est principalement utilisée pour implémenter la boucle de régulation dite lente, c'est-à-dire la boucle de tension et pour gérer en temps réel les sécurités et l'activation des signaux de commandes du convertisseur.

3.2.5.2 Carte FPGA

Avant d'entamer la présentation de la carte FPGA utilisée, nous allons décrire rapidement ce qu'est un FPGA. Tout d'abord, le FPGA est introduit sur le marché en 1985 par les entreprises Xilinx et Altera, dans le but de pouvoir développer des systèmes complexes (comme les ASIC) tout en ayant la possibilité de reconfiguration (comme les PLD (réseaux logiques programmables)) [BRO 92]. Les circuits FPGA permettent alors d'implémenter des systèmes numériques avec l'avantage d'une programmation électrique reconfigurable. Ces circuits sont principalement composés d'une matrice d'éléments et d'un réseau de connexions configurables. Ainsi, l'architecture développée par Xilinx peut être divisée en deux couches : une couche appelée circuit configurable et une couche réseau mémoire SRAM (Static Random Access Memory) [BAJ 04, THO 05].

La couche circuit est constituée d'une matrice de blocs logiques configurables (CLB) permettant la réalisation de fonctions séquentielles et combinatoires, ainsi que de blocs d'entrées/sorties (E/S). La Figure 3.3 montre l'architecture générale d'un FPGA. La

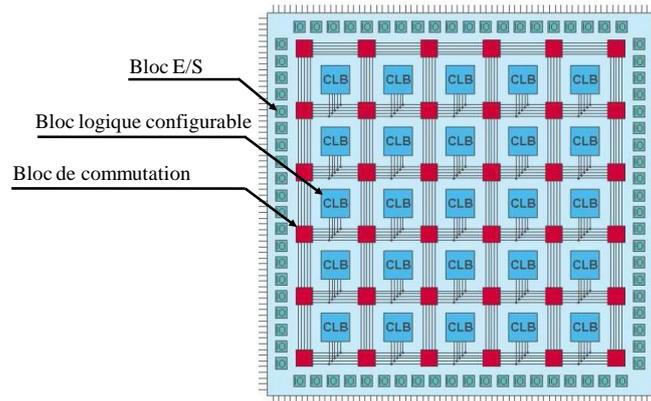


Figure 3.3 – Architecture générale d'un FPGA [DSP 10]

connexion des CLB et des E/S est réalisée par des blocs de commutation [MON 10]. Ceci est obtenu, par l'application d'un niveau de tension adéquat sur la grille des transistors à effet de champ de ces blocs. La programmation consiste donc à appliquer les tensions aux bons endroits pour « câbler » et réaliser la fonction souhaitée. Dès lors, la configuration du circuit est mémorisée sur la couche réseau SRAM.

A titre d'information, la carte FPGA DS5203 dSPACE utilisée dans le cadre de notre banc d'essais, est équipée d'un FPGA Xilinx Virtex® 5. Elle possède une fréquence d'horloge de 100 MHz, 6 CAN (Convertisseur Analogique Numérique), 6 CNA (Convertisseur Numérique Analogique), 16 canaux d'E/S numériques et une connexion à la carte processeur au moyen du bus PHS [DS5 12]. Cette dernière connexion via le bus PHS présente un avantage considérable. En effet, la modification de paramètres en temps réel implantés dans le FPGA devient alors possible. La programmation de cette carte s'effectue à l'aide de la bibliothèque de Xilinx System Generator (XSG) *Simulink Blockset*. Dans notre banc d'essais, l'utilisation d'un FPGA autorise la synchronisation d'un plus grand nombre de signaux MLI qu'un DSP. Nous pouvons ainsi générer 12 signaux MLI synchronisés dans le cas d'une commande indépendante des 12 interrupteurs du banc SOFRACI. En fait, nous verrons dans le chapitre suivant que nous nous limiterons à une commande MLI par bras de pont, soit 6 signaux MLI indépendants, en laissant à la carte rapprochée le soin de gérer la problématique des commandes complémentaires. Dans cette configuration, nous disposons d'une commande logique supplémentaire correspondant à un signal d'inhibition permettant de passer le bras de pont dans un état haute impédance.

Nous pouvons distinguer deux phases lors de l'implémentation de la partie de commande concernée dans le FPGA. Une première étape purement logicielle, où l'architecture à

implanter est décrite en langage VHDL ou Verilog, puis simulée. Une seconde étape qui consiste à compiler le circuit configuré sur le FPGA et à valider l'implémentation. Ces étapes de conception seront plus largement détaillées dans la partie suivante traitant de la mise en œuvre de la commande d'un convertisseur de type Boost.

3.3 Asservissement en tension et courant d'un convertisseur de type Boost

Afin d'illustrer la démarche adoptée lors de l'implémentation des lois de commande du convertisseur de notre étude, nous consacrerons cette partie à la description de la réalisation des lois de commande d'une partie représentative du convertisseur étudié se présentant sous la forme d'un convertisseur de type Boost (cf Figure 2.13). Comme nous l'avons vu précédemment, cette structure, équivaut à un bras de la structure globale du chargeur étudié. L'accent sera porté ici sur l'implantation de la commande au sein du FPGA et par voie de conséquence, sur l'utilisation de formats de nombre à virgule fixe.

3.3.1 Synthèse des régulateurs

Avant de considérer l'implémentation de la commande, il nous faut parler de la synthèse des correcteurs. Pour cette synthèse, la démarche est la suivante : à partir du modèle de niveau 3 proposé pour les convertisseurs électroniques de puissance en général et le convertisseur de type Boost en particulier, nous pouvons écrire le système d'équation (2.15) définissant le fonctionnement de ce convertisseur. Une représentation du convertisseur Boost sous forme de schéma bloc ainsi que la stratégie de commande associée peut alors être réalisée, celle-ci est présentée à la Figure 3.4.

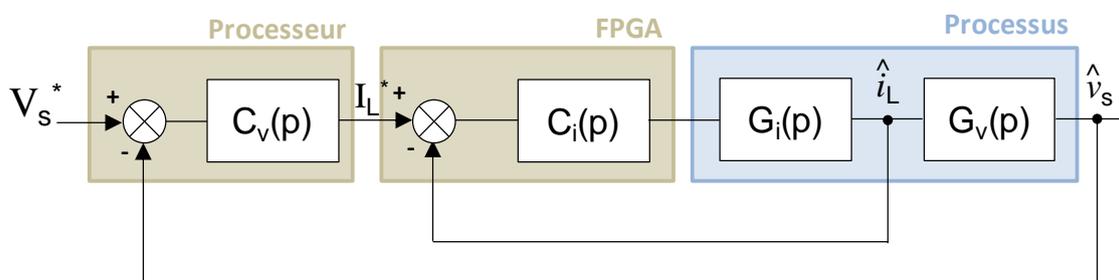


Figure 3.4 – Schéma bloc de la structure de commande du convertisseur Boost

L'asservissement de la tension de sortie et du courant absorbé par le hacheur est réalisé par deux boucles imbriquées. Chacune d'entre elles donne lieu à une synthèse de correcteur spécifique. Pour cela, la boucle la plus rapide est d'abord étudiée. Les fonctions $C_{v,i}(p)$ définissent les correcteurs, tandis que les fonctions $G_{v,i}(p)$ représentent le système.

3.3.1.1 Boucle de courant

Le rapport cyclique noté α dans le précédent chapitre correspondant au rapport cyclique de l'interrupteur du bas de la structure Boost unidirectionnelle (interrupteur + diode). Le rapport cyclique de l'interrupteur du bas sera noté ici α_b . Pour correspondre à la configuration matérielle de notre banc d'essais pour laquelle un niveau 1 logique de la commande MLI générée par la carte FPGA correspond à la fermeture de l'interrupteur du haut du bras de pont (cf. Figure 3.5), le rapport cyclique de la commande MLI se référera au rapport cyclique de commande de l'interrupteur du haut, noté α_h .

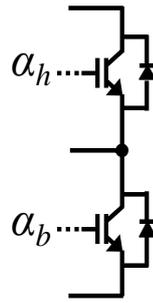


Figure 3.5 – Représentation d'un bras de pont du convertisseur

Ce changement de référence pour le rapport cyclique doit être pris en compte dans la commande en remplaçant dans les équations du chapitre précédent $\alpha = \alpha_b$ par $(1 - \alpha_h)$. L'équation (2.15) devient alors :

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} &= \frac{1}{L} [\hat{v}_e(t) - \alpha_{h0} \hat{v}_s(t) - V_s \hat{\alpha}_h(t)] \\ \frac{d\hat{v}_s(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \left[\alpha_{h0} \hat{i}_L(t) + I_L \hat{\alpha}_h(t) - \frac{\hat{v}_s(t)}{R} \right] \end{aligned} \quad (3.1)$$

Nous nous intéressons ici à la boucle de courant dans une stratégie globale de contrôle du convertisseur réalisée par boucles imbriquées de courant puis de tension. Nous pouvons noter que les variations de \hat{v}_s sont beaucoup plus lentes que les variations de courant. Le terme \hat{v}_s

peut ainsi être négligé pour synthétiser le correcteur de la boucle de courant, ce qui conduit à l'équation suivante et au modèle du processus de la Figure 3.6 :

$$\frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \frac{1}{L}[\hat{v}_e(t) - V_s \hat{\alpha}_h(t)] \quad (3.2)$$

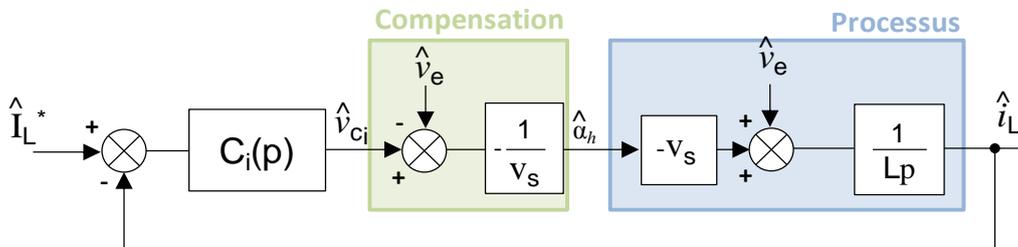


Figure 3.6 – Représentation sous forme de schéma bloc de la boucle d'asservissement de courant

Si nous choisissons de compenser les variations de la tension d'entrée \hat{v}_e , la fonction de transfert vue du correcteur peut alors prendre la forme simplifiée suivante :

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_{ci}}(p) = \frac{1}{Lp} \quad (3.3)$$

Deux types de correcteurs sont mis en œuvre : un correcteur à action proportionnelle intégrale (cf. Annexe 2) et un correcteur RST fondé sur le placement de pôles robustes. L'expression du correcteur PI est définie ci-dessous en continu et en discret :

$$C_i(p) = \left(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{p} \right) \quad (3.4)$$

La discrétisation du régulateur PI est relativement simple, l'opérateur p est remplacé par une approximation en z , utilisant par exemple l'approximation d'Euler (méthode de différence arrière). Cette approximation n'est pertinente que si la constante de temps du correcteur est très grande devant la période d'échantillonnage.

$$C_i(z) = \left(K_{pi} + \frac{K_{ii}T_e}{1 - z^{-1}} \right) \quad (3.5)$$

En ce qui concerne le correcteur RST, les termes R, S, et T ne sont pas des acronymes, mais simplement des polynômes constituant le correcteur. La synthèse peut être réalisée à temps continu, néanmoins compte tenu de l'objectif final d'une implémentation numérique, nous avons fait le choix de synthétiser ce correcteur à temps discret. Les différentes étapes

menant à la détermination de ces polynômes seront détaillées dans le quatrième chapitre. Le schéma bloc du correcteur RST est présenté sur la Figure 3.7.

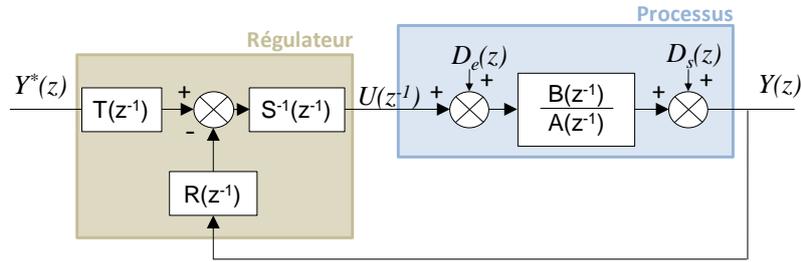


Figure 3.7 – Schéma bloc du correcteur RST discret

Une fois l'équation (3.3) discrétisée, elle est mise sous la forme d'un rapport de polynômes notés $B(z^{-1})$ et $A(z^{-1})$. Il est alors possible de déterminer les polynômes R , S et T en imposant la dynamique de la boucle fermée. Nous, nous contenterons ici de donner la forme de ces polynômes pour un temps de réponse donné en boucle fermée et un amortissement unitaire.

$$\begin{aligned}
 R(z^{-1}) &= r_0 + r_1 z^{-1} \\
 S(z^{-1}) &= s_0 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2} \\
 T(z^{-1}) &= t_0 + t_1 z^{-1} + t_2 z^{-2}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

L'implémentation des correcteurs sur la carte FPGA, ainsi que les précautions à prendre dans le choix de la quantification des coefficients et des résultats des opérateurs feront l'objet de la partie suivante.

3.3.1.2 Boucle de tension

Comme cela a été évoqué précédemment, une boucle d'asservissement gérant la tension aux bornes de la charge doit être mise en place. Le système étant non linéaire, deux approches peuvent être utilisées pour sa résolution. La première consiste à linéariser le comportement du système autour d'un point de fonctionnement à partir du modèle petits signaux (niveau 3) ; tandis que, pour la seconde méthode une compensation non-linéaire est effectuée. Dans cette situation, un modèle de commande non linéaire de la boucle de tension peut être mis en place à partir du modèle moyen du système (niveau 2). C'est cette dernière méthode qui sera présentée dans cette section. Ainsi, le système d'équations (2.13) correspondant au modèle de niveau 2 du hacheur de type Boost, réécrit en remplaçant $\alpha(t) = \alpha_b(t)$ par $(1 - \alpha_h(t))$, est donné par l'équation (3.7).

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_L(t)}{dt} &= \frac{1}{L} [\bar{v}_e(t) - \alpha_h(t)\bar{v}_s(t)] \\ \frac{d\bar{v}_s(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \left[\alpha_h(t)\bar{i}_L(t) - \frac{\bar{v}_s(t)}{R} \right] \end{aligned} \quad (3.7)$$

Les équations (3.7) constituent un système à perturbation singulière, à cause de la différence d'échelle temporelle entre la tension et le courant. Si nous considérons que la dynamique de la boucle interne (courant) est bien plus rapide que celle de la boucle externe (tension), alors après le transitoire sur la boucle de courant, le courant est égal à sa consigne. Nous avons alors deux possibilités selon que le convertisseur fonctionne comme un convertisseur DC-DC de type Boost ou qu'il est utilisé pour absorber un courant sinusoïdal sur un réseau alternatif. Dans le premier cas, le courant est constant, sa dérivée est donc nulle. Dans le second cas, le courant est sinusoïdal à la fréquence du réseau. Pour des valeurs d'inductances permettant de filtrer le découpage du convertisseur mais ne présentant pas une impédance significative à la fréquence du réseau, nous pouvons négliger l'effet du terme $L \frac{d\bar{i}_L(t)}{dt}$ à l'échelle de la boucle de tension. Dans les deux cas nous écrirons dans la suite :

$$L \frac{d\bar{i}_L(t)}{dt} = 0 \Leftrightarrow \bar{i}_L(t) = I_L^*(t) \quad (3.8)$$

par conséquent, d'après la première équation du système (3.7), l'expression du rapport cyclique en est déduite.

$$\alpha_h(t) = \frac{\bar{v}_e(t)}{\bar{v}_s(t)} \quad (3.9)$$

Il en résulte une équation non-linéaire d'évolution de \bar{v}_s en fonction de \bar{v}_e :

$$\bar{v}_s(t) \frac{d\bar{v}_s(t)}{dt} + \frac{1}{RC} \bar{v}_s^2(t) = \frac{1}{C} \bar{v}_e(t) I_L^*(t) \quad (3.10)$$

- **Cas du Boost (courant continu)**

Ici, la tension d'entrée \bar{v}_e étant une grandeur mesurable et supposée constante $\bar{v}_e = V_e$, il est alors possible via une linéarisation autour d'un point de fonctionnement d'exprimer un transfert en boucle ouverte \hat{v}_s/I_S^* :

$$V_s \frac{d\hat{v}_s(t)}{dt} + 2 \frac{1}{RC} V_s \hat{v}_s(t) = \frac{1}{C} V_e I_L^*(t) \quad (3.11)$$

$$\frac{\hat{v}_s}{I_s^*} = \frac{R}{1 + \frac{RC}{2} p} \quad (3.12)$$

où I_s^* est une nouvelle grandeur (représentant la consigne de courant de sortie du convertisseur Boost) et la sortie d'un régulateur linéaire telle que $I_L^* = \frac{V_s}{V_e} I_s^*$. Ceci nous conduit au schéma de commande de la Figure 3.8.

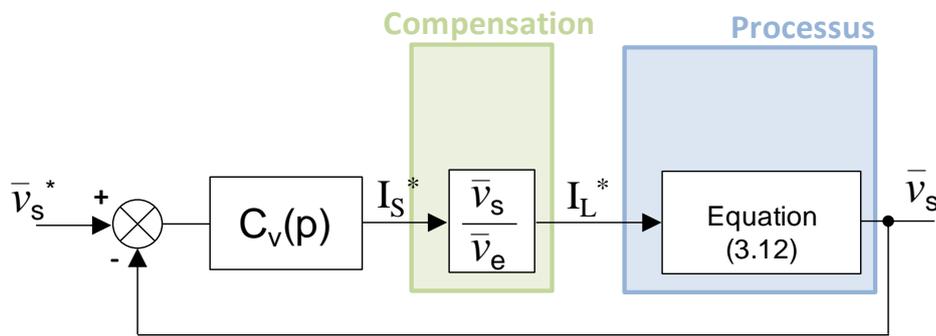


Figure 3.8 – Schéma bloc de la boucle d'asservissement de tension dans le cas d'un Boost

Le système à réguler étant du premier ordre, des correcteurs PI et RST peuvent être mis en œuvre comme pour la boucle de courant. Ils sont alors synthétisés pour garantir un temps de réponse à 5% de 100 ms.

- Cas de l'absorption d'un courant sinusoïdal

L'objectif final de notre étude est l'asservissement d'un courant sinusoïdal I_L^* en phase avec la tension \bar{v}_e . L'approche présentée ci-dessus n'est plus possible étant donné la singularité apportée par \bar{v}_e . La réécriture de l'équation (3.10) sous une autre forme donne :

$$\frac{d\bar{v}_s^2(t)}{dt} + \frac{2}{RC} \bar{v}_s^2(t) = \frac{2}{C} \bar{v}_e(t) I_L^*(t) \quad (3.13)$$

A partir de l'équation (3.13) précédente, en définissant une variable y égale à $\bar{v}_s^2(t)$ et sachant que le courant sinusoïdal de référence est obtenu à partir de l'image de la tension d'entrée, tel que :

$$I_L^*(t) = \beta \bar{v}_e(t) = \beta V_{eM} \sin \omega t \quad (3.14)$$

où β est un coefficient multiplicateur qui fixe l'amplitude du courant de référence et V_{eM} est l'amplitude maximale de la tension d'entrée. Alors, le carré de la tension représenté par y varie en réponse à la commande β , selon une équation linéaire du premier ordre.

$$\begin{aligned} \frac{dy}{dt} &= -\frac{2}{RC}y + \frac{2}{C}\beta \bar{v}_e^2(t) \\ \frac{dy}{dt} &= -\frac{2}{RC}y + \frac{1}{C}\beta V_{eM}^2(1 - \cos 2\omega t) \end{aligned} \quad (3.15)$$

A partir de cette dernière expression et de la valeur moyenne du terme perturbateur $(1 - \cos 2\omega t)$, la fonction de transfert permettant la conception du correcteur de tension est donnée dans la représentation de la boucle de tension suivante :

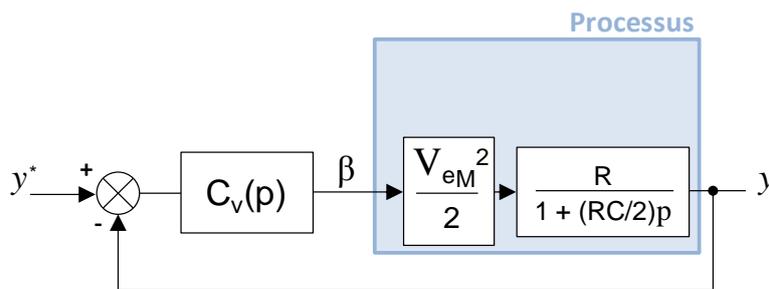


Figure 3.9 – Schéma bloc de la boucle d'asservissement de tension dans le cas d'une absorption sinus

Les deux cas abordés pour la synthèse des correcteurs de tensions seront validés par des résultats de simulation et d'expérimentation dans la suite du document.

- **Remarque**

Notons toutefois que la démarche précédente par une synthèse à partir de l'équation (3.13) aurait pu être appliquée pour l'asservissement de courant d'un Boost. Le transfert en boucle ouverte qui y correspond est donné ci-dessous.

$$\frac{y}{I_L^*} = V_e \frac{R}{1 + \frac{RC}{2}p} \quad (3.16)$$

Nous avons volontairement fait le choix de deux approches différentes, l'une en contrôlant la tension de sortie $\bar{v}_s(t)$ et l'autre par la régulation de $\bar{v}_s^2(t)$. En effet, réaliser une synthèse à partir du carré de la tension de sortie permet une linéarisation simple et rigoureuse.

Néanmoins, dans un contexte expérimental, le bruit de mesure n'étant pas négligeable, celui-ci sera amplifié par rapport à une commande où $\bar{v}_s(t)$ est contrôlé.

3.3.2 Programmation des régulateurs

3.3.2.1 Introduction

Après avoir synthétisé les correcteurs de tension et de courant, nous avons procédé en plusieurs étapes en vue de l'implantation de ces correcteurs.

Dans la première étape nous avons simulé les boucles de courant et de tension afin de valider leur fonctionnement. Cette simulation a été réalisée sur un modèle physique moyen du convertisseur (modèle de niveau 2 en utilisant la bibliothèque *SimPowerSystems* permettant des simulations électriques sous *Simulink*) et en utilisant des blocs *Simulink* discrets pour les correcteurs. Dans ces simulations, les calculs sont réalisés avec des formats de nombre de 32 bits en virgule flottante.

La seconde étape consiste à saisir les fonctions à implanter sur la carte FPGA dans l'environnement *Simulink* sous leur forme synthétisable par l'outil de compilation ISE (Integrated Software Environment) de *Xilinx*. Pour ce faire, ces fonctions sont saisies dans un sous système en utilisant la librairie *XSG Simulink Blockset*. Dans notre cas, les fonctions à implanter sont le correcteur de la boucle de courant et les générations des signaux MLI. Le correcteur ainsi synthétisé remplace alors le correcteur en z de la simulation précédente. Cette étape permet alors de simuler le fonctionnement global tel qu'il devrait se comporter après implantation dans le processeur et le FPGA. Il prend en particulier en compte le passage d'un format de nombre en virgule flottante vers un format en virgule fixe, changement qui aura lieu lors du transfert de données de la carte processeur vers la carte FPGA. Dans cette simulation, le format des nombres choisis pour les opérateurs implantés dans la carte FPGA sont également pris en considération permettant de mettre en évidence d'éventuels problèmes liés à la quantification ou aux dépassements de format. Après cette seconde étape, le fonctionnement de la boucle de courant seule est validé.

Dans la troisième étape, l'ensemble constitué par les boucles de tension et de courant peut être testé par simulation. Le correcteur de tension doit être implanté sur la carte processeur du système *Dspace*. Le format des nombres ne pose donc pas de problème pour le correcteur de

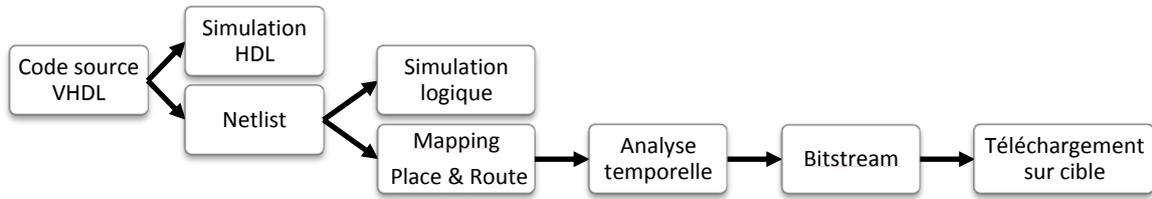


Figure 3.10 – Schéma global des étapes d'implémentation sur une cible FPGA

cette boucle de tension. Ce correcteur est saisi sous la forme d'une fonction de transfert en z sous *Simulink*.

3.3.2.2 Implémentation de la boucle de courant sur carte FPGA

Les étapes conventionnelles d'une implémentation logique sur un FPGA sont les suivantes (cf. Figure 3.10) [XES 08] :

- la description du circuit logique soit par un langage de description de matériel (VHDL, Verilog), ou par un schéma graphique, en utilisant un éditeur de schémas,
- la mise sous forme de « netlist » : à l'aide d'une synthèse logique, la description précédente est transformée en une netlist qui regroupe les portes logiques utilisées et leurs connexions,
- la cartographie des portes logiques et des interconnexions. La netlist est inscrite en divers groupes dans un tableau d'équivalence (LUT, Look Up Table), puis l'outil de cartographie « Place and Route » attribue aux groupes des CLB spécifiques,
- la détermination de l'état des interrupteurs de routage en flux de données (bitstream),
- enfin, la séquence de bits est téléchargée sur une puce FPGA.

Dans notre cas, l'utilisation de la librairie *XSG Simulink Blockset* simplifie toutes ces opérations en les rendant transparentes pour le développeur. La programmation se fait donc schématiquement en utilisant les blocs pré-codés de la librairie. La Figure 3.11 du correcteur PI donne un exemple de représentation.

La consigne de courant, les gains proportionnel et intégral, ainsi que tous les termes de compensation sont définis sur la partie processeur et transférés sur la partie à virgule fixe via un bus PHS (Peripheral High-Speed). Toutes les valeurs de ces grandeurs sont donc modifiables en temps réel, même après le routage et implantation sur la carte FPGA. Néanmoins, il faudra s'assurer que les largeurs de bus sont suffisantes pour le codage des

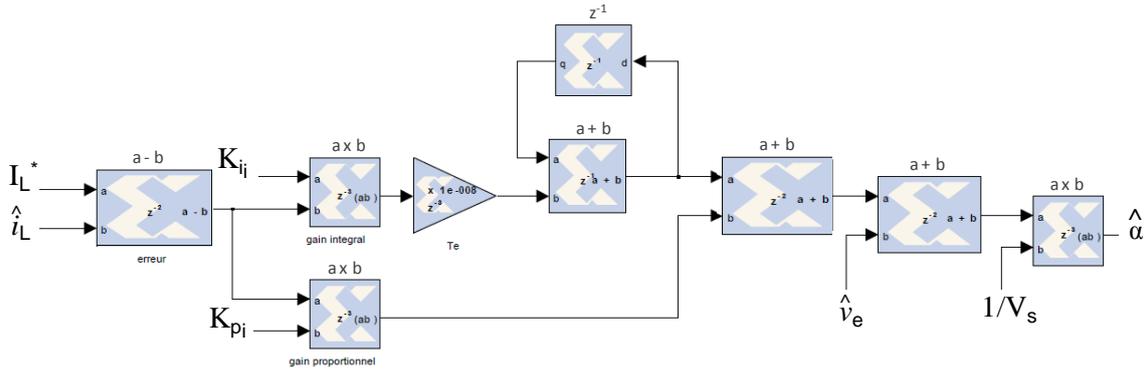


Figure 3.11 – Schéma bloc du correcteur PI sur XSG

valeurs. La mesure de courant est obtenue par l'intermédiaire d'un des CAN de la carte FPGA.

Le correcteur RST est programmé sur le même principe. Le coût algorithmique du système de commande étant lié au nombre d'opérations, dans le cas des polynômes, une mise en forme particulière est établie pour limiter les additions, soustractions et multiplications. Par exemple, la représentation sous forme de schéma bloc de l'expression suivante est donnée par la Figure 3.12.

$$\frac{S(z)}{E(z)} = \frac{s_0 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2}}{e_0 + e_1 z^{-1} + e_2 z^{-2}} \quad (3.17)$$

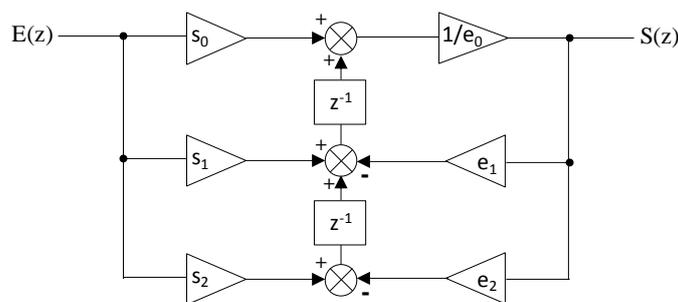


Figure 3.12 – Schéma bloc minimisant le nombre d'opérateurs nécessaires pour synthétiser une fonction de transfert en z mise sous forme rationnelle

3.3.2.3 Quantification et largeur de bus

La quantification des signaux est un élément important, puisqu'elle permet de limiter la taille des bus et d'optimiser ainsi la surface de silicium. Pour cela, l'une des méthodes consiste à placer un bloc de quantification après chaque opération de multiplication [BOU 05]. Les éléments constituant la chaîne de commande impose une quantification que nous

qualifions de naturelle. En effet, les mesures sont transmises au système numérique par des convertisseurs analogiques numériques. Le pas de quantification dépend des valeurs maximale et minimale de tension admissible et du nombre de bits sur lesquels est codée la valeur binaire. Les CAN de la carte FPGA ont un pas de quantification q de 3,7mV pour une tension maximale de ± 30 V codée sur 14 bits.

Afin d'avoir une bonne précision et de minimiser les ressources physiques, un choix optimal de la largeur des bus doit être effectué. Des méthodes analytiques permettant de déterminer automatiquement les extremums des signaux pour garantir l'absence de débordements [HER 05], ainsi que la puissance du bruit de quantification et de la puissance du signal [MEN 02] ont été mises en œuvre. Nous avons fait le choix ici, d'utiliser les résultats de simulation en virgule flottante pour déterminer les domaines de définitions des signaux et ainsi imposer le nombre de bits suffisant pour les parties entières et décimales. L'allure du courant présenté à la Figure 3.13, montre par comparaison dans le cadre d'une simulation HDL (Hardware Description Language), l'impact d'un mauvais format de données. Dans cette simulation, le gain K_p a été tronqué pour correspondre à la valeur entière la plus proche. En commettant une erreur de 7% sur le codage du gain, l'allure de la réponse dynamique du courant est modifiée sensiblement. La dynamique prévue pour le système bouclé n'est donc pas obtenue. Ce test montre l'importance du choix du codage des coefficients des filtres mis en œuvre pour garantir un fonctionnement conforme à celui imposé lors de la synthèse des correcteurs. Afin d'éviter cet effet, un nombre suffisant de bits est alloué pour les parties entière et décimale de chaque nombre.

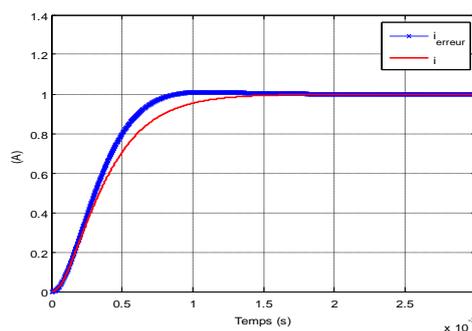


Figure 3.13 – Allure du courant pour un codage en virgule flottante et en virgule fixe du gain proportionnel du correcteur PI

3.3.2.4 Génération du signal MLI et synchronisation des acquisitions

La tension de commande des IGBT est généralement déterminée par comparaison d'un nombre ou d'une tension représentant le rapport cyclique α avec une porteuse triangulaire (cf.

Figure 3.14). Dans notre cas, la porteuse triangulaire est générée numériquement. La fréquence d'horloge de la carte FPGA étant de 100 MHz, le signal triangulaire est généré par un compteur allant de 0 à 2499 et un décompteur allant de 2500 à 0. La fréquence de découpage imposée est alors de 20 kHz.

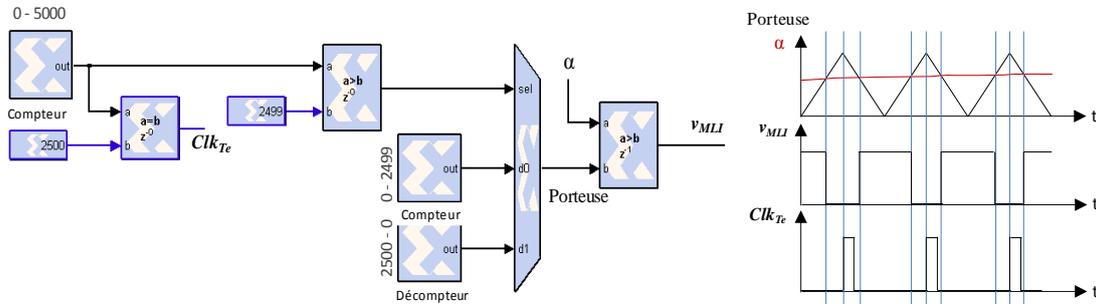


Figure 3.14 – Génération de la tension MLI

Un signal d'échantillonnage Clk_{Te} est également généré de manière à assurer l'échantillonnage et la synchronisation des signaux d'entrées et de sorties. Dans notre cas, l'impulsion d'échantillonnage de Clk_{Te} est générée au sommet du signal triangulaire. De cette façon la consigne de rapport cyclique ne varie pas durant une période de découpage alors que les opérations dans le FPGA restent cadencées par l'horloge de période 100 ns. La synchronisation à la fréquence d'échantillonnage et donc de découpage des entrées et sorties et éventuellement de certains signaux internes est réalisée en plaçant aux endroits souhaités des bascules dont le signal d'horloge est Clk_{Te} . Cet échantillonnage des acquisitions au sommet du triangle présente l'intérêt de s'affranchir totalement du bruit induit par les commutations sur les acquisitions de tension et de courants.

3.3.3 Validation du modèle et de la commande

Dans cette section, les résultats de simulations réalisés avec un format de nombre en virgule fixe et les expérimentations correspondantes sont présentés pour les lois de commande définies précédemment. La période d'échantillonnage T_e est fixée à 50 μ s pour la boucle de courant (Clk_{Te} synthétisée par la carte FPGA) et à 100 μ s pour la boucle de tension.

3.3.3.1 Simulation

La dynamique de la boucle de courant est définie pour respecter un temps de réponse T_{ri} à 5% de 1 ms. Nous vérifions pour les deux correcteurs de courant de type PI et RST, que la

dynamique imposée est bien respectée (cf. Figure 3.15). Pour la régulation de la tension de sortie v_s , le temps de réponse à un échelon est également conforme aux 100ms imposés lors de la synthèse comme le montre la Figure 3.16.

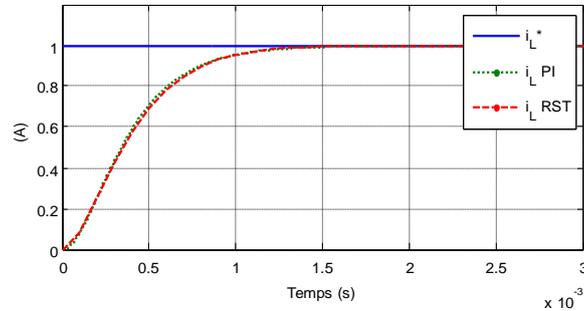


Figure 3.15 – Résultats de simulation de la commande du courant i_L pour les correcteurs PI et RST

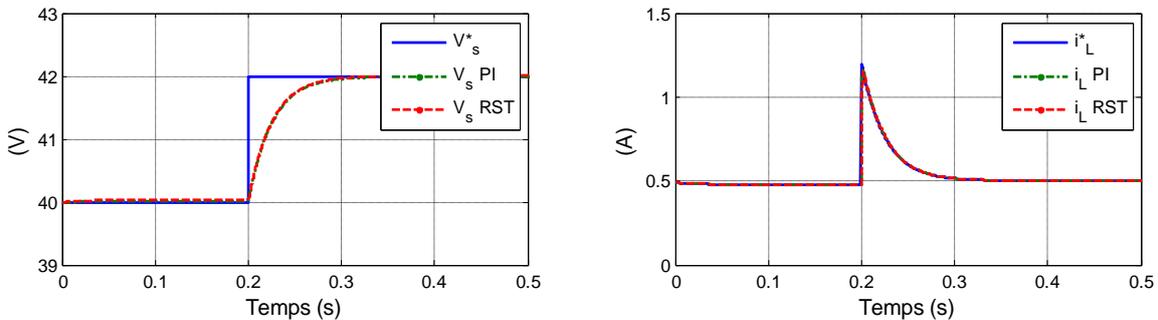


Figure 3.16 – Résultats de simulation des commandes de tension et de courant en continu pour les correcteurs PI et RST

Lors de l'absorption d'un courant sinusoïdal (cf. Figure 3.17), en imposant la même dynamique en boucle fermée que pour le test précédent, nous observons que la tension de sortie présente une ondulation de 1,5% à une fréquence de 100 Hz. Le courant asservi n'est pas parfaitement sinus, son THD est de 22%. Cette déformation provient de la forme du produit entre le coefficient β (oscillant) et la tension sinusoïdale v_e servant de consigne à la boucle de courant. Plus l'ondulation de tension en sortie du correcteur de tension sera importante, plus le courant absorbé sera déformé. Il existe donc un compromis entre la rapidité du correcteur de tension et la déformation harmonique du courant absorbé par le convertisseur dans un mode de fonctionnement en absorption sinusoïdale.

Notons ici que le courant peut devenir négatif dans le convertisseur étudié du fait de l'utilisation d'un bras de pont composé d'interrupteurs associant un IGBT en parallèle avec une diode en lieu et place de l'association mono-interrupteur, mono-diode du convertisseur

Boost élémentaire. Il faut toutefois s'assurer que la tension d'entrée reste toujours positive dans cette structure. Ceci est obtenu en ajoutant une composante de tension continue, égale à la moitié de la tension V_s , (pour des raisons de symétrie), à la partie sinusoïdale de la tension d'entrée $v_e(t)$. Notons que cette composante continue ne modifie pas le comportement des boucles. Cette configuration nous permet donc de valider entièrement le fonctionnement en mode d'absorption sinusoïdal.

Cette composante continue ne sera plus nécessaire dans le cas du fonctionnement en pont complet de la topologie SOFRACI car dans cette architecture, les différents convertisseurs de type Boost fonctionnent en différentiel sur la phase et le neutre du réseau pour la configuration monophasée et sur les trois phases pour le fonctionnement triphasé. Ce fonctionnement en pont complet permet de fonctionner sur des tensions différentielles alternatives.

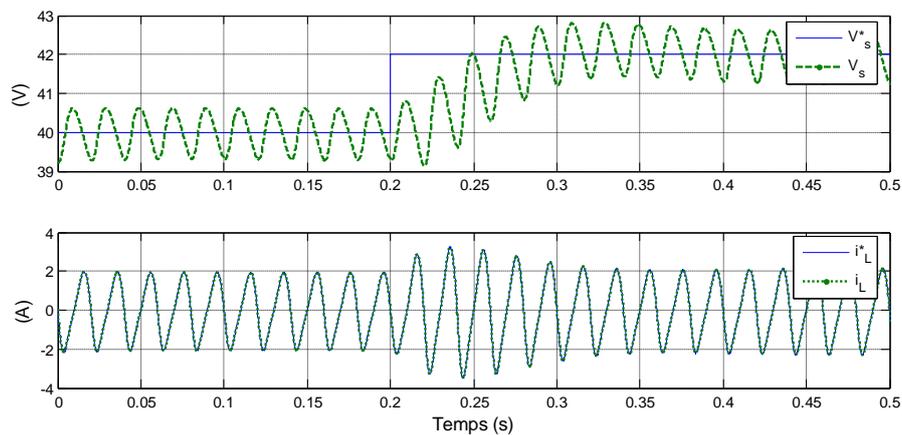


Figure 3.17 – Résultats de simulation des commandes de tension et de courant sinusoïdal (correcteurs PI)

3.3.3.2 Expérimentation

Les résultats expérimentaux présentés ici correspondent au mode fonctionnement sur source d'alimentation continue, ils sont obtenus dans les mêmes conditions que celles de la simulation. Après avoir vérifié le temps de réponse de la boucle de courant, le test du système global a été réalisé pour une variation de la consigne de tension de 40 à 42 V. Les résultats présentés à la Figure 3.18 montrent bien que le dispositif de commande répond aux spécifications demandées.

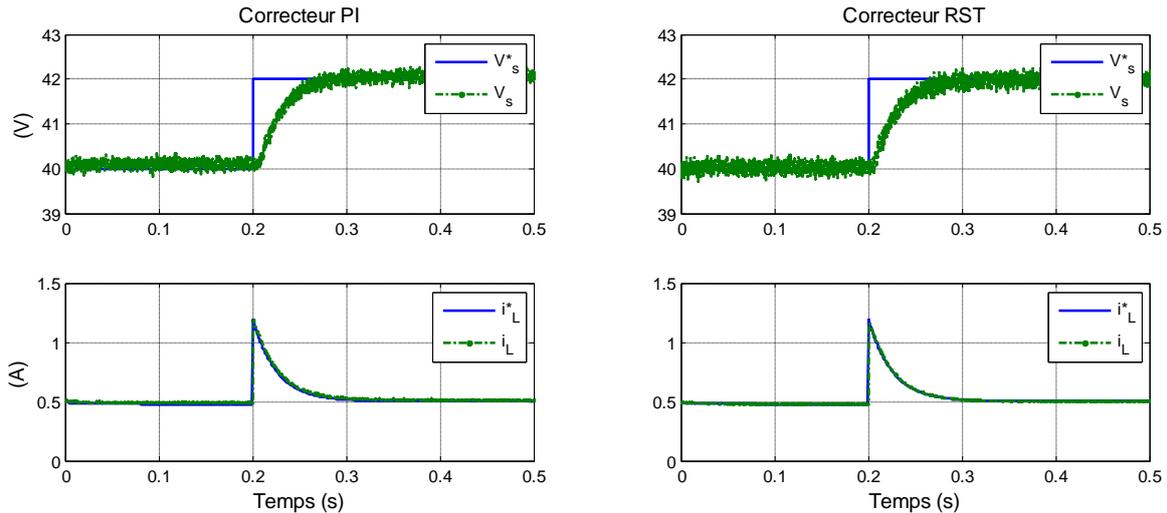


Figure 3.18– Résultats expérimentaux des deux boucles imbriquées.

Ces essais permettent de valider la démarche d’implantation des correcteurs sur la carte FPGA.

3.4 Stratégie de commande de la structure SOFRACI

3.4.1 Introduction

Cette partie est consacrée à la description des deux stratégies de commande adoptées pour le convertisseur électronique de puissance de l’architecture SOFRACI en fonctionnement chargeur sur un réseau monophasé.

Tout d’abord, rappelons la problématique associée au système. Le principe même de fonctionnement d’un convertisseur électronique de puissance introduit un produit entre la grandeur de commande (le rapport cyclique) et certaines des grandeurs d’état du système. Les expressions représentant son fonctionnement sont donc non-linéaires. Nous avons vu précédemment sur l’exemple du convertisseur Boost que le système pouvait être linéarisé par l’utilisation d’un modèle petits signaux. Généralement dans ce type de système, les constantes de temps très différentes associées aux variables d’état, permettent de découpler le fonctionnement des boucles de courant et de tension.

Toutefois notons que la structure étudiée (cf. Figure 3.19) dans le projet SOFRACI génère de nouvelles problématiques. Dans cette dernière les enroulements d’une MSAP sont utilisés.

En plus de la non-linéarité inhérente au convertisseur, les équations d'états de la machine et donc du système sont couplées par l'existence des mutuelles inductances entre enroulements.

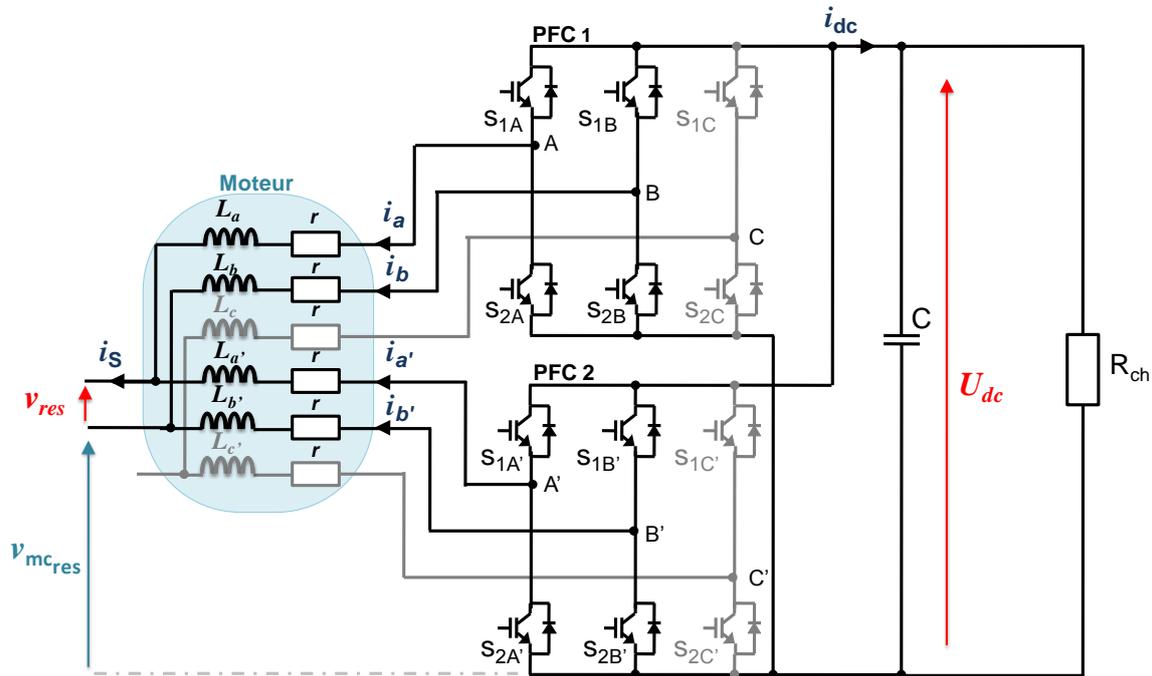


Figure 3.19 – Schéma de puissance du convertisseur SOFRACI en mode chargeur sur un réseau monophasé

Dans le premier chapitre, l'état de l'art a montré que les solutions généralement utilisées pour contrer cette problématique sont : soit une commande directe des courants sinusoïdaux avec une compensation des termes (peu pratique au-delà de deux équations), soit une commande passant par une transformation de Park (non applicable dans la configuration en monophasé). Il faut également souligner la variabilité des valeurs d'inductances et de mutuelles avec la position d'arrêt du moteur.

Pour limiter l'effet des couplages, la première stratégie de commande proposée définit une transformation permettant de « quasiment » découpler les équations de la machine. Dans la seconde stratégie nous commanderons directement les courants sans considération pour les couplages. La variabilité des inductances de la machine en fonction de la position du rotor est un élément qui doit être pris en compte lors du choix des correcteurs. Les limites de ces deux stratégies seront vues par la suite.

3.4.2 Stratégie de commande par découplage des équations d'état

La mise en œuvre de cette stratégie est inspirée de travaux sur les machines polyphasées ayant une matrice inductance circulante. Une matrice circulante de dimension 4x4 est définie par l'expression suivante [LOC 06] :

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_0 & M_1 & M_2 & M_1 \\ M_1 & L_0 & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_1 & L_0 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_1 & L_0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

C'est donc ni plus, ni moins qu'une matrice carrée dans laquelle les termes passent d'une ligne à la suivante par permutation circulaire (décalage vers la droite). En effet en regardant de plus près les coefficients de la matrice inductance de la MSAP (cf. Figure 2.11), nous nous apercevons que certains coefficients sont égaux. La matrice $\mathbf{L}_s(\theta)$ réduite au cas monophasé peut alors être réécrite par :

$$\mathbf{L}_s(\theta) = \begin{bmatrix} L_a & M_{aa'} & M_{ab} & M_{ab'} \\ M_{a'a} & L_{a'} & M_{a'b} & M_{a'b'} \\ M_{ba} & M_{ba'} & L_b & M_{bb'} \\ M_{b'a} & M_{b'a'} & M_{b'b} & L_{b'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{aa'} & M_{ab} & M_{ab'} \\ M_{aa'} & L_a & M_{ab'} & M_{ab} \\ M_{ab} & M_{ab'} & L_b & M_{bb'} \\ M_{ab'} & M_{ab} & M_{bb'} & L_b \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Sur l'ensemble des valeurs présentent dans cette matrice les valeurs L_a et L_b sont assez proches, il en est de même pour $M_{aa'}$ et $M_{ab'}$. Nous pouvons donc considérer en première approximation que la matrice inductance de la machine est semblable à une matrice circulante. L'expression de l'équation (3.19) étant vérifiée quelle que soit la position du rotor de la machine, l'objectif a été de déterminer une transformation permettant de diagonaliser une matrice circulante et d'appliquer cette transformation à la matrice inductance de la machine. Une transformation permettant de diagonaliser la matrice \mathbf{L} est donnée par l'équation (3.20) :

$$\mathbf{L}_{diag} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{L} \mathbf{P} = \begin{bmatrix} L_0 - M_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_0 - M_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_0 - 2M_1 + M_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_0 + 2M_1 + M_2 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

où,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Ainsi, en appliquant cette transformation à une matrice circulante, nous annulons tous les termes de couplage (hors diagonal) dans la nouvelle base. Si nous appliquons cette transformation à la matrice inductance L_s de la MSAP, nous obtenons le résultat donné en (3.21) obtenu pour $M_{aa'} = M_{bb'}$ et $L_a = L_b$. La matrice inductance résultant de cette transformation est définie ci-dessous :

$$L_{sd} = \begin{bmatrix} L_a - M_{ab} & M_{aa'} - M_{ab'} & 0 & 0 \\ M_{aa'} - M_{ab'} & L_a - M_{ab} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_a - M_{aa'} + M_{ab} - M_{ab'} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_a + M_{aa'} + M_{ab} + M_{ab'} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Bien que ce changement de base ne permette pas d'annuler tous les termes de couplage magnétique, il les réduit considérablement, comme le montre l'exemple numérique ci-dessous, donné pour une position fixe du rotor ($\theta=5^\circ$).

$$L_{sd}(5) = \begin{bmatrix} 4,2 \cdot 10^{-3} & 3 \cdot 10^{-4} & 0 & 0 \\ 3 \cdot 10^{-4} & 4,2 \cdot 10^{-3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3,7 \cdot 10^{-3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1,7 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Notons également que le changement de base proposé est indépendant de la position du rotor θ . Il n'est donc pas nécessaire de mesurer la position mécanique lors des phases de charge de la batterie. En comparaison avec les transformations usuellement utilisées pour les machines triphasées, les courants de consigne restent sinusoïdaux dans la nouvelle base.

Dans la première stratégie de commande proposée, les courants i_a , $i_{a'}$, i_b et $i_{b'}$ ne sont pas les grandeurs directement contrôlées. Le contrôle est réalisé sur les grandeurs résultant d'une combinaison linéaire de ces quatre courants. Cette combinaison linéaire est définie par la transformation P^{-1} . La stratégie globale de contrôle du système résultant de l'utilisation de cette transformation est présentée à la figure suivante.

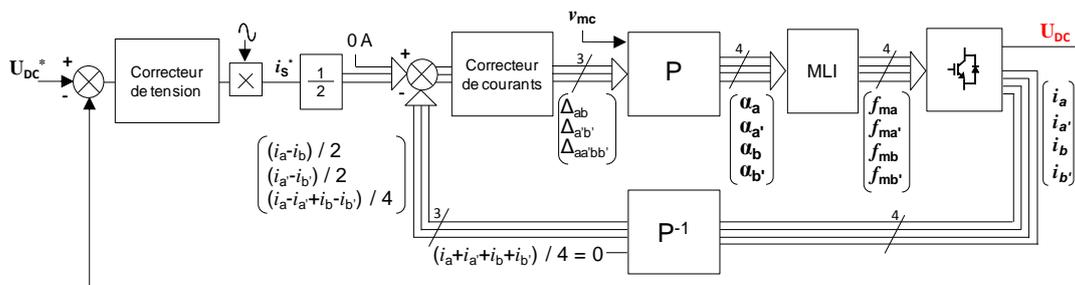


Figure 3.20 – Représentation sous forme de schéma bloc de la stratégie de commande par changement de base (Stratégie 1)

La grandeur de commande principale est la consigne de tension pour le bus continu U_{dc} . En fonction de cette consigne, l'amplitude du courant différentiel i_s^* devant être absorbé par la structure électronique pour contrôler cette tension est définie par le correcteur de la boucle externe. Les formes sinusoïdales des courants de consigne sont obtenues en réalisant le produit d'une image de la tension réseau (sinusoïdale) avec la tension de sortie du correcteur de tension (voir Figure 3.20). Les boucles internes permettent d'asservir les courants issus du changement de base. Les trois boucles de courants permettent d'assurer d'une part une stricte égalité des courants dans chacun des demi-enroulements de la machine annulant de ce fait la force magnétomotrice résultante et donc le couple électromagnétique pendant la charge et permettent d'autre part l'absorption de courants sinusoïdaux en phase avec la tension réseau de façon à obtenir un excellent facteur de puissance et un taux de distorsion harmonique réduit.

Après transformation des quatre courants réseaux, quatre expressions sont obtenues :

$$\begin{aligned}
 & (i_a - i_b) / 2 \\
 & (i_{a'} - i_{b'}) / 2 \\
 & (i_a - i_{a'} + i_b - i_{b'}) / 4 \\
 & (i_a + i_{a'} + i_b + i_{b'}) / 4
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

La dernière expression du système d'équation (3.24) correspond à la somme des courants fournis au réseau. Cette dernière est structurellement nulle étant donné la configuration électrique. Aucun contrôle n'est donc nécessaire sur cette grandeur. La troisième composante, représentant la somme de la différence des courants circulant respectivement dans les deux bras de pont connectés à la phase et les deux bras de pont connectés au neutre du réseau, doit en revanche être asservie à zéro, afin de garantir l'équilibrage des flux dans chaque demi-enroulement et donc d'empêcher la création d'un champ tournant. Toujours pour la même raison, nous imposons que la différence des courants « aller » et « retour » dans deux bras de pont connectés respectivement sur la phase et le neutre soit égale à la moitié du courant total souhaité sur le réseau i_s . En cumulant ces trois conditions, l'équilibrage du courant réseau i_s traversant chaque enroulement est assuré et sa forme peut être contrôlée.

Après transformation inverse, les fonctions de modulation sont générées pour chacun des quatre convertisseurs Boost de l'architecture SOFRACI. Les rapports cycliques des quatre bras correspondent à quatre degrés de libertés. Les trois régulateurs de courants lèvent trois

degrés de liberté. Le quatrième est déterminé en imposant une tension de mode commun v_{mc} . La tension de mode commun réseau $v_{mc_{res}}$ (cf. Figure 3.19) est égale à la tension v_{mc} imposée à la commande. La tension $v_{mc_{res}}$ est définie comme la différence entre le potentiel bas du bus continu du convertisseur et le potentiel de neutre du réseau. Ce degré de liberté peut être choisi de manière à fixer le potentiel du bus continu ou à réduire le nombre de commutations et donc les pertes qui en découlent. La tension v_{mc} pourra être comprise entre 0 et la tension du bus continu U_{dc} .

Cette première stratégie, en apportant un quasi-découplage des équations d'état du système, permet de synthétiser des correcteurs efficaces pour l'architecture SOFRACI.

3.4.3 Stratégie de commande sans découplage

La seconde stratégie reprend l'ensemble des opérations précédentes, à l'exception du changement de base. En effet, nous avons voulu ici prendre en compte toutes les contraintes liées à l'utilisation de la MSAP et donc partir sur l'idée que seuls les correcteurs permettraient de gérer les effets du couplage magnétique entre les phases. La Figure 3.21 montre la configuration correspondant à ce mode de fonctionnement.

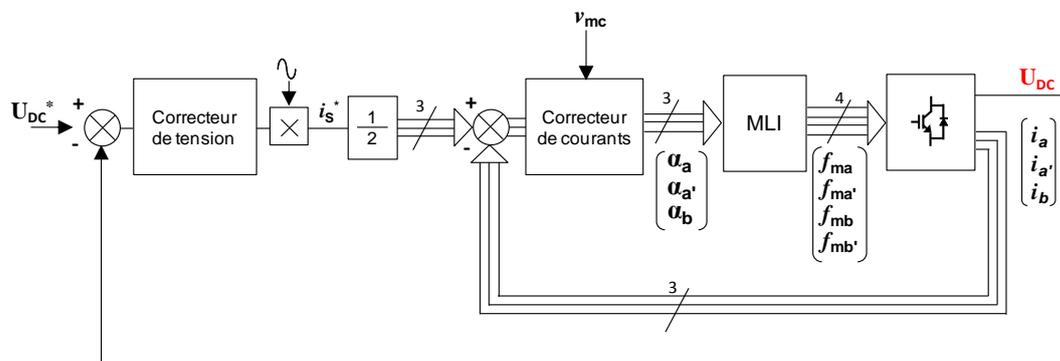


Figure 3.21 – Schéma bloc de la stratégie de commande sans découplage (Stratégie 2)

La boucle de tension et la génération des courants de consigne restent inchangés. Les courants i_a , $i_{a'}$ et i_b sont mesurés et asservis, fournissant ainsi les trois rapports cycliques correspondants. Lors de la génération des signaux MLI, le quatrième rapport cyclique est déterminé en écrivant que la somme des courants fournis par les quatre bras de pont est nulle. Nous retrouvons ici également le paramètre permettant de définir le quatrième degré de liberté de la structure, c'est-à-dire, la tension de mode commun v_{mc} .

Cette stratégie de commande semble plus simple que la précédente, il faudra toutefois prêter une attention particulière à la conception des correcteurs qui devront être suffisamment robustes pour permettre d'assurer l'asservissement des courants malgré les variations des valeurs d'inductances et des mutuelles inductances avec la position d'arrêt du rotor et le couplage des équations de la machine.

3.4.4 Comparaison des deux stratégies

Au premier abord, en regardant les résultats de simulation (cf. Figure 3.22) obtenus pour les deux stratégies proposées avec des correcteurs PI, nous pouvons considérer que les courants asservis sont très proches, avec toutefois un déphasage plus important pour la stratégie 2.

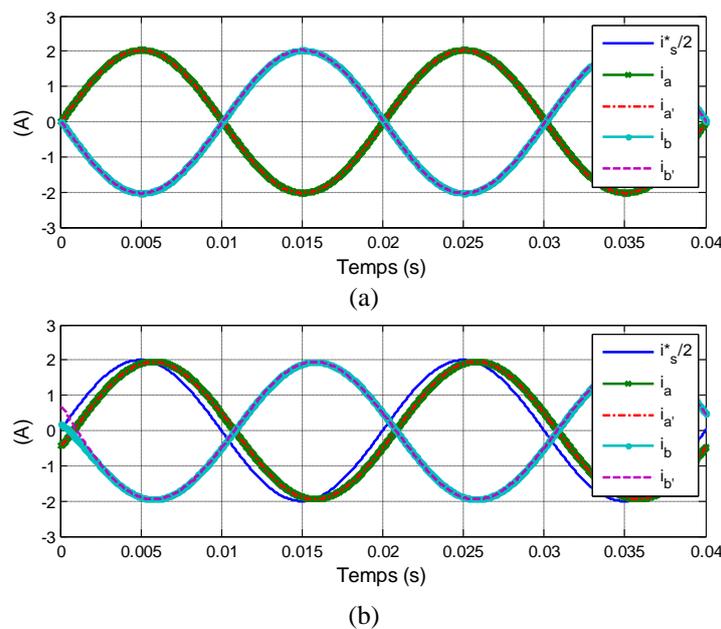


Figure 3.22 – Asservissement des courants réseau pour chaque stratégie : (a) Stratégie 1 : Commande par changement de base. (b) Stratégie 2 : Commande sans découplage

En revanche, dans le cas d'un déséquilibre plus marqué des impédances de la machine, obtenu ici en modifiant la résistance interne de l'une des phases, il s'avère qu'en plus du déphasage, la stratégie de commande sans découplage, i.e. la stratégie 2, ne parvient plus à assurer l'équilibrage des courants contrairement à la stratégie de commande par découplage, i.e. la stratégie 1, comme le montre la Figure 3.23. Cette dernière est donc plus robuste.

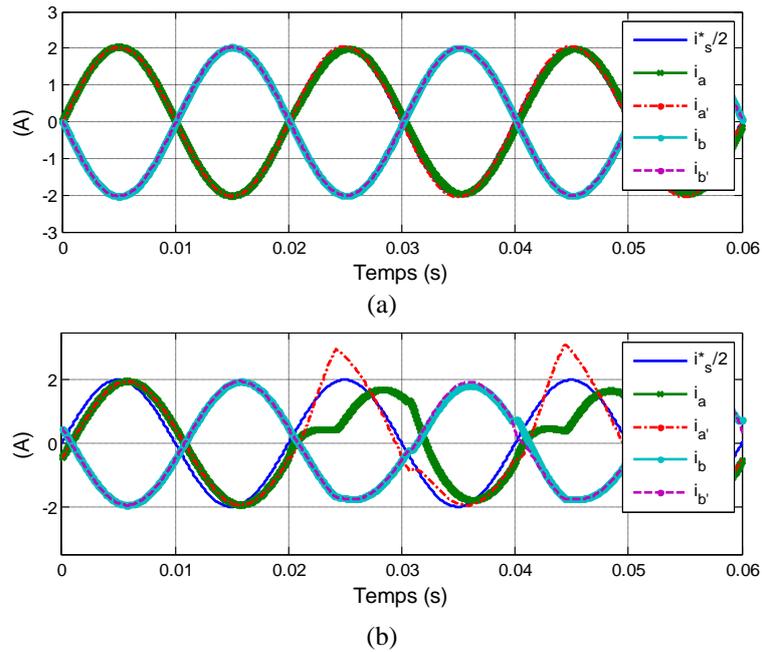


Figure 3.23 – Asservissement des courants réseau avec un déséquilibre des impédances des phases. (a) Stratégie 1 : Commande par changement de base. (b) Stratégie 2 : Commande sans découplage

3.4.5 Influence de la tension de mode commun

Dans les parties précédentes, nous avons évoqué l'existence d'un degré de liberté supplémentaire permettant d'agir sur les tensions de commande du convertisseur. Ce degré de liberté a été nommé tension de mode commun v_{mc} . Dans cette section, nous allons voir en quoi cette dernière tension modifie les rapports cycliques de fonctionnement des bras de la structure de puissance.

Notons tout d'abord que l'introduction d'une tension de mode commun génère un offset sur les commandes de rapports cycliques comme par exemple à la Figure 3.24 pour le rapport cyclique $\alpha_A(t)$.

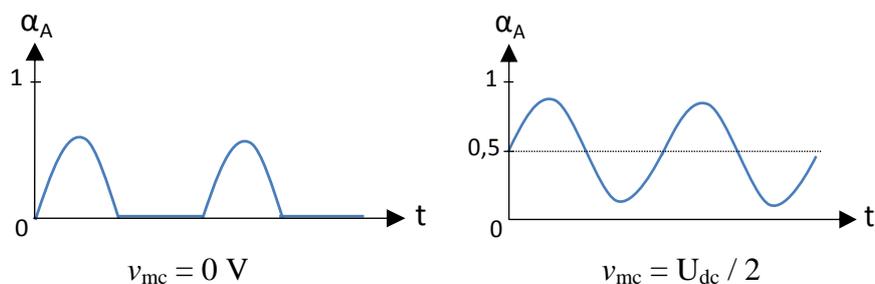


Figure 3.24 – Allures d'un rapport appliqué au bras du convertisseur en fonction de la tension de mode commun v_{mc}

Ainsi, si la tension de mode commun est nulle ($v_{mc} = 0$), les rapports cycliques de commande des IGBTs seront saturés à 0 sur une demi-période de la tension réseau. Pendant cette phase de saturation du rapport cyclique, la tension différentielle nécessaire à l'absorption d'un courant sinusoïdal est définie par le bras de puissance fonctionnant en opposition de phase par rapport au bras saturé.

Par contre, si $v_{mc} = U_{dc} / 2$ et pour une tension de bus continu suffisante, il n'y aura plus de saturation des rapports cycliques. Les bras de pont du convertisseur commuteront tout le long de la période, c'est-à-dire indifféremment pour les alternances positives et négatives de la tension réseau.

Des résultats expérimentaux présentés à la Figure 3.25 correspondant à un fonctionnement monophasé de la structure SOFRACI illustrent ces deux modes de fonctionnement.

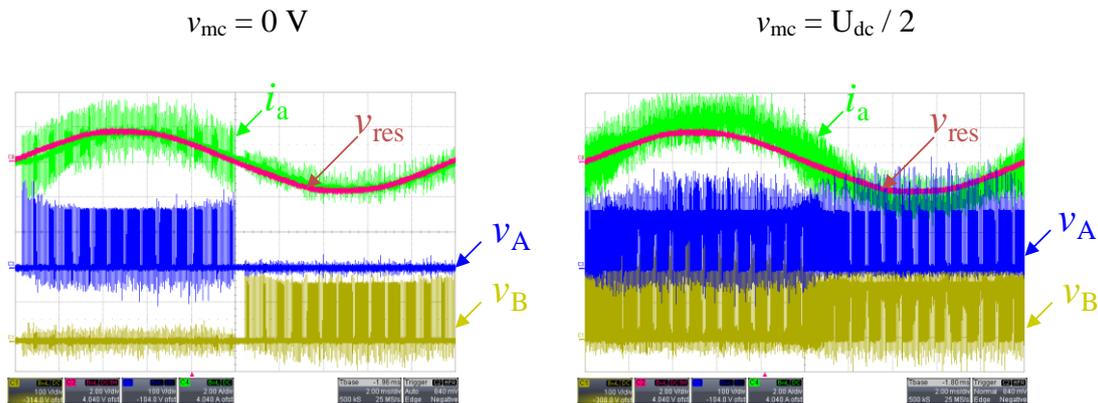


Figure 3.25 – Oscillogrammes des tensions v_A et v_B aux bornes des IGBTs lors de l'absorption sinusoïdale d'un courant, en fonction de la tension de mode commun v_{mc}

Sur ces oscillogrammes, nous observons dans un premier temps que la tension réseau v_{res} est en phase avec le courant traversant l'enroulement L_a . Le fonctionnement est donc dans les deux cas étudiés conforme à celui attendu. Si les fonctionnements différentiels des deux structures sont identiques, nous notons toutefois que les tensions aux bornes des IGBTs bas des bras de ponts A et B (v_A et v_B) présentent une différence notable avec la suppression des commutations d'un des bras de pont sur une demi-période réseau. Une représentation des tensions v_A et v_B des deux bras sur un axe temporel plus dilaté (Figure 3.26) met clairement en évidence cette différence de comportement pour les deux demi-alternances de la tension réseau.

Lorsque la tension v_{mc} est nulle, l'interrupteur S_{2B} reste fermé (cf. Figure 3.19) lorsque la tension v_{res} est positive, tandis que les interrupteurs S_{1A} et S_{2A} commutent assurant le réglage

de la tension différentielle. De façon complémentaire, lorsque la tension v_{res} est négative, l'interrupteur S_{2A} est fermé et les interrupteurs S_{1B} et S_{2B} commutent.

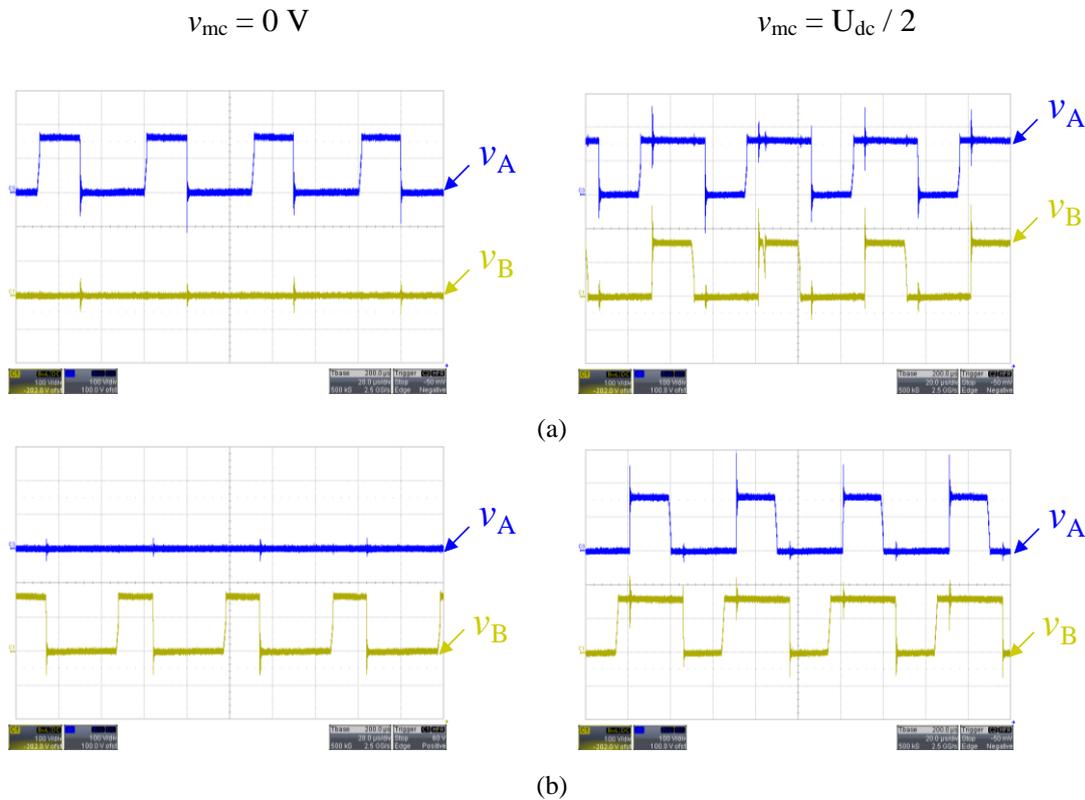


Figure 3.26 – Oscillogrammes des tensions v_A et v_B aux bornes des IGBTs en fonction de v_{mc} .
 (a) Alternance positive de la tension v_{res} . (b) Alternance négative de la tension v_{res}

Dans la seconde configuration correspondant à $v_{mc} = U_{dc} / 2$, les quatre interrupteurs commutent quel que soit le signe de la tension réseau. En observant les tensions v_A et v_B , images des tensions de commande, nous visualisons que les signaux MLI sont complémentaires et que le modulateur MLI mis en œuvre génère bien une MLI centrée comme mentionné à la section 3.3.2.4. Imposer une tension de mode commun $v_{mc} = U_{dc} / 2$ présente l'avantage d'éviter les problèmes de contrôle du courant aux passages à zéro de la tension réseau, en revanche, le nombre de commutations dans ce mode de fonctionnement est bien plus important que dans la configuration $v_{mc} = 0$. Les pertes par commutations sont donc environ deux fois plus importantes et le rendement plus faible.

3.5 Conclusion

Ce troisième chapitre a permis de présenter les éléments du banc d'essai qui sera utilisé pour valider le fonctionnement de l'architecture SOFRACI en mode chargeur. Une carte à

processeur et une carte FPGA sont utilisés pour l'implémentation des lois de commande. L'implantation des correcteurs de courant et de tension sur ces dispositifs réalisés dans ce chapitre pour un convertisseur de type Boost a permis de valider la démarche de conception basée sur des étapes successives de simulation et de programmation.

Dans la seconde partie, deux stratégies choisies pour la commande du convertisseur dans le mode chargeur de batteries ont été présentées. Dans la première le contrôle des courants est réalisé après un changement de base, tandis que pour la seconde les courants sont contrôlés directement. Ce qu'il faut retenir des résultats obtenus pour les deux approches, c'est qu'effectivement leur comportement est équivalent, bien que le principe de découplage des grandeurs de la première stratégie présente une plus grande robustesse vis-à-vis d'un déséquilibre marqué des impédances des phases du moteur. Nous avons également montré à la fin de ce chapitre que l'introduction d'une tension de mode commun dans la commande permet d'agir sur le nombre de commutation des IGBTs et impacte donc le rendement de la structure de conversion. Nous verrons par la suite les conséquences du choix de la tension de mode commun sur le fonctionnement de la structure en absorption de courant sinusoïdal pour différents types de correcteurs.

Le dernier chapitre sera consacré à la synthèse de correcteurs fondés sur le placement de pôles robustes (RST) et à la présentation des résultats de simulations et expérimentaux du système.

3.6 Bibliographie

- [BAJ 04] J. C. Bajard, J. M. Muller, "Calcul et arithmétique des ordinateurs", Traité IC2 Information Commande Communication, Edition Hermes, 2004.
- [BOU 05] Z. Boulbair, "Implantation d'algorithme de commande sur FPGA: une méthodologie pour les systems électriques", thèse de doctorat, Université de Nantes, décembre 2005.
- [BRO 92] S. Brown, R. Francis, J. Rose, Z. Vranesic,. "Field Programmable Gate Arrays", Kluwer Academic Publishers, 1992.
- [DSP 06] "Hardware installation and configuration reference for hardware components of a modular system", dSPACE document release 5.2, pp. 123-148, December 2006.
- [DSP 10] "RTI FPGA programming blockset guide", dSPACE document release 7.0, November 2010.
- [DS5 12] "DS5203 FPGA Board", available on line, 2012.
www.dspace.com
- [GIR 10] F. Giri, A. Abouloifa, I. Lachkar, F. Z. Chaoui, "Formal framework for nonlinear control of PWM AC/DC boost rectifiers – Controller design and average performance analysis", in *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 18, no. 2, pp. 323-335, march 2010.
- [HER 05] N. Hervé, D. Ménard, O. Sentieys, " Synthèse d'architecture sur FPGA sous contrainte de précision des calculs", IRISA Université de Rennes 1, 2005.
<http://hal.inria.fr/docs/00/04/92/53/PDF/86.pdf>
- [LAC 04] J. Lachaize, "Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à pile à combustible (PAC) destinés à la traction", thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, p.144, septembre 2004.
- [LOC 06] F. Locment, "Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en mode normal et dégradé", thèse de doctorat, Universités des Sciences et Technologies de Lille, p. 80-81, décembre 2006.
- [MEN 02] D. Menard, O. Sentieys, "Automatic Evaluation of the Accuracy of Fixed-point Algorithms", *IEEE/ACM conference on Design, Automation and Test*, pp. 529–535, Paris, 2002.
- [MON 02] E. Monmasson, Y. Chapuis, "New technology contribution of FPGA to the control of electrical systems, a review", in *IEEE Industrial Electronics Society Newsletter*, vol. 49, no. 4, pp. 8-15, 2002.

- [MON 10] E. Monmasson, L. Idkhajine, I. Bahri, M-W Naouar, L. Charaabi, "Design methodology and FPGA-based controllers for power electronics and drive applications", *5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications ICIEA*, pp. 2328-2338, Taiwan, June 2010.
- [THO 05] Y. Thoma, "Tissu numérique cellulaire à routage et configuration dynamiques", thèse de doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [XES 08] "A Tutorial on Using the Xilinx ISE Software to Create FPGA Designs for the XESS XSA Boards", XESS Corporation, available on line, 2008.
www.xess.com

Chapitre IV

Commande du convertisseur électronique de puissance de la structure SOFRACI

Sommaire

4.1	Introduction	104
4.2	Charge sur réseau monophasé	105
4.2.1	Rappel de la modélisation du système monophasé	105
4.2.2	Correcteur à action proportionnelle intégrale (PI).....	106
4.2.3	Correcteur numérique fondé sur le placement de pôles : RST	118
4.2.4	Correcteur RST pour consignes sinusoïdales	128
4.2.5	Conclusion des essais lors de la charge monophasé	138
4.3	Charge sur réseau triphasé.....	139
4.3.1	Rappel de la modélisation du système triphasé	139
4.3.2	Commande sans découplage par correcteurs PI	140
4.3.3	Commande sans découplage par correcteurs RST pour consignes sinusoïdales	142
4.4	Conclusion.....	143
4.5	Bibliographie	145

Dans le deuxième chapitre, nous avons vu comment établir les modèles du convertisseur de puissance de la structure proposée, en vue de sa commande. De même, le troisième chapitre a permis la présentation du banc d'essai et la description des stratégies de commande. L'objectif de ce dernier chapitre concerne donc la mise en œuvre de ces stratégies pour la structure de puissance SOFRACI. Pour cela, nous présenterons tout d'abord les résultats obtenus dans le cas d'une alimentation monophasée. Dans cette partie, une méthode de synthèse de correcteur fondée sur le placement de pôles robustes sera décrite, notamment dans le cas d'une consigne sinusoïdale. Puis, à partir de l'étude en monophasé, quelques résultats de simulation de la commande du convertisseur pour les phases de charge rapide (en triphasé) seront présentés. Enfin, nous dresserons un bilan comparatif des différentes régulations mises en œuvre.

4.1 Introduction

La commande des convertisseurs alternatifs continus monophasés ou triphasés, quelle que soit la stratégie adoptée, est très diversifiée. En effet, dans la littérature, nous retrouvons bien évidemment l'utilisation de régulateur proportionnel intégral [HAG 10, PEL 10, SHI 11], mais aussi des commandes plus élaborées telles que, la passivité [CHE 00, ESC 99 ESC 01], le mode glissant [ABO 08], les correcteurs résonants [GOM 05, ZEN 05] et la commande polynomiale par placement de pôle robuste RST [OST 05].

Les commandes basées sur la passivité et le mode glissant sont des commandes dédiées au contrôle de systèmes non-linéaires. Elles offrent une solution intéressante dans le cas de la commande des convertisseurs dû aux incertitudes de modélisation et non-linéarité du système. Ces incertitudes proviennent généralement de la dépendance du modèle vis à vis du point de fonctionnement [OYA 98]. Ces deux types de commande non-linéaires utilisent une approche de résolution énergétique [COR 07]. La commande polynomiale par placement de pôles robustes est également caractérisée par sa robustesse aux variations des paramètres. Cette dernière sera présentée dans ce chapitre. Cette multitude de commande n'est pas aussi largement représentée pour les dispositifs de charge intégrée. En effet, comme nous l'avons évoqué dans le premier chapitre, des correcteurs à action proportionnel intégral sont préférés pour leur simplicité de mise en œuvre.

Malgré les limites des commandes linéaires pour ce type de système, nous avons fait le choix d'utiliser des correcteurs PI et RST pour les stratégies de commande, puisque par le découplage des dynamiques des grandeurs de commande, il est possible de linéariser les équations représentant le convertisseur.

Ce chapitre a pour objectif de comparer les différentes commandes pour chacune des stratégies. La comparaison sera effectuée à partir de trois critères, la précision, la stabilité et la robustesse du système bouclé, en simulation et en expérimentation. Pour cela, nous verrons dans une première section l'établissement des correcteurs PI et RST pour le cas d'une alimentation par un réseau monophasé. Dans cette partie, l'étude nous mènera progressivement, vers la synthèse d'un correcteur RST prenant en compte l'intégration de la nature de la consigne, afin de réduire l'erreur dynamique des systèmes à consignes variables. Puis dans une seconde partie, à partir des conclusions tirées sur l'étude de la charge lente sur un réseau monophasé, quelques résultats de simulation pour la charge rapide seront présentés.

4.2 Charge sur réseau monophasé

4.2.1 Rappel de la modélisation du système monophasé

Tout d'abord, rappelons dans un premier temps les équations du système lors de la charge sur un réseau monophasé. Comme mentionné pour l'exemple du convertisseur Boost, une tension de mode commun est introduite pour ajouter un offset commun aux commandes de rapport cyclique des IGBT. Pour la modélisation, la tension d'alimentation est divisée virtuellement en deux, ainsi, la tension de mode commun réseau $v_{mc_{res}}$ est définie comme étant la différence de potentielle entre le point milieu de ces deux alimentations et le potentiel bas du convertisseur côté continu (comme le montre la figure suivante). Ce dernier sera pris comme référence de potentiel dans les équations.

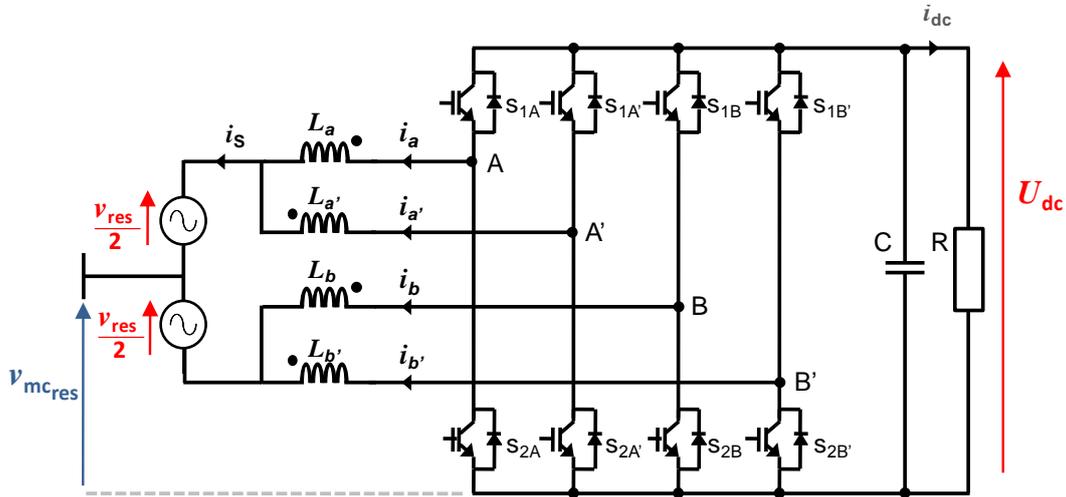


Figure 4.1 – Schéma de puissance du convertisseur pour un réseau monophasé

Dans cette configuration, en se référant aux hypothèses de l'équation (3.1), l'expression des potentiels A, A', B et B' par rapport à la référence de potentiel choisie est donnée ci-dessous.

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_{A'} \\ v_B \\ v_{B'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_a \\ \hat{\alpha}_{a'} \\ \hat{\alpha}_b \\ \hat{\alpha}_{b'} \end{bmatrix} U_{dc} = \left(\begin{bmatrix} L_a & M_{aa'} & M_{ab} & M_{ab'} \\ M_{aa'} & L_{a'} & M_{ab'} & M_{ab} \\ M_{ab} & M_{ab'} & L_b & M_{bb'} \\ M_{ab'} & M_{ab} & M_{bb'} & L_b \end{bmatrix} p + \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_{a'} \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_{b'} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1/2 \\ 1/2 \\ -1/2 \\ -1/2 \end{bmatrix} v_{res} - \begin{bmatrix} v_{mc_{res}} \\ v_{mc_{res}} \\ v_{mc_{res}} \\ v_{mc_{res}} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Il faut noter que la tension $v_{mc_{res}}$ est égale à la tension v_{mc} imposée à la commande si et seulement si les rapports cycliques α_a , $\alpha_{a'}$, α_b et $\alpha_{b'}$ ne sont pas en butée deux à deux (à 0 ou à 1) dans le cas du fonctionnement considéré. Cette condition est vérifiée pour la configuration $v_{mc} = U_{dc}/2$ mais elle n'est plus vraie pour la configuration $v_{mc} = 0$. Nous

avons en effet mis en évidence, en fin de chapitre III, la saturation des rapports cycliques des bras a et a' puis b et b' respectivement sur l'alternance positive et négative de la tension réseau. Ainsi, pour $v_{mc} = U_{dc}/2$, $v_{mc_{res}} = v_{mc}$ alors que pour $v_{mc} = 0$, $v_{mc_{res}} \approx |v_{res}/2|$. L'étude des deux stratégies de mode commun peut alors être réalisée et généralisée en utilisant le même système d'équation donné ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_{A'} \\ v_B \\ v_{B'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_a \\ \hat{\alpha}_{a'} \\ \hat{\alpha}_b \\ \hat{\alpha}_{b'} \end{bmatrix} U_{dc} = \left(\begin{bmatrix} L_a & M_{aa'} & M_{ab} & M_{ab'} \\ M_{aa'} & L_a & M_{ab} & M_{ab'} \\ M_{ab} & M_{ab'} & L_b & M_{bb'} \\ M_{ab'} & M_{ab} & M_{bb'} & L_b \end{bmatrix} p + \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_{a'} \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_{b'} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} k \\ k \\ -k \\ -k \end{bmatrix} v_{res} - \begin{bmatrix} v_{mc} \\ v_{mc} \\ v_{mc} \\ v_{mc} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Dans ce système, le gain k appliqués à la tension d'alimentation vaut 1 pour $v_{mc} = 0$ ou $1/2$ pour $v_{mc} = U_{dc}/2$. Le courant du bus continu i_{dc} est quant à lui défini par l'équation **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**

$$\hat{i}_{dc} = -\alpha_{a_0} \hat{i}_a - \alpha_{a'_0} \hat{i}_{a'} - \alpha_{b_0} \hat{i}_b - \alpha_{b'_0} \hat{i}_{b'} \quad (4.3)$$

La commande du système est alors déterminée à partir de cette modélisation. Pour cela, nous verrons dans les parties suivantes la mise en œuvre de correcteurs pour chaque stratégie de commande. Afin de mieux comparer les performances des boucles internes de courant, un même correcteur PI sera utilisé pour la boucle externe de tension.

4.2.2 Correcteur à action proportionnelle intégrale (PI)

Dans cette partie, le choix d'un correcteur PI a été fait à la fois pour l'asservissement des courants absorbés au réseau et pour la régulation de la tension de sortie.

4.2.2.1 Commande du convertisseur fondée sur le principe de découplage

Comme nous l'avons évoqué précédemment (section 3.4.2), après avoir appliqué la transformation permettant de découpler le système d'équation de la machine, les grandeurs commandées deviennent les différences de courant définies comme suit.

$$\begin{aligned} \Delta i_{ab} &= (i_a - i_b)/2 \\ \Delta i_{a'b'} &= (i_{a'} - i_{b'})/2 \\ \Delta i_{aa'bb'} &= (i_a - i_{a'} + i_b - i_{b'})/4 \end{aligned} \quad (4.4)$$

Par conséquent, la synthèse des correcteurs PI s'effectue en considérant trois boucles de courant, chacune correspondant au contrôle de l'une de ces différences de courant et une

boucle de tension. Les caractéristiques dynamiques de chacune des boucles sont déterminées, pour les courants, à partir des valeurs des inductances et des résistances correspondant aux termes de la matrice impédance de la MSAP une fois diagonalisée (ici quasi-diagonalisée) et à partir de la résistance de charge et du condensateur pour la tension. Le quasi-découplage des équations de la machine assuré par le changement de base proposé, permet de se ramener à trois systèmes découplés du premier ordre, en ce qui concerne le contrôle des courants. La synthèse des correcteurs de courant et de tension suit alors la même procédure que celle présentée à la section 3.1.1 avec en particulier le contrôle de la tension $U_{dc}^2(t)$ pour la boucle de tension.

Les résultats de simulation et d'expérimentation sont présentés ci-dessous. Le modèle du système utilisé sur Matlab Simulink pour les simulations est un modèle moyen caractérisé par le système d'équation (4.2). La période d'échantillonnage des boucles de courant est de $50\mu\text{s}$ et de $100\mu\text{s}$ pour la boucle de tension. Les résultats de simulation et d'expérimentation sont présentés pour des échelons de consigne de la tension de sortie variant de 160 à 180 V.

- **Simulation : essai pour $v_{mc} = 0$ et $v_{mc} = U_{dc} / 2$**

La Figure 4.2 représente l'allure de la tension du bus continu et des courants pour des correcteurs PI synthétisés à partir du modèle décrit précédemment (cf. Annexe 2). Une comparaison des deux cas étudiés est présentée. Nous pouvons constater que le temps de réponse en boucle fermée à 5% de la tension de bus U_{dc} est égal à 300 ms, ceci correspond à la valeur imposée lors de la synthèse (cf. Figure 4.2 (a)). De façon attendue, une ondulation de tension inférieure à 1% à une fréquence de 100 Hz se superpose à la tension continue souhaitée. Cette ondulation est liée à la fluctuation de la puissance instantanée absorbée par le redresseur MLI en mode de fonctionnement monophasé. L'allure du courant absorbé au réseau permettant de maintenir le niveau de tension demandé sur le bus continu est donnée aux Figure 4.2 (b) et Figure 4.2 (c). Nous observons que ce courant est sinusoïdal (le taux de distorsion harmonique THD est égal à 1%) et en phase avec la tension réseau. Le facteur de puissance est donc très proche de l'unité. En simulation, à partir d'un modèle moyen, il est difficile d'observer l'impact de ce mode sur le comportement réel du convertisseur. Nous constatons que les performances sont équivalentes.

Toutefois quelques différences sont tout de même visibles, comme le montre la Figure 4.3. En effet, le fonctionnement présenté à la section 3.4.5 est bien vérifié. Si la tension de mode commun est nulle ($v_{mc} = 0$), les rapports cycliques de commande des IGBTs sont saturés à 0

sur une demi-période de la tension réseau, alors que si $v_{mc} = U_{dc} / 2$, les rapports cycliques des bras du redresseur MLI sont centrés autour de 0,5.

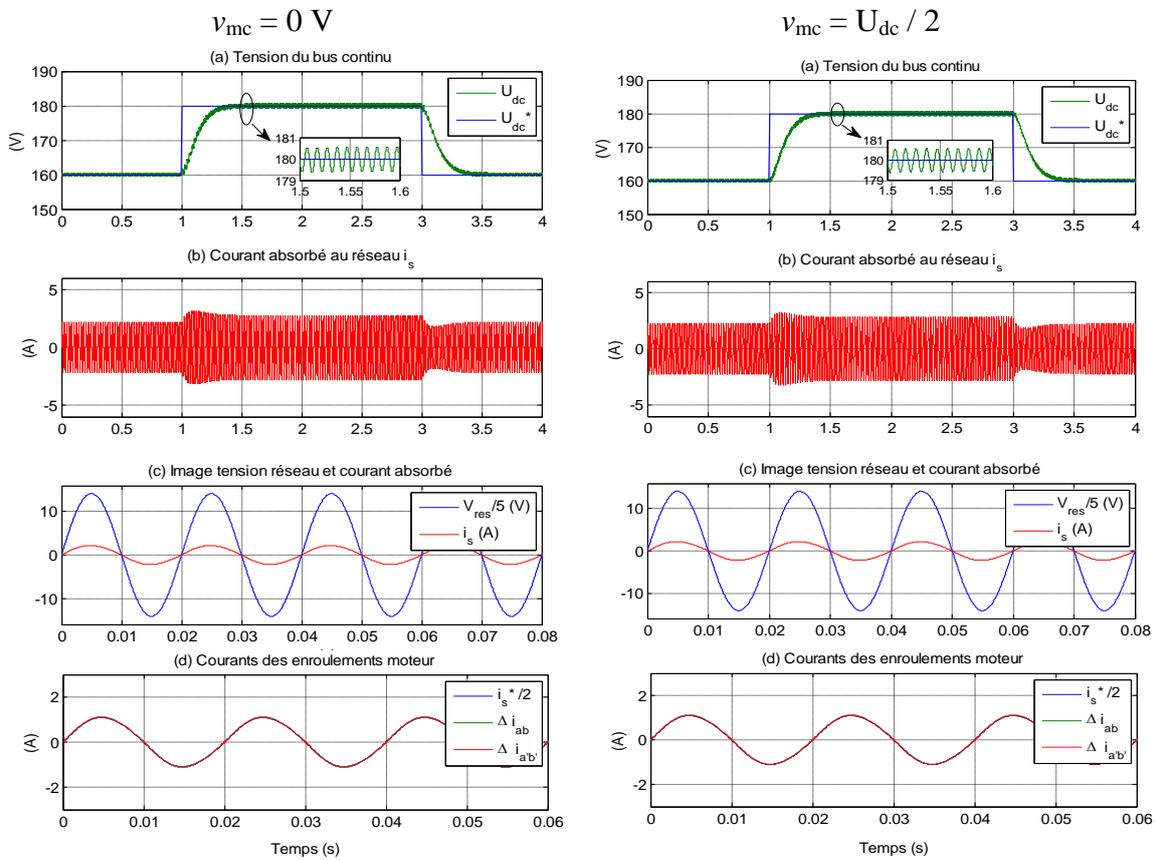


Figure 4.2 – Comparaison 1 des résultats de la stratégie 1 avec des régulateurs PI pour une variation de [160 – 180] V

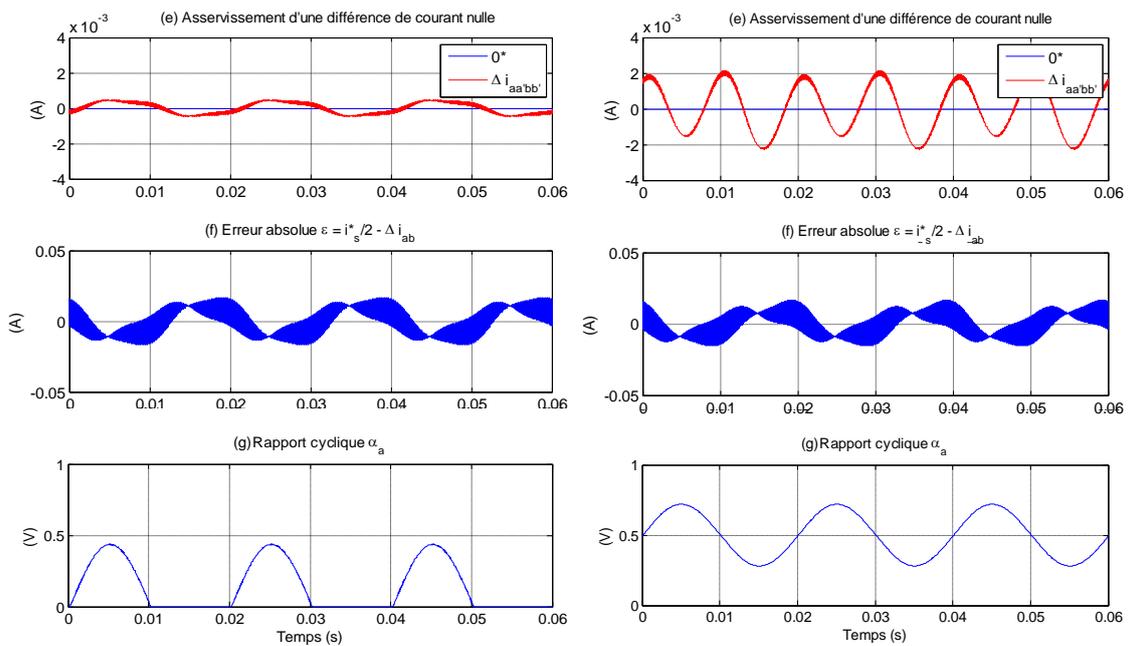


Figure 4.3 – Comparaison 2 des résultats de la stratégie 1 avec des régulateurs PI pour une régulation

Compte tenu de la similitude des résultats de simulation obtenus pour les valeurs de v_{mc} , une seule configuration de simulation sera présentée dans la suite du document.

- Simulation : essai de robustesse

Un test de robustesse a été réalisé afin d'analyser la sensibilité de la stratégie et des correcteurs mis en œuvre vis-à-vis d'éventuelles erreurs d'identification ou de variations des valeurs des éléments du modèle. Le test le plus critique a été identifié dans [LAC 11] comme étant une augmentation des inductances propres et mutuelles et de la résistance interne. Cet essai a été effectué et les résultats sont présentés à la Figure 4.4. Il montre, pour une variation paramétrique contraignante (+ 50%) des valeurs de la matrice inductance et de la résistance interne de la MSAP, sans aucune modification des paramètres de réglage de la commande, que la stabilité du système est maintenue. Néanmoins, l'erreur absolue ε traduisant l'écart du courant absorbé par rapport à la consigne est alors légèrement supérieure au test précédent.

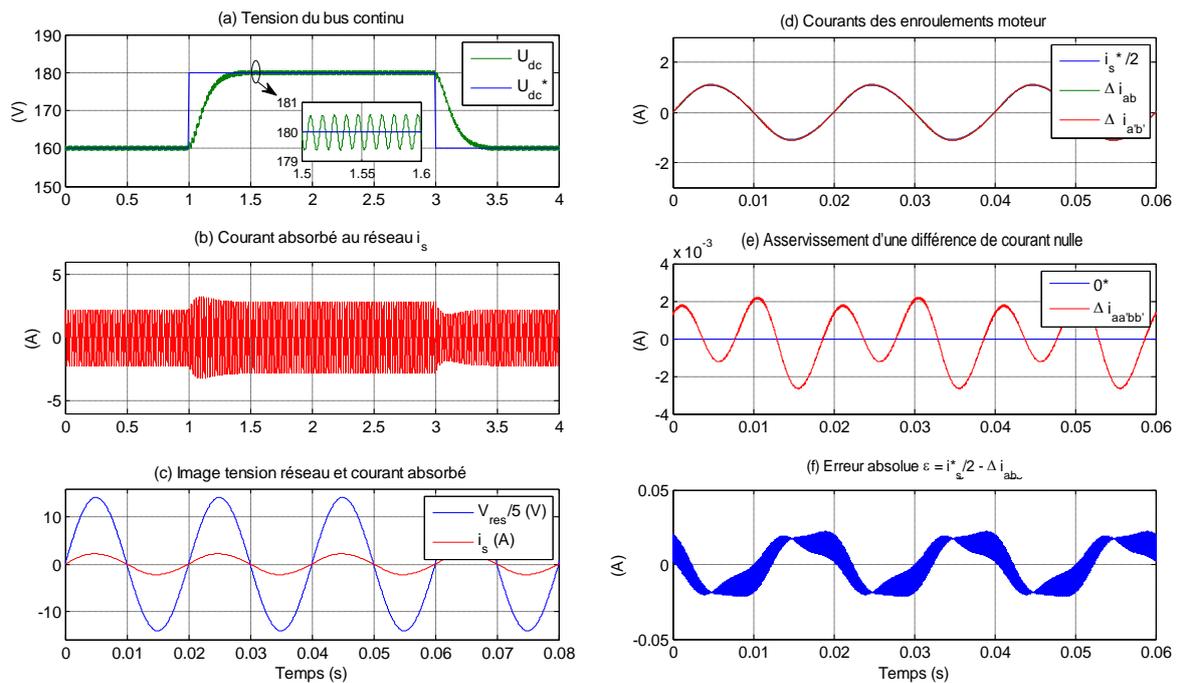


Figure 4.4 – Résultats de la stratégie 1 lors d'un test de robustesse avec des régulateurs PI pour une variation de [160 - 180] V et $v_{mc} = U_{dc}/2$

Nous allons maintenant vérifier les résultats précédents sur le banc expérimental SOFRACI.

- **Expérimentation : essai pour $v_{mc} = 0$**

Les résultats expérimentaux présentés à la Figure 4.5 ont été réalisés dans les mêmes conditions de fonctionnement que celles imposées pour la simulation. L'acquisition des données a été effectuée comme présenté au paragraphe 3.3.2.4 du chapitre III, à l'aide du système dSPACE et ControlDesk ®. Dans cet essai, la consigne de tension de mode commun est imposée égale à 0. Nous constatons que la dynamique de la boucle de tension est respectée. Sur la Figure 4.5 (a) une ondulation de tension de 2 % peut être observée, bien qu'elle soit fortement marquée par du bruit de mesure. Comme nous l'avons mentionné précédemment, le régulateur de la tension de bus est synthétisé en U_{dc}^2 . Ce régulateur introduit un léger bruit sur la consigne de courant (cf. Figure 4.5 (d)). Le facteur de puissance reste néanmoins très proche de 1. De plus nous constatons que l'erreur absolue ε présente un facteur 10 par rapport à la simulation dans les mêmes conditions, en particulier à cause du bruit de mesure.

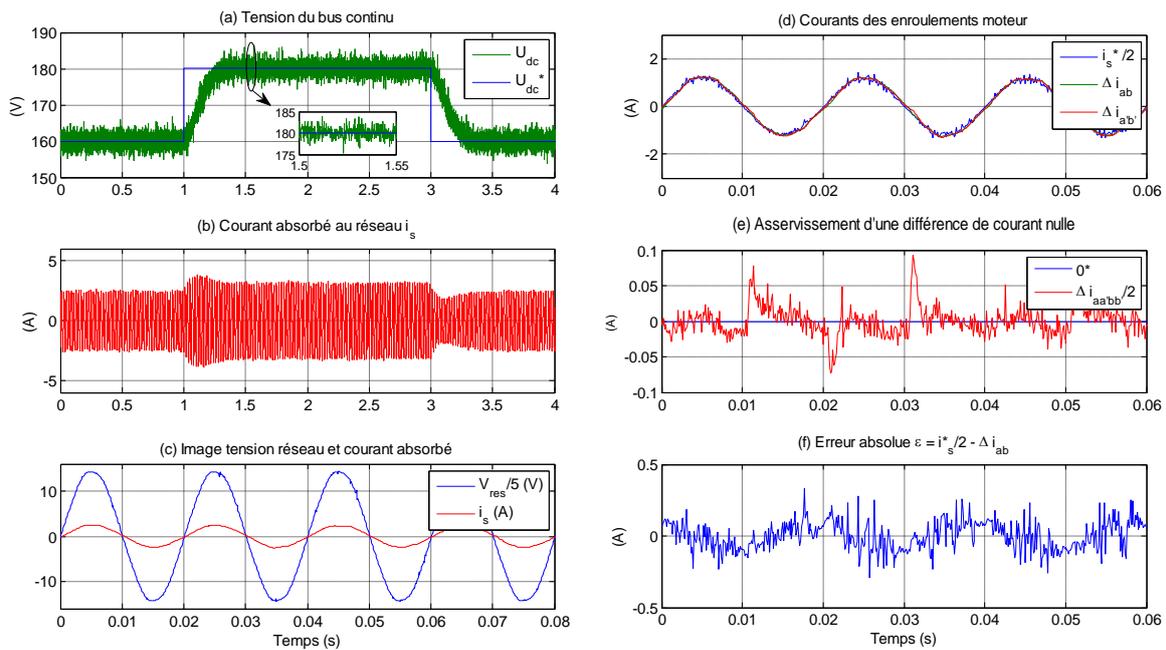


Figure 4.5 – Résultats expérimentaux de la stratégie 1 avec des régulateurs PI pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$

- **Expérimentation : essai pour $v_{mc} = U_{dc} / 2$**

Dans cet essai, les résultats expérimentaux sont présentés pour une régulation de la tension du bus DC égal à 160 V et une consigne de tension de mode commun $v_{mc} = 80$ V.

Les résultats expérimentaux montrent que le système fonctionne également conformément à nos attentes dans ce mode. Notons que le courant absorbé au réseau est plus important que dans la configuration précédente. Cette différence est liée au mode de commutation des IGBTs du montage. Dans la configuration $v_{mc} = U_{dc} / 2$, l'ensemble des IGBTs du montage commutent tout le long de la période réseau, alors que la commande $v_{mc} = 0$ provoque un mode de fonctionnement très différent dans lequel les commandes des bras des IGBTs sont alternativement saturées sur une demi-période réseau (cf. section 3.4.5). La réduction du nombre de commutation provoque une réduction significative des pertes par commutation. Cet effet est très sensible dans le mode de fonctionnement à faible niveau de courant absorbé comme celui testé ici. Ainsi, pour $v_{mc} = U_{dc} / 2$ un courant i_s de 3,2 A sera nécessaire pour maintenir la tension U_{dc} à 160 V alors que 2,2 A sont suffisants pour $v_{mc} = 0$.

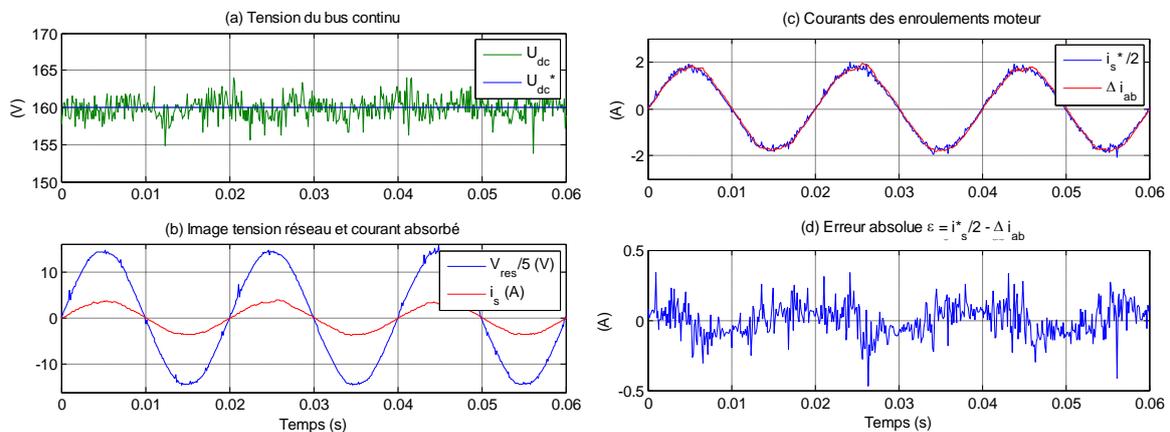


Figure 4.6 – Résultats expérimentaux de la stratégie 1 avec des régulateurs PI pour une régulation de U_{dc} à 160 V et $v_{mc} = U_{dc}/2$

- Analyse des résultats expérimentaux

Notons que sur le banc expérimental, la référence de courant est obtenue à partir de l'image de la tension réseau v_{res} . En observant cette dernière sur les figures Figure 4.5 (c) et Figure 4.6 (b), nous remarquons que celle-ci est sensiblement déformée en particulier au niveau de sa valeur crête. La consigne de courant subit donc également cette même déformation. Nous allons maintenant présenter l'analyse spectrale des courants absorbés au réseau pour les deux consignes de tension de mode commun présentées ci-dessus. Les spectres des courants absorbés devront être évalués en regard de ceux de la tension, il est en effet normal de trouver un contenu spectral du courant absorbé de forme identique à celui de la tension réseau. Nous donnerons donc dans un premier temps le module de la transformée de Fourier discrète (TFD) de la tension réseau. Celui-ci est donné à la Figure 4.7. Les

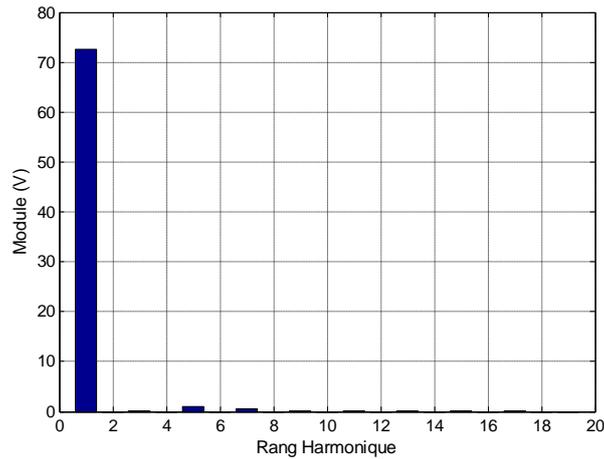


Figure 4.7 – TFD de la tension réseau v_{res}

harmoniques prépondérants sont observés pour les rangs 5 et 7. Le THD correspondant est d'environ 1,6 %.

Nous avons fait le choix de ne présenter à la Figure 4.8, que les TFD des grandeurs Δi_{ab} et $\Delta i_{a'b'}$, pour le mode de fonctionnement avec une consigne de tension de mode commun égale à $U_{dc} / 2$. En effet le contenu spectral est très similaire pour une consigne de tension de mode commun nulle. Comme la tension réseau, les courants absorbés présentent de faibles composantes aux rangs impairs. Notons toutefois la présence de faibles composantes harmoniques de rang pair traduisant une légère dissymétrie des courants. Le THD est égal à environ 2,3 % pour $v_{mc} = 0$ V et à 2,5 % pour $v_{mc} = 80$ V. Ces performances sont tout à fait acceptables en se référant à la norme IEC 61 000-3-2.

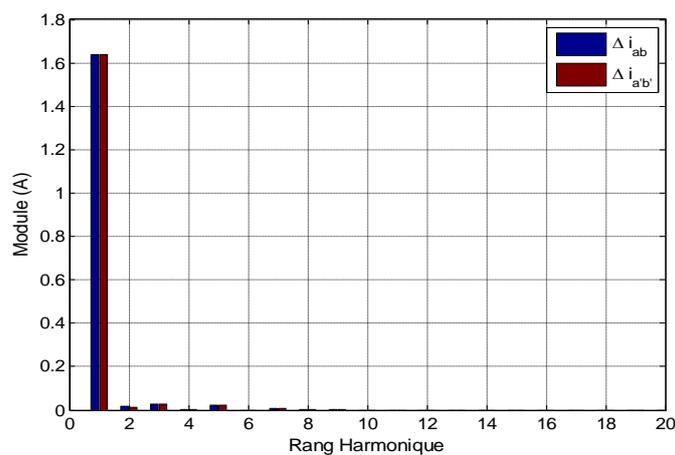


Figure 4.8 – TFD des courants Δi_{ab} et $\Delta i_{a'b'}$ pour $v_{mc} = U_{dc}/2$

Nous allons maintenant analyser l'impact du mode de commande sur le rendement de conversion. La configuration actuelle du banc en termes de réjection des effets des

perturbations CEM de mode commun, ne nous a pas permis d'effectuer des tests avec une tension de bus continu de 450V et une puissance égale à la puissance nominale de 3 kW correspondant au mode de fonctionnement en chargeur monophasé. Par conséquent, les indications fournies dans le tableau récapitulatif concernant le rendement sont à prendre avec précaution, compte tenu du faible niveau de puissance des essais. Elles permettent cependant de comparer les deux modes de fonctionnement étudiés.

	THD (%)	cos φ	η (%)
$v_{mc} = 0$	2,3	0,98	88,2
$v_{mc} = U_{dc}/2$	2,5	0,98	65

Tableau 4.1 – Synthèse des performances de la stratégie 1 selon le mode de fonctionnement

Comme expliqué précédemment, nous voyons l'importante réduction des pertes par commutation apportée par le mode $v_{mc} = 0$. Cet effet est particulièrement visible ici car les niveaux des courant commutés sont faibles, les pertes par commutation sont donc dominantes.

4.2.2.2 Commande sans découplage du convertisseur

Les résultats obtenus avec la première stratégie, utilisant une transformée permettant de découpler les équations du système répondent parfaitement aux contraintes fixées par l'application en monophasé. Pour des raisons d'adaptabilités d'un type de charge monophasé à triphasé, nous souhaitons mettre en œuvre une seule et unique commande qui permettrait la charge des batteries quel que soit le type de réseau alternatif. Pour cela, nous souhaitons tester la commande directe des trois courants de la MSAP, sans transformation intermédiaire. Les résultats de simulations sont réalisés dans les mêmes conditions que précédemment, c'est-à-dire que la synthèse du régulateur de tension a été effectuée à partir de U_{dc}^2 . Dans ces essais, nous appliquons comme précédemment des échelons de consigne de la tension du bus de 160 à 180 V. Des correcteurs PI sont utilisés pour l'asservissement des courants et la régulation de tension.

- **Simulation : essai pour $v_{mc} = 0$**

La Figure 4.9 montre les résultats de simulation obtenus pour une consigne de tension de mode commun nulle (sachant, comme nous l'avons mentionné précédemment, que ceux pour une consigne de tension de mode commun non nulle sont quasiment identiques). L'allure de la tension U_{dc} , ainsi que l'amplitude du courant i_s sont identiques à la stratégie précédente. Les

Figure 4.9 (d), (e) et (f) montrent respectivement, l'allure des 4 courants sinusoïdaux de chaque enroulement moteur, la consigne de courant et la mesure du courant dans le premier enroulement, et enfin l'erreur absolue entre ces deux dernières. Contrairement à la stratégie précédente, les consignes de courant sont toutes sinusoïdales, avec un déphasage de 180° pour la consigne de la phase b. Dans cette configuration d'essai, les performances de la stratégie sans découplage sont équivalentes à celles de la stratégie 1. L'erreur ε conserve le même ordre de grandeur.

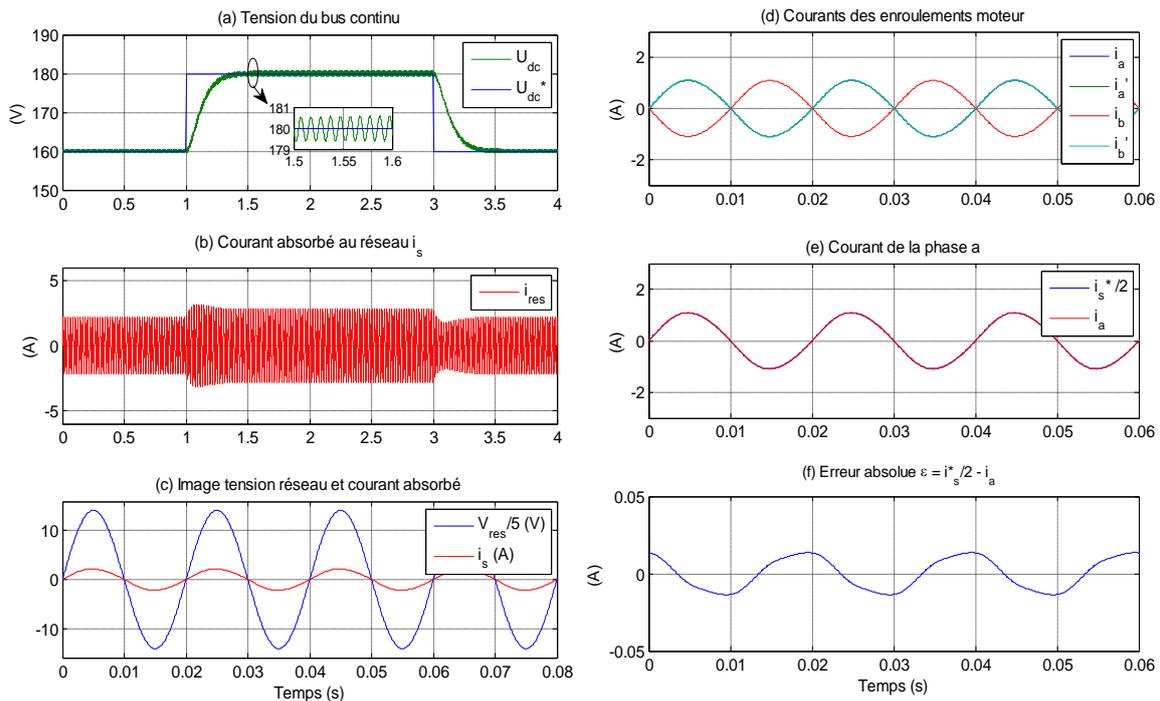


Figure 4.9 – Résultats de la stratégie 2 avec des régulateurs PI pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$

Notons toutefois que les deux stratégies sont équivalentes uniquement lorsque la boucle de tension est régulée. En effet, les résultats présentés à la Figure 3.22 mettent en évidence un déphasage plus important entre la consigne et la mesure de courant pour la seconde stratégie, lorsque seuls les courants sont asservis. La boucle de tension corrige donc une part de l'erreur commise sur les boucles de courants.

- **Simulation : test de robustesse**

Les courbes du test de robustesse, de la Figure 4.10, ont été obtenues dans les mêmes conditions de simulation que pour la stratégie 1. C'est-à-dire pour une variation paramétrique de 50% de la matrice inductance et de la résistance interne de la MSAP. La stabilité du système est maintenue.

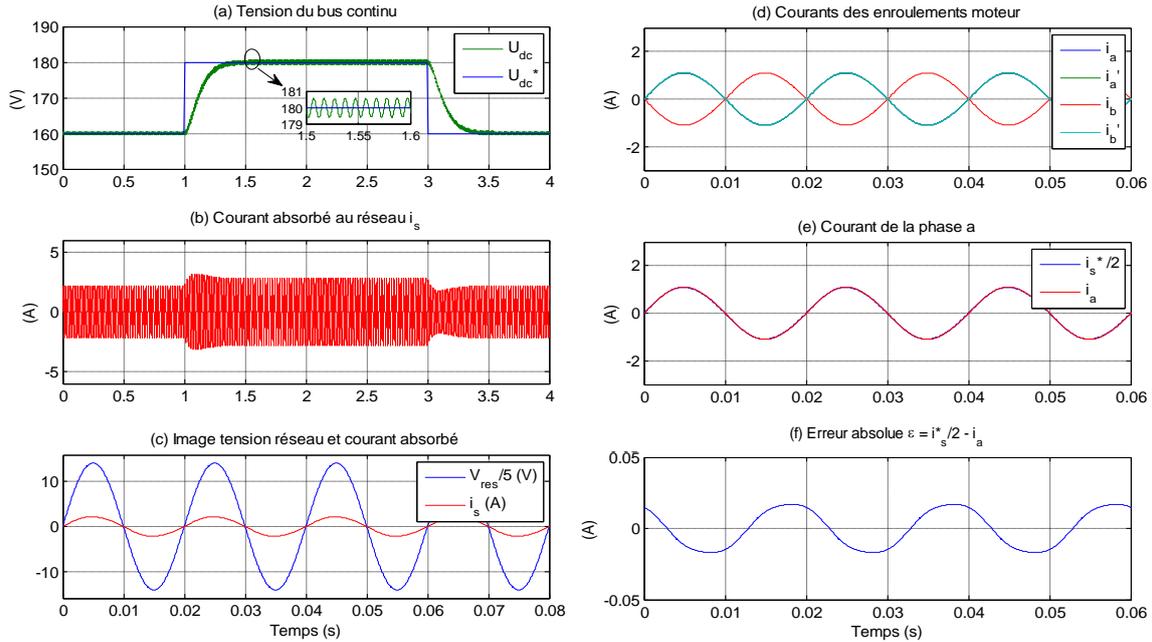


Figure 4.10 – Résultats de la stratégie 2 lors d'un test de robustesse avec des régulateurs PI pour une variation de [160 - 180] V et $v_{mc} = U_{dc}/2$

- **Expérimentation : test pour $v_{mc} = 0$**

La validation expérimentale de la stratégie de commande sans découplage magnétique a été réalisée dans les mêmes conditions que lors des simulations. La Figure 4.11 montre l'allure des grandeurs caractéristiques du système pour une tension de mode commun nulle. La tension du bus continu suit la variation de tension de 160 à 180 V avec la dynamique spécifiée. L'ondulation de tension est d'environ 2%. Les oscillations constatées en simulation sont noyées par le bruit de mesure de la tension. La Figure 4.11 (d) montre l'équilibrage des courants des enroulements moteur. La consigne de courant issue de la régulation de tension est bruitée, et le courant dans la phase a présente un léger déphasage par rapport à celle-ci. L'erreur absolue ϵ est 10 fois supérieure à la valeur de simulation attendue.

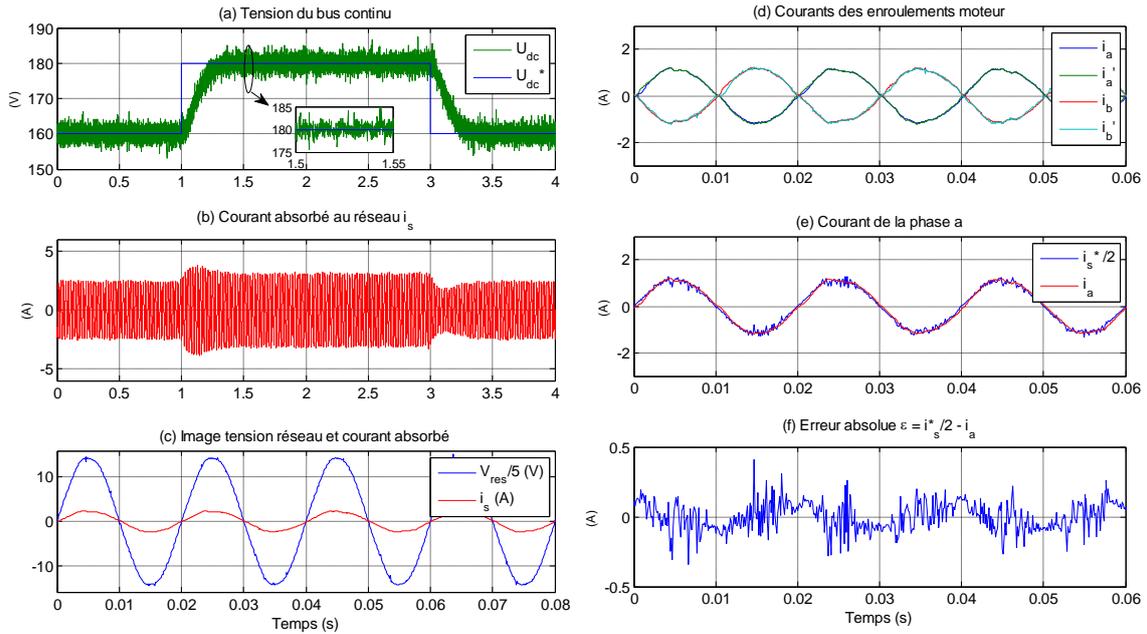


Figure 4.11 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs PI pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$

- **Expérimentation : test pour $v_{mc} = U_{dc} / 2$**

Un second test expérimental a été réalisé pour une régulation de la tension du bus continu à 160 V. Nous constatons dans ce mode de fonctionnement que le déphasage entre la consigne et la mesure de courant est moins important (cf. Figure 4.12(c)). Le bon fonctionnement des asservissements mis en place est vérifié.

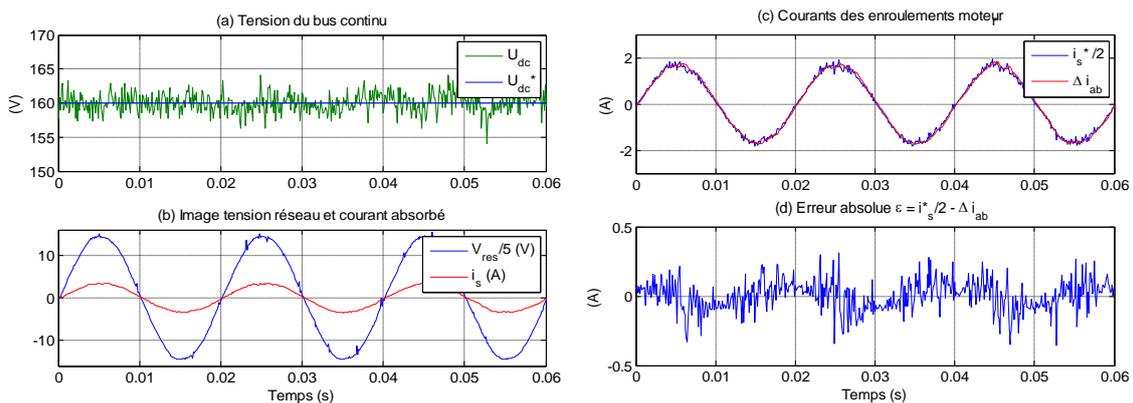


Figure 4.12 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs PI pour une régulation de U_{dc} à 160 V et $v_{mc} = U_{dc}/2$

- **Analyse des résultats expérimentaux**

Pour la méthode sans découplage, le taux de distorsion harmonique des courants a été évalué pour les deux modes $v_{mc} = U_{dc}/2$ et $v_{mc} = 0$. Soit 2,5 % pour une tension de mode

commun nulle et 2,6 % dans l'autre cas. L'analyse fréquentielle donnée à la Figure 4.13 correspond au pire cas, correspondant au THD le plus important. Notons la présence d'harmoniques de rangs 2, 3, 5 et 7. Le contenu spectral des courants absorbés au réseau ne dépasse pas les limites fixées par la norme.

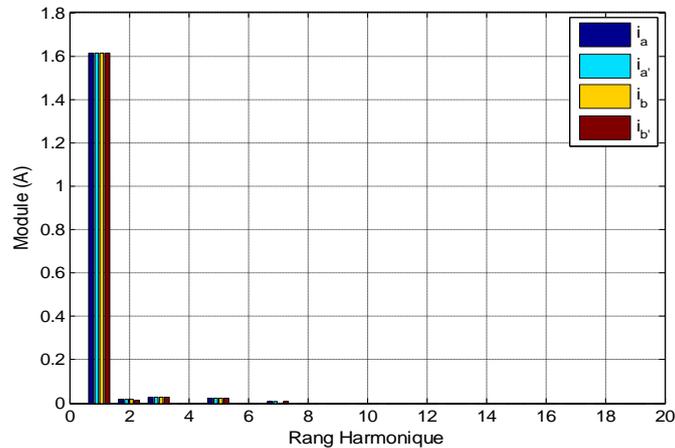


Figure 4.13 – TFD des courants pour la stratégie 2 (PI) avec $v_{mc} = U_{dc}/2$

Une synthèse des performances de cette stratégie est présentée dans le Tableau 4.2. Lorsque la tension $v_{mc} = 0$, le facteur de puissance très légèrement dégradé, en revanche, compte tenu de la réduction du nombre de commutation, le rendement énergétique est bien meilleur comparé à la configuration $v_{mc} = U_{dc}/2$.

	THD (%)	cos φ	η (%)
$v_{mc} = 0$	2,5	0,96	81,6
$v_{mc} = U_{dc}/2$	2,6	0,98	65,7

Tableau 4.2 – Synthèse des performances de la stratégie 2 selon le mode de fonctionnement

4.2.2.3 Bilan des deux stratégies de commande

Cette section a présenté deux stratégies de commande distinctes pour l'asservissement des boucles de courants. L'une utilise une méthode permettant de réaliser un découplage des équations d'état du système, l'autre assure un contrôle direct des courants dans les phases. Afin de pouvoir comparer les performances de chacune d'entre elles, des correcteurs PI ont été utilisés dans les deux cas. Les résultats de simulation et d'expérimentation présentés ont montré une similitude des performances lors du contrôle des boucles de tension et de courants. Il a également été démontré pour l'asservissement des boucles de courants que l'erreur absolue est moins importante pour la stratégie utilisant une transformation. De même,

en cas de déséquilibre conséquent de l'une des phases, la stratégie 1 maintient la stabilité du système (cf. chapitre III).

En complément à chaque stratégie, deux modes de fonctionnement ont été décrit selon la tension de mode commun v_{mc} , définie comme étant la tension image du décalage commun imposé aux rapports cycliques des bras de la structure. Les meilleures performances en termes de rendement du système ont été obtenues en imposant une tension v_{mc} nulle. En effet, le nombre de commutation des IGBTs est alors fortement réduit. Le tableau ci-dessous synthétise les différents tests effectués et les performances obtenues.

	Stratégie 1 – Correcteurs PI		Stratégie 2 – Correcteurs PI	
	$v_{mc} = 0$	$v_{mc} = U_{dc} / 2$	$v_{mc} = 0$	$v_{mc} = U_{dc} / 2$
Rendement				
THD				
Facteur de puissance				
Robustesse				
Sensibilité aux bruits				

Tableau 4.3 – Synthèse générale des performances des deux stratégies

De façon générale, les deux stratégies permettent de répondre aux spécifications. Cependant, le point critique des essais expérimentaux présentés ici reste le faible niveau de puissance. Ceci se traduit directement sur le rendement global du système.

4.2.3 Correcteur numérique fondé sur le placement de pôles : RST

Les correcteurs de courants qui ont été testés dans les sections précédentes, de type PI, sont dimensionnés pour annuler l'erreur statique en régime permanent. Dans notre cas, les consignes de courant étant sinusoïdales, une erreur dynamique persiste. Nous parlerons alors de précision dynamique à une référence sinusoïdale. Afin d'annuler cette erreur, des correcteurs RST intégrant la nature de la consigne lors du dimensionnement seront présentés. Pour cela, nous rappellerons dans un premier temps une méthode de synthèse du correcteur RST classique, avant de présenter celle du correcteur RST pour une consigne sinusoïdale. La section précédente ayant permis de mettre en évidence que le découplage magnétique des expressions analytiques du système n'est pas indispensable pour permettre le fonctionnement

de l'application, les tests de simulation et d'expérimentation qui seront présentés par la suite n'utiliseront que la stratégie 2 (sans découplage).

4.2.3.1 Synthèse du correcteur RST classique

L'objectif de cette partie est de rappeler une méthode de synthèse d'une commande numérique par placement de pôles robustes. Comparé au correcteur PI, dont la synthèse est effectuée à temps continu, puis une discrétisation par une transformation d'Euler ou de Tustin, ici, la synthèse est réalisée directement à temps discret. Le schéma de principe d'un système commandé par un correcteur RST classique est présenté à la Figure 4.14.

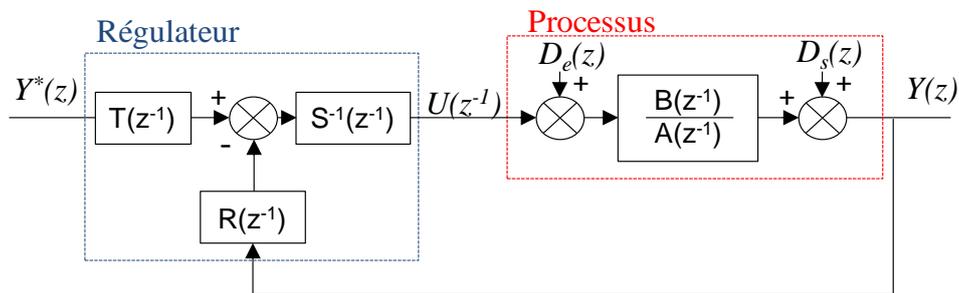


Figure 4.14 – Schéma de principe d'un correcteur numérique RST

La structure de commande basée sur un correcteur RST consiste en la mise en place de trois polynômes en z^{-1} , $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ et $T(z^{-1})$, où $Y(z)$ représente la sortie et $Y^*(z)$ la consigne. Le placement de pôles sera donc effectué par une approche polynomiale. Dans le schéma de principe, le système à commander est mis sous la forme $B(z^{-1})/A(z^{-1})$. Deux types de perturbations peuvent être considérés : $D_s(z)$ représente les perturbations de mesure, tandis que $D_e(z)$ à l'entrée du processus représente les perturbations sur l'entrée de commande. La forme générale de la loi de commande est donnée par l'équation suivante.

$$U(z) = \frac{T(z^{-1})}{S(z^{-1})} Y^*(z) - \frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})} Y(z) \quad (4.5)$$

La sortie du système bouclé vaut quant à elle :

$$Y(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} U(z) + \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} D_e(z) + D_s(z). \quad (4.6)$$

A partir des relations du procédé (4.6) et du correcteur (4.5), nous établissons les fonctions de transfert du système bouclé, comme le montre la Figure 4.15.

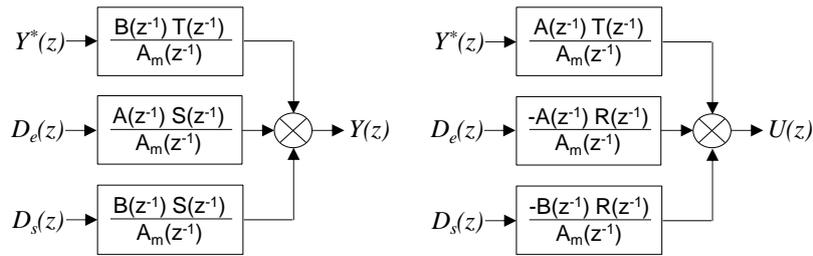


Figure 4.15 – Fonctions de transfert du système bouclé en fonction de la sortie du système $Y(z)$ et de la commande $U(z)$

Toutes les fonctions de transferts précédentes ont le même dénominateur, le polynôme caractéristique $A_m(z^{-1})$ défini tel que :

$$A_m(z^{-1}) = A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) \quad (4.7)$$

Afin de synthétiser le correcteur, la loi de commande recherchée est telle que le système bouclé ait une fonction de transfert $F_m(z)$ donnée par l'équation (4.8).

$$F_m(z) = \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \quad (4.8)$$

$$\text{où } B_m(z^{-1}) = B(z^{-1})T(z^{-1})$$

Cette fonction de transfert est la seule à considérer, si les perturbations $D_s(z)$ et $D_e(z)$ sont nulles ou parfaitement compensées.

Les polynômes $R(z^{-1})$ et $S(z^{-1})$ sont obtenus par une stratégie de placement de pôles et sont les solutions de l'équation diophantienne (4.7) [DEL 98], en y remplaçant les éventuelles simplifications et spécifications. En effet, à partir des fonctions de transfert de la Figure 4.15, nous constatons que le polynôme $S(z^{-1})$ intervient au niveau des perturbations. Certaines hypothèses peuvent donc être émises sur le choix de $S(z^{-1})$ afin de rejeter une perturbation. Si nous considérons un modèle de perturbation dont le transfert s'écrit : $F_N(z^{-1})/F_D(z^{-1})$, alors, la réponse temporelle fera apparaître les modes de $A_m(z^{-1})$ et de $F_D(z^{-1})$. Pour que les modes dus à la perturbation soient inexistantes, le polynôme $F_D(z^{-1})$ doit être factorisé dans $S(z^{-1})$. Ce raisonnement est valable aussi bien pour une perturbation d'entrée que pour une perturbation de sortie. Ainsi, afin de rejeter par exemple une perturbation constante $D_e(z)$ en régime permanent, $S(z^{-1})$ peut s'écrire sous la forme $(1 - z^{-1})S'(z^{-1})$.

De plus, le polynôme $T(z^{-1})$ doit vérifier la contrainte $T(1) = R(1)$ afin d'assurer un gain unitaire du transfert $Y(z)/Y^*(z)$ en régime permanent. Le choix du polynôme T est laissé

libre au concepteur. Il peut être utilisé pour simplifier le transfert de suivi $Y(z)/Y^*(z) = B(z^{-1})T(z^{-1})/A_m(z^{-1})$ [LAC 12].

Les degrés des polynômes R et S dépendent du type de régulateur, propre ou strictement propre. Le choix d'un régulateur strictement propre est adopté dans ce travail. Si le degré de A est égal à n , alors le degré des polynômes S , R et A_m sont respectivement $n+1$, n et $2n+1$.

La méthode expliquée ci-dessus peut être résumée par les quelques points suivants :

- Identification, modélisation et discrétisation du procédé ;
- Choix des pôles du polynôme A_m ;
- Spécification des perturbations
- Résolution de l'équation de diophantienne ;
- Calcul des polynômes R et S .

Dans le chapitre III, nous avons montré que les boucles de courant et de tension du système se modélisent par une fonction de transfert du premier ordre. Dans le but d'illustrer la méthode de synthèse du correcteur RST classique, l'exemple d'un système du premier ordre $H(s) = \frac{K}{1+\tau p}$ est présenté ci-dessous. La fonction de transfert à temps discret s'écrit :

$$H(z^{-1}) = K \frac{(1-a)z^{-1}}{1-az^{-1}} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (4.9)$$

où K est un gain statique, $a = e^{-T_s/\tau}$ et T_s est la période d'échantillonnage. Les polynômes $R(z^{-1})$ et $S(z^{-1})$ sont alors définis par :

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= r_1 z^{-1} + r_0 \\ S(z^{-1}) &= (1 - z^{-1})(s'_1 z^{-1} + s'_0) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Les pôles de la boucle fermée sont définis dans le plan complexe, puis transposés dans le plan de la variable z :

$$z_{1,2} = e^{\left(-\xi_0 \omega_0 \pm j \omega_0 \sqrt{1 - \xi_0^2}\right) T_s} \quad (4.11)$$

$$z_3 = e^{-\omega_0 T_s}$$

Le polynôme $A_m(z^{-1})$ s'écrit alors sous la forme :

$$A_m(z^{-1}) = (1 - z_1 z^{-1})(1 - z_2 z^{-1})(1 - z_3 z^{-1}) \quad (4.12)$$

$$A_m(z^{-1}) = a_{m0} + a_{m1} z^{-1} + a_{m2} z^{-2} + a_{m3} z^{-3}$$

Le développement de l'équation diophantienne (4.7) permet de définir les relations entre les coefficients des polynômes R , S et A_m , et conduit à la résolution du système d'équations (4.13) :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -(1+a) & 1 & K(1-a) & 0 \\ a & -(1+a) & 0 & K(1-a) \\ 0 & a & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0' \\ s_1' \\ r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{m0} \\ a_{m1} \\ a_{m2} \\ a_{m3} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

En pratique, dans le but de protéger l'électronique de puissance et le système, les sorties des correcteurs sont généralement saturées. Pour garantir le bon comportement du régulateur, un effet anti-windup est introduit comme le montre la Figure 4.16 [DEL 98].

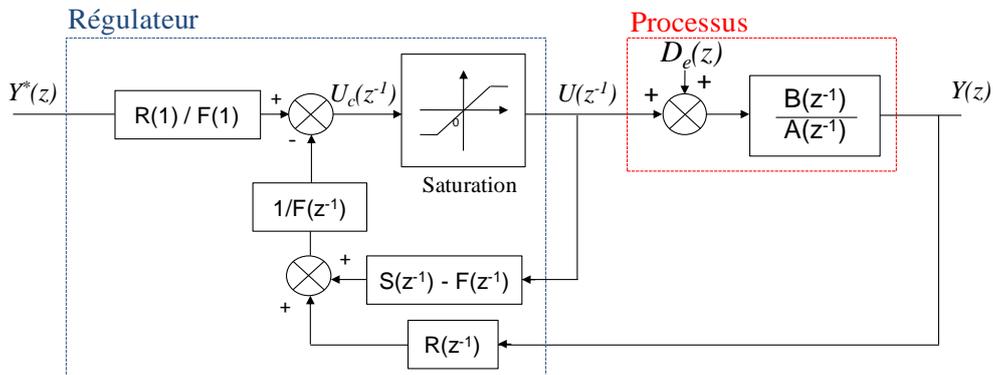


Figure 4.16 – Schéma de principe d'un correcteur numérique RST avec anti-windup

Comme mentionné précédemment, $T(z^{-1})$ est un paramètre de réglage libre. Par conséquent, toujours en respectant les contraintes citées précédemment, il est défini tel que :

$$T(z^{-1}) = \frac{R(1)}{F(1)} F(z^{-1}) = hF(z^{-1}) \quad (4.14)$$

où le polynôme F est un polynôme de réglage de $T(z^{-1})$. A partir de la Figure 4.15, le transfert $Y(z)/Y^*(z)$ montre que le polynôme $T(z^{-1})$ contient les zéros permettant de modéliser la dynamique en poursuite. Ainsi, dans le cadre de l'exemple, par compensation, trois configurations sont possibles [LAC 11] :

- Pour un système en boucle fermée du troisième ordre : $F(z^{-1})$ est scalaire, le polynôme $T(z^{-1})$ vaut $r_0 + r_1$;
- Pour un système du second ordre : $F(z^{-1})$ est un polynôme du 1^{er} degré égal à $(1 - z_1 z^{-1})$. Par conséquent $T(z^{-1}) = \frac{(r_0+r_1)}{(1-z_1)} (1 - z_1 z^{-1})$;
- Pour un système du premier ordre : $F(z^{-1})$ est un polynôme du 2nd degré égal à $(1 - z_1 z^{-1})(1 - z_2 z^{-1})$. Donc $T(z^{-1}) = \frac{(r_0+r_1)}{(1-z_1)(1-z_2)} (1 - z_1 z^{-1})(1 - z_2 z^{-1})$.

Les trois correcteurs des boucles de courant de la structure SOFRACI sont synthétisés à partir de l'exemple précédent. Dans les sections suivantes, les résultats obtenus par simulation et les résultats expérimentaux seront présentés. Rappelons que nous avons fait le choix de ne réaliser ces essais que pour la stratégie sans découplage magnétique (stratégie 2).

4.2.3.2 Simulation

Les résultats de simulation ont été obtenus à partir d'un modèle moyen du système sur Matlab Simulink, caractérisé par le système d'équation (4.2). La période d'échantillonnage des boucles de courant et de tension est respectivement de 50µs et de 100µs. La structure du correcteur RST avec anti-windup a été mise en œuvre en visant une réponse temporelle du système en boucle fermée du 1^{er} ordre. La régulation de la boucle de tension reste inchangée et est donc toujours effectuée en $U_{dc}^2(t)$.

Les résultats de simulation sont présentés pour des échelons de consigne de la tension de sortie variant de 160 à 180 V. Nous avons vu au paragraphe 4.2.2, que la tension de mode commun v_{mc} n'avait pas d'influence sur les résultats de simulation, par conséquent, nous ne présenterons que les résultats correspondant à $v_{mc} = U_{dc} / 2$.

- **Simulation : essai pour $v_{mc} = U_{dc} / 2$**

La Figure 4.17 représente l'allure de la tension du bus continu et des courants pour des correcteurs RST classique, dont les coefficients sont résumés dans le Tableau 4.4.

$R(z^{-1})$	$0,63 - 0,62z^{-1}$
$S(z^{-1})$	$1 - 1,89z^{-1} + 0,89z^{-2}$
$T(z^{-1})$	$6,08 - 11,71z^{-1} + 5,64z^{-2}$
$F(z^{-1})$	$1 - 1,92z^{-1} + 0,93z^{-2}$

Tableau 4.4 – Valeur des coefficients des polynômes R, S et T

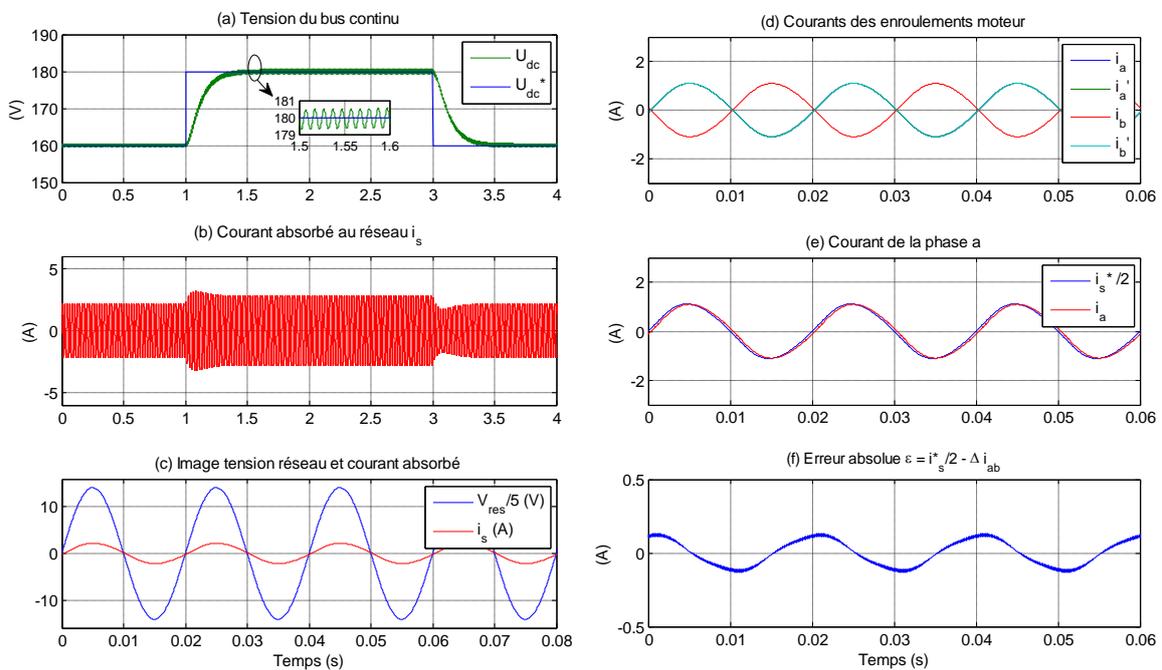


Figure 4.17 – Résultats de la stratégie 2 avec des régulateurs RST classique pour une variation de [160 - 180] V et $v_{mc} = U_{dc}/2$

Les performances de la boucle de tension sont identiques à celles du paragraphe 4.2.2. Le temps de réponse à 5% de la boucle de tension de 300 ms est bien vérifié. Une ondulation de tension de 1% est observée. Nous constatons que les quatre courants suivent une consigne sinusoïdale, néanmoins, le déphasage entre la consigne et la mesure de courant est ici plus important que lors des simulations effectuées dans les mêmes conditions pour un correcteur PI. Les correcteurs RST ne parviennent pas à annuler l'erreur dynamique pour une consigne sinusoïdale.

- Simulation : essai de robustesse

Un test de robustesse a été réalisé afin d'analyser la sensibilité de la stratégie et des correcteurs mis en œuvre vis-à-vis d'éventuelles erreurs d'identification ou de variations des valeurs des éléments du modèle. Le test le plus critique visible à la Figure 4.18, pour une variation paramétrique contraignante (+ 50%) des valeurs de la matrice inductance et de la résistance interne de la MSAP, sans aucune modification des paramètres de réglage de la commande, démontre que la stabilité du système est maintenue. Néanmoins, l'erreur absolue ε traduisant l'écart du courant absorbé par rapport à la consigne augmente légèrement par rapport à la configuration précédente au test précédent.

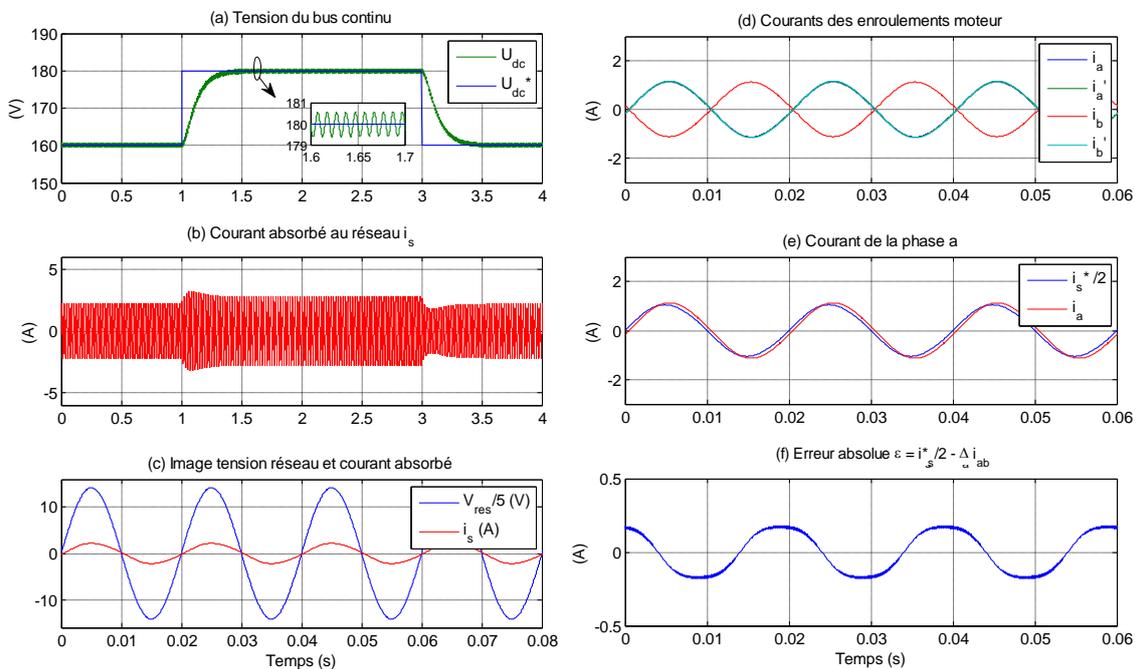


Figure 4.18 – Résultats de la stratégie 2 lors d'un test de robustesse avec des régulateurs RST classique pour une variation de [160 - 180] V et $v_{mc} = U_{dc}/2$

Nous allons maintenant vérifier les résultats précédents sur le banc expérimental SOFRACI.

4.2.3.3 Expérimentation

La validation expérimentale de la stratégie de commande sans découplage magnétique, utilisant des correcteurs RST classique, a été réalisée dans les mêmes conditions que lors des simulations.

- **Expérimentation : test pour $v_{mc} = 0$**

La figure ci-dessous montre l'allure des grandeurs caractéristiques du système pour une tension de mode commun nulle. La tension du bus continu suit la variation de tension de 160 à 180 V avec la dynamique spécifiée. L'ondulation de tension est d'environ 2%. Les oscillations constatées en simulation sont noyées par le bruit de mesure de la tension. La Figure 4.19 (d) montre l'équilibrage des courants des enroulements moteur. Ceux-ci présentent une légère déformation. La consigne de courant issue de la régulation de tension est bruitée, et le courant dans la phase « a » présente un léger déphasage par rapport à celle-ci. L'erreur absolue ε est supérieure à la valeur de simulation attendue, mais garde le même ordre de grandeur.

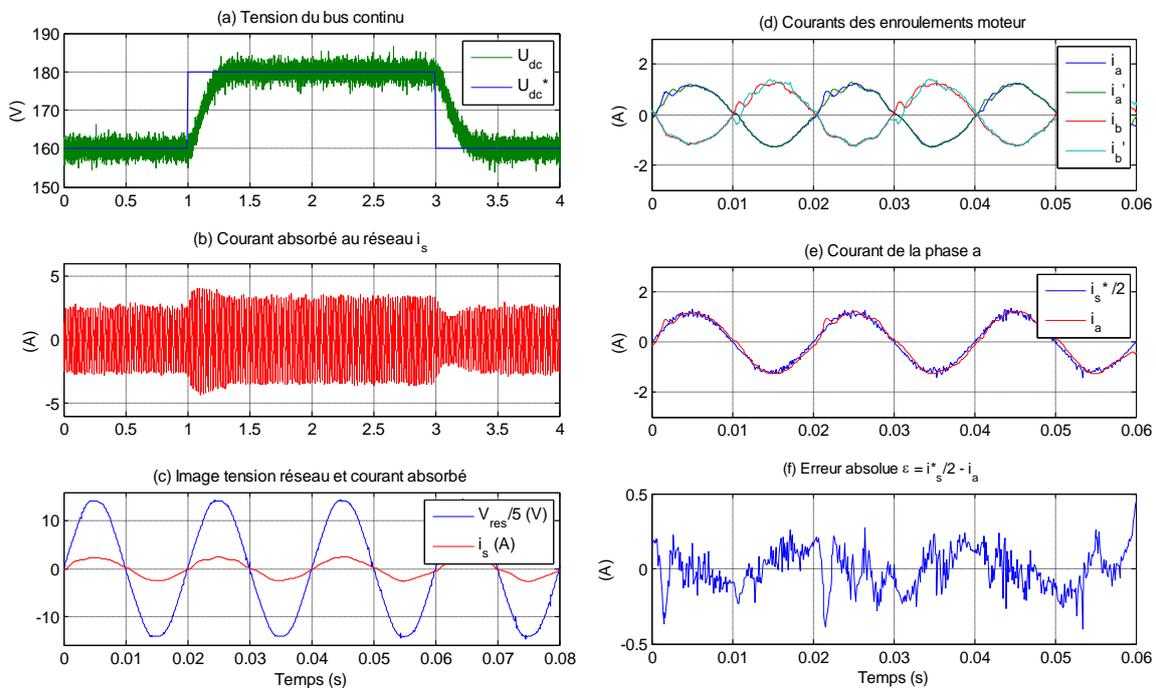


Figure 4.19 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs RST classique pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$

- **Expérimentation : test pour $v_{mc} = U_{dc} / 2$**

Un second test expérimental a été réalisé pour une régulation de la tension du bus continu à 160 V. Nous constatons dans ce mode de fonctionnement que le déphasage entre la consigne et la mesure de courant est du même ordre de grandeur (cf. Figure 4.20(c)). Le bon fonctionnement des asservissements mis en place est vérifié.

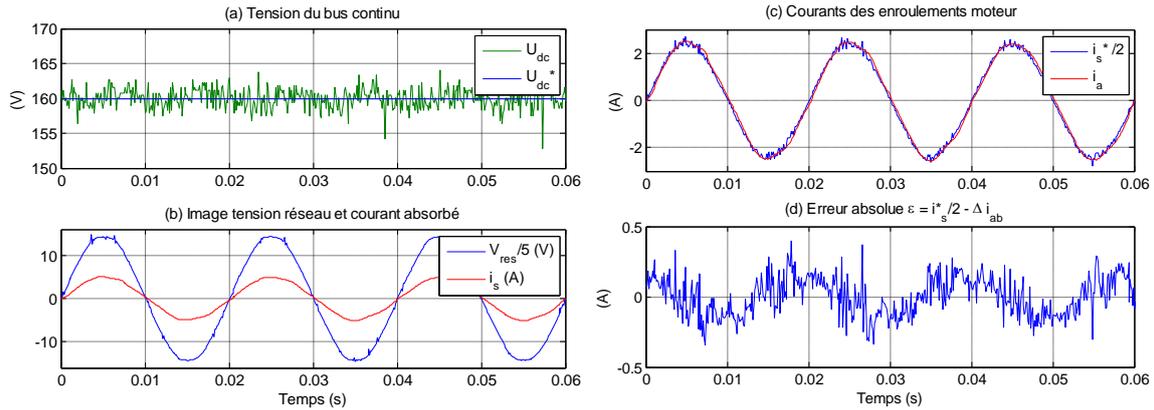


Figure 4.20 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs RST classique pour une régulation de U_{dc} à 160 V et $v_{mc} = U_{dc}/2$

Pour réguler la tension U_{dc} à 160 V, si la tension v_{mc} est nulle, un courant d’amplitude maximale de 1,6 A (cf. Figure 4.19(e)) suffit, alors que si $v_{mc} = U_{dc}/2$, un courant d’amplitude maximale de 2,1 A est nécessaire. En effet, comme nous l’avons mentionné à la fin du chapitre III (3.4.5), les pertes par commutation sont bien plus importantes pour un cas que pour l’autre.

4.2.3.4 Analyse

Dans le but d’analyser les résultats expérimentaux présentés, le taux de distorsion harmonique des courants a été déterminé. Soit 3,3 % pour une tension de mode commun nulle correspondant au cas ayant le plus de déformations. L’analyse fréquentielle donnée à la Figure 4.21 correspond au pire cas. Notons la présence d’harmonique de rangs 3, 5, 7 comme pour les correcteurs PI (cf. Figure 4.8 et Figure 4.13), mais aussi de l’harmonique de rang 8. Nous retrouvons donc naturellement les composantes de la tension réseau v_{res} (à l’origine de

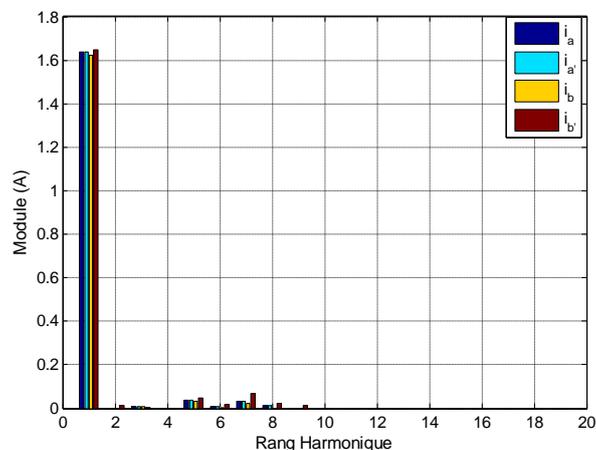


Figure 4.21 – TFD des courants pour la stratégie 2 (RST classique) avec $v_{mc} = 0$

la consigne de courant). L'amplitude non négligeable de l'harmonique de rang 8 est en partie responsable de la déformation plus prononcée. Néanmoins, le contenu spectral des courants absorbés au réseau ne dépasse pas les limites fixées par la norme.

Une synthèse des performances de cette stratégie est présentée dans le Tableau 4.5. Lorsque la tension $v_{mc} = 0$, le rendement est ici encore meilleur comparé à celui obtenu pour $v_{mc} = U_{dc}/2$.

	THD (%)	cos φ	η (%)
$v_{mc} = 0$	3,3	0,96	77
$v_{mc} = U_{dc}/2$	3,1	0,97	64

Tableau 4.5 – Synthèse des performances de la stratégie 2 selon le mode de fonctionnement

Pour conclure sur l'utilisation du correcteur RST, les performances obtenues lors des essais expérimentaux sont similaires à ceux obtenues avec des correcteurs de type PI. Cependant, des déformations plus importantes ont été observées par rapport au correcteur PI pour une tension de mode commun nulle, ainsi qu'un rendement global plus faible bien que nous ayons du mal à justifier cette dégradation sensible. Au niveau du facteur de puissance aucun des deux types de correcteurs PI ou RST ne se distinguent.

Lors de la synthèse du correcteur RST, nous avons mentionné la possibilité d'introduire une spécification sur le polynôme S dans le but de rejeter une perturbation d'entrée ou de sortie quelle que soit la forme de perturbation. Sur ce même principe, il est possible d'imposer le polynôme T de façon à suivre une consigne spécifique et de minimiser l'erreur dynamique. Cette méthode sera présentée dans la partie suivante.

4.2.4 Correcteur RST pour consignes sinusoïdales

Le régulateur RST présenté dans la section précédente permet d'annuler l'erreur statique en présence d'une consigne constante comme bon nombre d'autres régulateurs. Toutefois, en présence de consignes polynomiales (rampe, entrée parabolique, etc.) ou sinusoïdale, l'erreur ne peut être annulée en pratique. Afin d'y remédier, nous présentons dans ce paragraphe, un régulateur RST plus évolué, intégrant dès la phase de conception, la prise en compte de la forme de la consigne. Compte tenu de l'application, ici nous traiterons le cas des consignes sinusoïdales.

4.2.4.1 Synthèse du correcteur RST « sinusoidal »

Les différentes étapes présentées pour la conception d'un correcteur RST dit classique restent vraies. Il faut effectivement commencer par modéliser le processus sous forme de fonction de transfert, en décomposant cette fois-ci les polynômes du numérateur et du dénominateur, tel que :

$$H(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{B^-(z^{-1})B^+(z^{-1})}{A^-(z^{-1})A^+(z^{-1})} \quad (4.15)$$

où les polynômes $B^-(z^{-1})$ et $A^-(z^{-1})$ contiennent tous les pôles, zéros et les retards purs du système que l'on ne souhaite pas compenser ou qui ne sont pas compensables. De plus, les pôles et les zéros extérieurs ou sur le cercle unité, ainsi que les éventuels retards purs seront obligatoirement placés dans $B^-(z^{-1})$ et $A^-(z^{-1})$. Les polynômes $B^+(z^{-1})$ et $A^+(z^{-1})$ contiennent tous les autres termes. En reprenant l'exemple précédent d'une fonction de transfert du premier ordre (équation (4.9)), ces polynômes valent :

$$\begin{aligned} A^-(z^{-1}) &= 1 - az^{-1}, & A^+(z^{-1}) &= 1 \\ B^-(z^{-1}) &= K(1 - a)z^{-1}, & B^+(z^{-1}) &= 1 \end{aligned} \quad (4.16)$$

La loi de commande recherchée est identique à celle de l'équation (4.8). Dans les compensations de pôles et de zéros qui suivront, toute compensation qui conduirait à mettre en défaut la stabilité interne du système bouclé sera interdite. L'une des conséquences de cette contrainte est que le polynôme $B^-(z^{-1})$ ne peut être un facteur de $AS + BR$, car cela impliquerait que les fonctions de transferts partielles $U(z^{-1})/Y^*(z^{-1})$ et $U(z^{-1})/D_e(z^{-1})$ (cf. Figure 4.15) possèdent des pôles instables. Pour éviter cela, $B^-(z^{-1})$ doit donc diviser $B_m(z^{-1})$ [GOD 03-2].

$$B_m(z^{-1}) = B^-(z^{-1})B'_m(z^{-1}) \quad (4.17)$$

En supposant les termes de perturbations nulles, la fonction de transfert du système bouclé est donnée par l'expression (4.18).

$$\frac{B^+(z^{-1})T(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1})} = \frac{B'_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \quad (4.18)$$

La principale différence au niveau de la conception réside alors dans la détermination du polynôme $B_m(z^{-1})$ et donc du polynôme $T(z^{-1})$. Pour déterminer ce dernier, nous allons

exprimer l'erreur entre la consigne et la grandeur asservie et définir les contraintes afin d'annuler cette erreur. A partir de l'équation (4.8), la fonction de transfert entre la consigne $Y^*(z)$ et l'erreur $\varepsilon(z) = Y^*(z) - Y(z)$ est donnée par l'équation (4.19).

$$\frac{\varepsilon(z)}{Y^*(z)} = 1 - F_m(z) = \frac{A_m(z^{-1}) - B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \quad (4.19)$$

L'application du théorème de la valeur finale pour une consigne sinusoïdale de pulsation ω_s n'étant pas applicable, nous considérons son module défini par l'équation (4.20).

$$\left| \frac{\varepsilon(z)}{Y^*(z)} \right|_{z=e^{j\omega T_e}} = \left| \frac{A_m(z^{-1}) - B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \right|_{z=e^{j\omega T_e}} \quad (4.20)$$

Afin d'annuler l'erreur pour une consigne sinusoïdale de pulsation ω_s , il est nécessaire d'introduire un zéro dans la fonction de transfert à cette fréquence. Pour cela, le produit $(1 - e^{j\omega_s T_e} z^{-1})(1 - e^{-j\omega_s T_e} z^{-1})$ doit diviser le polynôme $A_m(z^{-1}) - B_m(z^{-1})$. Dès lors, l'équation dite équation diophantienne auxiliaire est définie [OST 99, OST 05].

$$(1 - 2\cos\omega_s T_s z^{-1} + z^{-2})L(z^{-1}) = A_m(z^{-1}) - B_m(z^{-1}) \quad (4.21)$$

où $L(z^{-1})$ est un polynôme inconnu à déterminer et dont l'ordre est un degré de liberté. La fonction de transfert du système bouclé désirée dans le cadre de l'exemple est du second ordre, soit :

$$A_m(z^{-1}) = 1 - 2e^{-\xi\omega_0 T_s} \cos(\omega_p T_s) z^{-1} + e^{-2\xi\omega_0 T_s} z^{-2} \quad (4.22)$$

avec $\omega_p = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}$. En imposant la bande passante ω_0 et le facteur d'amortissement ξ , les polynômes $B'_m(z^{-1})$ et $L(z^{-1})$ deviennent les solutions de l'équation (4.21), où la consigne sinusoïdale intervient clairement. Après résolution de l'équation $B'_m(z^{-1})$ et $L(z^{-1})$ valent :

$$\begin{aligned} B'_m(z^{-1}) &= b'_0 + b'_1 z^{-1} \\ L(z^{-1}) &= l_0 + l_1 z^{-1} \end{aligned} \quad (4.23)$$

avec,

$$b'_0 = \frac{(2e^{-\xi\omega_0 T_e} \cos(\omega_p T_e) + 2 \cos(\omega_s T_e))}{K(1 - a)}$$

$$b'_1 = (e^{-\xi\omega_{no}T_e} - 1)/K(1 - a)$$

$$l_0 = 1; \quad l_1 = 0$$

L'expression de $L(z^{-1})$ correspond à une solution d'ordre minimale. Par conséquent, les polynômes $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ et $T(z^{-1})$ sont obtenus par la résolution l'équation (4.18). Pour déterminer polynômes $R(z^{-1})$ et $S(z^{-1})$ la méthode de résolution est identique à celle du correcteur RST classique.

A noter qu'il est possible de modifier la réponse du système bouclé vis-à-vis de perturbations, sans influencer le comportement par rapport à la consigne d'entrée. Pour cela, un polynôme $A_0(z^{-1})$ multiplie le numérateur et le dénominateur de l'équation (4.18). Le polynôme $A_0(z^{-1})$ contient des modes qui n'apparaissent pas dans la fonction de transfert $Y(z)/Y^*(z)$. Il peut alors servir à modifier la réponse du système bouclé aux entrées de perturbation sans influencer le comportement vis-à-vis de la consigne. Pour cela, le polynôme $A_0(z^{-1})$ est introduit au niveau du polynôme $T(z^{-1})$, comme le montre la Figure 4.22. Par exemple, l'introduction d'un terme $1 - z_1z^{-1}$, produira un effet de filtrage de ces perturbations plus ou moins accentué, selon que le pôle $z = z_1$ sera lent ou rapide. Dans le cas où un tel effet n'est pas recherché, le filtre polynomial A_0 est imposé égale à 1 [GOD 03-2].

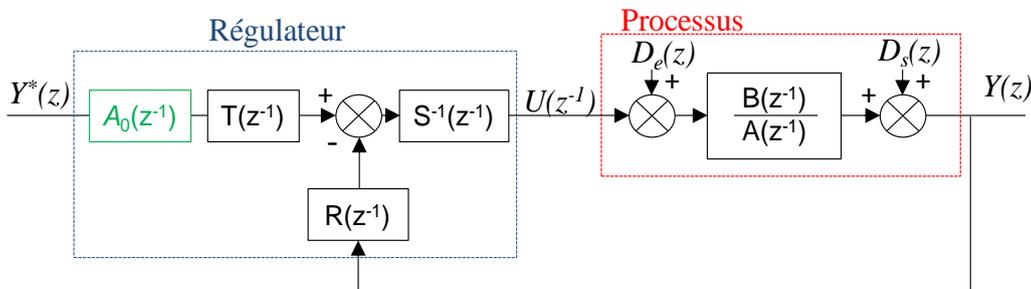


Figure 4.22 – Schéma de principe d'un correcteur numérique RST avec filtrage des entrées de perturbations

La méthode expliquée ci-dessus peut être résumée par les quelques points suivants :

- Identification, modélisation et discrétisation du procédé ;
- Décomposition des polynômes du système (A^+ , A^- , B^+ , B^-) ;
- Choix de la pulsation et de l'amortissement du polynôme A_m ;
- Si effet de filtrage souhaité sur les perturbations, introduction du polynôme A_0 , sinon $A_0 = 1$;

- Résolution de l'équation de diophantienne auxiliaire (B_m, L) et détermination du polynôme T ;
- Résolution de l'équation de diophantienne et calcul des polynômes R et S .

Cette seconde synthèse du correcteur RST « sinusoïdal » sera appliquée au système étudié, en vue de comparer ces performances par rapport aux autres correcteurs.

4.2.4.2 Simulation

Les résultats de simulations sont réalisés dans les mêmes conditions que précédemment, c'est-à-dire que la synthèse du régulateur de tension a été effectuée à partir de U_{dc}^2 . Dans ces essais, nous appliquons comme précédemment des échelons de consigne de la tension du bus continu de 160 à 180 V. En simulation seule la configuration $v_{mc} = U_{dc} / 2$ sera présentée.

- Simulation : essai pour $v_{mc} = 0$

La Figure 4.23 montre les résultats de simulation obtenus. L'allure de la tension U_{dc} , ainsi que l'amplitude du courant i_s sont identiques aux résultats obtenus avec correcteur précédent.

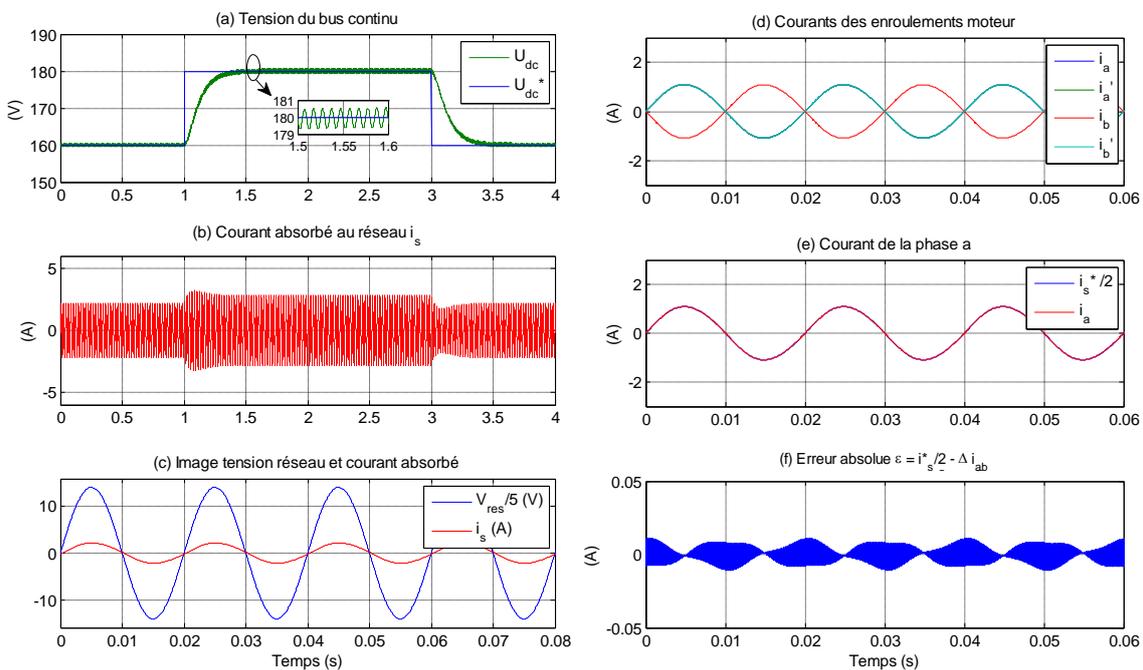


Figure 4.23 – Résultats de la stratégie 2 avec des régulateurs RST « sinusoïdal » pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$

La Figure 4.23 (e) montre l'allure de la consigne de courant et la mesure de courant dans le premier enroulement, et la Figure 4.23 (f) montre l'erreur absolue entre ces deux dernières.

Contrairement au correcteur RST classique, l'erreur ε est au moins 10 fois moins importante. La précision dynamique est donc bien réduite. Les coefficients des correcteurs de type RST « sinusoïdal » utilisés, sont résumés dans le Tableau 4.6.

$R(z^{-1})$	$8,42 - 8,19z^{-1}$
$S(z^{-1})$	$1 - z^{-1}$
$T(z^{-1})$	$8,75 - 8,53z^{-1}$
$F(z^{-1})$	$1 - 1,92z^{-1} + 0,93z^{-2}$

Tableau 4.6– Valeur des coefficients des polynômes R, S et T (cas sinusoïdal)

- Simulation : test de robustesse

Les courbes du test de robustesse, de la Figure 4.24, ont été obtenues dans les mêmes conditions de simulation que pour le correcteur RST classique.

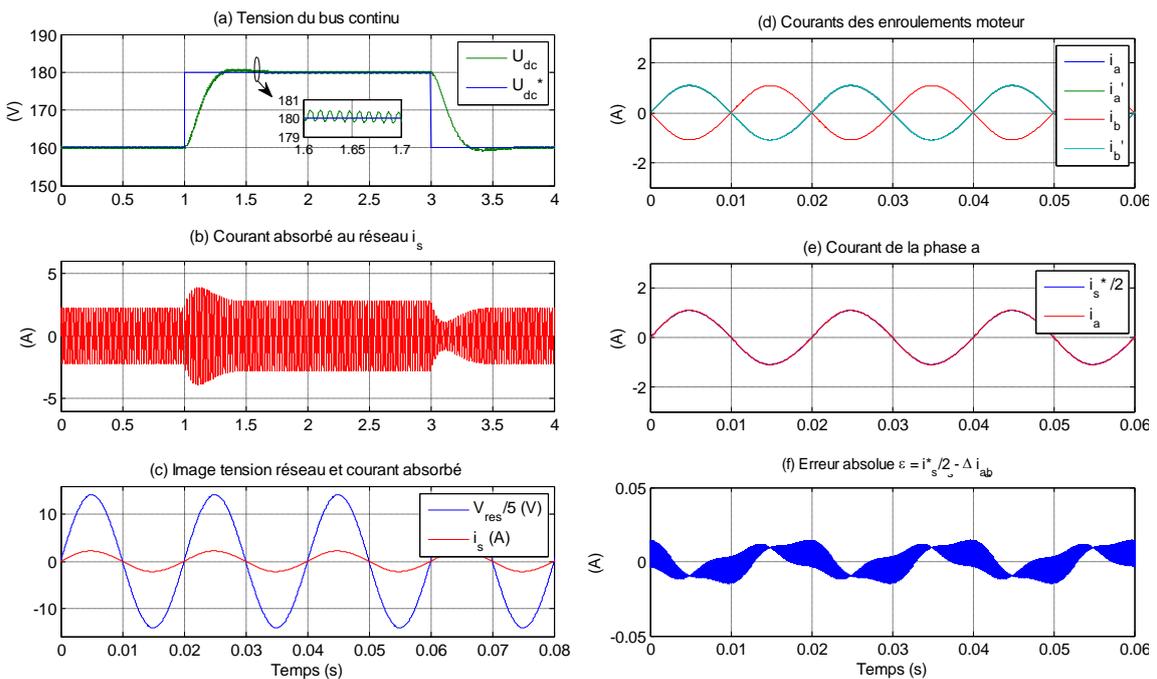


Figure 4.24 – Résultats de la stratégie 2 lors d'un test de robustesse avec des régulateurs RST « sinusoïdal » pour une variation de [160 - 180] V et $v_{mc} = U_{dc}/2$

Ainsi pour une variation paramétrique de 50% des valeurs de la matrice inductance et de la résistance interne de la MSAP. La stabilité du système est maintenue.

- Analyse des résultats de simulation des deux correcteurs RST

Une analyse fréquentielle du transfert en boucle fermée est effectuée afin de comparer les deux synthèses de correcteurs RST testées. Cette comparaison peut être réalisée à la Figure 4.25 qui montre que le gain du RST « sinusoïdal » est toujours supérieur à celui du RST classique. L'atténuation pour les hautes fréquences est donc beaucoup moins importante pour le RST « sinusoïdal ». Cela justifie la précision de ce dernier.

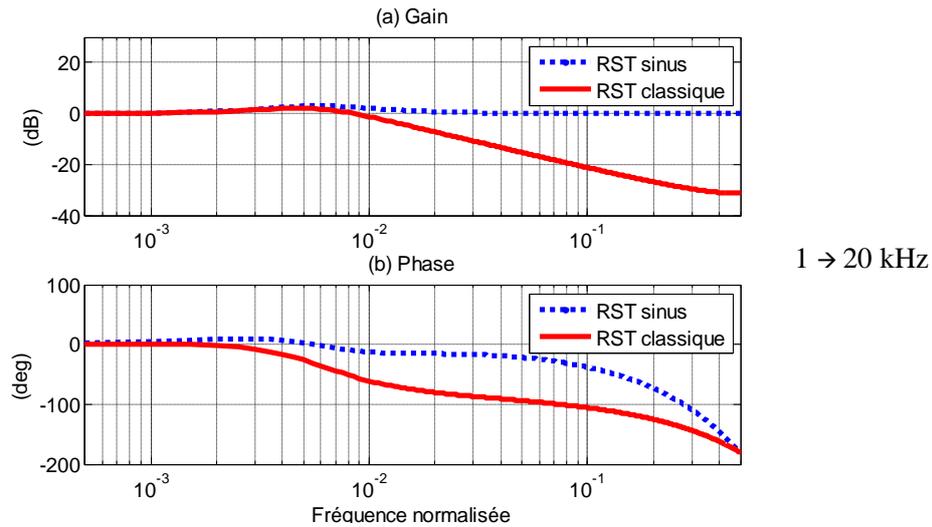


Figure 4.25 – Analyse fréquentielle en boucle fermée des deux correcteurs RST

4.2.4.3 Expérimentation

La validation expérimentale de la stratégie de commande sans découplage magnétique, utilisant des correcteurs RST « sinusoïdal », a été réalisée dans les mêmes conditions que lors des simulations.

- Expérimentation : test pour $v_{mc} = 0$ – boucle de tension en U_{dc}^2

La Figure 4.26 montre les résultats expérimentaux obtenus dans le cadre d'une régulation de la boucle de tension par un correcteur PI sur la tension U_{dc}^2 et d'un asservissement des courants par des correcteurs RST dit « sinusoïdaux ». Sur la Figure 4.26 (a), il est possible d'observer de nombreuses pertes de contrôle de la tension du bus continu U_{dc} . Lors de ces pertes de contrôle, la consigne de courant est fortement bruitée, le courant tente néanmoins de suivre cette consigne. L'association d'un correcteur RST dont le gain est élevé (cf. Figure 4.25) à un correcteur qui régule le carré de la tension U_{dc} , amplifie d'autant plus les bruits de mesures. Il n'est alors pas possible d'analyser les performances de ce correcteur dans ce mode

de fonctionnement. Bien que l'asservissement semble fonctionner, il est très instable vis-à-vis des bruits de mesures sur la tension du bus continu.

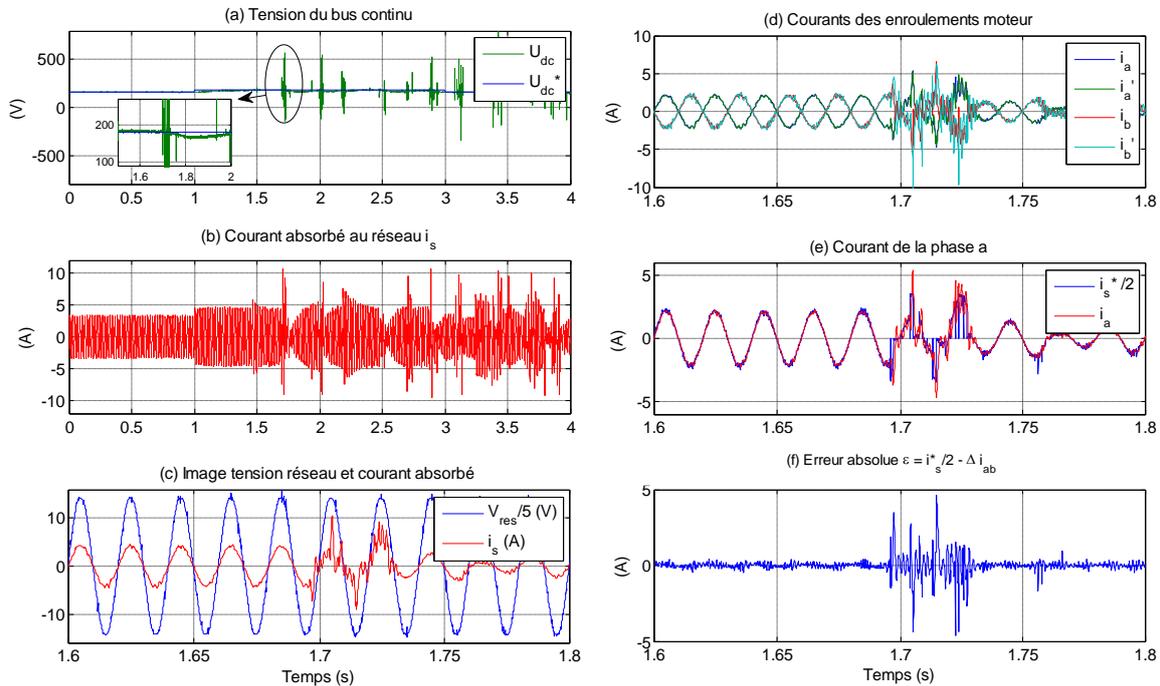


Figure 4.26 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs RST « sinusoïdal » pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$ (Boucle de tension en U_{dc}^2)

Afin de pouvoir tester les performances du correcteur RST « sinusoïdal », sachant que l'association des boucles tension/courants en cascade est fortement sensible aux bruits, le régulateur de tension présenté à la Figure 3.9 (p. 82) est utilisé.

- **Expérimentation : test pour $v_{mc} = 0$ – boucle de tension d'un Boost**

La Figure 4.27 montre les résultats expérimentaux dans le cadre d'un test où la boucle de régulation de tension utilisée a été dimensionnée comme pour un convertisseur Boost (conversion continu-continu) et où les boucles de courants sont asservis par des correcteurs de type RST « sinusoïdal » avec la stratégie 2. Ici, la tension de mode commun est imposée nulle. En analysant la réponse de la tension du bus continu à un échelon, on constate que le temps de réponse de 300 ms spécifié n'est pas respecté. En effet, la dynamique est moins rapide, ce résultat se justifie car le régulateur et la compensation mis en œuvre ici ne gèrent pas l'aspect sinusoïdal de la tension d'alimentation v_{res} . En revanche, les quatre courants de phase sont bien asservis. La comparaison des grandeurs présentées aux Figure 4.27 (d), (e) et (f) avec celles des Figure 4.19 (d), (e) et (f) montre que le RST « sinusoïdal » réduit nettement l'erreur dynamique par rapport au RST classique. L'objectif recherché est donc atteint.

L'erreur absolue ε est toutefois 10 fois supérieure à celle de la simulation dans les mêmes conditions mais il est difficile d'effectuer une comparaison pertinente, les niveaux de bruit rejaillissant sur l'erreur étant très importants.

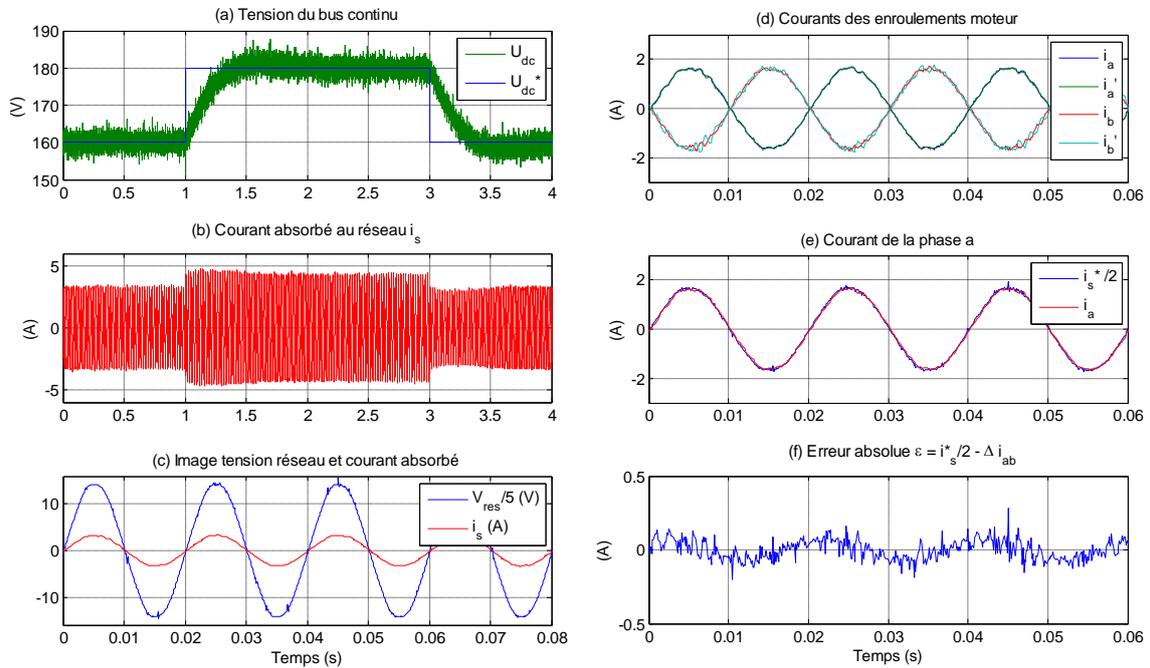


Figure 4.27 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs RST « sinusoïdal » pour une variation de [160 – 180] V et $v_{mc} = 0$ (Boucle de tension d'un Boost)

- **Expérimentation : test pour $v_{mc} = U_{dc}/2$ – boucle de tension d'un Boost**

Un second essai a été réalisé en modifiant uniquement la tension de mode commun. La Figure 4.28 montre les résultats pour une régulation de la tension U_{dc} à 160V. Les performances sont équivalentes à l'essai précédent.

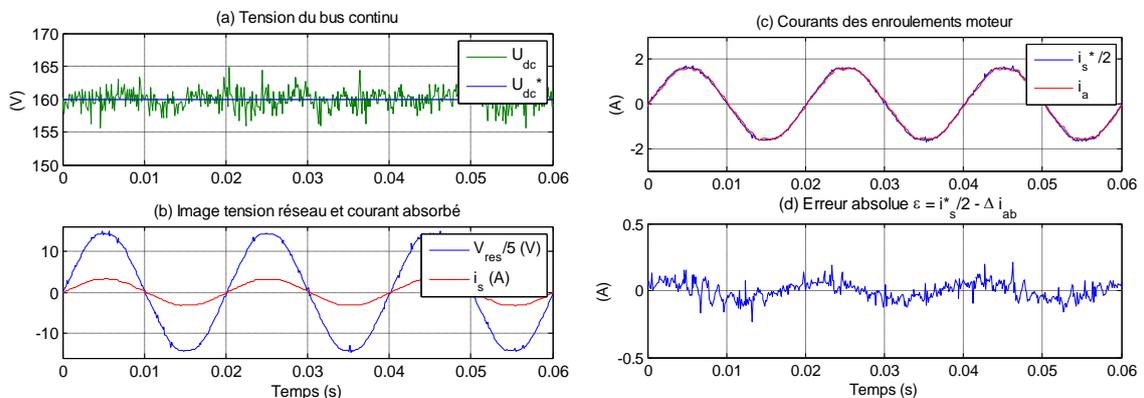


Figure 4.28 – Résultats expérimentaux de la stratégie 2 avec des régulateurs RST « sinusoïdal » pour une régulation de U_{dc} à 160 V et $v_{mc} = U_{dc}/2$ (Boucle de tension d'un Boost)

4.2.4.4 Analyse

Tout comme pour les correcteurs précédents, le taux de distorsion harmonique des courants a été déterminé. Un taux de 1,8 % a été calculé pour une tension de mode commun non nulle correspondant à la configuration la plus défavorable. L'analyse fréquentielle donnée à la Figure 4.29 montre la présence d'harmonique de rangs 3, 5, 7 comme pour les correcteurs précédents. Nous obtenons ici le contenu spectral le moins riche de toutes les configurations testées jusqu'à présent. Attention ce résultat doit être pris avec précaution car la boucle de tension étant différente, la consigne de courant est beaucoup moins déformée que dans les configurations précédemment testées.

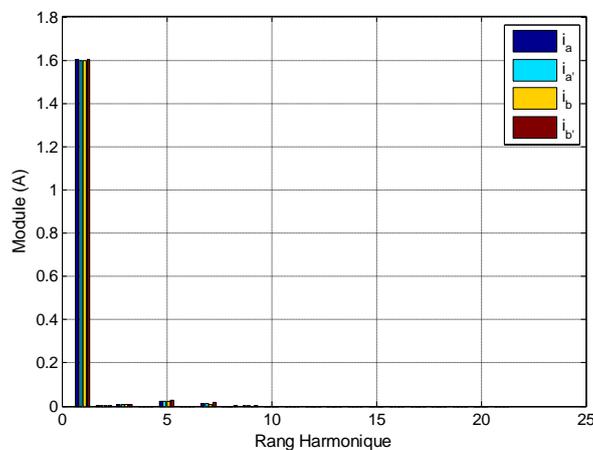


Figure 4.29 – TFD des courants pour la stratégie 2 (RST « sinusoïdal ») avec $v_{mc} = U_{dc}/2$

Une synthèse des performances de cette stratégie est présentée dans le Tableau 4.7.

	THD (%)	cos φ	η (%)
$v_{mc} = 0$	1,8 %	0,98	83
$v_{mc} = U_{dc}/2$	1,8 %	0,98	67

Tableau 4.7 – Synthèse des performances de la stratégie 2 selon le mode de fonctionnement (RST « sinusoïdal »)

Les performances obtenues avec ce correcteur sont globalement et de loin les meilleurs de tous ceux déjà obtenus, toutefois l'utilisation d'une régulation de tension différente fausse quelque peu l'analyse. Ce qu'il faut retenir de ces derniers essais expérimentaux, c'est le juste compromis entre précision et stabilité. En effet, le correcteur RST « sinusoïdale » de part son gain élevé, offre une meilleure précision par rapport aux correcteurs précédents et par conséquent est aussi beaucoup plus sensible aux bruits.

4.2.4.5 Bilan des deux correcteurs RST

Cette section a présenté deux synthèses de correcteur fondé sur le placement de pôles RST, pour l’asservissement des boucles de courants. Afin de pouvoir comparer les performances de chacune d’entre elles, des résultats de simulation et d’expérimentation ont été présentés. Le correcteur RST classique a montré des performances proches d’un correcteur PI. En revanche, le correcteur RST « sinusoïdal » fortement sensible aux bruits, n’a pas fourni de résultats satisfaisant lors de la régulation de la tension en U_{dc} .

Deux modes de fonctionnement ont été décrits selon la tension de mode commun v_{mc} . Les meilleures performances en termes de rendement du système ont été obtenues en imposant cette tension nulle. Le tableau ci-dessous synthétise les différents tests effectués et les performances obtenues.

	Stratégie 2 – Correcteurs RST		Stratégie 2 – Correcteurs RST sinus	
	$v_{mc} = 0$	$v_{mc} = U_{dc} / 2$	$v_{mc} = 0$	$v_{mc} = U_{dc} / 2$
Rendement				
THD				
Facteur de puissance				
Robustesse				
Sensibilité aux bruits				

Tableau 4.8 – Synthèse générale des performances des deux correcteurs RST

4.2.5 Conclusion des essais lors de la charge monophasé

Les paragraphes précédents ont présenté différents résultats de simulations et d’expérimentations pour une configuration de charge monophasée. Les deux stratégies de commandes présentées au paragraphe 3.4 ont été implémentés avec des correcteurs PI, à la fois pour la boucle de tension et les boucles de courants. Les résultats de simulations et d’expérimentations ont montré que les deux stratégies étaient équivalentes. Par la suite, des correcteurs RST ont été utilisés pour les boucles de courant de la stratégie 2 (sans découplage). Les performances obtenues pour le correcteur RST classique, semblables à ceux du correcteur PI, ont montré une déformation des courants plus importante. Enfin, en ce qui concerne le correcteur RST « sinusoïdal », l’incapacité d’obtenir des résultats exploitables, dans les mêmes conditions d’essai que pour les autres correcteurs, nous a poussés à utiliser un

autre type d'asservissement pour la boucle de tension. Le correcteur RST « sinusoïdal » a donc permis de réduire considérablement l'erreur dynamique, au détriment d'une très forte sensibilité aux bruits (gestion du compromis précision/sensibilité).

4.3 Charge sur réseau triphasé

4.3.1 Rappel de la modélisation du système triphasé

Sur le même principe que pour la charge lente, nous rappelons dans un premier temps les équations du système lors de la charge sur un réseau triphasé (cf. Figure 4.30).

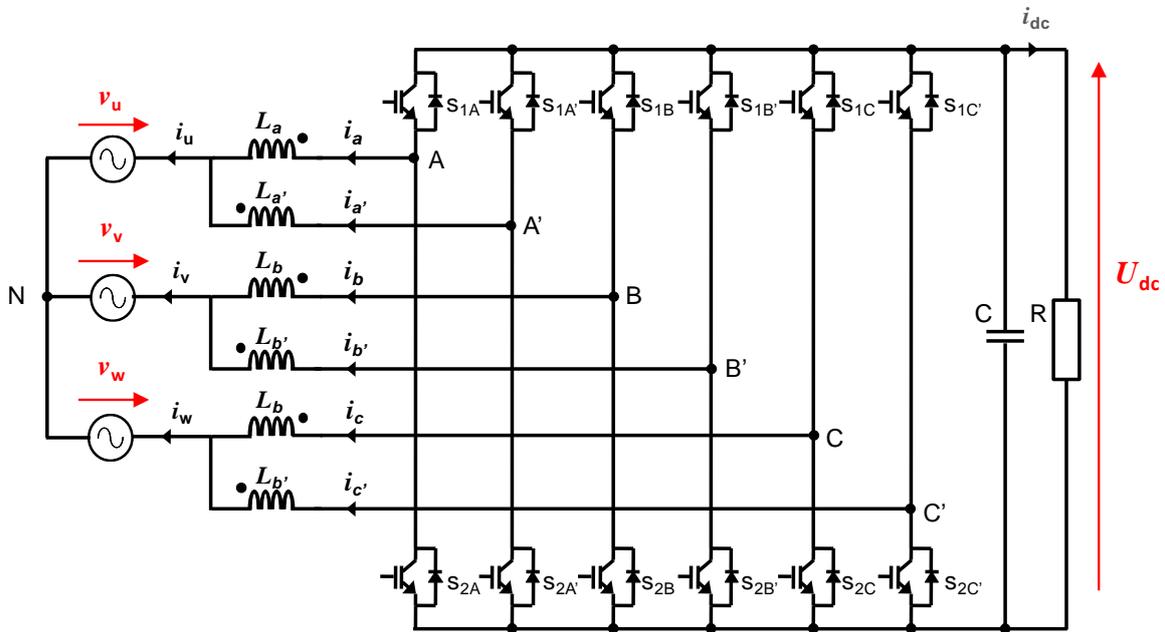


Figure 4.30 – Schéma de puissance du convertisseur pour un réseau triphasé

En se référant aux hypothèses de l'équation (3.1), l'expression des potentiels A, A', B, B', C et C' est donnée ci-dessous.

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_{A'} \\ v_B \\ v_{B'} \\ v_C \\ v_{C'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_a \\ \hat{\alpha}_{a'} \\ \hat{\alpha}_b \\ \hat{\alpha}_{b'} \\ \hat{\alpha}_c \\ \hat{\alpha}_{c'} \end{bmatrix} U_{dc} = \begin{pmatrix} L_a & M_{aa'} & M_{ab} & M_{ab'} & M_{ac} & M_{ac'} \\ M_{aa'} & L_a & M_{ab'} & M_{ab} & M_{ac'} & M_{ac} \\ M_{ab} & M_{ab'} & L_b & M_{bb'} & M_{bc} & M_{bc'} \\ M_{ab'} & M_{ab} & M_{bb'} & L_b & M_{bc'} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{ac'} & M_{bc} & M_{bc'} & L_c & M_{cc'} \\ M_{ac'} & M_{ac} & M_{bc'} & M_{bc} & M_{cc'} & L_c \end{pmatrix} p + \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_{a'} \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_{b'} \\ \hat{i}_c \\ \hat{i}_{c'} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \\ v_w \\ v_v \\ v_u \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Le courant du bus continu i_{dc} vaut alors :

$$\hat{i}_{dc} = -\alpha_{a_0}\hat{i}_a - \alpha_{a'_0}\hat{i}_{a'} - \alpha_{b_0}\hat{i}_b - \alpha_{b'_0}\hat{i}_{b'} - \alpha_{c_0}\hat{i}_c - \alpha_{c'_0}\hat{i}_{c'} \quad (4.25)$$

A partir de cette modélisation, la commande du système triphasé est mise en œuvre. Pour cela, nous verrons dans la suite la réalisation de correcteurs PI et RST, pour la stratégie de commande 2. Afin de respecter la trame suivie jusqu'à présent, la régulation de tension sera obtenue comme vue précédemment, par un contrôle de la grandeur $U_{dc}^2(t)$.

A défaut de ne pouvoir présenter les résultats de la mise en œuvre expérimentale, des résultats obtenus par simulation illustreront le fonctionnement du convertisseur en absorption sinusoïdal de courants lors de la charge rapide. Le modèle utilisé est caractérisé par le système d'équation (4.24). La période d'échantillonnage des boucles de courant est de $50\mu\text{s}$ et de $100\mu\text{s}$ pour la boucle de tension.

Lors du fonctionnement triphasé, une tension de mode commun peut aussi être introduite afin de moduler la tension de commande des IGBTs. De nombreuses contributions concernant l'injection d'une tension de mode commun en triphasé sont disponibles [CUZ 09, MAT 09]. Ce point ne sera pas abordé dans cette partie.

4.3.2 Commande sans découplage par correcteurs PI

La Figure 4.31 représente l'allure des grandeurs caractéristiques du système, lors de la mise en œuvre de correcteur PI sur les boucles de tension et de courants. La Figure 4.31 (a) montre que pour un échelon de tension du bus variant de 400 à 420 V, le temps de réponse en boucle fermée à 5% est bien de 300 ms. Par rapport au cas monophasé, l'ondulation de tension est quasiment nulle, la puissance fluctuante étant nulle dans le cas d'un fonctionnement en absorption sinusoïdale en triphasé. Les Figure 4.31 (b) et (c) présentent respectivement les tensions triphasées (v_v, v_u, v_w) et les trois courants de phases correspondantes (i_v, i_u, i_w). Sur les trois dernières figures, une comparaison est visible entre la consigne de courant sinusoïdale et le courant mesuré dans l'enroulement du haut de chaque phase (cf. Figure 4.30). L'erreur absolue ε entre ces grandeurs est visible à la Figure 4.31 (g). Nous constatons que l'ordre de grandeur est identique au cas monophasé, bien que l'erreur absolue soit plus importante en triphasé. En effet, cela se justifie par une puissance transmise plus importante et donc une amplitude de courant plus importante que lors du cas monophasé.

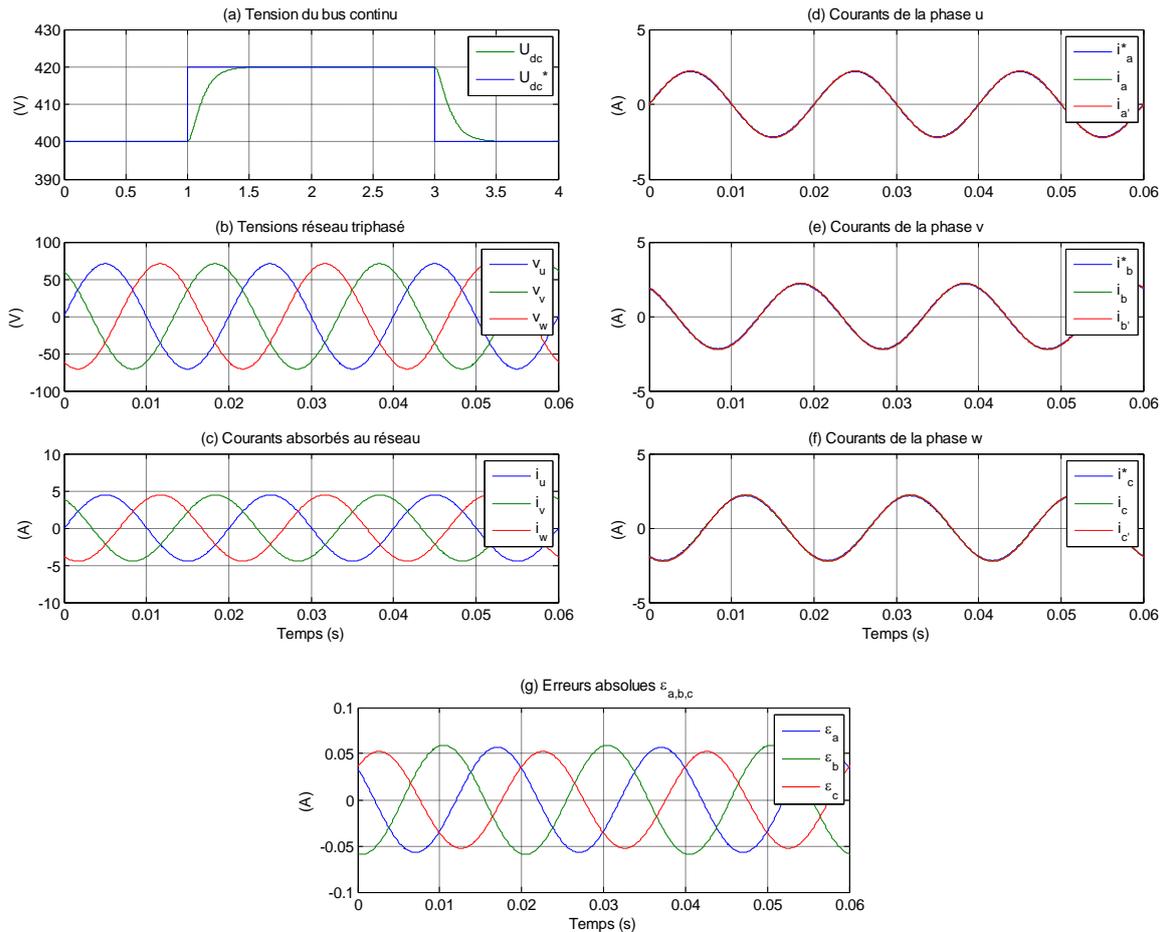


Figure 4.31 – Résultats de la stratégie 2 (Cas triphasé) avec des régulateurs PI pour une variation de [400 – 420] V

- Simulation : essai de robustesse

Un test de robustesse a été réalisé afin d'analyser la sensibilité de la stratégie et des correcteurs mis en œuvre vis-à-vis d'éventuelles erreurs d'identification ou de variations des valeurs des éléments du modèle, bien que les essais lors du fonctionnement normal intègrent naturellement des tests de robustesse. En effet, comme nous l'avons mentionné au paragraphe 2.3.1 (p 56), pour une position donnée, les valeurs des inductances propres des trois phases sont différentes. Une variation paramétrique contraignante (+ 50%) des valeurs de la matrice inductance et de la résistance interne de la MSAP a été appliquée, sans aucune modification des paramètres de réglage de la commande. La stabilité du système est maintenue comme le montre la Figure 4.32. L'erreur absolue ε traduisant l'écart du courant absorbé par rapport à la consigne est alors supérieure au test précédent.

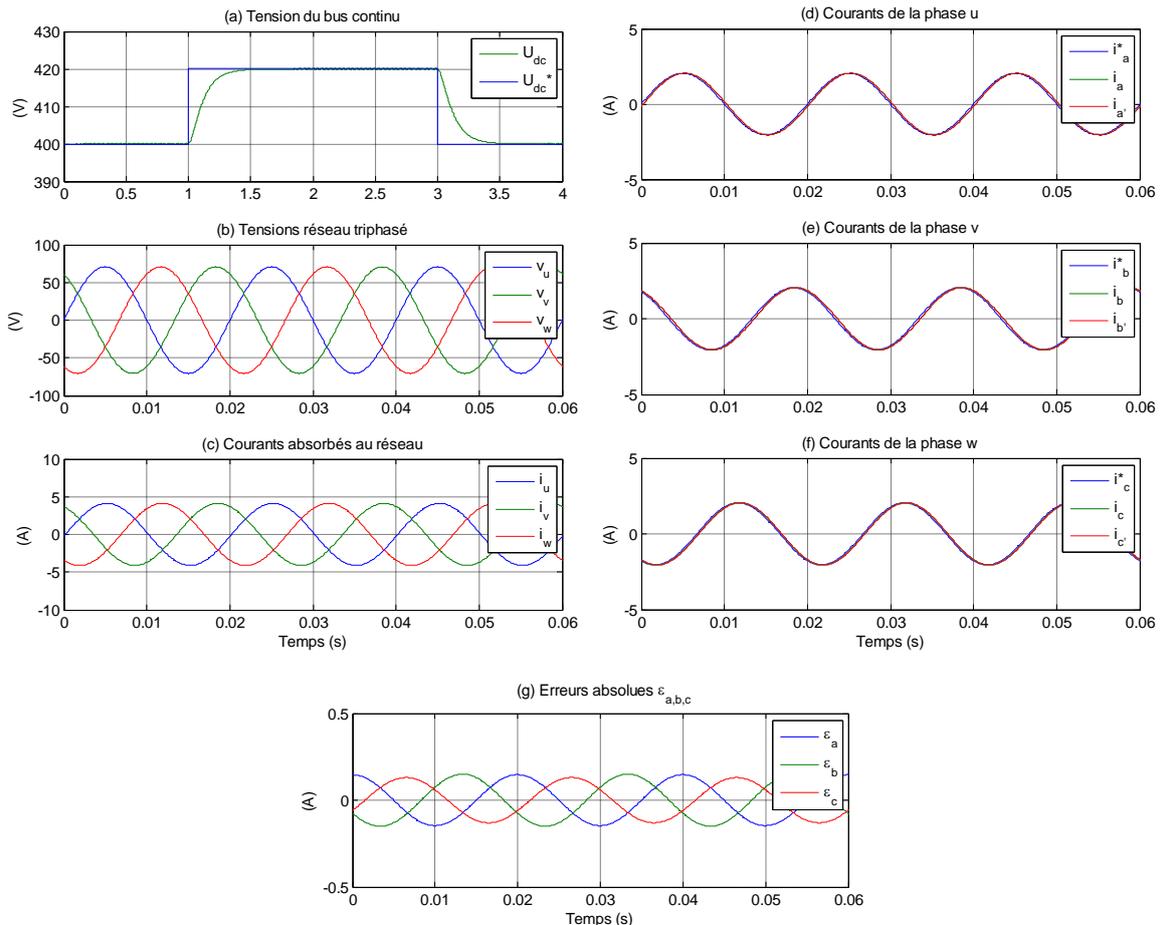


Figure 4.32 – Résultats de la stratégie 2 (Cas triphasé) lors d’un test de robustesse avec des régulateurs PI pour une variation de [400 – 420] V

4.3.3 Commande sans découplage par correcteurs RST pour consignes sinusoïdales

A partir des résultats du cas monophasé, nous avons vu que le correcteur RST « sinusoïdal » permet d’apporter une meilleur précision dynamique pour des consignes sinus. Cette partie est donc consacrée à l’implémentation de ce correcteur pour le cas d’une alimentation triphasée. Les simulations ont été réalisées dans les mêmes conditions que pour l’exemple précédent, c’est-à-dire pour l’application de la stratégie 2, avec une variation de la tension du bus continu U_{dc} de 400 à 420 V. La synthèse de la régulation de tension est basée sur $U_{dc}^2(t)$ et des correcteurs RST synthétisés pour une consigne sinusoïdale assurent l’asservissement des courants. En terme de dynamique, les correcteurs RST utilisés sont les mêmes qu’en monophasé.

Ici, nous avons fait le choix de présenter uniquement les résultats de simulations lors d’un fonctionnement « normal » (pas de robustesse), étant donné que les tests intègrent

naturellement des valeurs différentes des inductances propres pour une position fixée. Par conséquent, la Figure 4.33 montre les performances obtenues en simulation.

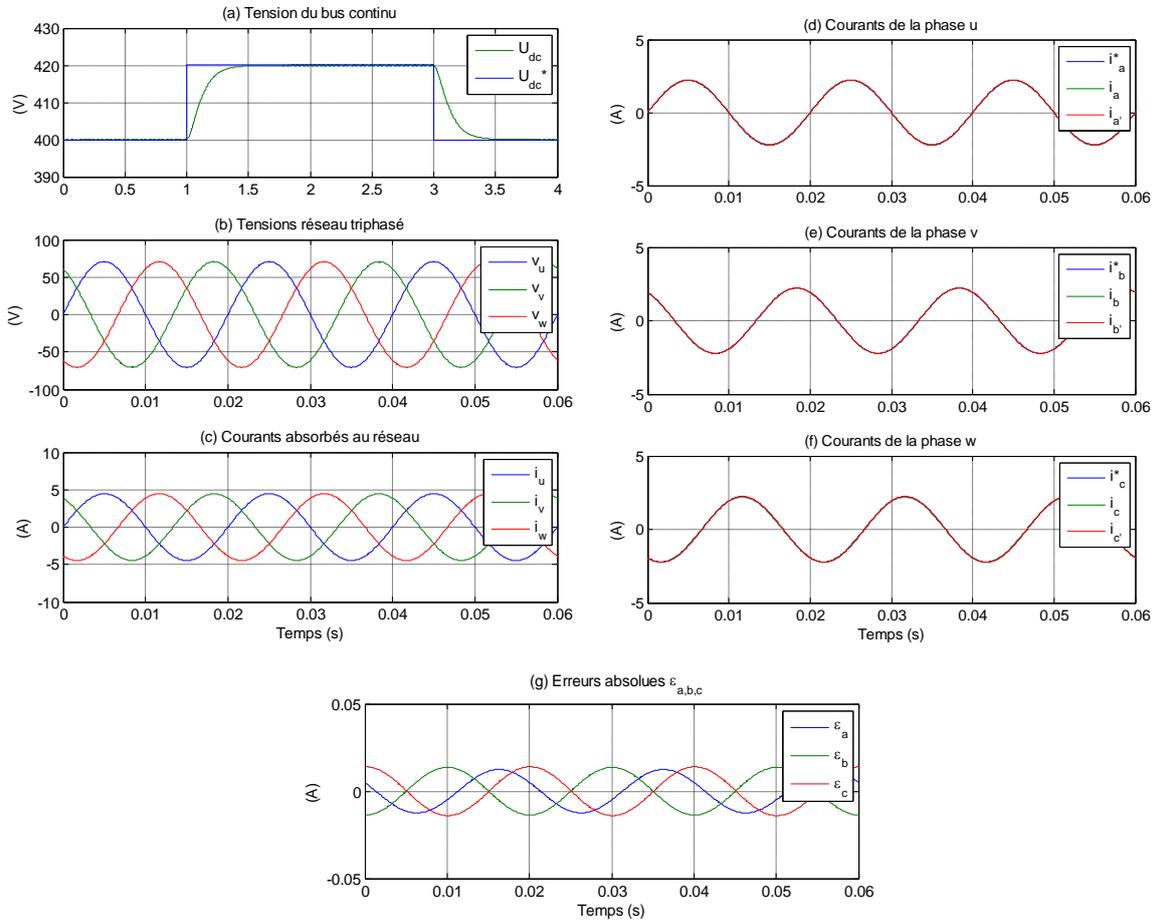


Figure 4.33 – Résultats de la stratégie 2 (Cas triphasé) avec des régulateurs RST « sinusoidaux » pour une variation de [160 – 180] V

Le temps de réponse à 5% de la boucle de tension de 300 ms est bien vérifié. Par rapport aux correcteurs PI, nous constatons une réduction conséquente de l'erreur ε pour chacune des phases.

4.4 Conclusion

Ce dernier chapitre a permis de présenter des résultats de simulations et d'expérimentations des différents correcteurs mis en œuvre. Pour cela, dans une première partie consacrée à la charge monophasée, les deux stratégies de commande ont été mises en œuvre. Des correcteurs de type PI ont été utilisés pour les deux boucles imbriquées. Les résultats de simulations et d'expérimentations présentés ont montrés une équivalence des performances entre les deux

stratégies. Pour chaque stratégie, la tension de mode commun a été imposée nulle ou égale à la moitié du bus continu. Ainsi, l'analyse des résultats expérimentaux a permis de confirmer l'influence de la tension de mode commun sur le rendement global du système. Par conséquent, le rendement du système est meilleur pour une tension de mode commun v_{mc} nulle, pour laquelle le nombre de commutations est réduit.

Dans la seconde et troisième partie, des correcteurs RST et une méthode de synthèse de ces derniers ont été présentés. Ces correcteurs ont été appliqués pour la stratégie sans découplage magnétique. Une comparaison des résultats de simulations et d'expérimentation des correcteurs RST a été faite. Cette comparaison a montré que le RST dit « sinusoïdal » permet de réduire considérablement l'erreur dynamique due à une consigne sinusoïdale par rapport au RST dit classique. Néanmoins, le correcteur RST « sinusoïdal » est beaucoup plus sensible aux bruits de mesure qu'un correcteur PI ou RST classique.

Enfin, à partir des conclusions établies pour la charge monophasée, des résultats de simulations en triphasé ont été présentés pour la stratégie 2 (applicable aussi bien en monophasé qu'en triphasé) avec des correcteurs PI et RST « sinusoïdaux » pour l'asservissement des courants. Les performances obtenues lors de ces essais sont équivalentes aux cas monophasés. Toutefois, la différence majeure entre la charge monophasée et triphasée est la réduction des ondulations de tension sur le bus continu. Le cas triphasé est donc au final beaucoup plus simple et beaucoup moins contraignant pour la synthèse des correcteurs.

De façon générale, ce chapitre a permis de valider expérimentalement les modèles de simulations développés, ainsi que la synthèse des différents correcteurs mis en œuvre. Le principe de l'absorption sinusoïdale de courant sur un réseau monophasé utilisant les enroulements d'une machine synchrone à aimants permanents a été validé expérimentalement.

4.5 Bibliographie

- [ABO 08] A. Abouloifa, F. Giri, I. Lachkar, F. Z. Chaoui, "Nonlinear control design and averaging analysis of full-bridge boost rectifier", in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 93-98, July 2008.
- [CHE 00] D. Chevreau, "Contribution à l'analyse et à la réduction de la pollution harmonique générée par les convertisseurs statiques sur le réseau de distribution", Thèse de doctorat, Université Paris Sud, décembre 2000.
- [COR 07] H. Cormerais, "Modélisation, analyse et commande des systèmes physiques à commutations basées sur une approche énergétique", Habilitation à diriger des recherches, Université de Rennes 1, novembre 2007.
- [CUZ 09] R.M. Cuzner, A.R. Bendre, P.J. Faill, B. Semenov, "Implementation of a Four-Pole Dead-Time-Compensated Neutral-Point-Clamped Three-Phase Inverter With Low Common-Mode Voltage Output," in *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 45, no. 2, pp. 816-826, March 2009.
- [DEL 98] P. De Larminat. *Automatique – Commande des systèmes linéaires*. 2nd édition, Hermès, Paris, pp. 177-187, 1998.
- [ESC 99] G. Escobar, "On nonlinear control of switching power electronics systems", Thèse de doctorat, Université Paris Sud, mai 1999.
- [ESC 01] G. Escobar, D. Chevreau, R. Ortega, E. Mendes, "An adaptative passivity-based controller for a unity power factor rectifier", in *IEEE Trans. on Contr. Syst. Tech.*, vol. 9, no. 4, pp. 637-644, July 2001.
- [GOD 03-1] E. Godoy, E. Ostertag, "A complete methodology for the design of a digital control law for PWM inverters", *10th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE*, Toulouse, France, 2003.
- [GOD 03-2] E. Godoy, E. Ostertag, "Commandes numériques des systèmes, Approches fréquentielle et polynomiale", édition Ellipse, pp. 165-179, 2003.
- [GOM 05] C. Gombert, "Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique", Thèse de doctorat, INPG, septembre 2005.
- [HAG 10] S. Haghbin, M. Alakula, K. Khan, S. Lundmark, M. Leksell, O. Wallmarkand O. Carlson, "An integrated charger for plug-in hybrid electric vehicles based on special interior permanent magnet motor," in *IEEE Proc. on Vehicle Power and Propulsion Conference*, September 2010.
- [LAC 11] S. Lacroix, M. Hilairet, E. Labouré, "Design of a battery-charger controller for electric vehicle based on RST controller", in *IEEE Proc. on Vehicle Power and Propulsion Conference*, September 2011.

- [LAC 12] S. Lacroix, M. Hilairret, E. Labouré, " Conception d'un correcteur RST adapté aux consignes sinusoïdales : application à un convertisseur AC/DC", *Conférence Internationale Francophone d'Automatique*, Grenoble, France, juillet 2012.
- [MAT 09] L. Mathe, P.O. Rasmussen, J.K. Pedersen, "Shaping the spectra of the line-to-line voltage using signal injection in the common mode voltage," *in IEEE proc. on Industrial Electronics Conference*, pp.1288-1293, November 2009.
- [OST 05] E. Ostertag, E. Godoy,"RST-Controller design for sinewave references by means of an auxiliary Diophantine equation",*in Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference*, Spain, December 2005.
- [OST 99] E. Ostertag, "Steady-state error-free RST-controller design: a double Diophantine equation approach", *in Proc. 5th European Control Conference, ECC*, Karlsruhe, Allemagne, 1999.
- [OYA 98] E.Oyarbide-Usabiaga, "Commande Passive des structures de l'Electronique de Puissance", Thèse de doctorat, INPG, septembre 2008.
- [PEL 10] G. Pellegrino, E. Armando, P. Guglielmi, "An integrated battery charger with power factor correction for electric scooter", *in IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 3, pp. 751-759, March 2010.
- [SHI 11] L. Shi, H. Xu, D. Li, Z. Yuan, "A novel high power factor PWM rectifier inverter for electric vehicle charging station", *in International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1-6, August 2011.
- [ZEN 05] J. Zeng, P. Degobert, D. Loriol, J. P. Hautier, "Robust design of the self-tuning resonant controller for AC current control systems", *in IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 783-788, December 2005.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés au cours de ce mémoire ont été menés avec la collaboration de l'équipementier automobile Valeo. L'objectif principal de l'étude a porté sur le développement d'une commande numérique pour une topologie de chargeur de véhicule tout électrique et plus précisément sur la commande du convertisseur alternatif-continu. Devant la préoccupation croissante des constructeurs de restreindre le nombre de capteurs et d'éléments fonctionnels pour diminuer le coût de revient et de maintenance et d'augmenter la fiabilité, il devient nécessaire de développer des topologies de convertisseur de puissance combinant différentes fonctions : traction et recharge des batteries. La topologie présentée mutualise ces deux fonctions. Elle permet une adaptabilité à tout type de réseau électrique et enfin un passage du mode traction au mode charge (et vice versa) sans aucune reconfiguration de la topologie.

Le premier chapitre a tout d'abord permis de rappeler le contexte et de positionner notre étude, en dressant un état de l'art de différentes structures de chargeur de batteries. Nous avons par ailleurs montré l'importance des travaux de recherches sur les batteries et leurs chargeurs associés. Des architectures de chargeurs embarqués inductifs et filaires ont été présentées à la fois pour un réseau monophasé et/ou triphasé. Parmi elles, plusieurs topologies permettent d'utiliser entièrement ou partiellement la même chaîne de puissance pour le mode de traction et le mode de recharge du véhicule, mutualisant l'utilisation des composants à semi-conducteurs et le moteur de traction. Toutefois, le passage d'un mode à l'autre est souvent réalisé par des composants mécaniques diminuant ainsi la fiabilité du dispositif dans le contexte automobile. Par la suite, des stratégies de commande tirées de la littérature ont été présentées. Ces dernières utilisent le principe de boucles imbriquées et pour des raisons de simplicité des correcteurs à action proportionnelle intégrale.

Dans le second chapitre, l'accent a été porté sur la description de la topologie étudiée pour les deux modes de fonctionnement. Lors du mode charge, l'utilisation du moteur de traction

pour le filtrage inductif du convertisseur AC/DC, est l'une de ses particularités. Afin d'établir une modélisation du système en vue de sa commande, nous avons dans un premier temps établi un modèle des impédances de la machine synchrone à aimants permanents à partir d'une modélisation par éléments finis. Cette modélisation a permis de mettre en avant la variation des inductances propres et des mutuelles inductances en fonction de la position mécanique du rotor. Puis dans un deuxième temps, différents niveaux de modélisation d'un hacheur élévateur ont été présentés comme support pédagogique. A noter que la structure générale du convertisseur étudié s'avère être composée de plusieurs bras de pont, quatre pour une recharge sur un réseau monophasé et six pour une recharge sur un réseau triphasé fonctionnant chacun en hacheur élévateur dans le mode charge. Ainsi, la modélisation proposée d'un hacheur élévateur est applicable à chaque bras de pont du convertisseur. Les trois niveaux de modélisation, à savoir modèle exact, modèle moyen et modèle petits signaux, ont permis de valider les hypothèses de conception émises.

A partir de la modélisation obtenue, le troisième chapitre a tout d'abord présenté les éléments du banc d'essai, puis une mise en œuvre d'un hacheur élévateur. Une carte processeur (DS 1006) et une carte FPGA (DS 5203) ont été utilisées pour l'implémentation des lois de commande. L'implantation des correcteurs de courant et de tension sur ces dispositifs réalisés pour un convertisseur de type Boost a permis de valider la démarche de conception basée sur des étapes successives de simulation et de programmation. Le second objectif de ce chapitre a été de présenter deux stratégies choisies pour la commande du convertisseur dans le mode chargeur de batteries. Dans la stratégie 1 (découplage des équations), le contrôle des courants a été réalisé après un changement de base, tandis que pour la stratégie 2 (sans découplage magnétique), les courants des bras sont contrôlés directement. Les deux approches ont montré des résultats équivalents, bien que le principe de découplage des grandeurs de la première stratégie ait présenté une plus grande robustesse vis-à-vis d'un déséquilibre marqué des impédances des phases du moteur. Nous avons également montré à la fin de ce chapitre que l'introduction d'une tension de mode commun dans la commande permet d'agir sur le nombre de commutation des IGBTs et impacte donc directement le rendement de la structure de conversion.

Suite aux travaux d'implémentation sur un convertisseur de type Boost, trois types de correcteurs de courants ont été développés et comparés. Pour cela, les deux stratégies de commande ont été mises en œuvre pour une configuration de charge monophasée. Des correcteurs de type PI ont été utilisés pour l'asservissement des courants et la régulation de

tension. Les résultats de simulations et d'expérimentations présentés ont montrés une équivalence des performances entre les deux stratégies. Pour chaque stratégie, la tension de mode commun a été imposée nulle ou égale à la moitié du bus continu. Les résultats expérimentaux ont permis de confirmer l'influence de la tension de mode commun sur le rendement global du système. A partir de ces conclusions, des correcteurs fondés sur le placement de pôles robustes et une méthode de synthèse de ces derniers ont été présentés pour la stratégie sans découplage magnétique. Le premier correcteur RST a été dimensionné pour suivre une consigne constante conduisant à une erreur dynamique en présence d'une consigne sinusoïdale, tandis que le second correcteur intègre la connaissance de la forme d'onde de la consigne et apporte alors une meilleure précision dynamique. Une comparaison des résultats de simulations et d'expérimentation des correcteurs RST a montré que le RST dit « sinusoïdal » a permis d'augmenter la précision dynamique par rapport au RST dit classique. Néanmoins, le correcteur RST « sinusoïdal » est beaucoup plus sensible aux bruits de mesure qu'un correcteur PI ou RST classique. Les essais expérimentaux qui ont été réalisés dans le cadre de cette étude, bien qu'étant réalisés à faible puissance ont tout de même permis de valider les lois de commandes développées. Enfin, la dernière partie du quatrième chapitre a été consacrée à la présentation de résultats de simulation dans le cadre d'une charge sur un réseau triphasé.

Certains aspects ont été volontairement écartés durant ces travaux, représentant ainsi des perspectives d'études à approfondir. En effet, à court terme, il serait intéressant de valider expérimentalement les stratégies présentées lors de la charge sur un réseau triphasé. Nous avons évoqué précédemment que le correcteur RST « sinusoïdal » présentait une sensibilité aux bruits de mesure plus importante par rapport aux autres correcteurs. Intégrer un pré-filtrage permettant le rejet de perturbations lors de la phase de conception de ce dernier (cf. sections 4.2.3 et 4.2.4), pourrait permettre de réduire cette sensibilité et par conséquent le rendre plus robuste. A plus long terme, toujours sur un aspect commande, le système étant non-linéaire, il serait intéressant de pouvoir comparer l'apport de l'application de lois de commande non-linéaire (passivité, ...) par rapport à celles présentées dans ce manuscrit. Enfin, pour conclure, à aucun moment nous n'avons mentionné les vibrations de la machine synchrone induite par la configuration du mode chargeur. En effet, nous avons pu constater ce phénomène lors des divers essais expérimentaux, plus ou moins accentué selon les lois de commande. Une étude plus approfondie basée sur une modélisation prenant en compte l'aspect vibratoire de la machine synchrone pourrait être menée.

Annexe 1 – Valeur des inductances propres et des mutuelles inductances de la MSAP en fonction de la position θ

La matrice inductance de la MSAP à aimants enterrés étudiée, de dimension 12x12 peut être vue comme l'équivalence de 9 matrices de dimension 4x4.

$$L_s(\theta) = \begin{bmatrix} A & D & E \\ G & B & F \\ H & I & C \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

où,

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(\theta) &= \begin{bmatrix} L_1 & M_1 & M_2 & M_1 \\ M_1 & L_1 & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_1 & L_1 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_1 & L_1 \end{bmatrix}, \mathbf{D}(\theta) = \begin{bmatrix} M_7 & M_8 & M_9 & M_{10} \\ M_{10} & M_7 & M_8 & M_9 \\ M_9 & M_{10} & M_7 & M_8 \\ M_8 & M_9 & M_{10} & M_7 \end{bmatrix}, \mathbf{E}(\theta) = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{14} & M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{13} & M_{14} & M_{11} & M_{12} \\ M_{12} & M_{13} & M_{14} & M_{11} \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}(\theta) &= \begin{bmatrix} M_{19} & M_{20} & M_{21} & M_{22} \\ M_{22} & M_{19} & M_{20} & M_{21} \\ M_{21} & M_{22} & M_{19} & M_{20} \\ M_{20} & M_{21} & M_{22} & M_{19} \end{bmatrix}, \mathbf{B}(\theta) = \begin{bmatrix} L_2 & M_3 & M_4 & M_3 \\ M_4 & L_2 & M_3 & M_4 \\ M_4 & M_3 & L_2 & M_3 \\ M_3 & M_4 & M_3 & L_2 \end{bmatrix}, \mathbf{F}(\theta) = \begin{bmatrix} M_{15} & M_{16} & M_{17} & M_{18} \\ M_{18} & M_{15} & M_{16} & M_{17} \\ M_{17} & M_{18} & M_{15} & M_{16} \\ M_{16} & M_{17} & M_{18} & M_{15} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2}) \\ \mathbf{H}(\theta) &= \begin{bmatrix} M_{23} & M_{24} & M_{25} & M_{26} \\ M_{26} & M_{23} & M_{24} & M_{25} \\ M_{25} & M_{26} & M_{23} & M_{24} \\ M_{24} & M_{25} & M_{26} & M_{23} \end{bmatrix}, \mathbf{I}(\theta) = \begin{bmatrix} M_{27} & M_{28} & M_{29} & M_{30} \\ M_{30} & M_{27} & M_{28} & M_{29} \\ M_{29} & M_{30} & M_{27} & M_{28} \\ M_{28} & M_{29} & M_{30} & M_{27} \end{bmatrix}, \mathbf{C}(\theta) = \begin{bmatrix} L_3 & M_5 & M_6 & M_5 \\ M_5 & L_3 & M_5 & M_6 \\ M_6 & M_5 & L_3 & M_5 \\ M_5 & M_6 & M_5 & L_3 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

A partir d'une étude éléments finis de la machine synchrone permettant de mesurer le flux de chaque enroulement, les valeurs des inductances propres et mutuelles sont obtenues pour différentes positions du rotor. La Figure A.1 montre les caractéristiques des inductances propres L_1 , L_2 et L_3 .

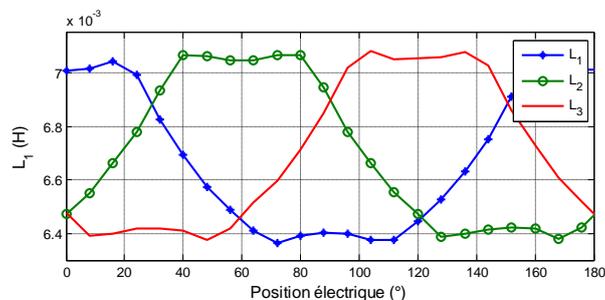


Figure A.1 – Allures des inductances propres en fonction de la position mécanique du rotor (θ)

Les allures de courbes obtenues sont identiques avec un déphasage de $2\pi/3$ entre chaque inductance. Sur le même principe, la Figure A.2 donne les caractéristiques des mutuelles inductances.

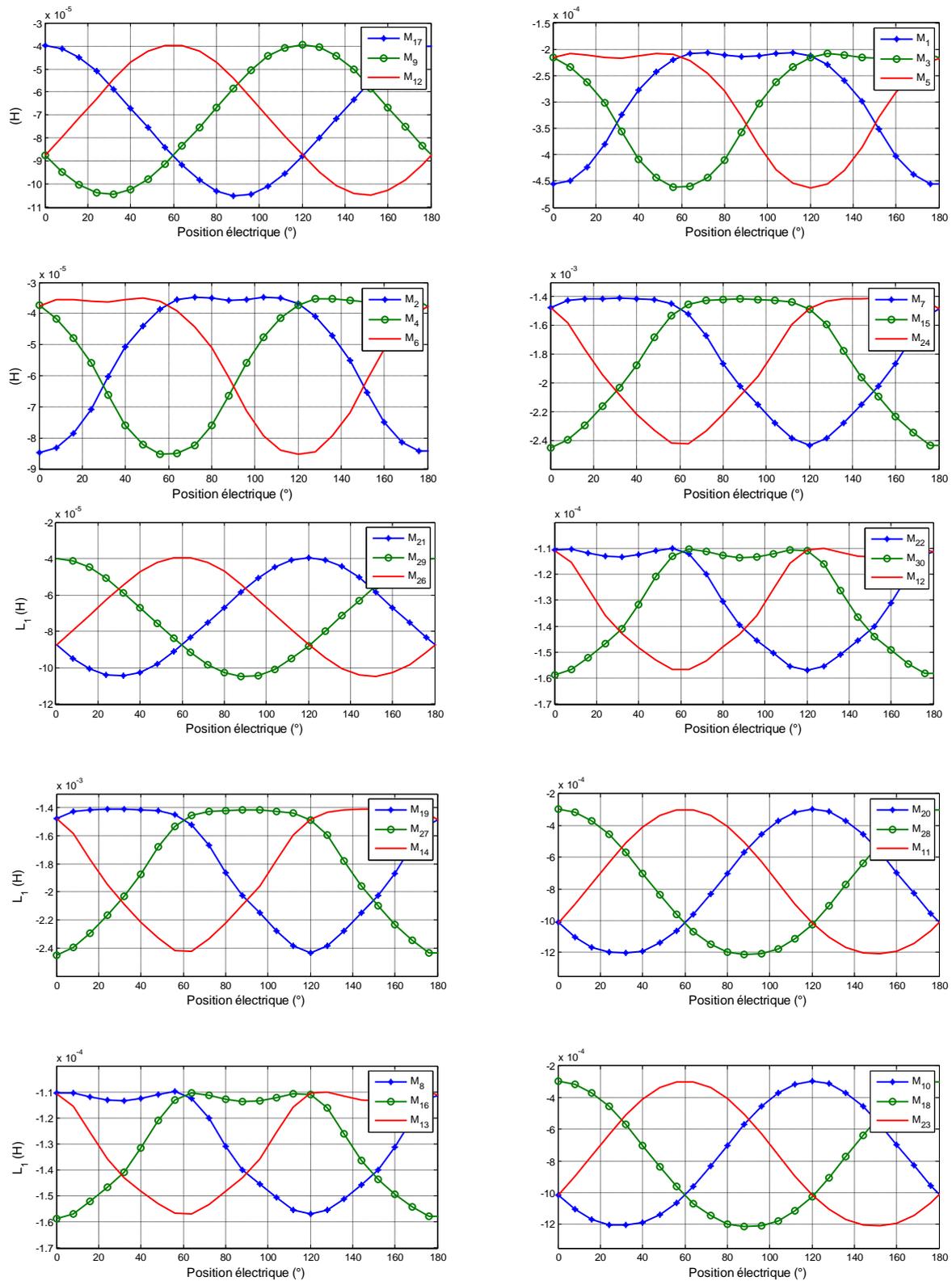


Figure A.2 – Allures des mutuelles inductances en fonction de la position mécanique du rotor (θ)

Annexe 2 – Synthèse des correcteurs PI utilisés pour l’asservissement des boucles de courant et de la boucle de tension

A partir des modèles établis au chapitre III (section 3.3), des correcteurs PI ont été conçus pour assurer la régulation de la tension du bus continu et l’asservissement des courants d’entrée. La synthèse réalisée permettant d’identifier les paramètres des correcteurs est présentée ci-dessous.

- Boucle de courant

A partir de l’équation (4.2) et en considérant tous les termes de couplage comme étant nulles, chaque boucle de courant peut être représenté par le transfert suivant :

$$H_i(p) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_{c_i}} = \frac{1}{r + L_{moy}p} \quad (\text{A.3})$$

Les transferts de la boucle ouverte et de la boucle fermée sont donnés ci-dessous.

$$H_{BO_i}(p) = \frac{1}{r + L_{moy}p} \left(K_{p_i} + \frac{K_{i_i}}{p} \right) \quad (\text{A.4})$$

$$H_{BF_i}(p) = \frac{1 + \frac{K_{p_i}}{K_{i_i}}p}{1 + \left(\frac{r}{K_{i_i}} + \frac{K_{p_i}}{K_{i_i}} \right)p + \frac{L_{moy}}{K_{i_i}}p^2} \quad (\text{A.5})$$

Les paramètres du correcteur PI sont obtenus par une méthode d’identification par rapport à une fonction de transfert du deuxième ordre.

$$\begin{aligned} K_{i_i} &= L_{moy} \omega_{n_i}^2 \\ K_{p_i} &= 2\xi_i L_{moy} \omega_{n_i} - r \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

La détermination a été réalisée pour la configuration suivante :

- un amortissement, $\xi_i = 1$
- une pulsation en boucle fermée, $\omega_{n_i} = 2181 \text{ rad/s}$
- une valeur moyenne de l’inductance statorique de la machine, $L_{moy} = 3,3 \text{ mH}$
- une résistance statorique de la machine, $r = 337 \text{ m}\Omega$.

- *Boucle de tension*

Dans le cas d'une absorption de courant sinusoïdal, la fonction de transfert représentant le comportement de la boucle de tension est donnée par l'expression suivante.

$$H_v(p) = \frac{y}{\beta} = \frac{V_{eM}^2}{2} \frac{R}{1 + \frac{RC}{2}p} \quad (\text{A.7})$$

En considérant que le terme $V_{eM}^2/2$ est parfaitement compensé, le transfert de la boucle ouverte est :

$$H_{BO_v}(p) = \frac{R}{1 + \frac{RC}{2}p} \left(K_{p_v} + \frac{K_{i_v}}{p} \right) \quad (\text{A.8})$$

Le transfert de la boucle fermée est mis sous forme canonique d'une fonction de transfert du second ordre.

$$H_{BF_v}(p) = \frac{1 + \frac{K_{p_v}}{K_{i_v}}p}{1 + \left(\frac{1}{RK_{i_v}} + \frac{K_{p_v}}{K_{i_v}} \right)p + \frac{C}{2K_{i_v}}p^2} \quad (\text{A.9})$$

Ainsi, en procédant par identification, les gains K_{p_v} et K_{i_v} sont obtenus.

$$\begin{aligned} K_{i_v} &= C \omega_{n_v}^2 / 2 \\ K_{p_v} &= \xi C \omega_{n_v} - 1/R \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Avec :

- un amortissement, $\xi = 1$
- une pulsation en boucle fermée, $\omega_{n_v} = 16 \text{ rad/s}$
- une résistance de charge, $R = 335 \Omega$
- un condensateur de filtrage du bus DC, $C = 2,9 \text{ mF}$.

