



Contribution à la commande robuste d'une GADA utilisée dans un système de conversion d'énergie éolienne

Par Djilali Kairous

Thèse présentée à l'Université du Québec à Chicoutimi comme exigence partielle du doctorat en ingénierie

Québec, Canada

© Djilali Kairous, 2019

RÉSUMÉ

Cette thèse décrit la conception et la mise en œuvre d'une commande directe des puissances pour une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). L'intérêt porté à la GADA est dû à sa capacité de fournir une puissance active par le stator et par le rotor selon son mode de fonctionnement. La topologie usuelle de la GADA adoptée dans ce travail consiste à connecter le stator directement au réseau, alors que le rotor se connecte par l'intermédiaire de deux convertisseurs triphasés à deux niveaux. Les deux convertisseurs sont identiques et sont connectés en cascade via un lien à courant continu (CC).

La commande du convertisseur côté réseau assure la régulation de la tension du lien CC et la maîtrise du facteur de puissance côté réseau. Or, la commande du convertisseur côté machine permet de réguler les puissances active et réactive au stator de la GADA en tenant compte de la vitesse de rotation et du couple mécanique d'entraînement imposé sur la GADA.

La commande vectorielle du convertisseur côté réseau est basée sur l'orientation de la tension de réseau en utilisant la transformation de Park pour assurer un découplage entre les puissances active et réactive côté réseau. Les régulateurs proportionnels-intégrales (PI) sont utilisés, en premier lieu, pour contrôler la tension du lien CC et le facteur de puissance à travers deux boucles de régulation imbriquées.

En se basant sur l'orientation du flux statorique de la GADA, la structure et l'implémentation de la commande du convertisseur côté rotor est très similaire à la commande du convertisseur côté réseau. Par contre, cette commande consiste principalement à découpler les puissances active et réactive échangées avec le réseau au stator de la GADA. Également, on maîtrise la vitesse de rotation de la GADA, selon le mode de fonctionnement désiré, en utilisant des régulateurs PI.

La commande robuste par mode glissant est proposée dans cette thèse comme alternative aux régulateurs PI. Ainsi, la commande dite directe des puissances par mode glissant est appliquée sur les deux convertisseurs afin d'améliorer le comportement de la GADA. Les stratégies de commande élaborées ont été simulées dans Matlab et implémentées expérimentalement sur un banc d'essai réalisé en laboratoire. Ceci a permis d'évaluer les techniques de contrôle des convertisseurs électroniques en laboratoire dans un contexte le plus réel possible, en apportant des contributions significatives.

Les résultats obtenus montrent bien la validité de la démarche suivie. Ils montrent également que la stratégie de commande développée est bien adaptée aux problèmes de suivi de trajectoires, au respect des contraintes électromécaniques et à la robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques.

ABSTRACT

This thesis deals with the design and implementation of direct power control for doubly fed induction generator (DFIG). The interest in the DFIG is due to its ability to provide active power by the stator and the rotor according to its operation mode. In this work, the topology adopted for the DFIG is to connect the stator directly to the network, while the rotor is connected to the network through two three-phase back-to-back converters.

Both converters are connected in cascade via a direct current (DC) bus. The grid side converter provides DC bus voltage regulation and controls of the power factor. While the rotor side converter control ensures the active and reactive power regulation on the stator of the DFIG, taking into account the rotational speed and the mechanical drive torque imposed on the DFIG.

The vector control of the grid-side converter is based on the grid voltage orientation using the Park transformation to ensure a decoupling between the active and reactive powers on the network side. Proportional-Integral (PI) controllers are primarily used to control the DC bus voltage and power factor through two cascade control loops.

Based on the stator flux orientation of the DFIG, the structure and the implementation of the rotor-side converter control are very similar to the grid-side converter control. However, the role of this control is mainly used to decouple the active and reactive powers exchanged with the network at the stator of the DFIG. In addition, the DFIG rotational speed is controlled according to the desired operating mode using PI regulators.

A robust sliding mode control is proposed in this thesis as an alternative to PI controllers. This control method is used to control both converters in order to improve the behavior of the DFIG. The developed strategy was simulated on MATLAB, and implemented experimentally through a test bench realized in laboratory. The objective was to experimentally evaluate the control techniques of electronic converters as close to reality as possible.

The obtained results show clearly the validity of the adopted methodology. They also show that the developed control strategy is well adapted to tracking trajectory problems, to electromechanical constraints limits, and to robustness regarding parametric uncertainties.

TABLE DES MATIERES

RÉSUMÉ	i
ABSTRACT	ii
LISTE DES TABLEAUX.....	vii
LISTE DES FIGURES	viii
LISTE DES SIGLES	xi
LISTE DES ABRÉVIATIONS	xiv
DÉDICACES	xv
REMERCIEMENTS	xvi
CHAPITRE 1	1
INTRODUCTION	1
1.1 Intérêts socio-économiques du sujet.....	1
1.2 Motivations	2
1.3 Problématique.....	4
1.4 Objectif	7
1.5 Contribution scientifique	7
1.6 Les grandes lignes de la thèse.....	8
CHAPITRE 2	10
ÉTAT DE L'ART	10
2.1 Introduction	10
2.2 Situation actuelle de l'énergie éolienne	11
2.3 Tendances actuelles dans le domaine des aérogénérateurs.....	13
2.4 Performances et commande de la GADA	16
2.5 Commande du convertisseur côté réseau.....	25
2.6 Conclusion	28
CHAPITRE 3	29
COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION	29
3.1 Introduction.....	29
3.2 Principe de fonctionnement et performances de la GADA	30
3.3 Modèle mathématique de la GADA.....	31
3.4 Contrôle vectoriel découplé des puissances active et réactive.....	34

3.5	Résultats de simulation	38
3.6	Conclusion.....	42
CHAPITRE 4.....		44
COMMANDE DU CONVERTISSEUR CÔTÉ RÉSEAU DE LA MACHINE		44
4.1	Introduction.....	44
4.2	Fonctionnement du convertisseur CA/CC	44
4.3	Modélisation du convertisseur CA/CC	46
4.4	Commande du convertisseur côté réseau.....	49
4.5	Synchronisation du convertisseur au réseau	53
4.6	Résultats de simulation	54
4.6.1	Synchronisation au réseau	55
4.6.2	Suivi des références.....	56
4.6.3	Fonctionnement en mode bidirectionnel.....	58
4.6	Conclusion.....	59
CHAPITRE 5.....		61
COMMANDE DE LA GADA PAR MODE GLISSANT		61
5.1	Introduction.....	61
5.2	Principe de la commande par mode glissant	62
5.3.1	Surface de glissement et condition de convergence	63
5.3.2	Calcul de la loi de commande	64
5.4	Commande directe des puissances de la machine par mode glissant.....	67
5.4.1	Formulation des équations des puissances	67
5.4.2	Surface de glissement	69
5.4.3	Synthèse de la loi de commande.....	69
5.4.4	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	70
5.4.5	Stabilité et robustesse de la commande.....	71
5.5	Commande du convertisseur côté réseau par mode glissant	73
5.6	Implémentation de la commande.....	75
5.7	Résultats de simulation	78
5.8	Conclusion.....	81
CHAPITRE 6.....		83
RÉALISATION DE LA PLATEFORME EXPÉRIMENTALE		83

6.1	Introduction.....	83
6.2	Principe du système expérimental.....	83
6.3	Banc d'essai expérimental	86
6.3.1	Machines électriques utilisées.....	87
6.3.2	Prototype de commande	88
6.4	Partie programmation	96
6.4.1	Présentation de la carte ADSP-BF506F EZ-KIT	98
6.4.2	Structure du programme implémenté.....	101
6.4.3	Transition entre les deux formats fixe et flottante.....	105
6.6	Test du fonctionnement du banc d'essai	106
6.7	Difficultés de l'implémentation expérimentale.....	109
6.8	Conclusion.....	110
CHAPITRE 7	112
VALIDATION EXPÉRIMENTALE ET RÉSULTATS	112
7.1	Introduction.....	112
7.2	Convertisseur côté réseau	112
7.2.1	Synchronisation	113
7.2.2	Suivi de références.....	114
7.2.3	Test de perturbation	119
7.3	Commande de la GADA.....	121
7.3.1	Fonctionnement en régime permanent.....	122
7.3.2	Comportement de la machine face au creux de tension.....	136
7.4	Conclusion.....	140
CONCLUSION GÉNÉRALE	142
BIBLIOGRAPHIE	146
ANNEXE 1	153
ANNEXE 2	156
ANNEXE 3	160
ANNEXE 4	162
Schémas utilisés pour réaliser le convertisseur CA-CC	162
	162
ANNEXE 5	163

ANNEXE 6.....	164
ANNEXE 7.....	169

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Liste de quelques phénomènes perturbateurs	4
Tableau 6.1 : Liste des capteurs utilisés pour les mesures	91
Tableau 6.2 : Les interruptions utilisées par le programme réalisé.....	103

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Orientation du flux	5
Figure 1.2 : Identification des angles	5
Figure 2.1: Énergie éolienne globale installée dans le monde [12].....	11
Figure 2.2 : Puissance éolienne au Canada en 2017 [13].....	12
Figure 2.3 : Composants typiques d'une éolienne (de Nordex) [14].....	12
Figure 2.4 : Topologies d'aérogénérateurs utilisées actuellement	14
Figure 2.5 : Connexion de la GADA au réseau	17
Figure 2.6 : Topologie du convertisseur côté réseau	25
Figure 3.1 : Modes de fonctionnement de la GADA.....	30
Figure 3.2 : Passage de système triphasé au système biphasé.....	32
Figure 3.3 : Orientation du flux statorique de la GADA.....	34
Figure 3.4 : Schéma bloc de la structure de commande de la GADA.....	36
Figure 3.5 : Schéma général de la commande pour la GADA.....	37
Figure 3.6 : Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée sur la GADA.....	42
Figure 4.1 : Configuration du convertisseur côté réseau	45
Figure 4.2 : Schéma équivalent par phase du convertisseur côté réseau et diagramme de Fresnel correspondant.....	46
Figure 4.3 : Schéma équivalent d'un convertisseur triphasé.....	47
Figure 4.4 : Représentation vectorielle du repère mobile dq par rapport au repère stationnaire	49
Figure 4.5 : Schéma général de la commande du convertisseur côté réseau	52
Figure 4.6 : Structure d'une PLL triphasée.....	54
Figure 4.7 : Résultats de la PLL.....	56
Figure 4.8 : Tensions du convertisseur	56
Figure 4.9 : Comportement du convertisseur CA/CC lors de suivi de références	57
Figure 4.10 : Comportement suite à une variation du courant côté lien CC	59
Figure 5.1 : Trajectoire dans le plan de phase	63
Figure 5.2 : Commutation entre U_{max} et U_{min}	65
Figure 5.3 : Représentation de la fonction $sign$	65
Figure 5.4 : Fonction de lissage	72
Figure 5.5 : Représentation de la commande douce à un seul seuil (Sat).....	73
Figure 5.6 : Schéma équivalent du convertisseur côté réseau.....	73
Figure 5.7 : Schéma global de la commande par mode glissant de la GADA.....	76
Figure 5.8 : Implémentation du système dans Matlab / Simulink.....	77
Figure 5.9 : Résultats de simulations de la loi de commande par mode glissant.....	81
Figure 6.1 : Schéma synoptique de la commande du système	84
Figure 6.2 : Synoptique de la commande pour chaque convertisseur.....	85
Figure 6.3 : Détails de la commande pour le convertisseur côté machine.....	85
Figure 6.4 : Détails de la commande pour le convertisseur côté réseau	86
Figure 6.5 : Machines électriques utilisées dans le banc d'essai expérimental	87
Figure 6.6 : Maquette réalisée pour commander la GADA	89
Figure 6.7 : Schéma de connexion du capteur de la tension	90
Figure 6.8 : Schéma de connexion du capteur de courant.....	91
Figure 6.9 : Amplificateur utilisé pour les mesures	91

Figure 6.10 : Filtre utilisé pour les mesures	91
Figure 6.11 : Schéma de principe pour mesurer la vitesse	92
Figure 6.12 : Schéma de la carte réalisée pour mesurer l'angle de rotation	93
Figure 6.13 : Différents modules constituant le convertisseur CA/CC	94
Figure 6.14 : Schéma de connexion des opto-coupleurs	94
Figure 6.15 : Schéma de commande pour un seul bras du convertisseur CA/CC	95
Figure 6.16 : Carte de développement ADSP-BF506F-EZKIT Lite d'Analog Devices	98
Figure 6.17 : Structure du programme implémenté dans le DSP	102
Figure 6.18 : Algorithme de synchronisation PLL	105
Figure 6.19 : Grandeurs de la machine en régime permanent.	108
Figure 7.1 : Résultats de la synchronisation au réseau PLL	113
Figure 7.2 : Comportement lors d'un échelon positif de la tension. (1) : tension du lien CC; (2) : courant; (3) : tensions coté réseau et coté convertisseur	115
Figure 7.3 : Comportement lors d'un échelon négatif de la tension. (1) : tension de lien CC; (2) : courant; (3) : tensions coté réseau et coté convertisseur	115
Figure 7.4 : Zoom sur la figure 7.2	115
Figure 7.5 : Zoom sur la figure 7.3	115
Figure 7.6 : Échelon positif de tension (PI)	117
Figure 7.7 : Échelon positif de tension (SMC)	117
Figure 7.8 : Échelon négatif de tension (PI)	117
Figure 7.9 : Échelon négatif de tension (SMC)	117
Figure 7.10 : Échelon positif de puissance réactive (PI)	118
Figure 7.11 : Échelon positif de puissance réactive (SMC)	118
Figure 7.12 : Échelon négatif de puissance réactive (PI)	118
Figure 7.13 : Échelon négatif de puissance réactive (SMC)	118
Figure 7.14 : Creux de tension de 400ms (SMC).	120
Figure 7.15 : Creux de tension de 400ms (PI)	120
Figure 7.16 : Creux de tension de 400ms (SMC)	120
Figure 7.17 : Test avec les paramètres optimaux	124
Figure 7.18 : Test pour le coefficient de la fonction <i>Sgn</i>	124
Figure 7.19 : Test pour le paramètre λ_s	125
Figure 7.20 : Test pour le coefficient d'erreur	125
Figure 7.21 : Échelon positif du couple.	126
Figure 7.22 : Échelon négatif du couple.	126
Figure 7.23 : Zoom sur la figure 7.21	126
Figure 7.24 : Zoom sur la figure 7.22	126
Figure 7.25 : Régulation du couple lors d'un échelon positif de vitesse.	127
Figure 7.26 : Régulation du couple lors d'un échelon négatif de vitesse.	127
Figure 7.27 : Zoom sur la figure 7.25	128
Figure 7.28 : Zoom sur la figure 7.26	128
Figure 7.29 : Échelon positif de vitesse.	129
Figure 7.30 : Échelon négatif de vitesse.	129
Figure 7.31 : Zoom sur la figure 7.29	129
Figure 7.32 : Zoom sur la figure 7.30	129
Figure 7.33 : Résultats de simulation pour un échelon positif de vitesse	130
Figure 7.34 : Résultats expérimentaux pour un échelon positif de vitesse	130
Figure 7.35 : Résultats de simulation pour un échelon négatif de vitesse	131
Figure 7.36 : Résultats expérimentaux pour un échelon négatif de vitesse	131
Figure 7.37 : Résultats de simulation pour un échelon positif de puissance réactive	133
Figure 7.38 : Résultats expérimentaux pour un échelon positif de puissance réactive	133
Figure 7.39 : Résultats de simulation pour un échelon négatif de puissance réactive	134
Figure 7.40 : Résultats de simulation pour un échelon négatif de puissance réactive	134

Figure 7.41 : Division des paramètres par 2.....	135
Figure 7.42 : Multiplication des paramètres par 2.....	136
Figure 7.43 : Multiplication des paramètres par 4.....	136
Figure 7.44 : Augmentation de la tension de 15% pour 500 ms.....	138
Figure 7.45 : Creux de tension de 15% pour 500 ms.....	138
Figure 7.46 : Creux de tension de 60% pour 400ms. 1600tr/mn.....	139
Figure 7.47 : Creux de tension de 60% pour 400ms. 2000tr/mn.....	139
Figure 7.48 : Creux de tension de 60%, pour 400ms. 2300tr/mn.....	139

LISTE DES SIGLES

Symbole	Description
dq	Référentiel lié de champ tournant de la GADA
$\alpha \beta$	Référentiel fixe au stator de la GADA
Indices : s et r	Indiquent les grandeurs statoriques et rotoriques de la GADA
p	Opérateur de Laplace
N_p	Nombre de paires des pôles de la GADA
f_s	Fréquence de réseau
f_r	Fréquences des grandeurs rotoriques de la GADA
f_m	Fréquence de rotation mécanique
ω_s, ω_r	Pulsations du flux statorique et de la vitesse de rotation
g	Glissement
$ V_s $	Module de la tension statorique.
$ V_r $	Module de la tension rotorique rapportée au stator
n_s, n_r	Nombre des spires statorique et rotorique de la machine
V_r', I_r'	Tension et courant rotorique rapportée au stator
a	Rapport entre n_s et n_r
P_s, P_r	Puissances statorique et rotorique de la GADA
$[V_s], [V_r]$	Matrices des tensions statoriques et rotoriques
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Tensions des phases statoriques
$V_{ar}^*, V_{br}^*, V_{cr}^*$	Tensions triphasées de la commande appliquées au rotor de la GADA
$[V_r]$	Matrice des tensions rotoriques
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	Tensions des phases rotoriques
$[I_s], [I_r]$	Matrices des courants statoriques et rotoriques
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	Courants des phases statoriques
$[I_r]$	Courant rotorique
I_{ar}, I_{br}, I_{cr}	Courants des phases rotoriques
$[\psi_s], [\psi_r]$	Matrices des flux statoriques et rotoriques
$\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}$	Flux des phases statoriques
$\psi_{ar}, \psi_{br}, \psi_{cr}$	Flux des phases rotoriques
$[R_s], [R_r]$	Matrices des résistances du stator et du rotor
R_s, R_r	Résistances d'une phase statorique et rotorique
$[L_{ss}], [L_{rr}], [M_{sr}]$	Matrices d'inductances statoriques, rotorique et mutuelles de la GADA
l_s, l_r	Inductances cycliques statorique et rotorique
θ_a	Angle utilisé par la transformation de Park pour la GADA
I_{ds}, I_{qs}	Courants statoriques selon l'axe d et q
I_{dr}, I_{qr}	Courants rotoriques selon l'axe d et q
V_{ds}, V_{qs}	Tensions statoriques selon l'axe d et q
V_{dr}, V_{qr}	Tensions rotoriques selon l'axe d et q
$[I_{dqs}], [I_{dqr}]$	Matrices des courants biphasés statoriques et rotoriques
$[V_{dqs}], [V_{dqr}]$	Matrices des tensions biphasées statoriques et rotoriques
$[\psi_{dqs}], [\psi_{dqr}]$	Matrices des flux biphasés statoriques et rotoriques
ψ_{ds}, ψ_{qs}	Flux statorique selon l'axe d et q
ψ_{dr}, ψ_{qr}	Flux rotorique selon l'axe d et q
ψ_s, V_s	Module du flux et de la tension statorique
V_{dr}^*, V_{qr}^*	Tensions du rotor de la GADA dans le référentiel synchrone
V_{ar}^*, V_{br}^*	Tensions du rotor de la GADA dans le référentiel fixe
Ω	Vitesse de rotation mécanique
J_G	Inertie de la machine
C_e, C_r	Couple électromagnétique et couple résistant
C_{frt}	Coefficient de frottement visqueux de la GADA
T_s, T_r	Constantes du temps statorique et rotorique
σ	Coefficient de dispersion de la GADA
R_f, L_f	Résistance et inductance de filtre pour le convertisseur côté réseau
V, v	Tensions alternatives côté convertisseur et côté source pour le convertisseur côté réseau

i_g ,	Courant alternatif pour le convertisseur côté réseau
C_{dc}	Capacité du lien CC
C_{dc_min}	Valeur minimale de la capacité du lien CC
i_{dc}, V_{dc}	Courant continu et tension continue du convertisseur côté réseau
R_L, i_L	Résistance et courant de la charge pour convertisseur côté réseau
P, Q	Puissances active et réactive du convertisseur côté réseau
\mathcal{D}	Phase entre les deux tensions alternatives côté réseau et côté convertisseur pour le convertisseur côté réseau
X_f	Réactance du filtre pour le convertisseur côté réseau
S_i	État des interrupteurs du convertisseur CA/CC
K_i, K_i'	Interrupteurs du convertisseur CA/CC
V^{abc}, i_s^{abc}	Matrices des tensions et des courants triphasés pour le convertisseur CA/CC
R_f^{abc}, L_f^{abc}	Matrices des résistances et inductances de filtre pour le convertisseur côté réseau.
v_0^{abc}	Tensions côté convertisseur au point o
v_N^{abc}	Tensions côté convertisseur au point N
v_{N0}	Tension côté convertisseur entre point N et point o
m_d	Indice de modulation pour la MLI
$\Delta V_{dc}, \Delta I_{dc}$	Ondulation de la tension et du courant
F_z	Fréquence d'échantillonnage pour la MLI
i_{gd}, i_{gq}	Courants selon l'axe d et q pour le convertisseur côté réseau
v_{id}, v_{iq}	Tensions selon l'axe d et q pour le convertisseur côté réseau
E_c	Énergie accumulée par le condensateur
E_M	Énergie absorbée ou fournie au lien CC
E_L	Énergie absorbée par la charge pour le convertisseur côté réseau
E_g	Énergie échangée avec le réseau par le convertisseur côté réseau
i_{gd_rf}, i_{gq_rf} ,	Courants de référence selon l'axe d et selon l'axe q pour le convertisseur côté réseau
T_{z_I}, T_{z_DC}	Temps d'échantillonnage pour la boucle des courants et de la tension du lien CC pour le convertisseur côté réseau
N	Fréquence d'échantillonnage pour la MLI
T_z	Demi-période d'échantillonnage principale pour la MLI
T_f	Période désirée pour la tension de commande générée par le DSP
f	Fréquence du signal fondamentale
$CCLK$	Fréquence d'horloge pour le processeur de DSP
$\Delta\theta$	Pas d'incrément d'angle généré pour calculer les tensions de la MLI
θ_s	Angle correspond au fréquence statorique
θ_r	Angle correspond au fréquence rotorique
θ	Angle correspond au fréquence de glissement
θ_g	Angle de tensions du réseau
$S(x)$	Surface glissement
U, U_{eq}, U_s	Commandes : globale, équivalente et discontinue (calculées par la loi de commande par mode glissant)
$sign$	Fonction sign
K_{sn}	Gain de la fonction sign
$V_{\alpha\beta s}, V_{\alpha\beta r}$	Tensions biphasées statoriques et rotoriques dans le référentiel fixe
$i_{\alpha\beta s}, i_{\alpha\beta r}$	Courants biphasés statoriques et rotoriques dans le référentiel fixe
$\psi_{\alpha\beta s}, \psi_{\alpha\beta r}$	Flux biphasés statoriques et rotoriques dans le référentiel fixe
$V_{\alpha s}, i_{\alpha s}, \psi_{\alpha s}$	Composantes statoriques de la tension, courant, et flux selon l'axe α
$V_{\beta s}, i_{\beta s}, \psi_{\beta s}$	Composantes statoriques de la tension, du courant, et du flux selon l'axe β

$V_{\alpha r}, i_{\alpha r}, \psi_{\alpha r}$	Composantes rotoriques de la tension, du courant, et du flux selon l'axe α
$V_{\beta r}, i_{\beta r}, \psi_{\beta r}$	Composantes rotoriques de la tension, du courant, et du flux selon l'axe β
S_P, S_Q	Surface de glissement pour les puissances active et réactive de GADA
e_P, e_Q	Erreurs des puissances active et réactive
K_{eP}, K_{eQ}	Gains de contrôle positifs pour les puissances active et réactive
$W(x)$	Fonction de Lyapunov
K_{Psn}, K_{Qsn}	Gains de la fonction sign pour les puissances active et réactive
H	Fonction de perturbation
$cont(S)$	Fonction contangente
λ_s	Bande pour la fonction sign
S_{Pg}, S_{Qg}	Surface de glissement pour les puissances active et réactive du convertisseur côté réseau
$V_{\alpha g}, V_{\beta g}$	Composantes de la tension (côté réseau) pour le convertisseur côté réseau dans le référentiel fixe
v_{α}, v_{β}	Composantes de la tension (côté convertisseur) pour le convertisseur côté réseau dans le référentiel fixe
$i_{\alpha g}, i_{\beta g}$	Composantes du courant pour le convertisseur côté réseau dans le référentiel fixe

LISTE DES ABRÉVIATIONS

AC	Alternating Current
ACM	ADC Controller Module
ADC	Analog Digital Converter
BF	Boucle Fermée
BO	Boucle Ouverte
CA	Courant Alternatif
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CC	Courant Continu
CCLK	Core Clock
DMC	Dynamic Matrix Control
DSP	Digital Signal Processing
DTC	Direct Torque Control
DC	Direct Current
EPSAC	Extended Prediction Self-Adaptive Control
FPGA	Field-Programmable Gate Array
GADA	Génératrice Asynchrone à Double Alimentation
GPC	Generalized Predictive Control
GPIO	General Purpose Input/Output
GSC	Grid Side Converter
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IVG	General-Purpose Interrupts
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
MPC	Model Predictive Control
MOS	Metal Oxide Semiconductor
MS	Machine Synchrone
PFC	Predictive Functional Control
PLL	Phase Locked Loop
PPI	Parallel Peripheral Interface
PWM	Pulse Width Modulation
RSC	Rotor Side Converter
RTW	Real-Time Workshop
SCLK	System Peripheral Clock
SPI	Serial Peripheral Interface
SPORT	Synchronous Serial Peripheral Port
SVM	Space Vector Modulation
STATCOM	Static Synchronous Compensator
THD	Total Harmonic Distortion
UART	Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
UPFC	Unified Power Flow Controller
VC	Vectorel Control
VFOC	Virtual-Flux Oriented Control

DÉDICACES

À la mémoire de :

Mon père Ali

Mon ami Ali KASMI

REMERCIEMENTS

Le travail de recherche présenté dans cette thèse a été effectué à l'École de génie de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) et à l'Université du Québec à Chicoutimi (UQAC) sous la direction du Pr. René WAMKEUE.

Au terme d'un travail de plusieurs années de recherche, je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé en contribuant à l'aboutissement de cette thèse. Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements au Pr. Mohamad SAAD (UQAT) et au Pr. Mohand OUHROUCHE (UQAC). Je leur adresse toute ma reconnaissance pour m'avoir aidé tout au long de ma thèse. J'ai apprécié leurs encouragements et leurs conseils pendant toutes ces années. En outre, ils m'ont permis de comprendre qu'il ne faut jamais abandonner la recherche malgré les nombreux obstacles.

J'exprime ici ma profonde gratitude au Pr. Issouf FOFANA (UQAC), pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse. Je lui adresse par ailleurs toute ma reconnaissance pour sa constante disponibilité et le temps qu'il m'a consacré tout au long de l'élaboration de ce travail. Je le remercie également pour ses conseils et suggestions qui ont amplement contribué à l'aboutissement de ce travail.

Il m'est aussi agréable d'exprimer mes remerciements au Pr. Mamadou Lamine DOUMBIA (Université du Québec de Trois-Rivières) et au Pr. Azzedine KADDOURI (Université de Moncton), pour avoir accepté d'évaluer mon travail malgré leurs lourdes charges.

J'exprime aussi ma reconnaissance à Mr. Jean-Jacques BEAUDOIN, responsable du laboratoire de génie électrique à l'UQAT, qui m'a beaucoup aidé dans la réalisation du travail expérimental en laboratoire, sans oublier les équipes de direction et d'administration (à l'UQAT et à l'UQAC) qui ont créé de meilleures conditions d'études.

Je suis très reconnaissant envers mes professeurs membres du laboratoire de recherche en machines électriques à l'ENP (Alger), particulièrement Pr. Rachid IBTIOUEN pour m'avoir donné une chance unique de repousser les limites de mes ambitions.

Je tiens à remercier aussi tous les enseignants qui m'ont pris en charge durant les années de mon cursus, aussi, celles et ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.

Je remercie de tout mon cœur toute ma famille qui m'a toujours soutenue et encouragée pendant toute la durée des études.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

L'énergie éolienne se développe à un rythme croissant grâce au niveau important de puissance produite par les éoliennes et aux incitatifs financiers importants des pays désirant contrer le réchauffement climatique.

Du point de vue monétaire, l'intégration des éoliennes aux autres systèmes énergétiques nécessite l'amélioration de leur efficacité, à savoir la réduction des coûts d'opération et de maintenance et l'augmentation de la puissance injectée dans le réseau. Ces dernières années, cette filière d'énergie a connu un développement rapide sur les plans techniques et économiques.

1.1 Intérêts socio-économiques du sujet

Les énergies renouvelables constituent une solution économiquement viable pour fournir des services énergétiques surtout aux populations rurales isolées. Actuellement, plusieurs pays sont déjà résolument tournés vers l'énergie éolienne. Au cours de la dernière décennie, la capacité de production mondiale d'énergie éolienne a connu une croissance fulgurante estimée à 28 % annuellement [1].

De 2012 à 2016, la puissance éolienne installée au Canada a augmenté en moyenne de 18 % ou 1 327 MW par année pour atteindre un total de 285 parcs éoliens composés de 6288 éoliennes en service. Cette augmentation est favorisée par la diminution relative des coûts d'installation. Par exemple, l'installation d'un parc éolien nécessaire à la production d'un gigawatt d'électricité nécessitait un investissement de 5,2 milliards \$ en 2011, contre seulement 3,7 milliards \$ en 2014 [2].

Les domaines de recherche sur l'énergie éolienne sont nombreux et divers. En particulier, les chercheurs s'intéressent à :

- améliorer la conception et la disposition des parcs éoliens ;
- augmenter la fiabilité, l'accessibilité et l'efficacité des éoliennes ;
- optimiser la maintenance, l'assemblage et l'installation des turbines ;
- réaliser des prototypes pour les grandes éoliennes et l'interconnexion des parcs éoliens ;
- identifier de nouvelles méthodes de gestion du réseau pour permettre l'intégration d'un grand système d'énergie éolienne.

Les éoliennes peuvent fonctionner à vitesse fixe ou à vitesse variable comme dans le cas de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). Cette dernière reçoit de l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique qui est transmise au réseau électrique selon un mode de fonctionnement à vitesse variable [3]. Grâce à l'accessibilité au stator et au rotor, la GADA est devenue une solution attrayante qui offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté. Ainsi, elle a fait l'objet de nombreuses recherches qui portent sur les différents aspects de conception, de modélisation, d'analyse et de commande. Nos travaux concernent le fonctionnement en mode génératrice, principalement au niveau de la modélisation et de la réalisation de la commande robuste associée. Bien que la GADA ait plusieurs avantages par rapport au rendement et à la puissance (élevée), son fonctionnement demeure complexe en raison des multiples phénomènes et grandeurs du système d'intégration de la machine.

1.2 Motivations

La GADA peut fonctionner en mode moteur ou en mode génératrice. La différence avec une machine asynchrone à cage réside dans le fait que, pour la GADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou génératrice, d'où son nom de machine généralisée. En effet, la machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en mode moteur et au dessus de cette vitesse pour être en mode

génératrice. Cependant, dans le cas de la GADA, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en mode hyper-synchrone ou en mode hypo-synchrone.

L'intégration de la GADA au réseau nécessite quelques particularités vis-à-vis de l'alimentation. Généralement, la topologie la plus utilisée consiste à connecter le stator directement au réseau, alors que le rotor est piloté par l'équipement d'électronique de puissance qui transforme seulement une fraction (environ 30 %) de la puissance totale du système [4], [5]. L'équipement d'électronique est constitué généralement de deux convertisseurs bidirectionnels, à savoir le convertisseur côté machine et le convertisseur côté réseau. Cette topologie rend la GADA plus avantageuse, surtout pour les puissances élevées, ce qui permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures et de la puissance échangée avec le réseau. Côté commande, contrairement à la machine à cage, les mesures des courants au stator et au rotor donnent une grande flexibilité et une meilleure précision pour le contrôle du flux et du couple électromagnétique.

La GADA, comme la machine asynchrone à cage, est essentiellement un système non linéaire en raison du couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Ainsi, le contrôle vectoriel par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre les deux axes du flux et du couple électromagnétique, et donc un découplage entre les puissances active et réactive. En revanche, les modèles utilisés sont approximatifs et ont des paramètres variables selon l'état du système et son point de fonctionnement. Or, la variation des paramètres électriques et mécaniques dégrade les performances des lois de commande et peuvent produire, dans certains cas, des fonctionnements instables [6],[7].

Les centrales éoliennes deviennent de plus en plus puissantes. Ces dernières années, les éoliennes qui utilisent la GADA sont capables de fournir de grandes puissances pouvant parfois dépasser 9 MW. Toutefois, cette forte intégration du système éolien doit répondre aux

exigences du réseau sur lequel il est connecté. Comme le montre le tableau 1.1, plusieurs types de problèmes peuvent perturber le réseau électrique, notamment la génération des harmoniques, la variation de la fréquence, les fluctuations de tensions et les déséquilibres de tensions.

Pour l'industrie, une mauvaise qualité de l'énergie électrique peut entraîner un dysfonctionnement ou même l'arrêt des outils de production. Le coût des perturbations peut donc être très élevé, car il doit tenir compte du manque à produire, de la remise en marche de l'outil de production et des retards de livraison.

Tableau 1.1 : Liste de quelques phénomènes perturbateurs

Perturbations	Origine	Principaux effets
Creux de tension	Courts-circuits, enclenchements de gros moteurs, appels de charges importantes, défauts internes ou externes.	Variations de vitesse, arrêts d'équipements, perturbations de l'électronique numérique, dysfonctionnements de régulateurs et variateurs.
Surtension	Manœuvres d'appareillage de condensateurs, foudre.	Déclenchements intempestifs, destruction d'appareillage, danger pour les personnes et pour le matériel.
Déséquilibre	Charges déséquilibrées (charges monophasées de forte puissance, tractions ferroviaires...).	Échauffement des machines tournantes, couple moteur inverse (vibration), dysfonctionnement de protection.

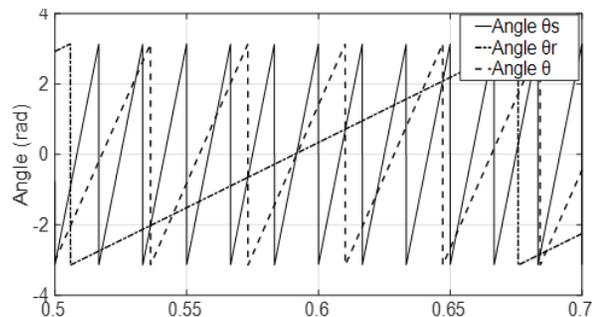
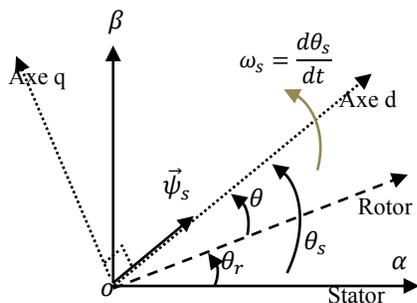
1.3 Problématique

Les techniques de commande de la GADA les plus élaborées sont des approches basées sur l'orientation du flux statorique. Considérant le modèle biphasé de la GADA qui utilise un référentiel tournant, l'alignement de l'axe d sur le flux statorique conduit automatiquement à un alignement des composantes des courants active et réactive selon les axes d et q , respectivement [8]. Or, les courants rotoriques de référence selon les deux axes sont issus des puissances de référence active et réactive imposées. Par conséquent, le

découplage des puissances peut donc se réaliser, moyennant des régulateurs de type proportionnel-intégral (PI), directement ou indirectement (en régulant les courants rotoriques) [9].

Similaire à la stratégie de l'orientation du flux pour la GADA, on peut utiliser l'orientation de la tension pour commander le convertisseur côté réseau. À cet effet, l'alignement de la tension du réseau selon des deux axes d et q nous permet de découpler les puissances active et réactive, et ainsi maîtriser le facteur de puissance et la régulation de tension du lien à courant continu (CC). Cette méthode d'alignement selon les deux axes exige cependant la connaissance de l'angle des flux (ou des tensions) de façon assez précise. Toutefois, la grande difficulté est de déterminer le bon sens de séquence des phases et d'établir en même temps la bonne valeur de l'angle (avec une bonne précision) pour effectuer les rotations trigonométriques.

La réalisation de la commande pour la GADA exige la connaissance préalable et simultanée de deux angles, à savoir la position du champ tournant θ_s et la position physique du rotor de la GADA θ_r (figure 1.1). La figure 1.2 montre un exemple pratique d'acquisition de l'angle de rotation mécanique et de l'angle du flux statorique de la GADA. Généralement, l'angle mécanique du rotor peut être identifié directement avec un encodeur ou indirectement sans l'utilisation d'un capteur de vitesse. Toutefois, l'angle électrique du champ tournant peut être calculé indirectement à partir de la tension statorique.



En effet, pour les grandes machines où la valeur de la résistance du stator peut être négligée, les composantes du flux selon les deux axes d et q deviennent perpendiculaires par rapport aux composantes d et q des tensions respectives. Par conséquent, l'angle du flux statorique peut être calculé par le biais des tensions statoriques de la machine au lieu de passer par le calcul des flux.

Généralement, on utilise une boucle de verrouillage de phase (*Phase Locked Loop* : *PLL*) pour identifier l'angle électrique du champ tournant. Or, l'expérience nous a montré que l'identification de cet angle du flux est difficile, surtout en présence de perturbations dans le réseau auquel la machine est connectée. Plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature pour résoudre ce problème. On note entre autres celles d'utiliser un algorithme pour filtrer les tensions du réseau avant de passer à l'identification de l'angle désiré. Même si ces méthodes ont prouvé leur efficacité, elles ajoutent plus de calculs et de complexité aux algorithmes de commande.

Dans ce travail, nous proposons une commande par mode glissant formulée dans un référentiel fixe $\alpha\beta$ au lieu de passer par le référentiel synchrone dq (figure 1.1). En plus de sa robustesse, la commande par mode glissant possède, avec cette méthodologie, un avantage majeur. De plus, elle convient très bien au fonctionnement en commutation des convertisseurs d'électronique de puissance qui utilise la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) vectorielle calculée dans le référentiel $\alpha\beta$ [10]. En effet, la commande MLI, issue de la loi de commande, peut être appliquée directement sur le convertisseur à une fréquence de commutation constante sans passer par des transformations trigonométriques.

L'application de la commande sur les deux convertisseurs en cascade nous permettra de contrôler et d'analyser le système entier constitué par la GADA, les deux convertisseurs et le réseau. Cependant, comme tous les systèmes de génération qui ont un raccordement direct au réseau, la difficulté majeure de la GADA est sa forte sensibilité aux variations brutales de

la tension lors d'une perturbation du réseau. Cette sensibilité est justifiée principalement par le couplage direct de l'excitation et de la production de couple [11].

Dans le réseau de transport à haute tension, le gestionnaire du réseau recommande que toutes les éoliennes demeurent connectées en cas d'anomalie dans le réseau. Pour ces raisons, la commande de la GADA pendant un régime perturbé est difficile et constitue un défi majeur pour les fabricants d'éoliennes.

1.4 Objectif

L'objectif général de cette thèse est de développer et d'implanter une stratégie de commande robuste par mode glissant appliquée sur la GADA. L'approche de commande proposée ici permettra à terme d'exploiter les capacités de contrôle de la GADA pour aider à réduire les contraintes exercées dans un système éolien. Ainsi, on peut citer les principaux objectifs spécifiques suivants :

- développer une stratégie de contrôle robuste pour commander le système entier de la GADA (pour les deux convertisseurs : côté machine et côté réseau) ;
- comparer et analyser chacune des différentes stratégies de contrôle mises en œuvre ;
- concevoir un outil expérimental de validation de la stratégie de commande proposée ;
- identifier les améliorations potentielles et la stratégie pour de futurs travaux de recherche.

1.5 Contribution scientifique

Dans la plupart des études, les chercheurs considèrent le fonctionnement de la machine en mode hyper-synchrone en raison de la difficulté liée à la commande simultanée des deux convertisseurs, côté rotor et côté machine. D'ailleurs, c'est ce qui limite l'analyse du comportement réel de la GADA en pratique. Dans cette optique, on propose dans cette thèse d'utiliser la commande robuste par mode glissant appliquée simultanément sur les deux

convertisseurs d'électronique de puissance pour commander les puissances active et réactive de la GADA.

La particularité de la commande proposée réside dans le fait que la loi de commande proposée est formulée dans un référentiel fixe au lieu d'être formulée dans un référentiel synchrone comme dans le cas de la commande vectorielle classique.

Pour la partie expérimentale, on a réalisé un banc d'essai constitué de la GADA, une machine à courant continu (MCC) pour émuler l'éolien et un prototype de contrôle. Ce dernier a été réalisé en laboratoire, ce qui permet une plus grande flexibilité lors de l'implémentation de la loi de commande en temps réel. En effet, une attention particulière a été consacrée à l'instrumentation, à la programmation et à la méthodologie d'implantation.

1.6 Les grandes lignes de la thèse

Cette thèse se divise en sept chapitres suivis d'annexes permettant de suivre la démarche poursuivie tout au long du travail. Le premier chapitre introductif est suivi par le deuxième chapitre dans lequel on résume quelques aspects déjà traités dans la littérature et qui ont un lien direct avec le sujet principal.

Le chapitre 3 porte sur la modélisation et la commande vectorielle de la GADA, plus spécifiquement celle avec orientation du flux statorique. Cette technique est bien connue dans la littérature, notamment pour sa dépendance aux paramètres du système. Elle sera néanmoins un outil de familiarisation au contrôle de la GADA.

Le chapitre 4 est consacré à l'étude du convertisseur côté réseau. Ici, on considère principalement que le convertisseur fonctionne en mode bidirectionnel alternatif/continu (AC/CC).

Dans le chapitre 5, nous abordons la technique de commande par mode glissant, mieux connu sous l'abréviation SMC (*Sliding Mode Control*). Cette loi de commande est élaborée par rapport à un référentiel stationnaire pour chaque convertisseur. Par la suite, le comportement de la GADA associée aux deux convertisseurs est présenté et analysé moyennant les résultats de simulations.

Le chapitre 6 aborde la partie expérimentale où on présente les détails de l'implémentation pratique des lois de commandes développées. Les deux aspects, le matériel et la programmation de la maquette réalisée, sont détaillés dans le but de réaliser un banc d'essai global.

Le chapitre 7 est consacré aux résultats issus de l'implantation de la loi de commande pour les deux convertisseurs d'électronique de puissance, soit le convertisseur côté rotor de la GADA et le convertisseur côté réseau.

À chaque chapitre, lorsque nécessaire, les résultats obtenus sont présentés et analysés. En plus, les problèmes qui sont survenus et les solutions possibles sont discutés.

CHAPITRE 2

ÉTAT DE L'ART

2.1 Introduction

Les structures des systèmes éoliens sont de plus en plus performantes. Outre les caractéristiques mécaniques de l'éolienne, l'efficacité de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique est très importante. Là encore, de nombreux dispositifs existent et, pour la plupart, utilisent des machines synchrones et GADA. Cette dernière représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements de forte puissance notamment ceux exigeant un domaine de fonctionnement étendu à puissance constante.

La GADA, grâce à sa double alimentation, offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement. Ainsi, elle présente de bonnes performances, soit en fonctionnement survitesse, soit en fonctionnement à basse vitesse. L'ensemble convertisseur-machine-commande permet désormais d'allier souplesse, précision et fiabilité, aux impératifs actuels d'économie d'énergie. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique ont permis de développer plusieurs approches de commande pour maîtriser en temps réel le fonctionnement des machines électriques.

Les stratégies de commande de ces machines et leurs éventuelles interfaces de connexion au réseau doivent permettre de capter l'énergie sur une plage de variation de vitesse du vent la plus large possible et d'améliorer la rentabilité des installations éoliennes. L'avancement des recherches dans ce domaine est justifié par les abondantes découvertes publiées. Particulièrement ces dernières décennies, de nombreuses recherches abordent différents aspects dans le domaine des éoliennes à GADA, dont les technologies de topologie utilisées, les stratégies de commande adoptées et l'intégration au réseau électrique.

Dans cette partie du travail, nous présentons un résumé sous forme d'état de l'art, qui va constituer un point d'entrée pour notre travail. Après la présentation de la situation actuelle et de la nouvelle tendance dans le domaine des aérogénérateurs, on expose quelques travaux effectués concernant principalement la commande de la GADA. Par la suite, on expose quelques travaux concernant la commande du convertisseur côté réseau.

2.2 Situation actuelle de l'énergie éolienne

En 2017, la puissance totale installée en énergie éolienne dans le monde a augmenté de 51 GW pour atteindre un total de 539.2 GW à la fin de l'année, comme le démontre la figure 2.1 [12]. Selon les prévisions du *Global Wind Energy Industry (GWEC)*, la capacité mondiale éolienne pourrait atteindre 817 GW en 2021, soit 51.6 % de plus qu'en 2017.

En août 2018, la puissance éolienne en place au Canada était de 12 796 MW, soit assez pour combler 6 % des besoins en électricité du pays et alimenter chaque année plus de trois millions de foyers. Selon l'Association canadienne de l'énergie éolienne, la production d'énergie éolienne au Canada devrait passer à plus de 15 000 MW en 2020, soit l'équivalent de 10,84 % de la production totale d'énergie du pays [13].

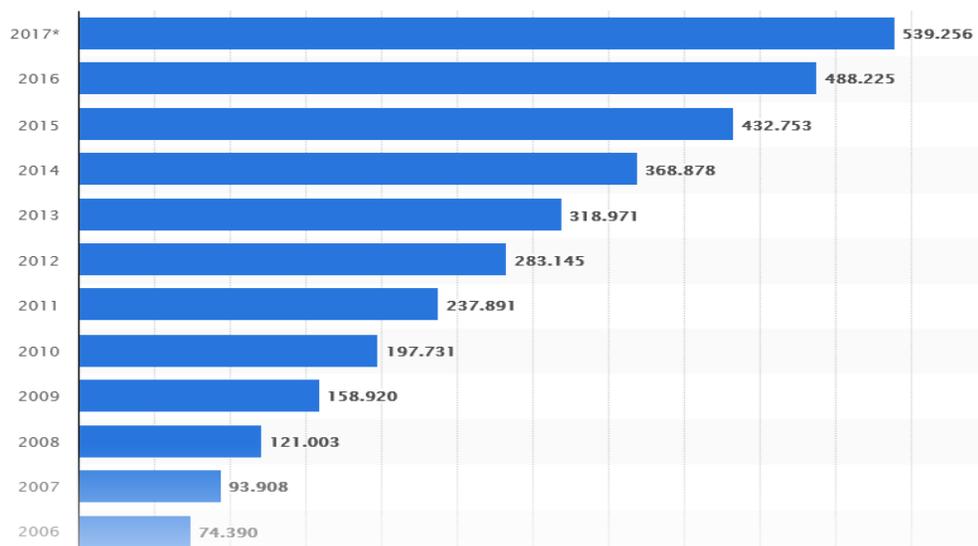


Figure 2.1: Énergie éolienne globale installée dans le monde [12]

Le Québec a mis en service des projets totalisant 372 MW selon les statistiques de l'année 2017, et il a terminé l'année avec un total cumulatif de 3 882 MW d'énergie éolienne sur son réseau (figure 2.2). La province conserve ainsi son titre de deuxième marché éolien au Canada, après l'Ontario qui a une puissance installée totale de 5 076 MW [13].

La figure 2.3 présente les principaux éléments constitutifs d'un aérogénérateur à axe horizontal utilisant la GADA, ainsi que leur disposition spatiale. L'ensemble de la chaîne de conversion fait appel à des domaines très divers et pose des problèmes aérodynamiques, mécaniques, électriques et d'automatisation. L'éolienne fonctionne sur le principe du moulin à vent. Cependant, la conversion de l'énergie mécanique (rotation des pales sous l'effet du vent) en énergie électrique nécessite des systèmes très complexes.

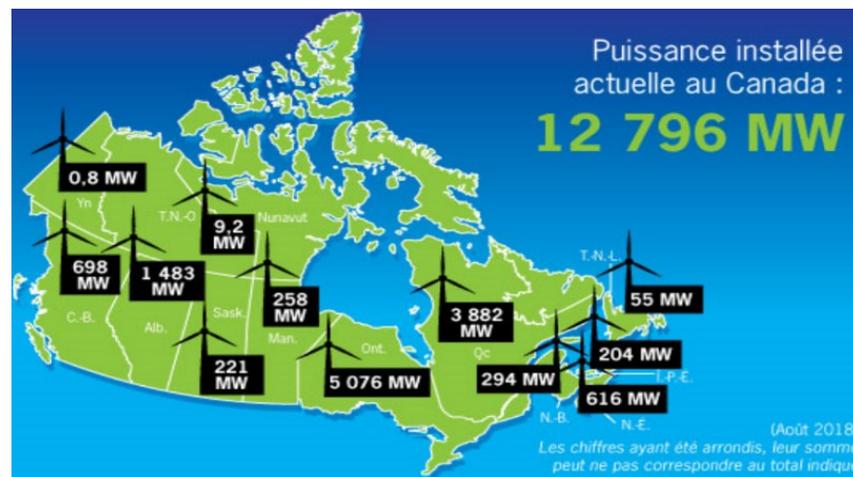


Figure 2.2 : Puissance éolienne au Canada en 2017 [13]

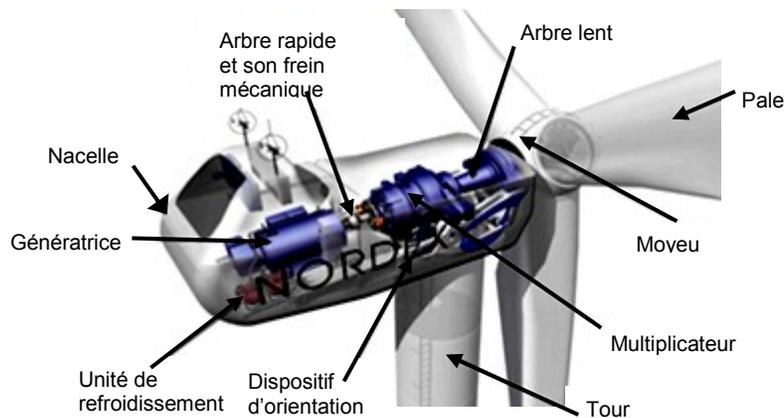


Figure 2.3 : Composants typiques d'une éolienne (de Nordex) [14]

À l'intérieur de la nacelle, les pales tournent lentement et entraînent un axe lui-même connecté à un multiplicateur qui va entraîner le rotor de la GADA. C'est ce dernier qui va produire une tension alternative au stator de la machine. L'évolution des différentes technologies des éoliennes les plus récentes est bien détaillée par plusieurs auteurs, tel que mentionné dans les références suivantes : [9], [15], [16]. Or, les références [17], [18], [19] présentent principalement les détails du fonctionnement et de la commande de la GADA dans les systèmes éoliens.

2.3 Tendances actuelles dans le domaine des aérogénérateurs

La majorité des systèmes éoliens utilise un multiplicateur de vitesse afin d'adapter la vitesse d'éolien à la vitesse de la machine électrique. Le multiplicateur de vitesse permet, outre l'adaptation de vitesse, d'avoir une certaine élasticité entre ce qui se passe côté entrée (source primaire fluctuante) et côté sortie (génératrice et réseau). Ceci n'est pas sans conséquences, puisque la majeure partie de la maintenance sur ces structures concerne le multiplicateur de vitesse, qui subit des contraintes importantes [20], [21]. Certains constructeurs ont donc cherché à le supprimer pour le remplacer par un système dit à attaque directe. Toutefois, ceci impose à la génératrice électrique de tourner à la même vitesse que la turbine, ce qui implique un nombre important de paires de pôles, donc une machine spécifique. Enfin, certains constructeurs ont commencé à proposer récemment des structures intermédiaires composées d'un multiplicateur à rapport réduit et d'une génératrice au volume moins important [22].

Ainsi, Il existe toute une panoplie de topologies de chaînes de conversion électromécanique applicables aux aérogénérateurs (figure 2.4). En fait, une vaste gamme de topologies à vitesse fixe et variable utilisant la machine asynchrone standard (MAS à rotor à cage), la machine synchrone (MS) ou la GADA.

La topologie qui utilise la MAS (figure 2.4a) exige un fonctionnement en mode hyper-

synchrone. Pour assurer un fonctionnement stable du dispositif, la génératrice doit conserver une vitesse de rotation proche du synchronisme. Toutefois, si le glissement devient trop important, les courants statoriques de la machine augmentent et peuvent devenir destructeurs. Lorsque la machine se connecte directement au réseau, la configuration devient beaucoup plus simple, ce qui permet de limiter l'entretien de la machine. Ce type de convertisseur électromécanique est toutefois consommateur de l'énergie réactive nécessaire à la magnétisation du rotor de la machine, ce qui détériore le facteur de puissance global du réseau. Par ailleurs, celui-ci peut être amélioré par l'adjonction de capacités qui deviennent la seule source de puissance réactive dans le cas d'un fonctionnement autonome de l'éolienne [23].

Or, l'exigence d'une vitesse de rotation constante (proche de la vitesse de synchronisme) par la MAS réduit l'efficacité de l'éolienne à des vitesses de vents élevées. Pour que la MAS fonctionne à vitesse variable, elle peut être connectée au réseau par l'intermédiaire d'un dispositif électronique de puissance composé de deux convertisseurs CA/CC afin de découpler la fréquence du réseau de la fréquence variable des courants de la machine. Avec une telle structure, les fluctuations rapides de la puissance générée peuvent être filtrées par le lien de la tension continue qui sépare les deux convertisseurs [2].

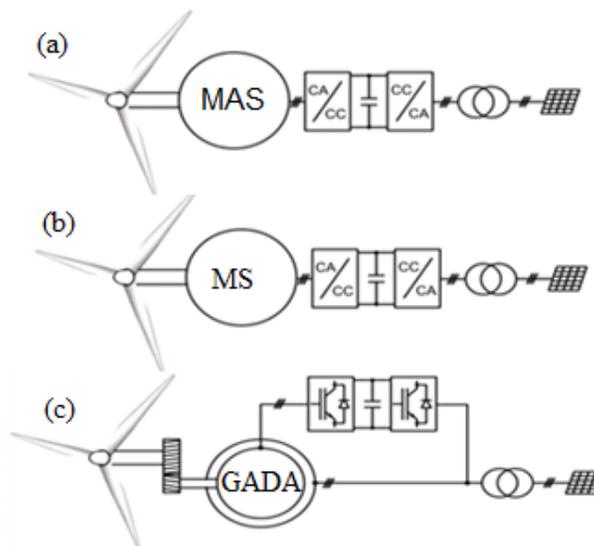


Figure 2.4 : Topologies d'aérogénérateurs utilisées actuellement

Selon la littérature, la production d'énergie d'une éolienne à vitesse variable est plus importante comparativement à une éolienne à vitesse fixe. De plus, l'entraînement de la machine à vitesse variable participe à la réduction des contraintes de la structure mécanique avec diminution du bruit [3], [24], [25]. Cependant, une puissance de dimensionnement égale (ou supérieure) à la puissance nominale de l'installation augmente significativement le coût et les pertes au niveau des convertisseurs d'électronique de puissance, ce qui diminue la fiabilité de système éolien [26]. Ainsi, ces inconvénients présentent un vrai obstacle pour l'utilisation de la MAS dans les systèmes éoliens ce qui justifie la limite de son exploitation à moyenne puissance [27].

À l'échelle de grandes puissances, une des grandes questions actuelles dans la littérature sur les chaînes de conversion électromécanique des aérogénérateurs, concerne la comparaison des performances de la topologie à entraînement direct utilisant la MS (figure 2.4b) et de la topologie utilisant la GADA (figure 2.4c).

Comme les vitesses de rotation des turbines éoliennes de forte puissance sont relativement lentes, la génératrice synchrone présente un nombre élevé de pôles. Similaire au MAS, le convertisseur de puissance gère la totalité de la puissance entre le réseau et la MS, tout en assurant une fréquence constante du côté réseau et une fréquence variable du côté génératrice. Pour que cette topologie soit intéressante, du point de vue de la minimisation de la masse totale de la nacelle de l'aérogénérateur, il est préférable que l'excitation du rotor de la MS soit réalisée avec des aimants permanents. En contrepartie, ceci peut augmenter le coût initial de la génératrice. Actuellement, plusieurs recherches sont en cours sur les topologies optimales de la génératrice à aimants permanents qui permettent de réduire la masse et le coût [15], [28].

La topologie de la GADA présentée à la figure 2.4c présente un stator analogue à celui des machines triphasées synchrone ou asynchrone à cage. Ce stator est donc constitué le

plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. La particularité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement, car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écurie, mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques. Ainsi, le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator raccordé en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague permettant une connexion externe des bobinages au rotor [5], [11], [15], [22]. Cette topologie, connue sous le nom de son inventeur Arthur Scherbius, consiste à connecter les enroulements du rotor au réseau électrique par l'intermédiaire de deux convertisseurs électroniques réversibles en puissance de type quatre quadrants. Les premiers travaux de recherche sur l'optimisation de cette topologie ont vu le jour au début des années 1990. En effet, l'avancement de l'électronique de puissance a permis d'utiliser une structure de convertisseur indirect utilisant deux onduleurs de tension reliés par un étage à courant continu (CC) de type capacitif. Les avantages importants de cette topologie de convertisseur de puissance ont mené rapidement à son emploi généralisé dans les systèmes éoliens les plus utilisés actuellement [5], [22]. Des études détaillées concernant la fiabilité des différents éléments constitutifs des aérogénérateurs utilisant cette topologie sont présentées dans [22], [29], [28].

2.4 Performances et commande de la GADA

Tel que mentionné précédemment, le principal avantage de la GADA, et ce qui l'a rendue populaire, est l'équipement électronique de puissance qui traite une fraction de la puissance totale du système. Comme le montre la figure 2.5, l'interface d'électronique est constituée de deux convertisseurs de tension à interrupteurs qui peuvent être commandés à la fermeture et à l'ouverture, et qui fonctionnent indifféremment en mode redresseur ou onduleur. En dehors de la réduction des coûts, les pertes dans les équipements électroniques de puissance de la GADA peuvent être réduites comparativement aux pertes dans les équipements électroniques d'un système avec une MS à entraînement direct [6].

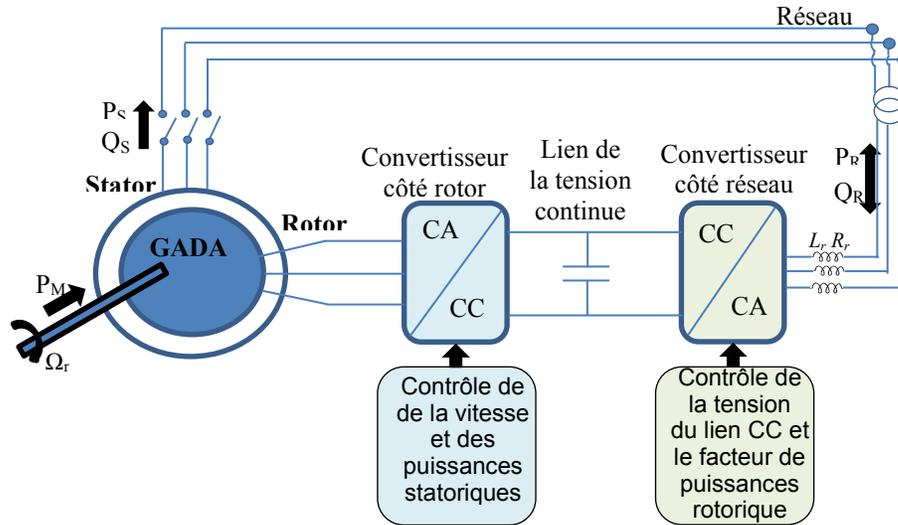


Figure 2.5 : Connexion de la GADA au réseau

Les références [8], [30] et [31] font partie des premiers travaux sur la topologie récente de la GADA, présentée dans la figure 2.5. Puisque le stator est directement connecté au réseau, la vitesse synchrone de la machine est fixée par la fréquence des tensions au rotor. Cependant, à l'opposé de la machine asynchrone à cage, il existe théoriquement une grande plage de points d'opérations couple-vitesse, ce qui permet le fonctionnement à couple-vitesse variable dans les quatre quadrants [5].

Lorsque la machine se trouve intégrée dans un réseau électrique, le principal objectif du contrôleur est de commander les puissances active et réactive statoriques de la GADA. Hormis la maîtrise du facteur de puissance, le but est d'améliorer les performances vis-à-vis de la robustesse, la stabilité du système global et la qualité de l'énergie échangée entre la GADA et le réseau électrique.

Dans la topologie du système de la figure 2.5, on constate que le fonctionnement de la GADA connectée au réseau nécessite une attention particulière. Ainsi, la tendance de la recherche actuelle est l'étude de l'intégration et de l'interaction des éoliennes avec le réseau électrique en tenant compte de leurs problèmes de fonctionnement en présence de

perturbations électriques. Cet aspect a été étudié par de nombreux auteurs dont la plupart étaient portés sur les sujets de la qualité d'énergie, de stratégies de contrôle et d'intégration de nouveau matériel sur le système éolien. Un grand nombre de champs d'intérêt concernant la GADA est présenté dans la revue de littérature de plusieurs études notamment dans les références [9], [18], [22].

L'objectif principal du système de contrôle d'une GADA est de maximiser la rentabilité de la production d'énergie échangée avec le réseau. Les travaux portent généralement sur le fonctionnement, la topologie, la modélisation et la stratégie de commande, et peuvent être classés comme suit [5], [17], [20], [32], [33] :

- étude des performances sur le fonctionnement de la GADA, la modélisation et la stabilité ;
- réduction des contraintes mécaniques, en particulier celles résultant des pulsations de couple provoquant des pannes coûteuses du multiplicateur de vitesse ;
- amélioration de la qualité de l'énergie en lissant la puissance échangée avec le réseau, et en réduisant les fluctuations de tension au point d'interconnexion au réseau ;
- topologies et dimensionnement des convertisseurs de puissance ;
- stratégies de contrôle telles l'orientation du flux, la commande directe des puissances, les lois de commande intelligentes;
- estimation des différents paramètres de la machine ;
- conformité avec les codes de réseau récents et support du réseau lors de situations critiques comme les perturbations du réseau ;
- intégration de la GADA dans le réseau électrique.

La présence des convertisseurs au rotor rend le contrôle de la GADA plus compliqué que celui d'une machine asynchrone à cage. En revanche, ceci offre des possibilités de contrôle extrêmement utiles et une grande souplesse vis-à-vis des modes de fonctionnement. En effet, la commande du convertisseur côté rotor de la GADA permet le contrôle de la puissance générée au stator. Ainsi, il s'agit en fait de contrôler le couple de la génératrice afin

d'obtenir la vitesse de rotation désirée. Or, étant donné que la dynamique des grandeurs électriques est plus rapide que celle des grandeurs mécaniques, il est avantageux de contrôler la machine par une structure de régulation en cascade avec des boucles imbriquées [8].

La littérature nous apporte beaucoup de solutions applicables à la commande de la GADA. Notre étude se limite à la citation de quelques travaux liés à l'aspect contrôle des puissances active et réactive de la GADA. Il existe essentiellement deux grandes familles distinctes de techniques visant à contrôler le facteur de puissance statorique de la machine. La première utilise l'orientation du flux statorique de la machine, alors que la deuxième dite commande directe est basée sur la modulation vectorielle ainsi que des boucles internes de régulation à hystérésis.

La commande vectorielle (*Vector Control, VC*) par l'orientation du flux statorique est la technique de commandes la plus utilisée conjointement à l'utilisation d'un référentiel généralement tournant [8], [9], [6]. Etant donné que la GADA est utilisée à l'échelle de grande puissance, la résistance du stator devient relativement très petite (par rapport à la machine d'une petite puissance), elle peut être donc négligée. De ce fait, l'orientation du flux statorique peut être remplacée par une orientation de la tension statorique [34]. Cette technique de commande vectorielle constitue toujours un point d'entrée pour la conception et pour l'analyse des différents modes de fonctionnement. Elle est apparue grâce aux travaux de R. H. Park dans lesquels il introduit un changement de variables pour le modèle mathématique de la machine électrique [35]. Le but est d'éliminer les inductances variables dans le temps des équations dynamiques, en tenant compte de quelques hypothèses simplificatrices. Ainsi, en considérant le système équilibré des tensions, le changement de variables transforme le système triphasé en un système biphasé possédant deux composantes : directe et indirecte [8].

Dans un référentiel synchrone, le découplage des courants rotoriques mène à un découplage des puissances active et réactive. En effet, dans le cas d'une orientation du flux statorique de la GADA, la composante en quadrature du courant contrôle la puissance active et la composante directe contrôle la puissance réactive. Cette dépendance est le contraire dans le cas d'une orientation de la tension statorique [36]. Cependant, la performance de la régulation qui utilise des correcteurs de type proportionnel-intégral (PI) repose fortement sur la connaissance précise des paramètres de la machine. Or, la dépendance vis-à-vis de la variation paramétrique dégrade les performances de la commande lors de la variation des paramètres électriques et mécaniques de la GADA [8], [22], [37], [38].

Les commandes de la deuxième famille sont relativement récentes et ont fait leur apparition dans les années 1980 sous le nom de *Direct Torque Control* (DTC) [39]. Ce type de commande est capable de contrôler à la fois le couple de la machine ainsi que son flux d'une manière encore plus précise, plus rapide et plus robuste, comparativement à la commande vectorielle, et ce, avec un algorithme de contrôle simplifié et moins dépendant des paramètres de la machine [40]. La commande directe de puissance (DPC) suit la même philosophie que celles du DTC. Elle a le mérite d'être plus avantageuse pour la commande des puissances de la GADA, ayant une complexité de calcul faible, une réponse transitoire rapide et une faible dépendance du modèle de la machine [40], [41]. Cependant, à l'opposé de la commande vectorielle, les états des interrupteurs de puissance sont déterminés instantanément par la comparaison des références avec les mesures sans recourir à la modulation par largeur d'impulsion. Ainsi, bien que cette commande soit moins dépendante des paramètres du système, il lui manque la souplesse qui caractérise la commande vectorielle [9], [42].

Comme alternative aux types de commande basés sur la VC et le DTC, et dans l'objectif d'améliorer les performances de la commande, plusieurs types de commande sont appliqués sur la GADA. Parmi ces techniques, la commande dite de contrôle prédictif (*Model Predictive Control*, MPC) est considérée comme une technique de commande avancée de

processus automatiques [43], [44]. [45], [46]. L'idée principale de ce type de commande est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin de prédire le comportement du procédé, d'élaborer une séquence optimale de commandes anticipées satisfaisant les contraintes et minimisant une fonction coût, d'appliquer le premier élément de la séquence optimale sur le système et de répéter la procédure complète à la prochaine période d'échantillonnage [47]. Cette technique est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants, des réponses inverses et de nombreuses perturbations.

La commande prédictive a connu une grande évolution depuis son apparition à partir des années 1970. En fait, de multiples stratégies prédictives (*Dynamic Matrix Control –DMC–*, *Extended Prediction Self-Adaptive Control –EPSAC–*, *Generalized Predictive Control –GPC–*, *Predictive Functional Control –PFC–*, etc.) ont prouvé leur capacité à garantir des performances accrues pour différents systèmes. Bien que la méthode ait fait preuve d'une grande réussite, elle s'applique beaucoup plus dans le domaine des systèmes lents qui ne nécessitent pas obligatoirement de très grandes fréquences d'échantillonnage, comme dans le cas du domaine des procédés chimiques. Or, pour les systèmes rapides échantillonnés à haute fréquence comme dans le cas de la machine électrique, la solution numérique en ligne du problème d'optimisation peut être impraticable à cause du temps d'exécution exigé par la commande en temps réel. Au cours des dernières années, plusieurs chercheurs se sont intéressés à trouver une solution à cet inconvénient principal de la commande MPC [45], [48], [49], [50].

En plus de la commande prédictive, les commandes de type intelligent sont aussi appliquées sur la GADA comme le montrent les références [51], [52]. En effet, les auteurs utilisent une commande adaptative, la logique floue et les réseaux de neurones pour la régulation des puissances de la GADA. Les résultats font preuve de très bonnes performances en termes de régulation des puissances. D'autres auteurs proposent la commande de type

algorithme génétique qui est utilisée également afin d'améliorer le comportement dynamique de la GADA [53].

Conjointement aux différents types de commande qui ont connu un essor considérable durant les dernières décennies, la commande dite par mode glissant (*Sliding Mode Control*, *SMC*) trouve une bonne place dans la littérature. La théorie de ce type de commande a été étudiée et développée lors des années 1960 en Union soviétique, d'abord par le professeur Emelyanov et ensuite par d'autres collaborateurs comme Filippov, et Utkin [54]. Depuis, le spectre de son utilisation a été élargi à une plus grande classe de systèmes comprenant les systèmes linéaires, non linéaires, discrets, multi variables et modèle imprécis.

Ce n'est qu'à partir des années 1980 que la commande par mode glissant est devenue intéressante et attrayante, conjointement à l'avancement de l'électronique de puissance. Ainsi, elle a gagné une grande popularité en raison de sa simplicité et de son efficacité. En effet, il s'agit d'une commande non linéaire basée sur la commutation d'une fonction des variables d'état. De ce fait, les commutations sont utilisées pour créer une hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques, tant que les conditions du régime glissant sont assurées [54], [55].

La commande par mode glissant est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des machines électriques en tant que systèmes non linéaires ayant un modèle imprécis. La référence [56] compte parmi les travaux qui traitent de la loi de commande par mode glissant appliqué sur la GADA en vue d'améliorer la qualité de l'énergie éolienne. Dans cette référence, les deux techniques de commande directe et indirecte des puissances sont bien détaillées. La démarche utilisée pour l'implantation de la loi de commande mène uniquement à quelques résultats très primitifs concernant les régulateurs PI.

En effet, l'utilisation du contrôleur ADSP-BF527 pour entrainer la GADA n'était pas avantageux vis-à-vis de la commande d'un convertisseur d'électronique de puissance. De plus, l'auteur s'intéresse uniquement à la commande du convertisseur côté rotor de la machine en négligeant l'utilisation et la commande d'un convertisseur côté réseau, comme c'est le cas dans la plupart des travaux en littérature. Aussi, la théorie de la loi de commande par mode glissant était proposée comme alternative de PI pour réguler le facteur de puissance au stator de la machine. Le but était d'utiliser la technique du mode glissant pour améliorer la qualité d'énergie échangée avec le réseau par la machine. Ainsi, l'auteur met l'accent sur l'étude de la GADA comme un filtre actif et en tant que système de stockage, moyennant une série de simulations effectuées sur le logiciel MATLAB [6], [37], [33].

Dans la pratique, l'utilisation de la commande par mode glissant a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande, qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations, soit

- l'augmentation de la fréquence de commutation ;
- la commande continue dans une bande autour de la variété de glissement ;
- la décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une commande discontinue de haute fréquence ;
- la méthode de la couche limite dans laquelle la composante discontinue de la commande est remplacée au voisinage de l'hyper surface de glissement par une fonction continue [55], [57].

En régime normal de fonctionnement comme en régime perturbé, la commande par mode glissant est considérée parmi les techniques avancées utilisées pour les systèmes non linéaires. Ainsi, cette commande peut contribuer significativement à améliorer le comportement dynamique de la machine électrique. De plus, elle est très appropriée pour le contrôle des convertisseurs d'électronique de puissance [55]. Dans la littérature, on trouve des références

qui montrent également l'efficacité de la commande en régime transitoire faisant suite à un défaut triphasé dans le réseau [42], [33], [58]. La comparaison avec les régulateurs PI à l'aide de simulations met en évidence les performances de la SMC en termes de simplicité et de robustesse.

D'autre part, même si les différentes stratégies de commande proposées dans la littérature sont efficaces autant en régime permanent qu'en régime transitoire, elles sont néanmoins toujours dépendantes de l'angle de transformation de Park. Sachant que la commande par mode glissant appliquée sur la GADA utilise le même principe de découplage que la commande vectorielle, elle est formulée selon les deux axes d et q issus de la transformation de Park. Cette méthodologie de formulation rend la loi de commande très dépendante de l'angle des tensions d'alimentation. Or, l'estimation de l'angle électrique avec une précision suffisante constitue la principale difficulté lors de l'application des transformations trigonométriques de Park.

L'estimation de cet angle est généralement réalisée à travers une boucle de verrouillage (PLL), tel que mentionné dans le chapitre précédent. Cependant, cette méthode présente un grand inconvénient, particulièrement lors de la réalisation pratique, à cause de la grande dépendance de cet angle à la tension du réseau [59]. Ainsi, la loi de commande devient très sensible aux perturbations qui peuvent être produites dans le réseau auquel la machine est connectée.

Plusieurs chercheurs se sont intéressés aux améliorations des techniques d'estimation de l'angle des tensions. Même si les techniques proposées ont réussi à rendre la technique de commande plus robuste, elles compliquent davantage la loi de commande lors de l'implémentation expérimentale.

Comme alternative, les références [57], [60] et [61] proposent une méthodologie pour la formulation de la loi de commande dans un référentiel stationnaire, au lieu de passer par un référentiel synchrone. Cette stratégie rend la loi de commande beaucoup plus robuste, plus simple du point de vue implémentation, et ne nécessite aucune synchronisation. De plus, avec le grand gain issu de la loi de commande du mode glissant, la machine peut surmonter un court-circuit sur le réseau (de courte durée) pour revenir à son état initial de fonctionnement sans déconnection de la génératrice du réseau. En effet, la variation de la valeur du gain agit sur le temps de réponse du système ce qui influence le suivi des références des puissances et, par conséquent, améliore le comportement de la GADA en régime transitoire [57], [62].

2.5 Commande du convertisseur côté réseau

Dans le but d'assurer une commande entière pour le système machine-convertisseurs, la commande du convertisseur côté réseau devient très importante, voire indispensable, pour assurer l'échange bidirectionnel de la puissance de glissement entre la machine et le réseau. La figure 2.6 présente le schéma de connexion usuel pour le convertisseur CA/CC à modulation de la largeur d'impulsion (MLI) vectorielle. Cette topologie est une solution de plus en plus intéressante en raison de plusieurs avantages tels que :

- faible distorsion harmonique du courant du réseau ;
- maîtrise du facteur de puissance ;
- puissance bidirectionnelle ;

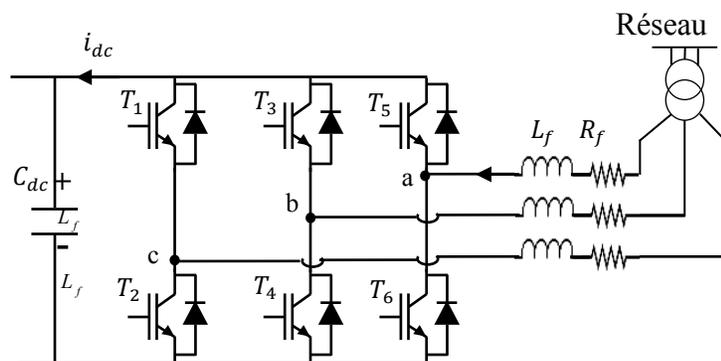


Figure 2.6 : Topologie du convertisseur côté réseau

- régulation de la tension côté continu et des puissances active et réactive ;
- compensation des harmoniques dans le réseau.

Grâce à l'évolution des dispositifs semi-conducteurs et à l'avancement des techniques numériques au cours des dernières années, plusieurs méthodes de commande ont été développées pour les convertisseurs d'électronique de puissance, ce qui offre la possibilité de l'implémentation des algorithmes de contrôle plus sophistiqués [5], [61], [63]. Le but est de faire fonctionner le convertisseur adopté à haut rendement énergétique, et absorber un courant ayant un minimum de distorsion harmonique. Il est également indispensable que le convertisseur parvienne à maintenir un fonctionnement adéquat en régime permanent sur toute la plage de fonctionnement, variant du fonctionnement à vide jusqu'à la puissance nominale. De plus, en régime transitoire, il doit atteindre les performances désirées sous différentes perturbations de la source d'alimentation et des variations paramétriques. Pour y arriver, un choix judicieux d'une ou de plusieurs techniques de commande s'impose.

Comme le montre la figure 2.6, le convertisseur côté réseau est généralement configuré pour opérer une régulation de la tension du lien CC et du facteur de puissance côté réseau, quel que soit le mode d'opération de la GADA. De plus, les nouveaux codes de réseaux électriques exigent des normes spécifiées pour la connexion au réseau des sources d'énergie renouvelable, ce qui nécessite plus de capacité et de flexibilité pour contrôler le système dans différentes conditions de fonctionnement [64].

Afin de satisfaire les exigences de la commande en terme de robustesse et d'efficacité, de nombreuses études pertinentes ont été proposées dans la littérature [65]. Généralement, les lois de commande sont élaborées en se basant sur l'une des deux grandes familles de commande pour le convertisseur CA/CC, à savoir la commande vectorielle et la commande directe des puissances. La commande des puissances de type directe utilise généralement des régulateurs non linéaires à hystérésis et des tables de commutation [66]. L'avantage

majeur de cette commande est la réponse rapide et la robustesse par rapport à la variation des paramètres. Cependant, les principaux inconvénients de ce type de contrôle sont la commutation variable et la présence de taux de distorsion harmonique considérables. En revanche, les méthodes basées sur l'orientation de la tension du réseau [67], [32] ou l'orientation du flux virtuel [68] sont les stratégies de commande les plus populaires. Avec une méthodologie similaire à la commande de la GADA, l'orientation de la tension ou flux (virtuel) est utilisée pour régler les puissances active et réactive directement ou indirectement à travers les courants, comme le montrent les références [69], [70].

Dans le cas de la commande indirecte, les puissances active et réactive sont utilisées pour obtenir les références des courants actif et réactif, respectivement (selon les deux axes d et q). Par la suite, le régulateur PI agit directement sur les erreurs issues de la différence entre les consignes désirées et celles mesurées. Le succès de cette stratégie repose sur la simplicité de sa mise en œuvre. Cependant, l'utilisation des régulateurs PI rend la régulation imprécise, et peut même devenir instable dans certaines conditions de fonctionnement [71].

Une autre méthode basée sur la commande prédictive des puissances est proposée par quelques références [72], [73], [74]. Pour cette commande, tel que mentionné précédemment dans la section 2.4, la tension appliquée par le convertisseur est sélectionnée à travers la minimisation d'une fonction de coût basée sur un modèle prédictif.

Par ailleurs, similairement à la stratégie de la commande par mode glissant utilisée pour la GADA, le convertisseur côté réseau pourrait être commandé avec le même type de commande. En effet, la référence [63] propose une commande basée sur le mode glissant formulée dans un référentiel stationnaire au lieu d'un référentiel synchrone. Cette commande met en évidence de bonnes performances comme le démontrent les auteurs. Cependant, étant donné qu'elle est basée sur des commutations entre deux états différents, l'inconvénient majeur de ce type de commande est lié aux problèmes engendrés par les commutations à

hautes fréquences [55]. Ce phénomène, dit *chattering*, est lié principalement aux commutations des interrupteurs d'électronique de puissance. Or, l'avancement de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique nous a permis, ces dernières années, d'atteindre facilement des fréquences de commutation très élevées, de quelques dizaines de kHz [69], ce qui diminue considérablement les obstacles liés aux commutations des interrupteurs d'électronique de puissance.

2.6 Conclusion

Après un rappel des différents types des machines électriques utilisées pour la production de l'énergie éolienne, dans ce chapitre, on s'est principalement intéressé à quelques travaux liés à la commande de la GADA. Il ressort tout de même de cette revue bibliographique que les études entreprises sur la GADA se sont majoritairement concentrées sur une topologie utilisant deux convertisseurs d'électronique de puissance en cascade, dimensionnés à une fraction de la puissance nominale de la machine. En plus de la puissance réduite des convertisseurs, le choix de cette topologie est justifié par la grande souplesse que présente la machine du point de vue de la reconfiguration.

Au cours de cette étude bibliographique, on a passé en revue quelques études concernant différentes variantes des types de commande appliqués sur la GADA. Plus précisément, nous avons fait un état de l'art des travaux qui ont retenu notre attention vis-à-vis du fonctionnement adopté, la technique de commande utilisée et les résultats obtenus.

Dans le but de maîtriser le facteur de puissance du côté stator et du côté rotor de la machine, la commande vectorielle associée à des régulateurs PI a servi comme une commande de base pour assurer le découplage entre les deux puissances active et réactive échangées avec le réseau. Plusieurs commandes sont proposées dans la littérature comme alternatives et, parmi elles, nous avons retenu la commande robuste par mode glissant.

CHAPITRE 3

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION

3.1 Introduction

Tel que mentionné précédemment, on retient dans notre travail la topologie usuelle de configuration pour la connexion de la GADA au réseau. Ainsi, le rotor de la GADA est connecté au convertisseur d'électronique bidirectionnel afin d'échanger la puissance dite de glissement avec le réseau. Bien que les deux convertisseurs soient identiques du point de vue réalisation et mode de commutation, leur commande diffère selon le mode de fonctionnement désiré. Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'élaboration de la commande pour le convertisseur côté rotor de la GADA. À cet effet, on présentera les détails sur le fonctionnement, la modélisation et la commande de la GADA.

Comme tout système dynamique, nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel de la GADA. Nous débuterons par une définition du modèle mathématique de la machine en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent le fonctionnement de la machine. Par la suite, à l'aide de la transformation de Park, on obtient un modèle de la GADA dans le référentiel biphasé noté usuellement (dq) . Ensuite, nous aborderons la commande vectorielle qu'est sélectionnée comme point d'entrée puisqu'elle constitue, en quelque sorte, une source de littérature classique. En tant que méthode la plus répandue, l'orientation du flux statorique de la GADA est utilisée pour réaliser le découplage des puissances active et réactive échangées avec le réseau. Enfin, les performances du modèle élaboré seront envisagées sous différentes conditions moyennant une série de simulations réalisées à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK.

3.2 Principe de fonctionnement et performances de la GADA

La GADA est identique à la machine asynchrone triphasée sauf que le rotor possède des enroulements, similaires à ceux du stator, connectés au réseau par l'intermédiaire d'un système redresseur – onduleur qui assure une alimentation à tension et fréquence variables. Cette topologie dite de Sherbius permet d'adapter la fréquence des courants rotoriques à celle du réseau électrique selon la vitesse de rotation imposée [8]. Les détails du principe de fonctionnement, la modélisation et le principe de la commande pour la structure se trouvent dans les références [5], [56]. Ainsi, on se limitera dans cette session à la présentation d'un résumé concernant le modèle électromécanique de la machine.

Selon le schéma de la figure 3.1, l'alimentation du rotor de la GADA est assurée par les deux convertisseurs bidirectionnels afin d'échanger la puissance dite de glissement avec le réseau. Cette structure utilise deux onduleurs de tension en cascades équipés d'IGBT et connectés par l'intermédiaire d'un lien CC. Ainsi, le contrôle d'écoulement de la puissance nous permet de fixer le point de fonctionnement désiré de la machine. En effet, la relation entre les puissances rotorique et statorique est donnée par [5]:

$$P_s \approx \frac{P_r}{g} \quad (3.1)$$

où g , P_s , P_r sont le glissement, la puissance statorique et la puissance échangée avec le rotor (nommée puissance de glissement), respectivement.

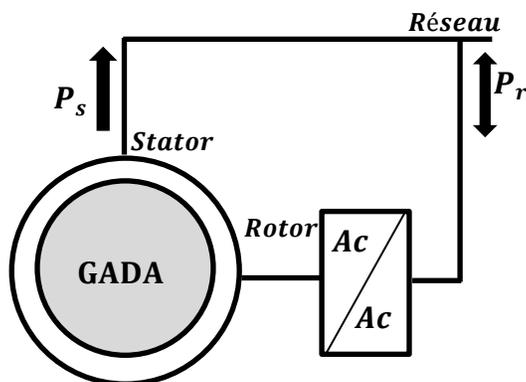


Figure 3.1 : Modes de fonctionnement de la GADA

Quand la vitesse rotorique est supérieure à la vitesse de synchronisme, le glissement et la puissance de glissement deviennent négatifs. Autrement dit, le convertisseur absorbe la puissance du rotor pour l'injecter au réseau selon le mode génératrice hyper-synchrone. Par contre, lorsque la vitesse est inférieure à la vitesse de synchronisme, le glissement et la puissance de glissement deviennent positifs. Ainsi, le convertisseur injecte la puissance dans le rotor selon le mode génératrice hypo-synchrone. De plus, la machine peut fonctionner en mode synchrone et se comporte exactement comme une machine synchrone. Ainsi, la relation des fréquences est donnée par [5] :

$$f_s = f_r + f_m \quad (3.2)$$

où f_s , f_r , f_m sont la fréquence statorique imposée par le réseau, la fréquence des grandeurs rotoriques imposée par le convertisseur et la fréquence de la vitesse mécanique de rotation du rotor, respectivement.

3.3 Modèle mathématique de la GADA

Comme tous les systèmes physiques qui nécessitent une modélisation, celle-ci permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations. On distingue deux modèles mathématiques qui représentent la machine, à savoir le modèle élaboré dans le référentiel abc (modèle triphasé) découlant des équations différentielles qui régissent le fonctionnement de la machine et le modèle issu de la transformation de Park ou de Concordia (modèle biphasé) utilisé couramment pour étudier les machines électriques.

La figure 3.2a représente l'enroulement statorique et l'enroulement rotorique triphasé de la GADA. Nous allons établir le modèle mathématique de la même manière que celui de la machine asynchrone (à rotor en court-circuit) en considérant la tension rotorique non nulle [5], [11], [56]. Ainsi, les hypothèses simplificatrices suivantes sont prises en compte :

- le circuit magnétique n'est pas saturé ;
- l'entrefer est constant ;

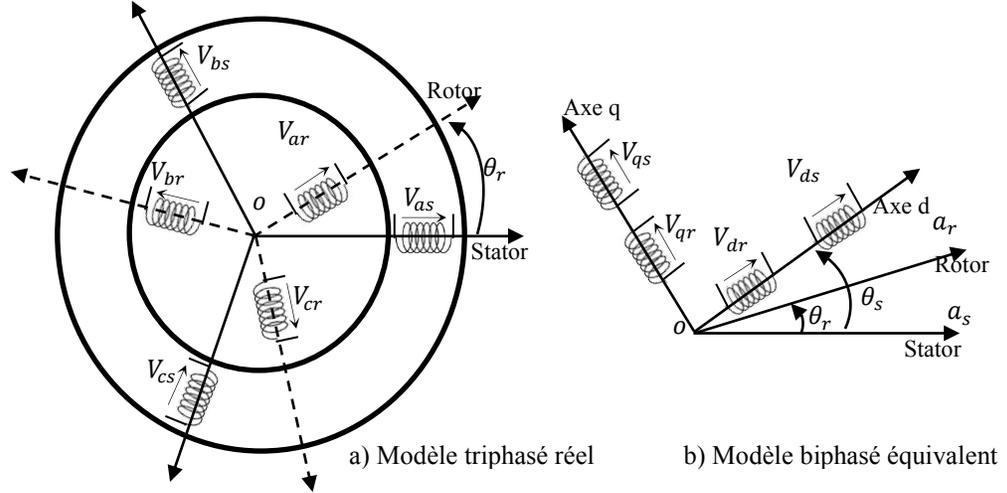


Figure 3.2 : Passage de système triphasé au système biphasé

- les pertes par courant de Foucault et par hystérésis sont négligées ;
- les paramètres de la machine sont constants ;
- la distribution des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.

Dans un repère triphasé, la GADA est représentée par les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques suivantes [5], [11], [56] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \end{cases} \quad (3.3)$$

Or, les flux statoriques et rotoriques s'expriment en fonction des courants, en faisant intervenir les différentes inductances comme suit :

$$\begin{cases} [\psi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\psi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}]^T[I_s] \end{cases} \quad (3.4)$$

où $[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$ et $[M_{sr}]$ sont les matrices d'inductances statoriques, rotoriques et mutuelles, respectivement [5], [56]. En remplaçant les expressions des flux de (3.4) dans les équations des tensions (3.3), les équations des tensions sous forme explicite deviennent :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}]\frac{d}{dt}[I_s] + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + [L_{rr}]\frac{d}{dt}[I_r] + \frac{d}{dt}([M_{sr}]^T[I_s]) \end{cases} \quad (3.5)$$

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés d'axes abc en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes dq créant la même force magnétomotrice (fmm). Puisque la composante homopolaire est choisie orthogonale au plan (dq), elle intervient uniquement pour équilibrer le système transformé. Comme le montre la figure 3.2b, les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans le même repère biphasé tournant dq . L'angle utilisé par la transformation de Park, appliqué aux grandeurs rotoriques, correspond à la différence : $\theta_e = \theta_s - \theta_r$. Cet angle peut s'écrire sous la forme intégrale suivante :

$$\theta_e = \int \omega_s dt - N_p \Omega \quad (3.6)$$

où la pulsation ω_s est issue d'une boucle à verrouillage de phase (PLL) calée sur les tensions statoriques, alors que N_p et Ω représentent le nombre de paires des pôles et la vitesse mécanique de rotation, respectivement. Une erreur dans le calcul ou dans la mesure de l'une de ces deux pulsations peut constamment s'intégrer, ce qui va faire que la commande n'est plus envisageable.

En appliquant la transformation de Park aux tensions et aux flux, nous obtenons le modèle électrique biphasé suivant [5], [11], [56] :

$$\begin{cases} [V_{dqs}] = [R_s][I_{dqs}] + \frac{d}{dt}[\psi_{dqs}] + \omega_s J [\psi_{dqs}] \\ [V_{dqr}] = [R_r][I_{dqr}] + \frac{d}{dt}[\psi_{dqr}] + (\omega_s - \omega_r) J [\psi_{dqr}] \end{cases} \quad (3.7)$$

avec $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$.

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Par ailleurs, la puissance mécanique convertie par la GADA conduisant à la réaction d'un couple électromécanique C_e s'écrit comme suit :

$$C_e = N_p \frac{M}{L_s} (I_{dr} \psi_{qs} - \psi_{ds} I_{qr}) \quad (3.9)$$

Or, l'équation dynamique qui lie le couple électromagnétique à la vitesse mécanique de rotation s'écrit :

$$J_G \frac{d\Omega}{dt} = C_r - C_e - C_{frt} \Omega \quad (3.10)$$

Où J_G est l'inertie de la machine, alors que C_r et C_{frt} représentent couple résistant et le coefficient de frottement, respectivement.

3.4 Contrôle vectoriel découplé des puissances active et réactive

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une MCC à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Cependant, au lieu de réaliser le découplage entre le flux et le couple électromagnétique, la commande de la GADA a pour but de contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Dans cette optique, on se base sur l'orientation du flux statorique pour mettre en évidence les relations entre les puissances statoriques et les tensions rotoriques générées par le convertisseur d'électronique de puissance côté rotor [5], [8], [11], [38], [56], [75].

Si on se base sur le modèle biphasé déjà établi, la méthode du flux orienté choisi, consiste à aligner l'axe d pour qu'il coïncide avec la direction du flux statorique. Comme le montre la figure 3.3, cette orientation nous permet d'écrire les deux composantes du flux comme suit :

$$\psi_{ds} = \psi_s \quad \text{et} \quad \psi_{qs} = 0 \quad (3.11)$$

Par conséquent, l'expression du couple électromagnétique devient donc

$$C_e = -N_p \frac{M}{L_s} I_{qr} \psi_s \quad (3.12)$$

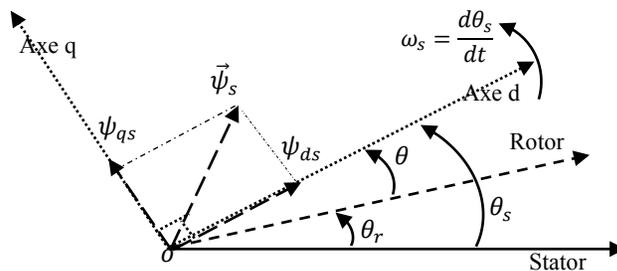


Figure 3.3 : Orientation du flux statorique de la GADA

Après l'alignement du flux selon l'axe d , le couple électromagnétique de la GADA devient uniquement dépendant du courant rotorique d'axe q . Or, si on néglige la résistance des enroulements statoriques, les équations des tensions statoriques se réduisent à :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\psi_{ds}}{dt} = 0 \\ V_{qs} = \omega_s \psi_{ds} = V_s \end{cases} \quad (3.13)$$

Par ailleurs, la relation entre les courants statoriques et rotoriques devient

$$\begin{cases} I_{ds} = -\frac{M}{L_s} I_{dr} + \frac{\psi_s}{L_s} \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad (3.14)$$

Le remplacement de (3.14) dans l'expression des flux rotoriques (3.8), donne les relations du flux suivantes :

$$\begin{cases} \psi_{dr} = L_r \sigma I_{dr} + \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \\ \psi_{qr} = L_r \sigma I_{qr} \end{cases} \quad (3.15)$$

où $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$ est le coefficient de dispersion. En tenant compte de l'équation (3.11), les puissances active et réactive s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} = V_s I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} = V_s I_{ds} \end{cases} \quad (3.16)$$

En remplaçant les composantes des courants statoriques direct et quadrature (3.14) par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive (3.16), on obtient :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} + V_s \frac{\psi_s}{L_s} \end{cases} \quad (3.17)$$

On constate que la puissance active devient uniquement dépendante de la composante quadrature du courant rotorique I_{qr} , alors que la puissance réactive est dépendante de la composante directe du courant rotorique I_{dr} à une constante près ($V_s \frac{\psi_s}{L_s}$).

Dans le cas d'une régulation des puissances dites indirectes, la régulation des courants selon les deux axes dq mène automatiquement à une régulation des puissances active et réactive.

Ainsi, l'expression (3.17) devient très utile pour déterminer les consignes des courants à partir des références des puissances imposées.

Afin de réaliser la régulation, l'expression des tensions de commande doit être exprimée en fonction des courants rotoriques. Ainsi, à partir des équations (3.15) et (3.7) on obtient l'équation (3.18) suivante :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \sigma \frac{dI_{dr}}{dt} - g \omega_s L_r \sigma I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \sigma \frac{dI_{qr}}{dt} + g \omega_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (3.18)$$

Ainsi, l'équation (3.18), associée à l'équation des puissances (3.17), représentent le modèle interne de la machine, et peuvent être traduites en schéma bloc comme le montre la figure 3.4. Comme on peut le constater sur cette figure, les tensions rotoriques et les puissances statoriques sont les entrées et les sorties du modèle de la machine, respectivement. Alors que, les deux termes $g \omega_s L_r \sigma I_{qr}$ et $g \omega_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s}$ représentent le couplage entre les axes d et q .

Comme le montre la figure 3.4, le schéma bloc fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes, liant les tensions rotoriques aux composantes du courant rotorique. Par conséquent, la commande vectorielle peut être réalisée en éliminant les termes de couplage ($g \omega_s L_r \sigma I_{qr}$ et $g \omega_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s}$) par compensation. Chaque axe peut être commandé indirectement et indépendamment avec chacun son propre régulateur PI. Les grandeurs de références pour ces régulateurs sont la composante directe du courant pour l'axe d rotorique, et la composante en quadrature du courant pour l'axe q rotorique [9].

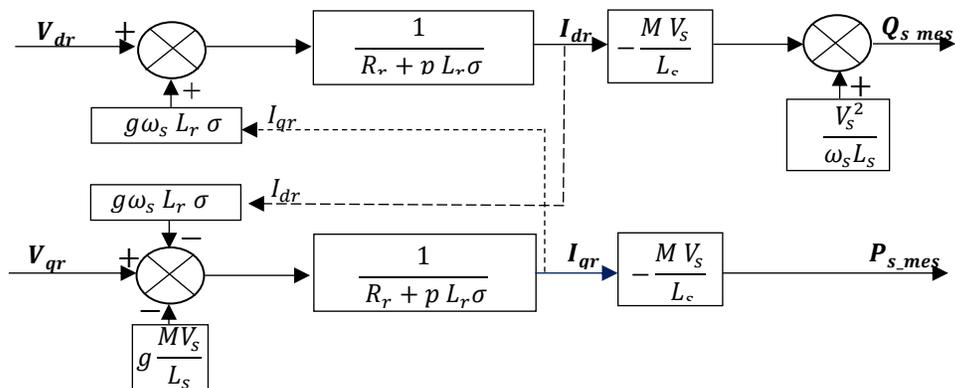


Figure 3.4 : Schéma bloc de la structure de commande de la GADA

En plus de la régulation des puissances, la vitesse de rotation peut être contrôlée avec une boucle externe qui possède un dynamique un peu plus lente par rapport au dynamique des courants. Ainsi, la puissance active et la composante quadrature du courant dépendent directement du comportement de la vitesse mécanique de rotation. Comme le montre le diagramme de la figure 3.5, la régulation de la vitesse et des puissances se réalise en deux boucles imbriquées. En effet, la référence de la composante quadrature du courant I_{qr} est issue de la régulation de la vitesse, alors que la composante I_{dr} fixe principalement le facteur de puissance au stator.

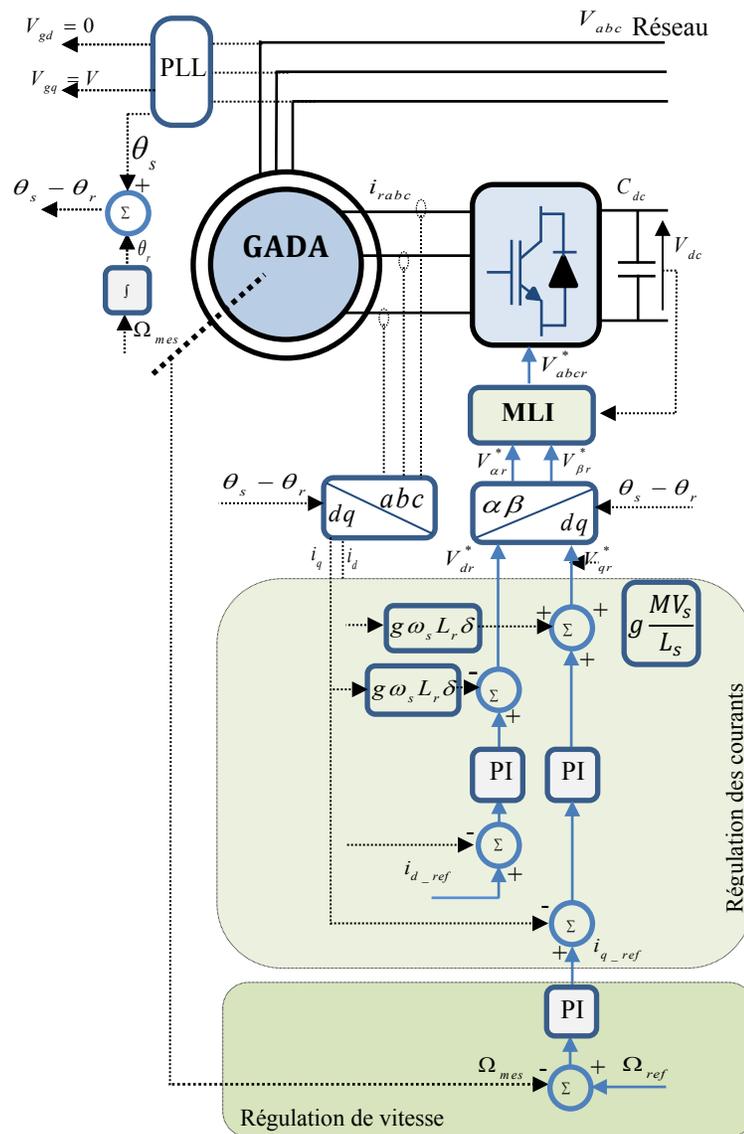


Figure 3.5 : Schéma général de la commande pour la GADA

Afin de générer les impulsions de commutation pour les IGBT, les deux tensions de référentiel (V_{dr}^* et $\theta_i - \theta_r$) issues de la régulation des courants sont transformées dans le référentiel fixe ($V_{\alpha r}^*$ et $V_{\beta r}^*$) à l'aide d'une rotation qui correspond à l'angle de glissement. On trouvera à l'annexe 1 les paramètres de la machine et le détail des calculs pour les différents régulateurs.

En analysant le schéma de commande et les équations associées, on voit principalement les paramètres de la machine (résistances et inductances) dans les équations de passage entre les courants et les puissances. Ces paramètres apparaissent également sur les termes de couplage. Ainsi, une sous-estimation ou une surestimation des constantes de temps conduisent respectivement à une surexcitation ou une sous-excitation de la machine. Dans les deux cas, l'amplitude et la phase de la tension rotorique ne sont pas celles que l'on voudrait imposer et il en résulte une dégradation des performances, voire une instabilité du système. Cette dépendance vis-à-vis de la variation paramétrique de la machine peut être relativement réduite en utilisant des méthodes d'identification avancée. Dans ce travail, on assume que les essais de la machine asynchrone classique (essai à rotor en court-circuit, et essai à rotor ouvert) sont suffisants pour identifier les différents paramètres de la GADA [9].

3.5 Résultats de simulation

Dans le but d'évaluer les performances du modèle et la régulation établie dans ce chapitre, on procède à une série de simulations sous environnement MATLAB/Simulink. On utilisera les schémas synoptiques de la figure 3.5 pour vérifier le bon fonctionnement de la commande appliquée sur la GADA. Il est à noter que les paramètres de la génératrice asynchrone à rotor bobiné représentent la machine asynchrone disponible au laboratoire de génie électrique de l'UQAT (Annexe 1).

Comme le montre la figure 3.5, le modèle de simulation réalisé contient deux parties, à savoir la partie de puissance et la partie de commande. La machine et le convertisseur d'électronique de puissance (à IGBT) qui représentent la partie puissance sont simulés en utilisant le module *SimPowerSystems* alors que la commande est réalisée en utilisant un code listing sous forme d'une fonction Matlab.

La commande nécessite la validation de trois parties principales, soit l'acquisition des mesures, la régulation et la génération des signaux MLI à partir de la tension de la commande calculée. Le programme de simulation s'exécute en temps discret à pas fixe : 50 μ s. Ce pas de discrétisation est utilisé aussi pour la partie mesure et pour la génération des signaux de commande MLI pour le convertisseur d'électronique de puissance. Selon la figure 3.5, la loi de commande vectorielle utilise deux boucles de régulation, à savoir la boucle de régulation des puissances qui s'exécute en même temps que le pas de discrétisation du programme général et la boucle de régulation de la vitesse qui s'exécute moins vite relativement à la régulation des puissances. Ainsi, on a choisi un temps d'échantillonnage 32 fois par rapport au temps d'échantillonnage utilisé pour la boucle des puissances (en respectant le théorème de Shannon) [76].

Côté rotor de la GADA, la tension du lien CC est considérée constante, et le réseau auquel la machine est connectée est considéré comme idéal, à l'exception d'un intervalle de temps de 500ms. En effet, pour l'intervalle de temps entre les deux instants 3.5s et 4s, on applique un défaut triphasé qui produit un creux de tension de 80 %. Par ailleurs, afin de vérifier le comportement de la machine on a imposé trois échelons de référence :

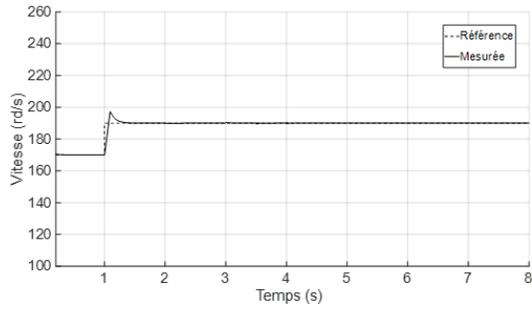
- échelon qui fait varier la vitesse de 170rad/s à 190rad/s à l'instant $t=1$ s (sachant que la vitesse de synchronisme correspond à 188 rad/s) ;
- échelon qui fait varier la puissance réactive de 50 VAR à 0 à l'instant $t=2$ s ;
- Échelon qui fait varier le couple mécanique d'entraînement de 6 Nm à 9 Nm (signe négatif) à l'instant $t=3$ s.

Les figures 3.6a et 3.6b représentent le comportement de la vitesse et de la puissance réactive à la suite de l'application des échelons de référence, respectivement. On constate le bon suivi et l'indépendance des deux grandeurs. Suite aux variations du couple mécanique appliqué sur la GADA (figure 3.6c), on constate que le couple électromagnétique issu de la régulation de vitesse (figure 3.6d) demeure indépendant de la variation de la puissance réactive. Également, on remarque que la variation de la puissance active dans la figure 3.6e suit les variations du couple, ce qui démontre le découplage entre les deux puissances, active et réactive.

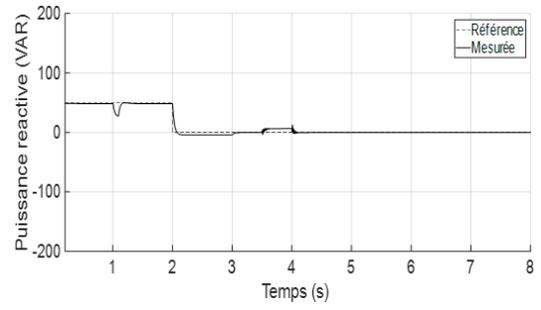
Pour les grandeurs du couple électromagnétique et de la puissance active, on constate la présence d'un pic transitoire qui accompagne la variation de la vitesse. Ainsi, un limiteur, sous forme d'une fonction de saturation, peut être introduit au niveau de la boucle externe de commande pour empêcher le transitoire violent. En revanche, la boucle de régulation interne des puissances peut être influencée, ce qui ralentit le temps de réponse des puissances.

La figure 3.6f présente l'évolution du glissement qui, de par sa nature dépend uniquement de la variation de la vitesse. Par ailleurs, les figures 3.6g et 3.6h montrent la dynamique des deux composantes du courant rotorique selon les deux axes q et d , respectivement. On observe que l'évolution des deux composantes, qui suit la dynamique des puissances, montre une indépendance entre les courants des deux axes d et q , ce qui indique le découplage entre les deux axes.

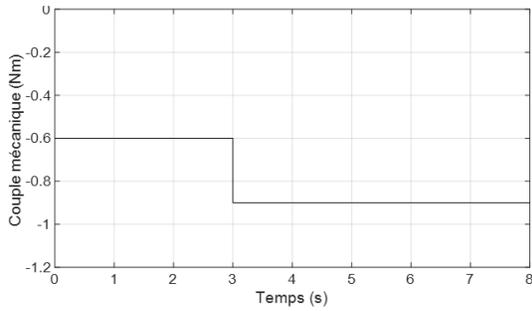
L'évolution des courants statorique et rotorique de la machine est représentée dans les figures 3.6i et 3.6j, respectivement. On constate que le courant statorique dépend essentiellement de la variation du couple d'entraînement mécanique et que la fréquence du courant rotorique est liée principalement à la variation de la vitesse mécanique de rotation.



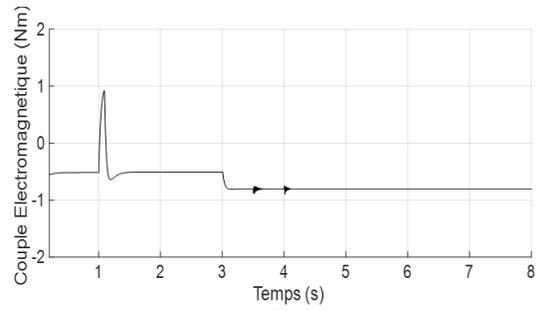
-a-



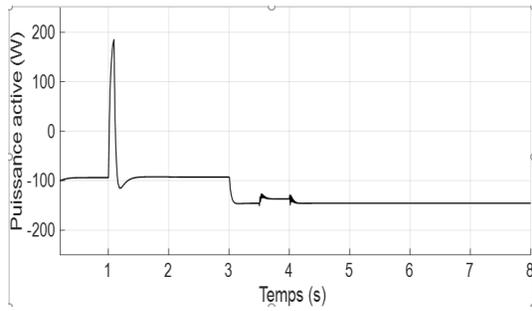
-b-



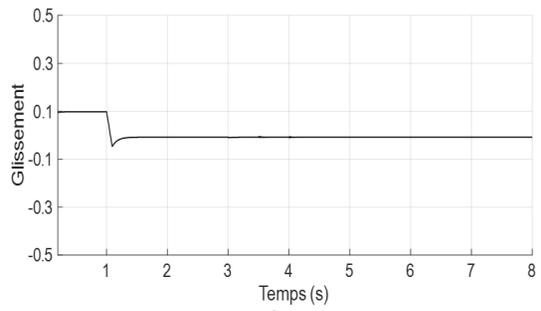
-c-



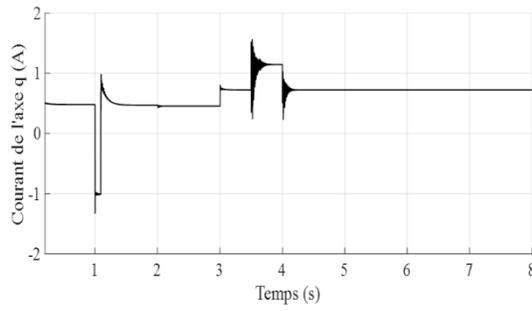
-d-



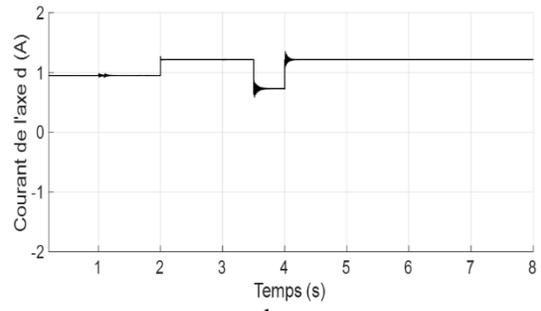
-e-



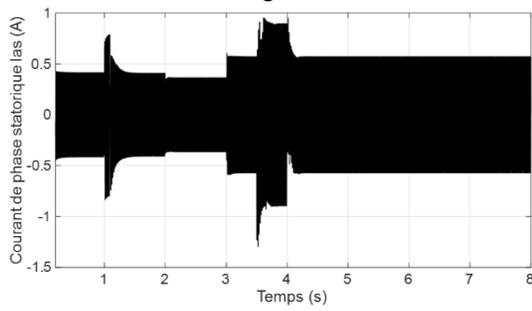
-f-



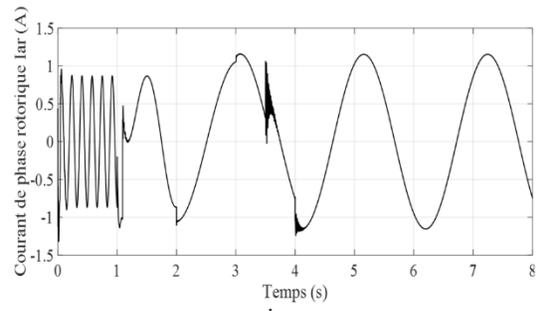
-g-



-h-



-i-



-j-

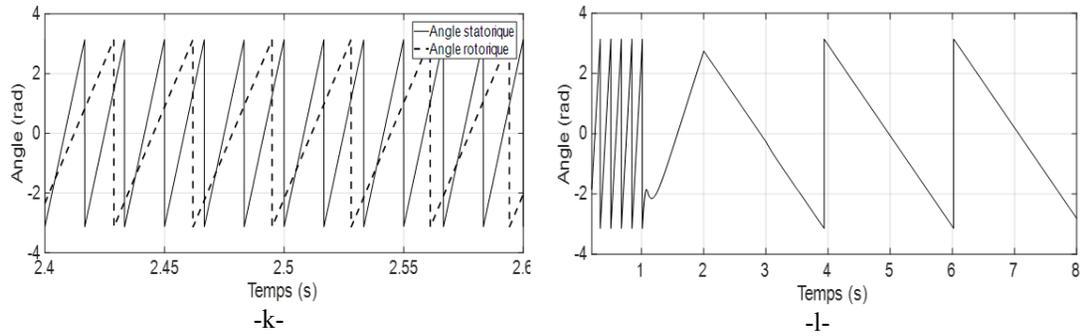


Figure 3.6 : Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée sur la GADA

Or, parce que le stator de la machine est connecté directement au réseau, le courant statorique est affecté par le creux de tension, beaucoup plus que le courant rotorique.

Sur la figure 3.6k, on présente l'angle de rotation mécanique, qui est issu de l'intégration de la vitesse, et l'angle de champ statorique, qui est issu de la PLL. Pour mieux faire ressortir l'évolution des deux angles, on a choisi de faire apparaître uniquement un intervalle de temps de 0.2s. En conséquence, l'angle de glissement issue de la différence entre les deux angles est présenté sur la figure 3.6l. Cette dernière figure illustre bien la dépendance de l'angle de glissement à la variation de la vitesse de rotation.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé le principe de la modélisation et de la commande vectorielle en utilisant l'orientation du flux statorique. Cette commande est appliquée depuis quelques années à la GADA, et elle reste la méthode la plus répandue. En effet, elle nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation de la puissance active et de la puissance réactive.

Les résultats de simulation de la GADA ont permis de déterminer et d'analyser le comportement dynamique de différents régimes de fonctionnement. Moyennant des

régulateurs PI, la technique d'orientation du flux statorique permet de découpler les puissances de sorte que la composante directe du courant rotorique contrôle la puissance réactive, et la composante en quadrature contrôle la puissance active.

La régulation des puissances statoriques se réalise en modifiant l'amplitude et la fréquence des tensions imposées par le convertisseur d'électronique côté rotor de la machine. Or, dans l'objectif de répondre aux exigences du gestionnaire du réseau, et afin de donner plus de flexibilité à la GADA, on doit maîtriser la puissance rotorique en tenant compte de la commande du convertisseur côté réseau. Celle-ci sera traitée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 4

COMMANDE DU CONVERTISSEUR CÔTÉ RÉSEAU DE LA MACHINE

4.1 Introduction

Étant donné que la machine doit être utilisée en mode de vitesse sous-synchrone ou super-synchrone selon différentes vitesses d'entraînement, la configuration des convertisseurs CA/CC/CA devient nécessaire en raison de leur capacité de fonctionnement bidirectionnel. L'équipement d'électronique de puissance est constitué de deux convertisseurs identiques CA/CC connectés en cascade via un lien CC associé à un condensateur. Comme on l'a déjà présenté dans le chapitre précédent, la commande du convertisseur côté rotor de la GADA a pour but de réguler les puissances statoriques de la machine. Par contre, l'objectif principal du convertisseur côté réseau est de contrôler la tension du lien CC et le facteur de puissance côté réseau. Ainsi, dans ce chapitre, le convertisseur côté réseau considéré est bidirectionnel puisqu'il joue le rôle d'un redresseur MLI et d'un onduleur MLI selon la direction de l'écoulement de la puissance échangée avec le réseau.

Le modèle du convertisseur triphasé, commandé en MLI vectorielle, est d'abord établi dans un référentiel abc , puis transformé en référentiel synchrone dq pour simplifier la conception des contrôleurs de type PI. On procède dans cette partie d'une façon similaire à la commande appliquée sur la GADA pour établir la régulation des puissances active et réactive échangées avec le réseau côté rotor de la GADA.

4.2 Fonctionnement du convertisseur CA/CC

Le circuit de puissance principal d'un convertisseur d'électronique de puissance triphasé MLI est représenté à la figure 4.1. Il se compose de six IGBT avec six diodes roues libres antiparallèles, inductances et résistances d'entrée triphasées et un condensateur

associé au lien CC. De plus, on utilise une charge résistive pour tester et analyser le fonctionnement du convertisseur CA/CC séparément de la machine dans cette partie.

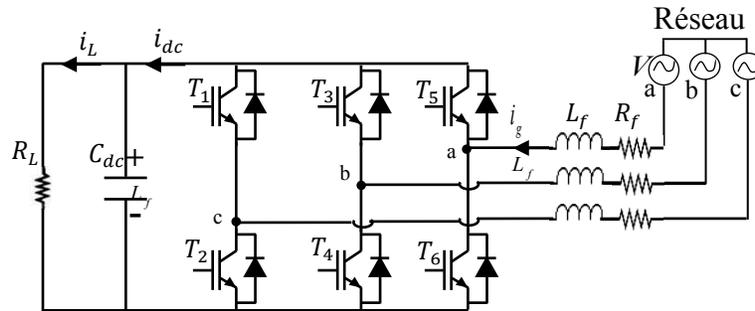


Figure 4.1 : Configuration du convertisseur côté réseau

Parce que le convertisseur fonctionne en basse puissance, un transformateur (Y-Δ) est utilisé pour réduire la tension alternative. Le signe des courants (i_{dc} et i_g) est choisi dans la figure pour un mode de redressement alors que le schéma illustre les deux modes de fonctionnement du convertisseur, à savoir le redressement et la régénération.

Le schéma équivalent du convertisseur par phase est représenté à la figure 4.2. Celle-ci correspond au diagramme de Fresnel pour un fonctionnement idéal. Comme le montre la figure 4.2, le convertisseur se comporte comme une source de courant côté charge (figure 4.2a) et comme une source de tension côté réseau (figure 4.2b). Ainsi, le respect de l'équilibre des puissances nécessite le contrôle des puissances active et réactive et la tension du lien CC, quelle que soit la nature de la charge connectée en sortie du redresseur, linéaire ou non linéaire, passive ou active.

Les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$P_g = \frac{V v}{X} \sin(\delta) \quad (4.1)$$

$$Q_g = \frac{V v \cos(\delta) - V^2}{X} \quad (4.2)$$

où V et v sont les tensions alternatives du convertisseur côté réseau et côté convertisseur, respectivement; δ représente la phase entre les deux tensions côté réseau et côté

convertisseur; X est la réactance du filtre $L_f R_f$. Si δ est près de zéro, les expressions (4.1) et (4.2) deviennent :

$$P_g = \frac{V v}{X} \delta \quad (4.3)$$

$$Q_g = \frac{v v - v^2}{X} \quad (4.4)$$

Ainsi, ces équations montrent le lien entre la puissance active et l'angle de phase et celui entre la puissance réactive et le niveau de tension.

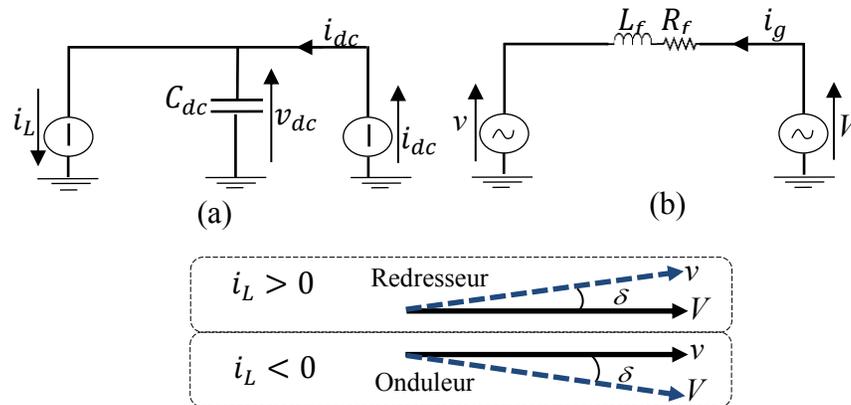


Figure 4.2 : Schéma équivalent par phase du convertisseur côté réseau et diagramme de Fresnel correspondant

4.3 Modélisation du convertisseur CA/CC

Dans le but de modéliser le convertisseur d'électronique de puissance, on considère un fonctionnement idéalisé caractérisé par [5] :

- des interrupteurs parfaits : la commutation des interrupteurs (IGBT) est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Également, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée comme nulle en conduction.
- des sources parfaites : la tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques alternatives et continues du convertisseur. Comme le montre la figure 4.3, le convertisseur délivre, en sortie, deux niveaux de tensions, $-V_{dc}/2$ et

$+V_{dc}/2$, en fonction des états des interrupteurs. En se basant sur le principe de commutation de l'IGBT, on définit la fonction de commutation de phase S_k ($k = a, b, c$). Sachant que deux interrupteurs dans le même bras ne peuvent être fermés ou ouverts en même temps, on peut écrire la définition suivante [5] :

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{IGBT plus haut est fermé} \\ 0 & \text{IGBT plus haut est ouvert} \end{cases} \quad (4.5)$$

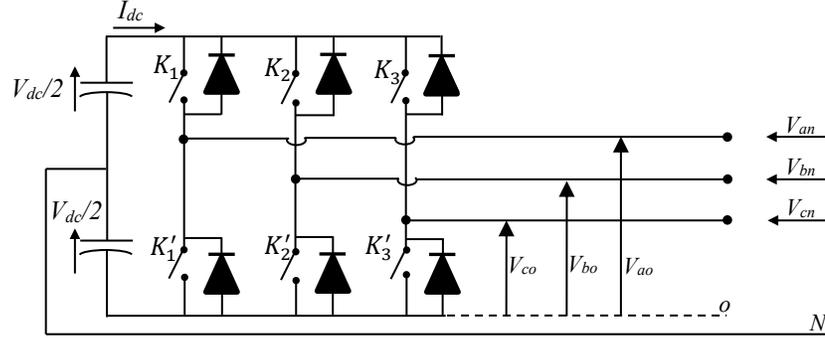


Figure 4.3 : Schéma équivalent d'un convertisseur triphasé

Après avoir appliqué la loi de Kirchhoff au circuit de la figure 4.2b, l'équation de maille en sortie de l'onduleur peut être écrite comme suit :

$$L_f^{abc} \frac{di_g^{abc}}{dt} = V^{abc} - R_f^{abc} i_g^{abc} - v_0^{abc} \quad (4.6)$$

Avec $V^{abc} = [V_a \ V_b \ V_c]^T$, $i_g^{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$, $v_0^{abc} = [V_{a0} \ V_{b0} \ V_{c0}]^T$

$$R_f^{abc} = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}, L_f^{abc} = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{bmatrix}.$$

où v_0^{abc} sont les tensions du côté convertisseur au point 0 de puissance, qui peuvent être obtenues en utilisant l'équation suivante :

$$v_0^{abc} = v_N^{abc} + v_{N0} \quad (4.7)$$

Or, l'expression de la tension entre le point 0 et le neutre est donnée comme suit :

$$v_{N0} = \frac{1}{3} \sum_k v_{kN} \quad (4.8)$$

Dans un bras, lorsque l'IGBT supérieur est activé et l'IGBT du bas est désactivé, l'état de l'interrupteur correspond à $S_k = 1$, $v_{aN} = V_{dc}$. Dans le cas contraire, lorsque l'IGBT

supérieur est éteint et l'IGBT inférieur est activé, l'état de l'interrupteur devient: $S_k = 0$, $v_{aN} = 0$. Par conséquent, on peut écrire

$$v_N = S_a V_{dc} \quad (4.9)$$

alors que les tensions peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} v_{kN} = S_k V_{dc} \\ v_{N0} = \sum_k S_k V_{dc} \end{cases} \quad (4.10)$$

Si on remplace les termes des équations (4.10) et (4.7) dans l'équation (4.6), on obtient

$$L_f^{abc} \frac{di_g^{abc}}{dt} = V^{abc} - R_f^{abc} i_g^{abc} - V_{dc} (S_k - \frac{1}{3} \sum_k S_k) \quad (4.11)$$

La relation entre la puissance côté continue et la puissance côté alternative peut être écrite comme suit :

$$\sum_k i_{kg} v_{kN} = i_{dc} V_{dc} \quad (4.12)$$

En combinant les deux équations (4.10) et (4.12), on obtient l'expression du courant de lien CC :

$$i_{dc} = i_c + i_L = \sum_k S_k i_{kg} - i_L \quad (4.13)$$

L'équation (4.13) peut être écrite sous la forme

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = \sum_k S_k i_{kg} - \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (4.14)$$

La détermination de l'inductance de lissage est basée sur la valeur moyenne instantanée de la tension aux bornes de l'inductance. Pour une tension de lien CC (V_{dc}) donnée et une tension phase-neutre V_{an} efficace du réseau V_{an} , l'inductance peut être calculée selon la relation suivante [75] :

$$L_f = \frac{0.5 m_d V_{dc} - \sqrt{2} V_{an}}{F_z \Delta I} \quad (4.15)$$

où F_z est la fréquence d'échantillonnage et m_d est l'indice de modulation de la MLI. Par ailleurs, la valeur minimale de la capacité du lien CC peut être exprimée par l'équation suivante [77] :

$$C_{dc_min} = \frac{\sqrt{2} I + \frac{P_r}{V_{dc}}}{2 F_z \Delta V_{dc}} \quad (4.16)$$

4.4 Commande du convertisseur côté réseau

Bien que les équations du convertisseur soient exprimées dans le référentiel triphasé abc , la transformation de Park permet de ramener les variables du repère triphasé sur le repère biphasé tournant dq . Par conséquent, on utilise un repère d'axes dq mobile et synchronisé avec les tensions du réseau, ce qui permet d'avoir des grandeurs continues faciles à contrôler.

En tenant compte que le système est équilibré, la transformation de Park (présentée dans l'annexe 1) appliquée sur le système (4.6) dans un référentiel synchrone tournant (avec la vitesse synchrone ω_s), donne le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{gd}}{dt} = V_d - v_{id} - R_f i_{gd} + L_f \omega_s i_{gq} \\ L_f \frac{di_{gq}}{dt} = V_q - v_{iq} - R_f i_{gq} - L_f \omega_s i_{gd} \end{cases} \quad (4.17)$$

où V_d et V_q sont les tensions de réseau, alors que V_{id} , V_{iq} sont les tensions coté convertisseur. Parce que le repère de Park est choisi pour maintenir la tension orientée suivant l'axe d , on doit synchroniser l'axe du système de coordonnées dq tournant avec le vecteur tension du réseau (figure 4.4). Dans le but de découpler les équations selon les deux axes d et q , la relation entre les courants et les tensions côté convertisseur est définie comme suit [5] :

$$\begin{cases} R_f i_{gd} + L_f \frac{di_{gd}}{dt} = -v_{id} + V'_d \\ R_f i_{gq} + L_f \frac{di_{gq}}{dt} = -v_{iq} + V'_q \end{cases} \quad (4.18)$$

avec $\begin{cases} V'_d = V_d + L_f \omega_s i_{gq} \\ V'_q = V_q - L_f \omega_s i_{gd} \end{cases}$

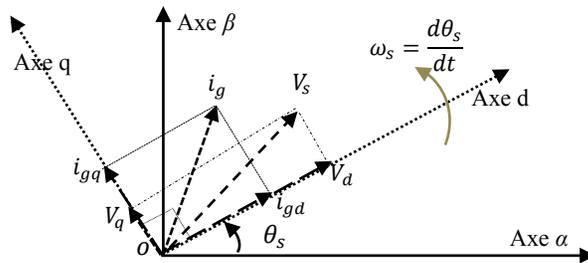


Figure 4.4 : Représentation vectorielle du repère mobile dq par rapport au repère stationnaire

Cette dernière relation (4.18) nous conduit à la fonction de transfert liant le courant à la tension de la sortie du convertisseur comme indiqué dans l'équation (4.19). On note que les termes de couplage entre les deux axes d et q sont éliminés, mais qu'ils vont être compensés par la régulation.

$$G_{ig} = \frac{i_g}{V_i} = \frac{1}{R_f + sL_f} \quad (4.19)$$

À partir de la fonction de transfert, on peut calculer les deux paramètres de chaque régulateur PI. Les détails du calcul pour chaque régulateur PI sont présentés dans l'annexe 2.

Les puissances qui transitent entre le convertisseur et le réseau sont exprimées dans le repère de la référence synchrone dq d'une façon similaire aux puissances statoriques de la GADA. Après l'orientation de la tension, les expressions des puissances active et réactive sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} P_g = V_d i_{gd} + V_q i_{gq} = V_d i_{gd} \\ Q_g = V_q i_{gd} - V_d i_{gq} = -V_d i_{gq} \end{cases} \quad (4.20)$$

Le courant du réseau i_g a deux composantes perpendiculaires (i_{gd} et i_{gq}) dans le référentiel tournant dq . La composante i_{gd} détermine la puissance active tandis que i_{gq} concerne le découlement de la puissance réactive. Ainsi, les puissances réactive et active peuvent être commandées indépendamment. Pour avoir un facteur de puissance unitaire, il suffit d'aligner le courant du réseau avec la tension du réseau, comme le montre la figure 4.4.

La régulation de la tension du lien CC peut être réalisée en ajustant la puissance active du convertisseur. Par ailleurs, le bilan énergétique du convertisseur peut être défini par l'équation suivante :

$$E_M = E_c + E_L + E_g \quad (4.21)$$

Où E_c est l'énergie accumulée par le condensateur, E_M est l'énergie absorbée ou fournie au lien CC, E_L est l'énergie absorbée par la charge, et E_g est l'énergie échangée avec le réseau. Si on remplace les énergies de l'équation (4.21) par les expressions des puissances qui conviennent, on obtient l'équation suivante :

$$P_m = \frac{p C_{dc} V_{dc}^2}{2} + \frac{V_{dc}^2}{R_L} + V_{gd} i_{gd} \quad (4.22)$$

D'où :

$$V_{dc}^2 \left(\frac{p C_{dc}}{2} + \frac{1}{R_L} \right) = P_m - V_{gd} i_{gd} \quad (4.23)$$

Si on considère le terme P_m dans l'équation (4.23) comme une perturbation, l'équation (4.22) montre clairement la fonction de transfert liant le carré de la tension du lien CC au courant d'axe d . Cette fonction peut être écrite sous la forme suivante :

$$G_{dc} = \frac{V_{dc}^2}{i_{gd}} = \frac{K_{dc}}{1+p T_{dc}} \quad (4.24)$$

où $K_{dc} = -R_L V_{gd}$ et $T_{dc} = R_L C_{dc}/2$

Les paramètres du régulateur PI concernant la tension du lien CC peuvent être déterminés à partir de l'équation (4.24). Dans l'annexe 2, on présente les détails de calcul pour ce régulateur.

La figure 4.5 présente le schéma fonctionnel du convertisseur côté réseau. La partie puissance est présentée par le transformateur, le filtre et le convertisseur à IGBT. La partie commande est constituée de trois parties essentielles :

- la partie mesure des courants et des tensions, et la synchronisation au réseau avec une boucle de verrouillage PLL ;
- les deux boucles de régulation imbriquées : boucle interne pour la régulation des courants (puissances) et boucle externe pour la régulation de la tension du lien CC ;
- la génération des signaux MLI vectorielle selon l'algorithme usuel [5], [56].

Dans cette approche, les tensions et les courants triphasés sont transformés en grandeurs biphasées selon deux axes d et q qui tournent avec la fréquence du réseau ω_s . En régime statique, les trois phases deviennent des grandeurs continues lorsqu'elles s'expriment par rapport au référentiel synchrone.

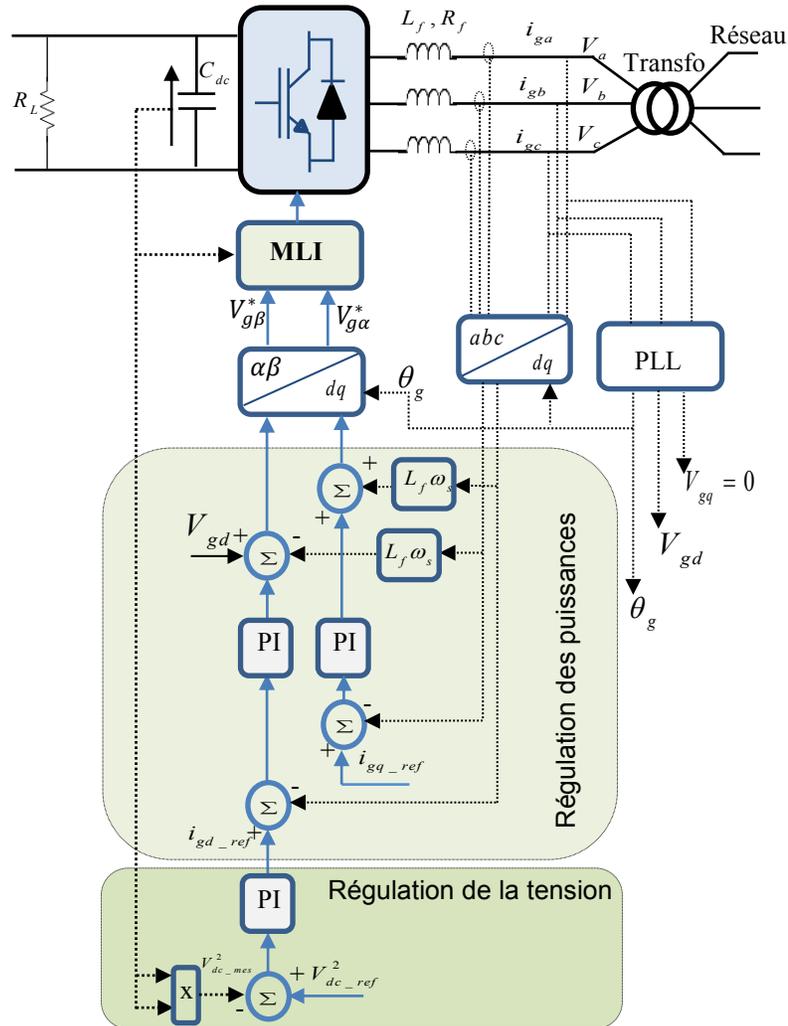


Figure 4.5 : Schéma général de la commande du convertisseur côté réseau

Comme le montre la figure 4.5, les deux composantes des courants, selon les deux axes d et q , correspondent aux deux puissances active et réactive, respectivement. Or, bien que la référence du courant selon l'axe d est issue de la régulation de la tension du lien CC, la référence selon l'axe q s'impose selon le facteur de puissance désiré.

Pour la boucle interne, les références de courants, i_{gd_ref} et i_{gq_ref} , sont comparées à celles mesurées; par la suite, les erreurs sont corrigées par les régulateurs PI. Immédiatement, les termes de découplage et de compensation sont injectés dans la commande avant que les quantités ne soient reconverties vers le référentiel $\alpha\beta$.

À partir des composantes $V_{g\alpha}^*$ et $V_{g\beta}^*$, on peut générer les signaux de la MLI vectorielle nécessaires pour commander les six IGBT du convertisseur. La génération de la tension de commande en utilisant la stratégie MLI vectorielle est bien détaillée dans [5], [56].

4.5 Synchronisation du convertisseur au réseau

Comme le montrent les figures 4.4 et 4.5, le passage du référentiel triphasé au référentiel biphasé nécessite la connaissance de l'angle de Park avec une précision suffisante. Ainsi, la synchronisation du convertisseur au réseau est indispensable afin de contrôler le facteur de puissance.

Le but du bloc de synchronisation est donc d'obtenir la phase instantanée de la tension du réseau. Plusieurs méthodes sont proposées dans la littérature pour identifier la phase des tensions. Parmi les techniques utilisées, on dénote celle qui est basée sur l'estimation du flux virtuel (VFOC), la détection de passage par zéro, etc. [5],[59],[78]. Par ailleurs, la façon la plus simple pour calculer l'angle est d'utiliser la fonction mathématique *atan*, définie comme suit :

$$\theta_g = \text{atan} \frac{V_{g\beta}}{V_{g\alpha}} \quad (4.25)$$

Bien que cette technique soit simple, son implantation expérimentale avec un calculateur numérique ne donne pas une bonne précision, en pratique. Selon les conditions de fonctionnement, et comme alternative, une grande variété de méthodes de synchronisation sont proposées dans la littérature. La plus répandue est la boucle à verrouillage de phase PLL (*Phase Locked Loop*). Elle est très populaire dans la littérature et dans l'industrie principalement grâce à sa facilité d'implantation [79-82].

Le principe de base de la PLL triphasée consiste à appliquer la transformation Concordia sur les tensions triphasées du réseau. Comme le montre la figure 4.6, cette transformation est suivie par un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), d'un filtre passe bas (le correcteur) et d'un oscillateur (l'intégrateur).

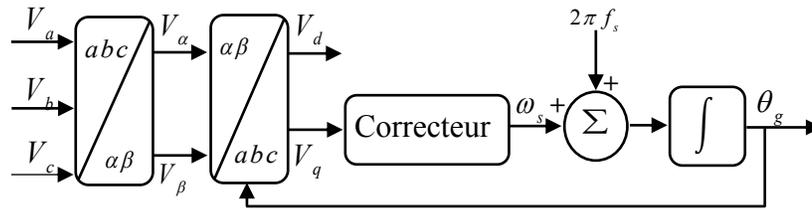


Figure 4.6 : Structure d'une PLL triphasée

En régime établi, la composante de l'axe q générée par la transformation est asservie à zéro par action sur l'angle de rotation. Pour synthétiser le correcteur, on se base sur le modèle linéarisé pour les faibles variations de la phase θ_g . Parce que l'estimation de l'angle fait partie de la boucle de régulation, toutes les transformations vont être sensibles à cet angle estimé. De ce fait, la moindre erreur sur l'estimation de cet angle influe les performances de la commande réalisée pour le convertisseur.

4.6 Résultats de simulation

On utilise l'algorithme illustré sur la figure 4.5 pour implémenter la loi de commande afin de vérifier le découplage des puissances active et réactive. Comme le montre la figure, la structure générale du programme (mesure, régulation et génération de la MLI vectorielle) est semblable au programme réalisé pour commander le convertisseur côté machine déjà étudié au chapitre 3. Ainsi, pour évaluer les performances de la technique de régulation adoptée, on procède à une série de simulations sous l'environnement MATLAB /Simulink. On suit donc la méthodologie de simulation présentée au chapitre 3 pour la GADA. De ce fait, la partie puissance est implémentée en utilisant des blocs de *SimPowerSystems* de Simulink, alors que la partie commande est réalisée avec un code MATLAB. Comme on l'a déjà mentionné, l'avantage majeur de cette structure de programme de simulation est sa grande flexibilité lors du passage à l'expérimentation en laboratoire.

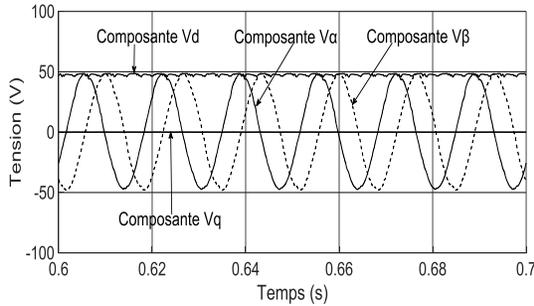
Les régulateurs PI déjà calculés ont été discrétisés afin de simuler le système en mode

discret avec un pas de $T_z = 50 \mu s$. Dans le cas de test de simulation, le pas d'échantillonnage peut être choisi plus grand pour obtenir des performances élevées. Cependant, les IGBT du convertisseur peuvent commuter en pratique uniquement à des fréquences très limitées. Ainsi, le pas d'échantillonnage choisi est considéré comme étant suffisant pour obtenir de bonnes performances, tout en respectant la limite de commutation des IGBT. De ce fait, et vu que la dynamique de la tension du lien CC est un peu plus lente relativement au courant, la boucle de régulation des courants peut s'exécuter à la même fréquence que le programme principal ($T_{z_I} = T_z$). Or, l'exécution de la boucle concernant la régulation de tension peut être choisie à chaque pas $T_{z_DC} = 32 T_{z_I}$.

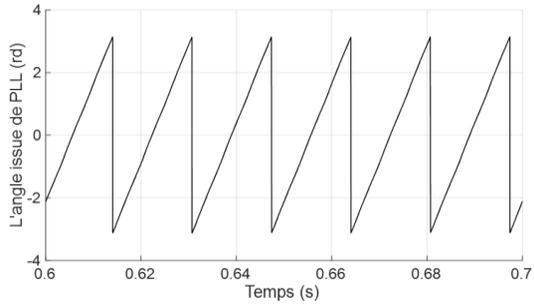
Dans le tableau de l'annexe 1, on présente les différents paramètres du convertisseur CA/CC simulé. Or, dans l'annexe 2 on présente les détails de calcul concernant les régulateurs PI des puissances et le régulateur PI de la tension du lien CC. Le comportement du convertisseur est testé pour différents cas de simulation en branchant une charge résistive de 120Ω en parallèle avec le condensateur du lien CC. Dans un premier cas, on teste le suivi des références appliquées et, dans un deuxième cas, on vérifie la bidirectionnalité de fonctionnement.

4.6.1 Synchronisation au réseau

La figure 4.7a montre les tensions et l'angle de synchronisation issus de l'algorithme PLL réalisé. L'application de la transformation de Concordia sur les tensions mesurées V_{abc} conduit aux composantes de tension V_α et V_β qui sont en quadrature. Après la rotation de ces tensions (V_α et V_β) selon le repère synchrone, la tension V_d devient totalement alignée selon l'axe d , comme le montre la figure 4.7a. L'angle qui correspond à la rotation du référentiel synchrone est illustré dans la figure 4.7b. Quant aux figures 4.8a et 4.8b, elles montrent la tension côté convertisseur (la sortie du convertisseur) et son déphasage par rapport à la tension du réseau, respectivement.

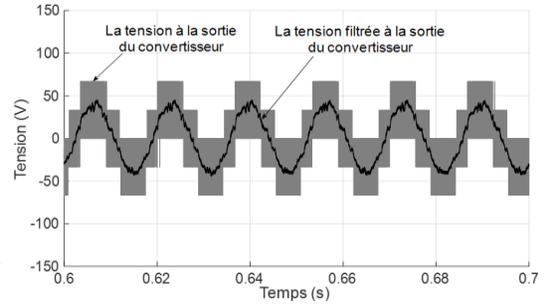


-a) Tensions issues de la PLL

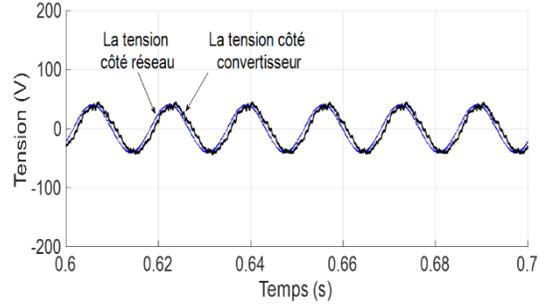


-b) Angle issue de la PLL

Figure 4.7 : Résultats de la PLL



-a) Tensions à la sortie du convertisseur



-b) Tensions côté réseau et côté convertisseur

Figure 4.8 : Tensions du convertisseur

4.6.2 Suivi des références

Afin de tester les performances de la régulation proposée, on a appliqué différents échelons des références selon le scénario suivant :

- un échelon pour la référence de la tension du lien CC passe de 100V à 120V à l'instant $t=1s$;
- un échelon pour la référence de la composante quadrature du courant, comme le montre la figure 4.9d. Elle passe de 0 à 0,5A à l'instant $t=2s$, puis revient à 0 à l'instant $t=3s$. Par la suite, elle passe à -0,5A à l'instant $t=4s$ et finalement, elle revient à 0 à $t=5s$.

La figure 4.9a montre le bon suivi de la tension à sa référence avec un délai et un dépassement négligeable. Egalement, on remarque le même comportement pour la composante du courant direct dans la figure 4.9b et la puissance active dans la figure 4.9c.

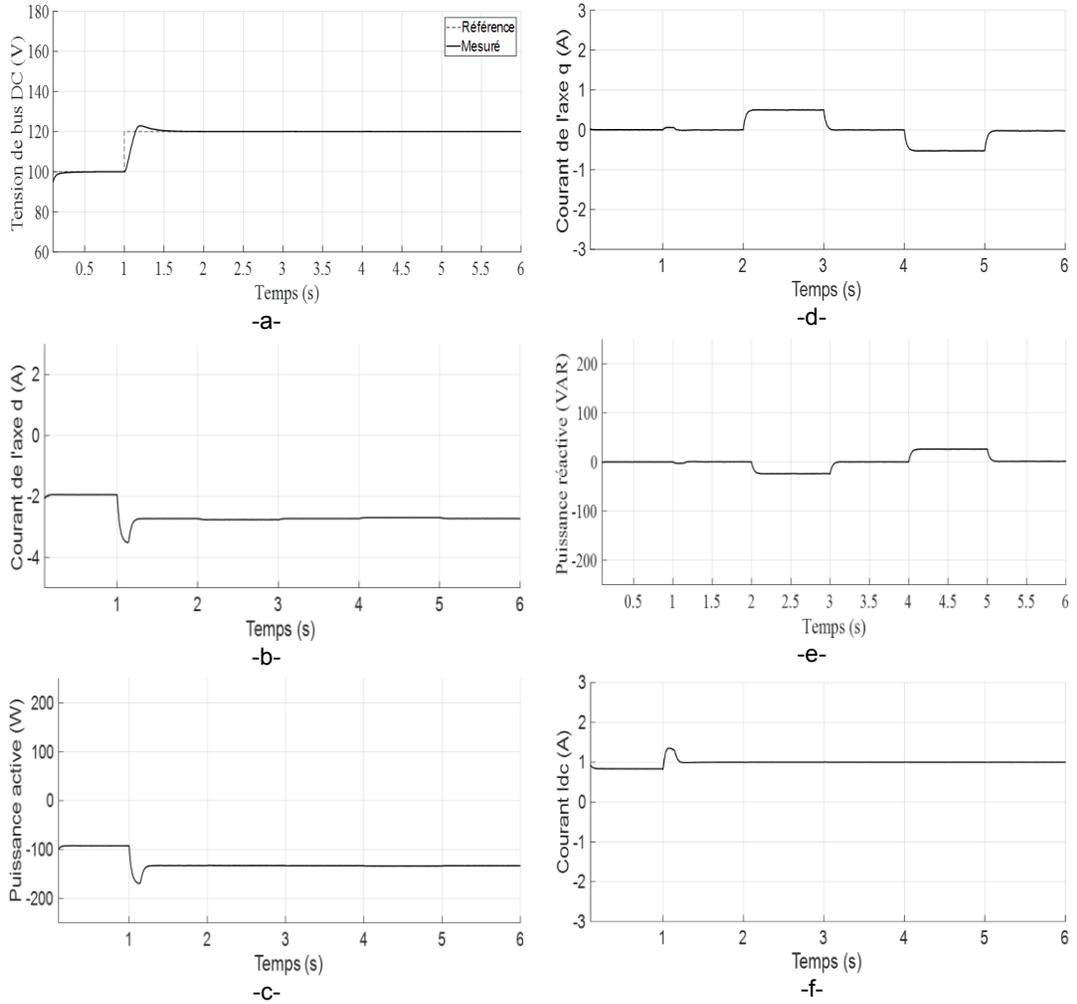


Figure 4.9 : Comportement du convertisseur CA/CC lors de suivi de références

Cela est dû à la dépendance de la puissance active à la tension du lien CC, comme on l'a déjà mentionné dans la section 4.4.

La figure 4.9d illustre le bon suivi de la composante du courant mesuré selon l'axe q à sa référence imposée. De plus, le bon suivi est vérifié pour les deux régimes de fonctionnement du convertisseur, à savoir le cas du courant positif et celui du courant négatif. En effet, le sens positif correspond à une absorption de puissance réactive, et le sens négatif correspond au mode de génération. Pendant toutes les phases de transition, les comportements du courant selon l'axe d et celui de l'axe q sont complètement indépendants, ce qui prouve le découplage entre les deux axes d et q . Ce découplage est confirmé également à travers les courbes des

puissances active et réactive, comme le montrent les figures 4.9c et 4.9e. Cette dernière, montre également la capacité du convertisseur à fonctionner en mode capacitif et inductif. Enfin, le courant du lien CC tracé dans la figure 4.9f dépend uniquement de la variation de la tension du lien CC, parce qu'il est indépendant des variations de la puissance réactive.

4.6.3 Fonctionnement en mode bidirectionnel

Pour tester la bidirectionnalité du convertisseur, on fixe la référence de la tension du lien CC à une valeur constante de 120V. Également, on impose une référence nulle pour la composante quadrature du courant, ce qui correspond à un mode de fonctionnement avec facteur de puissance unitaire.

En parallèle avec le condensateur sur le lien CC du convertisseur, on ajoute une source de courant pour fournir l'énergie au lien CC. On choisit un courant sous forme des échelons de la figure 4.10a. Or, l'évolution du courant selon l'axe d et la puissance active échangée avec le réseau sont représentés dans les figures 4.10b et 4.10c, respectivement. La figure 3.10c montre clairement le changement du signe de la puissance active à l'instant 3s, ce qui se traduit par le changement du mode de fonctionnement du convertisseur.

Cependant, le courant selon l'axe q et la puissance réactive ne sont pas affectés par les variations de la source continue, comme le montrent les figures 4.10d et 4.10e respectivement. Également, la tension du lien CC dans la figure 4.10f reste pratiquement constante à 120V; ainsi, elle est indépendante des variations des échelons appliqués par la source du courant.

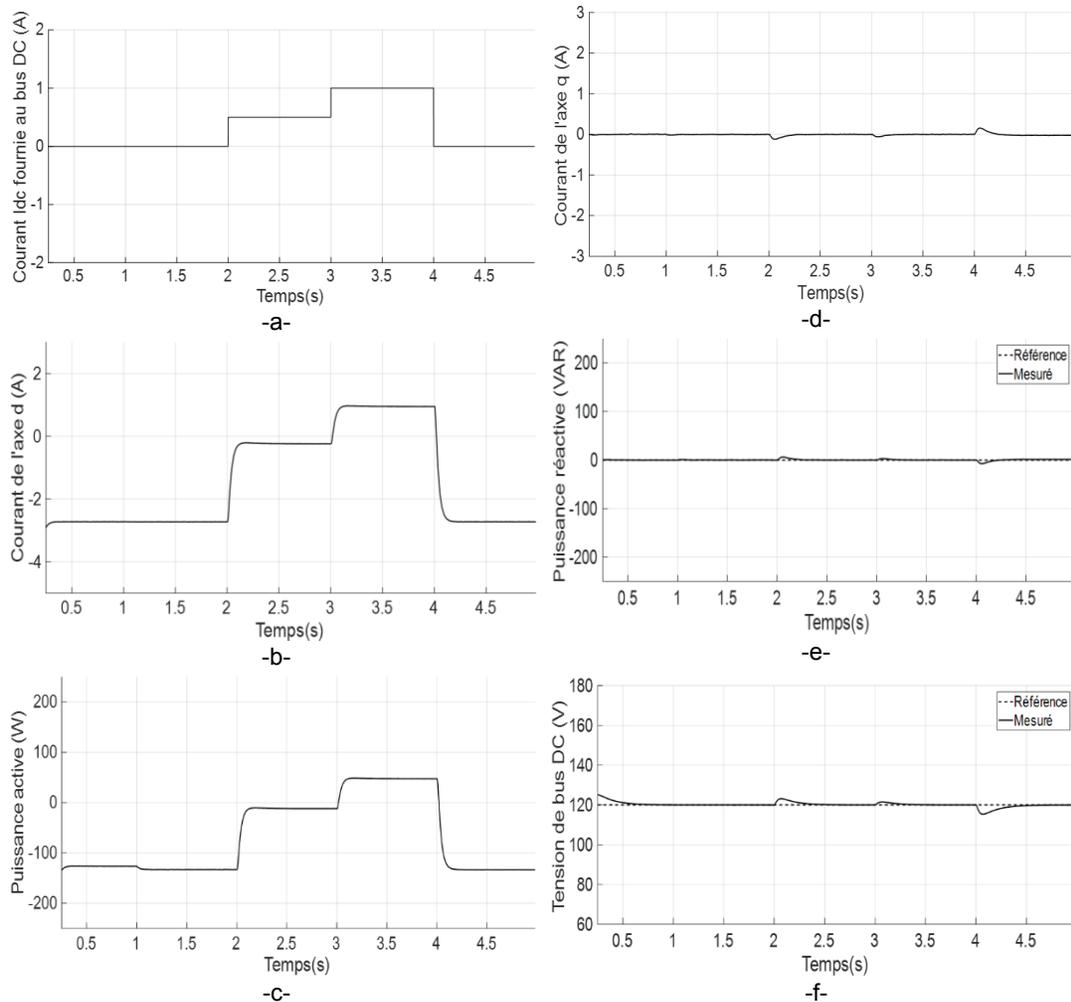


Figure 4.10 : Comportement suite à une variation du courant côté lien CC

4.6 Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'étude du convertisseur d'électronique de puissance côté réseau de la machine. En premier lieu, on a présenté la topologie de base, le principe de fonctionnement et la modélisation. Par la suite, on a présenté la commande du convertisseur qui est basée sur l'orientation de la tension du réseau en utilisant une boucle de verrouillage de phase (PLL). Avec la transformation de Park, les tensions et les courants deviennent des grandeurs continues dans le référentiel dq . Ainsi, des régulateurs PI sont utilisés pour contrôler la tension du lien CC et le facteur de puissance côté réseau du convertisseur.

À une fréquence de commutation fixe, plusieurs tests de simulation ont été réalisés sur le convertisseur en utilisant le logiciel MATLAB. Les résultats démontrent de bonnes performances dynamiques vis-à-vis de la réponse aux échelons pour la tension du lien CC, de la puissance active et de la puissance réactive. La bidirectionnalité du convertisseur a été aussi démontrée par les simulations, ce qui permet un échange de puissance dans les deux sens du fonctionnement pour le convertisseur. Ceci garantit un fonctionnement en mode hypo- et hyper-synchrone de la machine asynchrone.

Cependant, comme ceci a déjà été mentionné, le fonctionnement bidirectionnel du convertisseur nécessite un filtre constitué d'une inductance et d'une résistance. Or, ce filtre présente des paramètres qui varient en fonction de la température et du courant circulé côté réseau. Ainsi, ces variations influent directement les performances de la régulation, et peuvent même entraîner un dysfonctionnement du convertisseur, sachant que le calcul des paramètres des régulateurs est basé sur les valeurs de la résistance et l'inductance du filtre.

Dans l'objectif d'étudier le système global constitué de la GADA et deux convertisseurs, on présentera dans le chapitre suivant la technique du mode glissant appliquée sur les convertisseurs côté réseau et côté machine. La technique de commande est proposée comme une véritable alternative aux régulateurs PI en vue d'améliorer les performances vis-à-vis de la robustesse principalement.

CHAPITRE 5

COMMANDE DE LA GADA PAR MODE GLISSANT

5.1 Introduction

Les lois de commande classiques du type PID sont très efficaces dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Ainsi, on doit faire appel à des lois de commande peu sensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Dans ce chapitre, on expose la technique par mode glissant qui est l'une des nombreuses stratégies de commande robustes proposées dans la littérature.

Le mode de glissant (*Sliding Mode –SM-*) est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Cette technique de régulation a été initiée par des chercheurs russes au début des années 1960. Depuis, la commande par mode glissant a gagné une grande popularité et le spectre de son utilisation a été élargi à plusieurs applications. Les concepts de ce type de commande présentent des propriétés très intéressantes qui sont liées à la convergence en temps fini. Depuis les années 1990, la commande par mode glissant a connu un grand succès dû à la simplicité de sa mise en œuvre et sa robustesse par rapport aux variations paramétriques internes et les perturbations externes du système. Cependant, cette commande présente un problème de discontinuité qui induit un phénomène de broutement, dit *chattering*, qui peut exciter les hautes fréquences. Par conséquent, le phénomène peut devenir dangereuse pour la machine et les convertisseurs d'électronique de puissance.

Dans ce chapitre, on introduit la technique de commande directe des puissances par mode glissant appliquée sur les deux convertisseurs, côté machine et côté réseau. Tout

d'abord, on expliquera les principes et les éléments fondamentaux du formalisme de l'algorithme de commande. Par la suite, on présentera la loi de commande directe des puissances afin de réguler les puissances active et réactive pour les deux convertisseurs. La démarche utilisée tient compte des concepts de robustesse et de stabilité, ainsi que du phénomène du *chattering*. Enfin, on exposera la méthodologie utilisée pour l'implémentation numérique du modèle élaboré, ainsi que les résultats de simulations.

5.2 Principe de la commande par mode glissant

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. En plus de la variété des modes d'application, en régulation et en observation, l'approche présente plusieurs avantages vis-à-vis de la robustesse, de la rapidité, de la simplicité de mise en œuvre et de la facilité d'implémentation. Ceux-ci lui permettent d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Toutefois, l'inconvénient majeur de la commande est la discontinuité de la commutation, qui produit des oscillations autour de la surface de glissement.

Bien que la fréquence de commutation des interrupteurs électroniques est limitée, la solution la plus répandue dans la littérature pour réduire le phénomène du *chattering* est d'approximer la fonction discontinue par une fonction continue au voisinage de la surface de commutation [55]. Par ailleurs, l'avancement de l'électronique de puissance permet aux interrupteurs électroniques de commuter à des fréquences relativement très élevées. Depuis les dernières années, les IGBT peuvent commuter à une fréquence de quelques dizaines de kHz [69], ce qui permet à la commande par mode glissant d'être tout-à-fait appropriée pour le contrôle des convertisseurs d'électronique de puissance. De plus, la commande prend en compte les perturbations et les variations paramétriques, ceci lui permettant d'être particulièrement adaptée pour les systèmes avec modèle imprécis.

La technique du mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement (hyperplan), puis, de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre. Le mouvement le long de cette trajectoire est appelé mouvement de glissement.

La figure 5.1 montre un exemple d'un système d'ordre deux. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [55], [56] :

- le mode de convergence (MC), qui correspond au déplacement de la grandeur à régler vers la surface de commutation $S(x_1, x_2) = 0$;
- le mode de glissement (MG), qui correspond au déplacement de la grandeur à régler vers le point d'équilibre qui représente l'origine du plan de phase ;
- le mode de régime permanent (MRP), qui correspond à la réponse du système autour de l'origine du plan de phase.

Ainsi, l'établissement de la loi de commande par mode glissant nécessite principalement trois étapes successives à réaliser : choisir une surface de glissement ; ensuite, établir les conditions d'existence ; et finalement, déterminer la loi de commande.

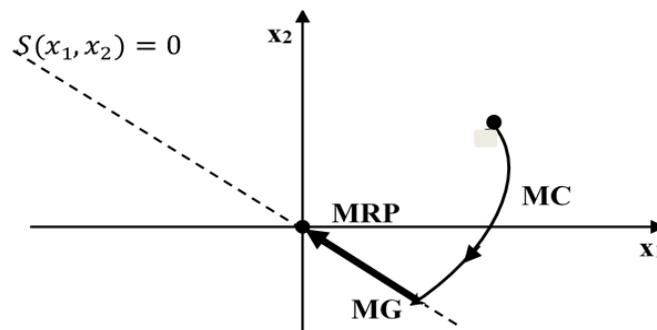


Figure 5.1 : Trajectoire dans le plan de phase

5.3.1 Surface de glissement et condition de convergence

La surface de glissement s'exprime généralement en fonction des erreurs concernant les grandeurs à contrôler. L'équation (5.1) présente un exemple de forme de la surface (hyperplan passant par l'origine), en fonction des variables d'état [56], [77] :

$$S(x) = Cx \quad (5.1)$$

Ainsi, le régime de glissement le long de la surface peut être exprimé par la commande suivante :

$$U(x) = \begin{cases} U_+ & \text{pour } S(x) > 0 \\ U_- & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (5.2)$$

Le régime de glissement se produit si les dynamiques du système, dans le plan de phase, convergent vers la surface de glissement. Autrement dit, si les tangentes aux trajectoires ou les vecteurs vitesses au voisinage de la surface sont dirigés vers la surface de commutation $S(x) = 0$. Ceci peut se traduire mathématiquement par les expressions suivantes [56] :

$$\lim_{S \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \text{ et } \lim_{S \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \quad (5.3)$$

Cette condition de convergence est proposée par Utkin, et elle peut aussi s'exprimer sous la forme suivante [54] :

$$\dot{S}S < 0 \quad (5.4)$$

Par ailleurs, la fonction de Lyapunov peut être utilisée également pour prouver la condition d'existence. Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive ($W(x) > 0$) pour les variables d'état du système et, par la suite, choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction.

5.3.2 Calcul de la loi de commande

Quand le régime glissant est atteint, il faut maintenir la trajectoire d'état vers la surface, puis l'attirer vers son point d'équilibre. Ainsi, la loi de commande peut être définie par deux composantes. La première composante a pour but d'assurer la linéarisation exacte du système, alors que la deuxième composante a pour but d'assurer la stabilisation du système et de rendre la commande plus robuste. Ainsi, le contrôleur par mode glissant est défini par la somme des deux commandes, comme le montre l'équation suivante :

$$U = U_{eq} + U_s \quad (5.5)$$

où U_{eq} est la commande équivalente (dite aussi nominale), considérée comme la valeur moyenne entre U_{min} et U_{max} comme le montre la figure 5.2 [77] . Son rôle est de maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement choisie $S(x)$. Ainsi, elle est déterminée à partir du modèle de système, en tenant compte de la dérivée de la surface nulle $\dot{S}(x) = 0$. Par ailleurs, U_s est constituée de la fonction $sign$, et elle a pour but de vérifier les conditions d'attractivité (convergence). Elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et rejeter les perturbations extérieures.

La fonction $sign$ peut prendre plusieurs formes, mais dans tous les cas elle doit vérifier la condition de convergence $S(x) \dot{S}(x) < 0$. La figure 5.3 montre la fonction $sign$ qui est constituée par la surface de glissement $S(x)$, multipliée par une constante K_{sn} . Elle peut être exprimée sous la forme suivante :

$$U_s = K_{sn} \text{sign}(S(x)) = \begin{cases} -K_{sn} & \text{si } S < 0 \\ K_{sn} & \text{si } S > 0 \end{cases} \quad (5.6)$$

Afin d'établir la loi de commande et mettre en évidence son application sur la GADA, on part d'un modèle d'état standard d'un système défini par l'équation suivante :

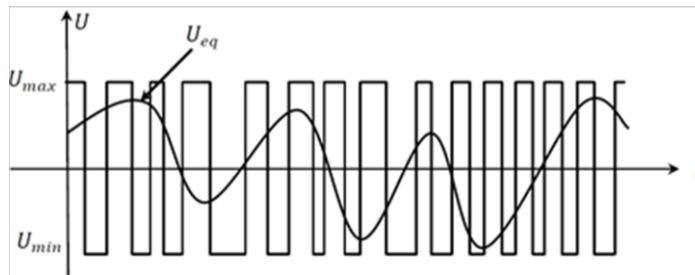


Figure 5.2 : Commutation entre U_{max} et U_{min}

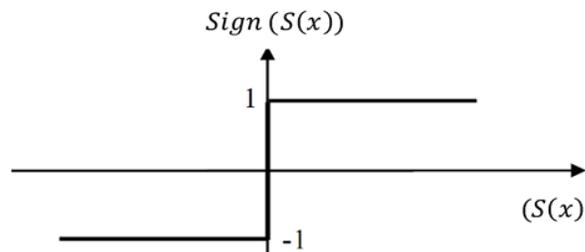


Figure 5.3 : Représentation de la fonction $sign$

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t) U \quad (5.7)$$

Considérant la surface nulle durant le mode glissant, sa dérivée devient également nulle. Ainsi, en imposant $S(x) = \dot{S}(x) = 0$, on obtient l'équation suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T \frac{\partial x}{\partial t} \quad (5.8)$$

En remplaçant l'équation (5.7) dans (5.8), on obtient :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T (f(x, t) + g(x, t) U_{eq}) + \left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T g(x, t) U_s \quad (5.9)$$

En régime permanent, la surface, sa dérivée et la partie discontinue sont nulles, ce qui permet d'exprimer la commande équivalente comme suit :

$$U_{eq} = - \left[\left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T g(x, t) \right]^{-1} \left\{ \left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T f(x, t) \right\} \quad (5.10)$$

Pour que la commande équivalente de cette dernière équation puisse prendre une valeur finie, le dénominateur doit être différent de zéro, ce qui est la condition d'existence du mode glissant.

Par conséquent, la condition de l'équation suivante doit être vérifiée :

$$\left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T g(x, t) \neq 0 \quad (5.11)$$

Cette condition est aussi appelée condition de transversalité entre le vecteur normal de la surface S et le champ du vecteur $g(x, t)$ [55], [77]. Durant le mode de convergence, le remplacement de la commande équivalente par son équation dans (5.9) conduit à une nouvelle expression de la dérivée de la surface, comme suit :

$$\frac{dS}{dt} = \left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T g(x, t) U_s \quad (5.12)$$

En tenant compte de la condition d'attractivité $\dot{S}(x) = S(x) < 0$, l'équation (5.12) devient :

$$S \left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T g(x, t) U_s < 0 \quad (5.13)$$

De plus, afin de satisfaire la condition d'existence du mode de glissement, le signe de U_s doit

être opposé à celui de $S \left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T g(x, t)$.

5.4 Commande directe des puissances de la machine par mode glissant

En se basant sur le concept de la commande directe des puissances active et réactive, on peut exploiter le SMC pour réguler le facteur de puissance statorique de la GADA. Comme on l'a déjà mentionné dans la section précédente, la commande contient deux composantes essentielles à déterminer. La première composante concerne la linéarisation exacte du système alors que la seconde a pour but de garantir la stabilité de système.

Parce que la commande directe agit sur les puissances active et réactive, l'élaboration de la commande est basée principalement sur l'élaboration des équations des dérivées de puissances, ainsi que sur la détermination de la surface de glissement et de la loi de commande.

5.4.1 Formulation des équations des puissances

Dans le but d'établir l'expression de la commande équivalente, on doit établir les expressions des dérivées des puissances en fonction des courants et des tensions dans un référentiel fixe. Or, dans un référentiel stationnaire, les nouvelles équations des tensions et des flux peuvent être réécrites selon les équations (5.14) et (5.15) suivantes :

$$\begin{cases} V_{\alpha\beta s} = R_s i_{\alpha\beta s} + \frac{d\psi_{\alpha\beta s}}{dt} \\ V_{\alpha\beta r} = R_r i_{\alpha\beta r} + \frac{d\psi_{\alpha\beta r}}{dt} \pm \omega_r \psi_{\alpha\beta r} \end{cases} \quad (5.14)$$

$$\begin{cases} \psi_{\alpha\beta s} = L_s i_{\alpha\beta s} + M i_{\alpha\beta r} \\ \psi_{\alpha\beta r} = L_r i_{\alpha\beta r} + M i_{\alpha\beta s} \end{cases} \quad (5.15)$$

De plus, les flux de fuite rotoriques peuvent s'écrire en fonction des flux et des courants statoriques selon l'équation suivante :

$$\begin{cases} \psi_{\alpha r} = \frac{L_r}{M} \psi_{\alpha s} + \sigma M i_{\alpha s} \\ \psi_{\beta r} = \frac{L_r}{M} \psi_{\beta s} + \sigma M i_{\beta s} \end{cases} \quad (5.16)$$

Si on combine les expressions des tensions de l'équation (5.14) et les expressions des flux des équations (5.15) et (5.16), on obtient l'expression de la dérivée des courants comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha s}}{dt} = \frac{1}{\sigma M} \left[V_{\alpha r} - R_r i_{\alpha r} - \frac{L_r}{M} (V_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) \right] - \frac{\omega_r}{\sigma M} \left(\sigma M i_{\beta s} + \frac{L_r}{M} \psi_{\beta s} \right) \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} = \frac{1}{\sigma M} \left[V_{\beta r} - R_r i_{\beta r} - \frac{L_r}{M} (V_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) \right] + \frac{\omega_r}{\sigma M} \left(\sigma M i_{\alpha s} + \frac{L_r}{M} \psi_{\alpha s} \right) \end{cases} \quad (5.17)$$

D'autre part, l'expression des puissances active et réactive dans un référentiel stationnaire est donnée par

$$\begin{cases} P_s = V_{\alpha s} i_{\alpha s} + V_{\beta s} i_{\beta s} \\ Q_s = V_{\beta s} i_{\alpha s} - V_{\alpha s} i_{\beta s} \end{cases} \quad (5.18)$$

La dérivée des puissances s'écrit alors en fonction des courants et des tensions comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = \left(V_{\alpha s} \frac{di_{\alpha s}}{dt} + i_{\alpha s} \frac{dV_{\alpha s}}{dt} + V_{\beta s} \frac{di_{\beta s}}{dt} + i_{\beta s} \frac{dV_{\beta s}}{dt} \right) \\ \frac{dQ_s}{dt} = \left(V_{\beta s} \frac{di_{\alpha s}}{dt} + i_{\alpha s} \frac{dV_{\beta s}}{dt} - V_{\alpha s} \frac{di_{\beta s}}{dt} - i_{\beta s} \frac{dV_{\alpha s}}{dt} \right) \end{cases} \quad (5.19)$$

Tenant compte l'hypothèse d'un réseau électrique idéal, les variations des tensions statoriques peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = V_s \cos(\omega_s t) \\ V_{\beta s} = V_s \cos(\omega_s t - (\pi/2)) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{dV_{\alpha s}}{dt} = -V_s \omega_s \sin(\omega_s t) \\ \frac{dV_{\beta s}}{dt} = V_s \omega_s \cos(\omega_s t) \end{cases} \Rightarrow \begin{bmatrix} \frac{dV_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{dV_{\beta s}}{dt} \end{bmatrix} = \omega_s \begin{bmatrix} -V_{\beta s} \\ V_{\alpha s} \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Si on remplace les expressions des courants (5.17) et les expressions des tensions (5.20) dans l'équation (5.19), on obtient la nouvelle expression suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} = & - \begin{bmatrix} \frac{L_r R_s}{\sigma M^2} & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & \frac{L_r R_s}{\sigma M^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} + \frac{\omega_r L_r}{\sigma M^2} \begin{bmatrix} V_{\beta s} & -V_{\alpha s} \\ -V_{\alpha s} & -V_{\beta s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \end{bmatrix} \\ & + \frac{R_r}{\sigma M} \begin{bmatrix} -V_{\alpha s} & -V_{\beta s} \\ -V_{\beta s} & V_{\alpha s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} - \frac{L_r}{\sigma M^2} \begin{bmatrix} V_{\alpha s}^2 + V_{\beta s}^2 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma M} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} & V_{\beta s} \\ V_{\beta s} & -V_{\alpha s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Cette dernière équation (5.21), qui montre l'expression des dérivées des puissances active et réactive, représente l'équation clef pour établir la loi de régulation des puissances.

5.4.2 Surface de glissement

La commande par mode glissant est basée sur la conception d'une commande discontinue qui conduit le fonctionnement du système à travers un plan dans l'espace d'état. Les plans sont choisis de manière à ce que le système de contrôle puisse avoir le comportement désiré lorsque les états convergent vers eux. Ainsi, l'objectif principal du contrôle est de suivre ou de glisser le long de trajectoires de puissance prédéfinie. Afin d'avoir des meilleures performances en régime transitoire avec une erreur statique nulle en régime permanent, on choisit la surface de glissement en fonction des puissances selon l'équation suivante :

$$\begin{cases} S_P = e_P + K_{eP} \int e_P(\tau) d\tau + e_P(0) \\ S_Q = e_Q + K_{eQ} \int e_Q(\tau) d\tau + e_Q(0) \end{cases} \quad (5.22)$$

où $e_P = (P_s^* - P_s)$ et $e_Q = (Q_s^* - Q_s)$ sont les erreurs des puissances entre les valeurs de référence et celles mesurées. K_{eP} et K_{eQ} sont des gains de contrôle positifs. Quant aux surfaces nulles ($S_P = 0, S_Q = 0$), elles correspondent à une commande précise. Par conséquent, quand le système glisse le long de la surface on a

$$S_P = S_Q = \frac{dS_P}{dt} = \frac{dS_Q}{dt} = 0 \quad (5.23)$$

À partir des équations (5.22) et (5.23), on peut écrire les dérivées des erreurs sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{de_P}{dt} = -K_{eP} e_P \\ \frac{de_Q}{dt} = -K_{eQ} e_Q \end{cases} \quad (5.24)$$

Cette expression assure que l'erreur des puissances active et réactive converge vers zéro selon les constantes de temps $1 / K_{eP}$ et $1 / K_{eQ}$, respectivement.

5.4.3 Synthèse de la loi de commande

Dans le but de trouver l'expression de la commande, on peut écrire l'équation de la surface (5.22) sous la nouvelle forme différentielle suivante :

$$\begin{cases} \frac{dS_P}{dt} = \frac{d(P_s^* - P_s)}{dt} + K_{eP} (P_s^* - P_s) = -\frac{dP_s}{dt} + K_{eP} (P_s^* - P_s) \\ \frac{dS_Q}{dt} = \frac{d(Q_s^* - Q_s)}{dt} + K_{eQ} (Q_s^* - Q_s) = -\frac{dQ_s}{dt} + K_{eQ} (Q_s^* - Q_s) \end{cases} \quad (5.25)$$

Cette dernière équation fait apparaître les termes des dérivées des puissances active et réactive. Or, le remplacement de ces termes par ses expressions dans l'équation (5.21) nous permet d'obtenir l'équation suivante :

$$\frac{dS_{PQ}}{dt} = F + D V_{\alpha\beta r} \quad (5.26)$$

$$\text{avec } D = \frac{-1}{\sigma M} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} & V_{\beta s} \\ V_{\beta s} & -V_{\alpha s} \end{bmatrix}$$

$$\text{et } F = \begin{bmatrix} F_P \\ F_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_r R_s}{\sigma M^2} & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & \frac{L_r R_s}{\sigma M^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} - \frac{\omega_r L_r}{\sigma M^2} \begin{bmatrix} V_{\beta s} & -V_{\alpha s} \\ -V_{\alpha s} & -V_{\beta s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \end{bmatrix} - \frac{R_r}{\sigma M} \begin{bmatrix} -V_{\alpha s} & -V_{\beta s} \\ -V_{\beta s} & V_{\alpha s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \\ + \frac{L_r}{\sigma M^2} \begin{bmatrix} V_{\alpha s}^2 + V_{\beta s}^2 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{eP} (P_s^* - P_s) \\ K_{eQ} (Q_s^* - Q_s) \end{bmatrix}$$

5.4.4 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. De ce fait, on utilise la fonction scalaire $W(x) > 0$ (connue par la fonction de Lyapunov) pour les variables d'état du système, et on choisit une loi de commande qui fera décroître cette fonction. Sous forme quadratique, la fonction de Lyapunov s'écrit comme suit :

$$W(x) = \frac{1}{2} S^T S \geq 0 \quad (5.27)$$

Ainsi, la dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\dot{W}(x) = \frac{1}{2} \left(S^T \frac{dS}{dt} + S \frac{dS^T}{dt} \right) = S^T \frac{dS}{dt} = S^T (F + D V_{\alpha\beta r}) \quad (5.28)$$

La loi de commutation doit être choisie de telle façon que la dérivée de la fonction soit négative. Par conséquent, la loi de commande peut s'écrire sous la forme suivante :

$$V_{\alpha\beta r} = -D^{-1} \left(\begin{bmatrix} F_P \\ F_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{Psn} & 0 \\ 0 & K_{Qsn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_P) \\ \text{sgn}(S_Q) \end{bmatrix} \right) \quad (5.29)$$

où $\text{sgn}(S_P)$ et $\text{sgn}(S_Q)$ sont des fonctions de commutation pour les puissances active et réactive, respectivement, alors que K_{Psn} et K_{Qsn} sont des gains positifs. Le choix de ces gains est très influent car s'ils sont très petits, le temps de réponse sera très long. Cependant, s'ils sont choisis très grands, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de commande.

5.4.5 Stabilité et robustesse de la commande

Pour assurer la stabilité du système commandé, il est suffisant d'avoir $\dot{W}(x) < 0$. Ainsi, pour la fonction de commutation appropriée, la stabilité peut être assurée en respectant la condition suivante :

$$\text{Si } \begin{cases} S_P \text{sgn}(S_P) > 0 \\ S_Q \text{sgn}(S_Q) > 0 \end{cases} \text{ alors } \dot{W}(x) = S^T \frac{dS}{dt} = -S^T \begin{bmatrix} K_{Psn} & 0 \\ 0 & K_{Qsn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_P) \\ \text{sgn}(S_Q) \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Par conséquent, la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative et le système commandé devient asymptotiquement stable.

En pratique, la surface de glissement est affectée, entre autres, par le bruit des mesures, la variation des paramètres et l'erreur d'échantillonnage du convertisseur analogique numérique. Si on assume que la fonction $H = [H_P \ H_Q]^T$ représente une perturbation pour notre système, l'équation (5.26) peut donc être réécrite sous la forme suivante :

$$\frac{dS_{PQ}}{dt} = F + D V_{\alpha\beta r} + H \quad (5.31)$$

Donc, en présence de la perturbation, l'équation (5.30) peut s'écrire sous la nouvelle forme suivante :

$$\dot{W}(x) = S^T \frac{dS}{dt} = -S^T \left(\begin{bmatrix} H_P \\ H_Q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_{Psn} & 0 \\ 0 & K_{Qsn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_P) \\ \text{sgn}(S_Q) \end{bmatrix} \right) \quad (5.32)$$

Avec un choix des gains $K_{Psn} > |H_P|$ et $K_{Qsn} > |H_Q|$, la dérivée de la fonction de Lyapunov devient négative et confirme la robustesse de la loi de commande par mode glissant proposée.

Contrairement à la théorie, la commutation de la commande entre deux valeurs minimale et maximales à une fréquence infinie est pratiquement impossible. Cela est dû à la

nature de la commande elle-même qui se calcule uniquement dans des intervalles de temps d'échantillonnage bien définis. De plus, la fréquence de commutation au niveau des interrupteurs d'électronique de puissance est bien limitée. Ainsi, les commutations produisent généralement des oscillations de hautes fréquences appelées phénomène de *Chattering*. En présence de ces oscillations indésirables, la trajectoire d'état tend à osciller au voisinage de la surface, au lieu d'évoluer exactement le long de celle-ci. Par conséquent, ce phénomène empêche la régulation des puissances active et réactive.

La technique souvent utilisée pour réduire ce phénomène est l'introduction d'un terme de lissage à la commande. L'idée principale de ce type de technique consiste à définir un domaine au voisinage de la surface de glissement et à l'intérieur duquel le signal d'entrée discontinu est linéarisé. Néanmoins, malgré que cette méthode réduit considérablement le phénomène de *chattering*, elle peut dégrader les performances de la commande vis-à-vis de la robustesse. La figure 5.4 montre un exemple de fonction de lissage qui théoriquement peut réduire considérablement le phénomène de *chattering*. Or, sachant que le choix des seuils est directement lié à la précision désirée, la constante λ_s doit être choisie pour assurer un bon compromis entre la réduction du phénomène de *chattering* et la conservation de la robustesse.

Comme le montre la figure 5.4, la fonction de lissage peut être modélisée par l'équation suivante :

$$cont(S) = \begin{cases} \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda_s} & si |S| < \lambda_s \\ sign(S) & si |S| > \lambda_s \end{cases} \quad (5.33)$$

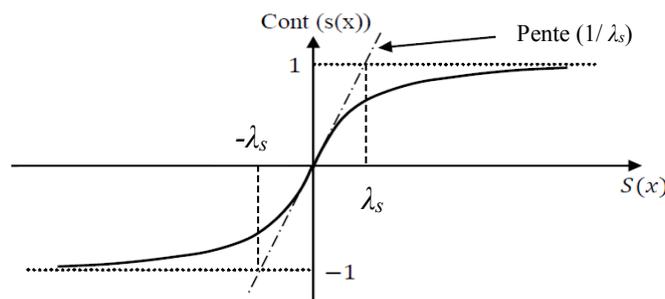


Figure 5.4 : Fonction de lissage

Cette fonction représente théoriquement une solution idéale et adéquate pour filtrer les hautes fréquences. Toutefois, elle peut être remplacée par une fonction alternative tenant en compte la difficulté qu'elle présente lors l'implémentation expérimentale en pratique. Cela consiste à remplacer la fonction $cont(S)$ par la droite de pente $1/\lambda_s$ à l'intérieur d'une bande de largeur $2\lambda_s$ située de part et d'autre de la surface de glissement, alors que la discontinuité est conservée à l'extérieur de cette bande comme le montre la figure 5.5. Cette fonction de saturation dite douce à un seul seuil est modélisée par l'équation suivante [55]:

$$sgn(S) = \begin{cases} -1 & \text{si } S < -\lambda_s \\ \frac{S(x)}{\lambda_s} & \text{si } |S| < \lambda_s \\ +1 & \text{si } S > \lambda_s \end{cases} \quad (5.34)$$

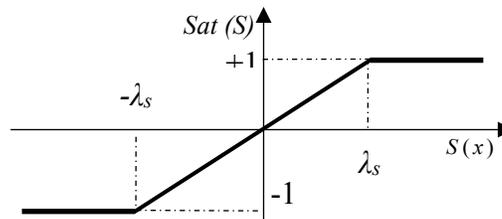


Figure 5.5 : Représentation de la commande douce à un seul seuil (Sat)

5.5 Commande du convertisseur côté réseau par mode glissant

Pour établir la commande du convertisseur côté réseau, on suit la même démarche utilisée pour la commande du convertisseur côté rotor de la GADA [5], [63], [83]. Compte tenu des hypothèses de modélisation déjà considérées dans le chapitre 4, le schéma équivalent du convertisseur, dans un référentiel stationnaire, est donné par la figure 5.6. La relation entre les tensions et les courants dans un référentiel stationnaire $\alpha\beta$ s'écrit comme suit :

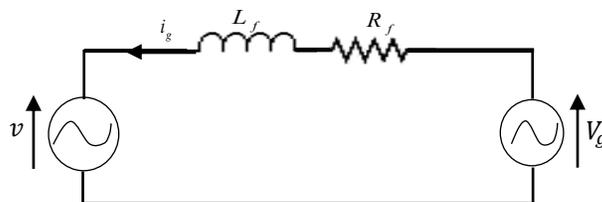


Figure 5.6 : Schéma équivalent du convertisseur côté réseau

$$\begin{cases} V_{\alpha g} = R_f i_{\alpha g} + L_f \frac{di_{\alpha g}}{dt} + v_{\alpha} \\ V_{\beta g} = R_f i_{\beta g} + L_f \frac{di_{\beta g}}{dt} + v_{\beta} \end{cases} \quad (5.35)$$

où $V_{\alpha g}$ et $V_{\beta g}$ sont les tensions de réseau, alors que v_{α} et v_{β} sont les tensions alternatives côté convertisseur. À partir de l'équation (5.35), on peut écrire l'équation des courants comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha g}}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_{\alpha g} - R_f i_{\alpha g} - v_{\alpha}) \\ \frac{di_{\beta g}}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_{\beta g} - R_f i_{\beta g} - v_{\beta}) \end{cases} \quad (5.36)$$

Par ailleurs, les puissances active et réactive du convertisseur dans le référentiel stationnaire sont données par la relation suivante :

$$\begin{cases} P_g = V_{\alpha g} i_{\alpha g} + V_{\beta g} i_{\beta g} \\ Q_g = V_{\beta g} i_{\alpha g} - V_{\alpha g} i_{\beta g} \end{cases} \quad (5.37)$$

Si on différencie les puissances active et réactive de cette dernière équation, ensuite on remplace les dérivées des tensions d'une façon similaire aux équations déjà établies pour la machine (5.20), on obtient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} P_g \\ Q_g \end{bmatrix} = \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} V_{\alpha g} & V_{\beta g} \\ V_{\beta g} & -V_{\alpha g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & \omega_g \\ -\omega_g & \frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_g \\ Q_g \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} V_{\alpha g}^2 + V_{\beta g}^2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

On choisit la surface de glissement de la même forme que celle déjà définie dans la section précédente par l'équation (5.22). De ce fait, la commande désirée force la trajectoire du système pour converger vers la surface définie par :

$$\begin{cases} S_{P_g} = e_{P_g} + K_{eP_g} \int e_{P_g}(\tau) d\tau + e_{P_g}(0) \\ S_{Q_g} = e_{Q_g} + K_{eQ_g} \int e_{Q_g}(\tau) d\tau + e_{Q_g}(0) \end{cases} \quad (5.39)$$

Ainsi, pendant le glissement le long de la surface, la surface et sa dérivée deviennent nulles (

$$S_{P_g} = S_{Q_g} = \frac{dS_{P_g}}{dt} = \frac{dS_{Q_g}}{dt} = 0). \text{ Par conséquent, on obtient l'équation (5.40) qui a la même forme}$$

que celle déjà établie pour la commande des puissances de la GADA.

$$\begin{cases} \frac{dS_{P_g}}{dt} = -\frac{dP_g^*}{dt} + K_{eP_g} (P_g^* - P_g) \\ \frac{dS_{Q_g}}{dt} = -\frac{dQ_g^*}{dt} + K_{eQ_g} (Q_g^* - Q_g) \end{cases} \quad (5.40)$$

Si on remplace l'équation (5.38) dans l'équation (5.40), on obtient :

$$\frac{dS_{PQg}}{dt} = F_g + D_g v_{\alpha\beta} \quad (5.41)$$

$$\text{avec } F_g = \begin{bmatrix} F_{Pg} \\ F_{Qg} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & \omega_g \\ -\omega_g & \frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_g \\ Q_g \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} V_{\alpha g}^2 + V_{\beta g}^2 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{ePg} (P_g^* - P_g) \\ K_{eQg} (Q_g^* - Q_g) \end{bmatrix}$$

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix}, D_g = \frac{-1}{L_f} \begin{bmatrix} V_{\alpha g} & V_{\beta g} \\ V_{\beta g} & -V_{\alpha g} \end{bmatrix}$$

On procède avec la même démarche utilisée pour établir la loi de commande du convertisseur côté machine, en tenant compte de la fonction *sign* déjà définie par l'équation (5.34). Ainsi, la loi de commande du convertisseur côté réseau prend la forme de l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha g} \\ V_{\beta g} \end{bmatrix} = -D_g^{-1} \left(\begin{bmatrix} F_{Pg} \\ F_{Qg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{Pgsn} & 0 \\ 0 & K_{Qgsn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_{Pg}) \\ \text{sgn}(S_{Qg}) \end{bmatrix} \right) \quad (5.42)$$

Les deux composantes de tensions ($V_{\alpha g}, V_{\beta g}$) issues de la loi de commande représentent les tensions de référence pour commander le convertisseur. Ainsi, ces deux composantes de tension vont être utilisées par l'algorithme MLI vectorielle pour générer les impulsions de commutations nécessaires au IGBT selon l'algorithme détaillé dans les références [5], [56].

5.6 Implémentation de la commande

La figure 5.7 présente le schéma synoptique utilisé pour la conception de la loi de commande par mode glissant. Côté rotor de la machine, on utilise un transformateur pour abaisser la tension afin d'adapter la tension du rotor à celle du réseau. On trouvera dans l'annexe 1 les paramètres du système, et les paramètres de la loi de commande par mode glissant appliquée pour chaque convertisseur.

Pour les deux convertisseurs, la loi de commande développe instantanément les tensions de commande dans le référentiel stationnaire selon les erreurs des puissances issues

de la différence entre les consignes désirées et celles mesurées. Par la suite, la commande se génère immédiatement par l'algorithme de la MLI vectorielle. Pour les deux lois de commandes, il est à noter que la commande délivrée doit respecter la limite de la tension de bus CC, particulièrement.

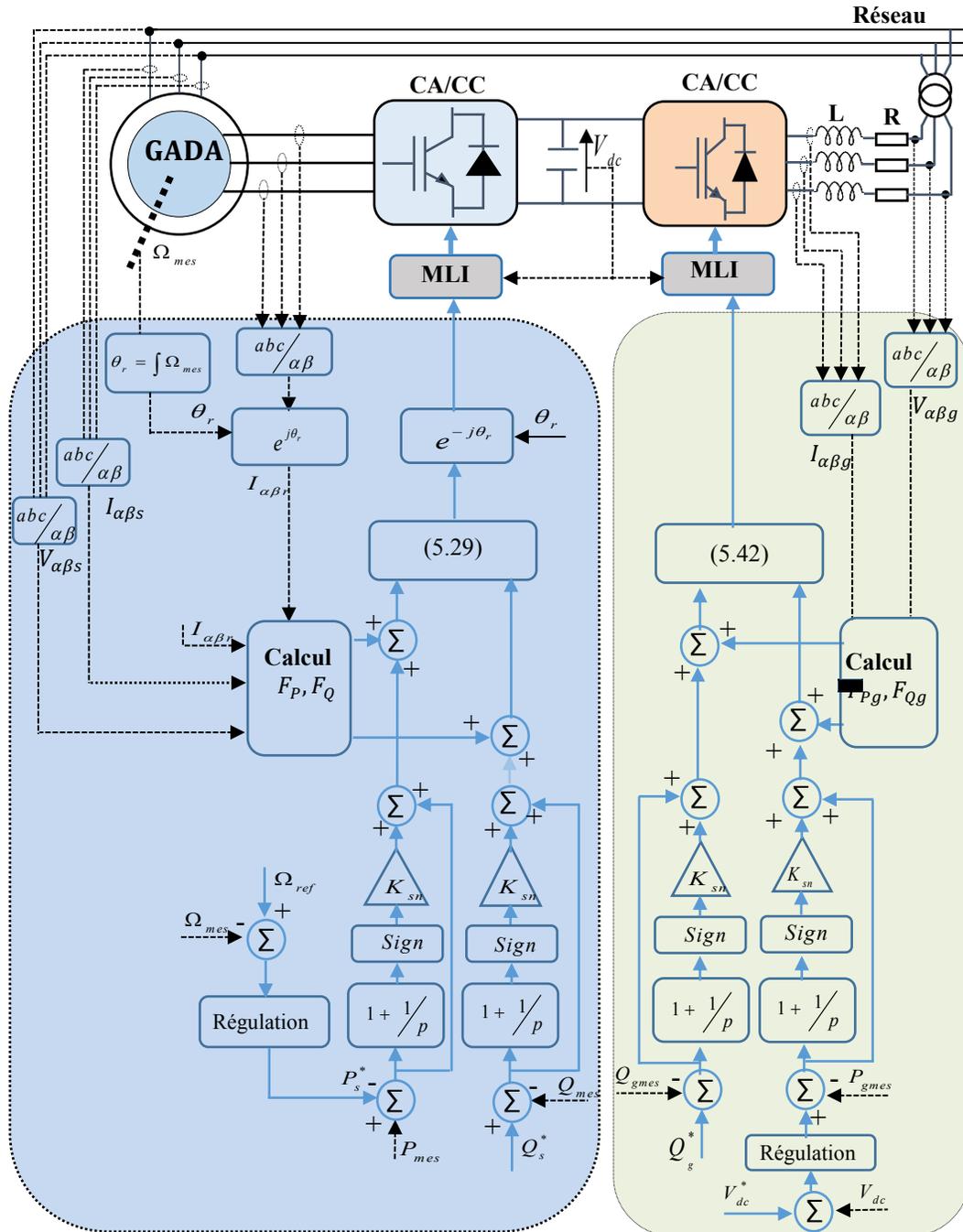


Figure 5.7 : Schéma global de la commande par mode glissant de la GADA

La figure 5.8 illustre le modèle de simulation réalisé sur Matlab/Simulink pour implémenter le système de la figure 5.7. Ainsi, l'implémentation a été achevée dans les conditions les plus semblables à celles de la pratique afin de prévoir le comportement du système d'une part et, d'autre part, pour assurer une certaine flexibilité lors du passage de la simulation vers l'implémentation expérimentale par la suite.

La partie puissance, constituée par la machine associée aux convertisseurs, est simulée en utilisant le *Simpowersystem* de Matlab, alors que les lois de commande sont exécutées par un code listing dans la fonction de Matlab. Cette méthodologie de simulation est

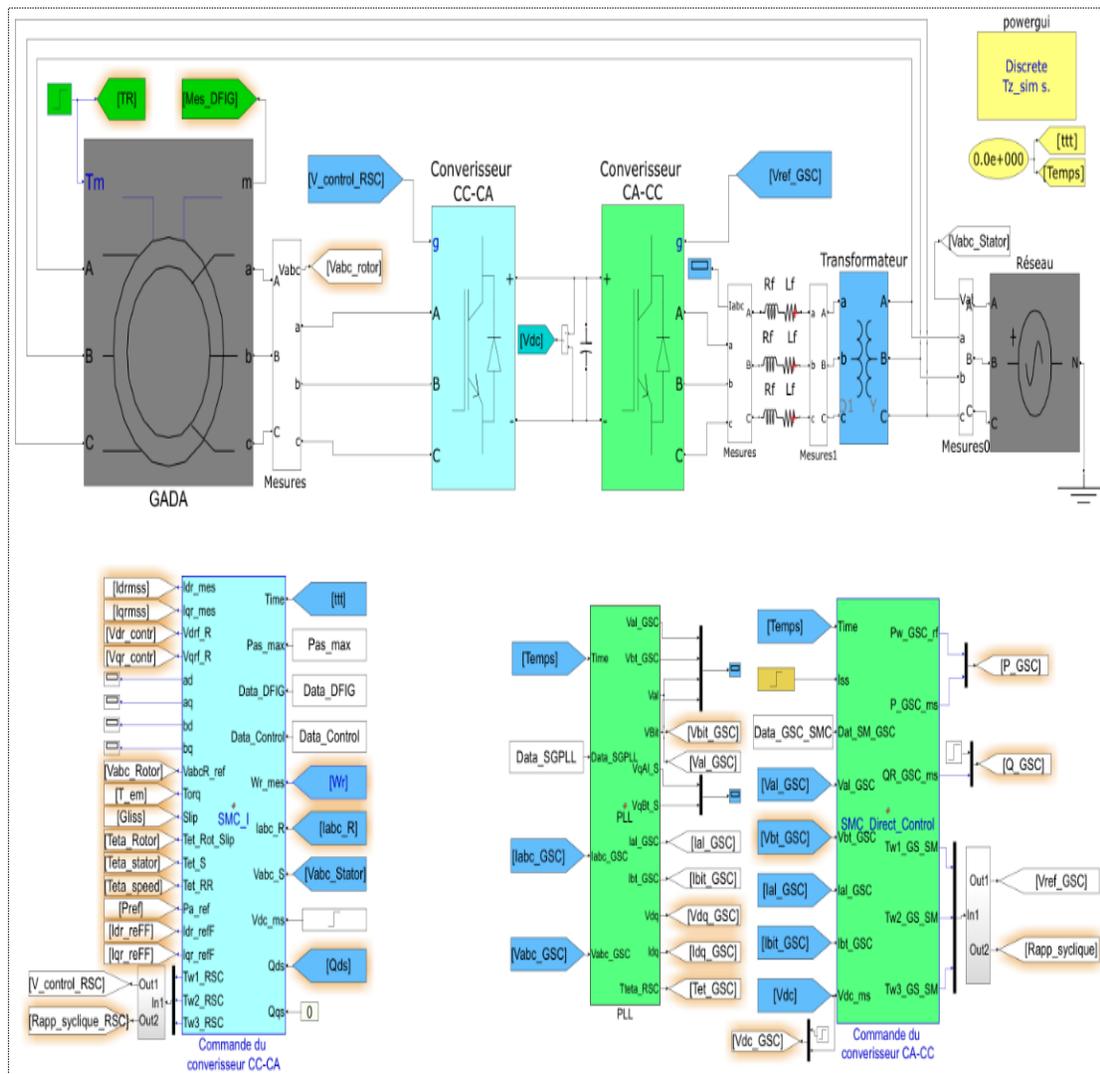


Figure 5.8 : Implémentation du système dans Matlab / Simulink

très utile, particulièrement sur le plan pratique. En effet, le même code réalisé en Matlab pour exécuter la loi de commande est traduit en code assembleur lors de l'implantation physique et la validation expérimentale en laboratoire (en tenant compte de quelques considérations pratiques).

5.7 Résultats de simulation

Dans l'objectif de tester la validité de la loi de commande proposée, on simule la GADA et les convertisseurs associés à leur loi de commande établie selon la figure 5.8. Ainsi, le stator de la GADA est connecté directement au réseau triphasé (208V, 60Hz), alors que le rotor est alimenté par l'intermédiaire des deux convertisseurs bidirectionnels en cascade dont la fréquence de commutation des IGBT est fixée à 20kHz.

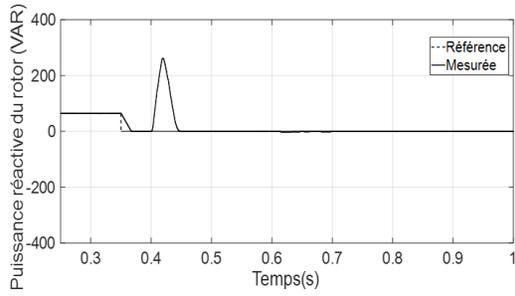
Afin de vérifier simultanément le comportement du système en régime normal et en régime perturbé, on applique quelques échelons de référence à des instants différents, selon le scénario suivant :

- En premier lieu, la référence de la puissance réactive pour le convertisseur côté réseau passe de 64VAR à 0, à l'instant 0,35s, alors que la tension du lien CC passe de 120V à 100V, à l'instant 0,4s ;
- Par la suite, on varie la référence de vitesse de 1600 à 2000 tr/mn à $t=0,45$ pour la GADA, qui consomme de la puissance réactive jusqu'à l'instant 0,5s où la référence de la puissance réactive passe de 64VAR à 0, de sorte que le facteur de puissance au stator de la GADA devient unitaire ;
- Enfin, un défaut est introduit dans le réseau sur lequel la machine est connectée. En effet, le défaut choisi conduit à un creux de tension triphasé de 60% à l'instant 0,6s, pendant 300ms.

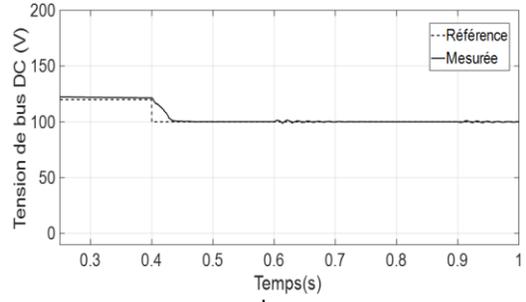
Les deux figures 5.9a et 5.9b montrent une très bonne régulation de la puissance réactive et de la tension du lien CC aux références appliquées, respectivement. Or, le courant et la puissance active (issus de la régulation de la tension du lien CC) sont dépendants essentiellement de la tension du lien CC, comme le montrent les figures 5.9c et 5.9d, respectivement.

La figure 9.5e montre la variation du courant du lien CC échangé entre le convertisseur côté réseau et le convertisseur côté rotor de la GADA. On constate que la variation de ce courant est un peu brusque à la suite de l'application de l'échelon de la tension du lien CC. Toutefois, elle reste indépendante de la variation de la puissance réactive. La figure 9.5f représente les tensions issues de la commande qui dépendent directement des échelons appliqués pour le convertisseur côté réseau. Toutefois, de grandes variations (du courant et de la tension) peuvent devenir dangereuses pour le système et, par conséquent, endommager les convertisseurs d'électronique de puissance. À cet effet, certains travaux dans la littérature exigent la mesure du courant CC pour protéger les convertisseurs, et exigent de plus prendre en considération les variations de la tension du lien DC pour établir la loi de commande concernant le convertisseur côté rotor de la machine.

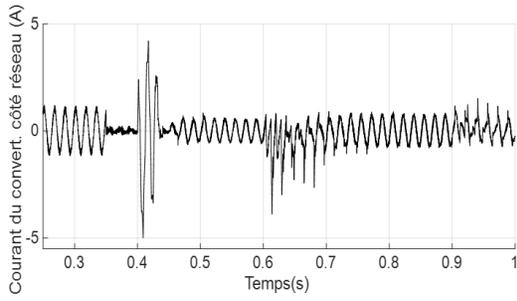
La figure 5.9g montre le comportement de la vitesse de rotation mécanique à la suite de l'application de l'échelon de référence. On remarque que la puissance active issue de la régulation de la vitesse apparaît dans la figure 5.9h. Après un court temps de régime transitoire, la puissance reprend sa valeur, qui dépend principalement de la variation de la vitesse. Le transitoire se produit conjointement au niveau du courant statorique de la machine comme on le voit à la figure 5.9i et au niveau du courant rotorique dans la figure 5.9j. On constate bien que la variation des courants suit la variation de la puissance active et celle de la vitesse mécanique principalement.



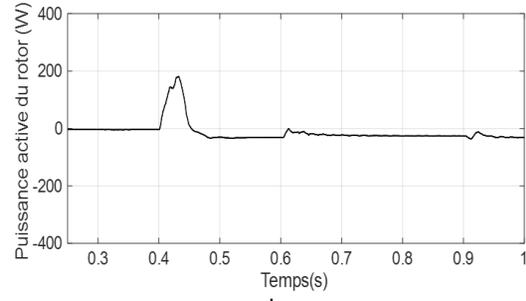
-a-



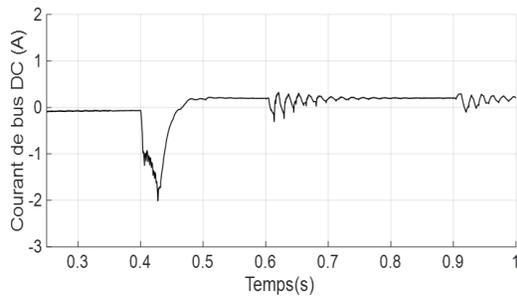
-b-



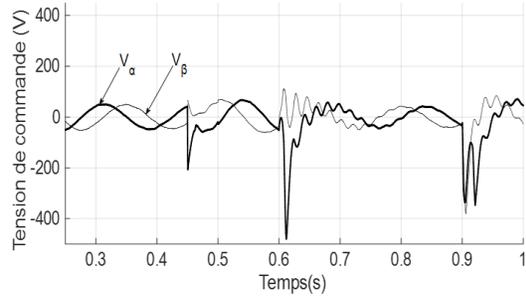
-c-



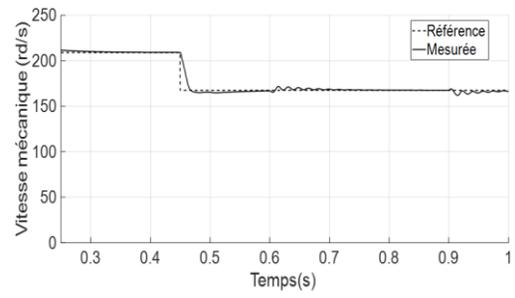
-d-



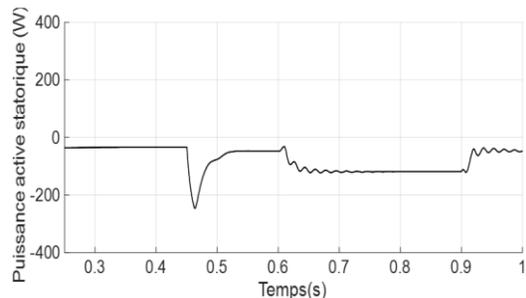
-e-



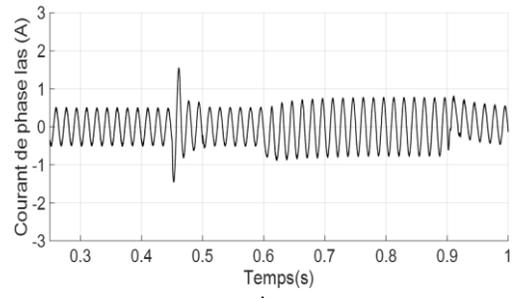
-f-



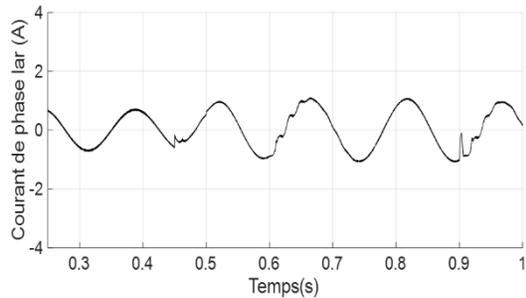
-g-



-h-



-i-



-j-

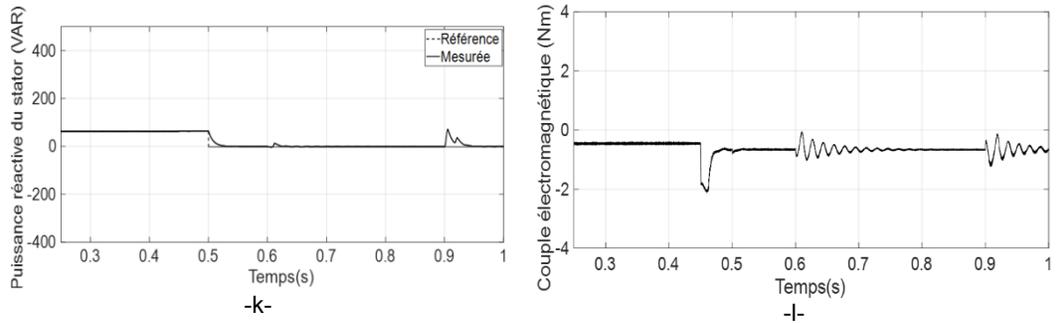


Figure 5.9 : Résultats de simulations de la loi de commande par mode glissant

La figure 5.9k présente l'évolution de la puissance réactive qui suit sa référence et qui est indépendante de la variation de la vitesse mécanique (figure 5.9g). Cette indépendance est prouvée, également, au niveau du couple électromagnétique dans la figure 5.9l.

Ainsi, le comportement global du système à travers l'évolution des différentes grandeurs, atteste de bonnes performances dynamiques, notamment en terme de régulation pour les deux régimes de fonctionnement, soit le régime normal et le régime perturbé.

5.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a évalué et examiné les performances de la commande par mode glissant appliquée sur la GADA. On a détaillé les deux stratégies de contrôle pour chaque convertisseur afin de maîtriser le facteur de puissance échangée entre la machine et le réseau sur lequel elle est connectée.

On a adopté la même méthodologie de simulation déjà utilisée pour la commande vectorielle appliquée sur les deux convertisseurs. Ainsi, les lois de commande par mode glissant sont bien examinées à travers des séries de tests de simulation pour le système global composé de la GADA et les deux convertisseurs d'électronique de puissance.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande élaborée par mode glissant réalise un bon découplage, un bon réglage des puissances et une bonne poursuite des valeurs de référence imposées. De ce fait, on peut juger la validité de l'approche de commande proposée pour chaque convertisseur d'une part, et la validité du modèle de simulation établi d'autre part. De plus, la comparaison entre les résultats issus de la régulation par PI et ceux issus de la commande par mode glissant montrent une grande ressemblance vis-à-vis du comportement dynamique. Cependant, la commande par mode glissant présente deux avantages principaux, soit la robustesse et la facilité de l'implémentation numérique de la loi de commande. Les résultats obtenus nous donnent une bonne idée sur le comportement des différentes grandeurs du système, ce qui nous facilite le dimensionnement et la conception du banc d'essai pour les validations expérimentales.

CHAPITRE 6

RÉALISATION DE LA PLATEFORME EXPÉRIMENTALE

6.1 Introduction

Afin de valider la pertinence des lois de commande élaborées, nous allons décrire dans ce chapitre la plateforme expérimentale utilisée pour les différentes manipulations en laboratoire. Ainsi, nous allons décrire en détail la conception du système de commande pour la GADA, en s'intéressant principalement aux aspects matériels et à la programmation.

Nous allons nous intéresser particulièrement à la maquette expérimentale montée en laboratoire pour réaliser les différents essais expérimentaux. D'abord, on présentera la partie matérielle, le système de contrôle DSP et la description du programme de commande en assembleur. Par la suite, on abordera l'aspect de l'environnement informatique nécessaire pour l'implémentation numérique des lois de commande. Enfin, la description des problèmes rencontrés et leurs solutions respectives vont être exposées conjointement avec quelques testes concernant le bon fonctionnement du matériel électrique, la validité du code assembleur implémenté et la stabilité du fonctionnement du système global.

6.2 Principe du système expérimental

Pour valider expérimentalement les techniques de commande présentées dans le cadre de ce travail, on a construit un banc d'essai selon le schéma synoptique de la figure 6.1. Ce schéma met en évidence le banc de test constitué par deux sous-ensembles. Une partie rassemble les éléments de puissance et permet la conversion électromécanique de l'énergie, alors que l'autre partie gère la commande des convertisseurs.

Comme le montre la figure 6.1, la GADA est entraînée mécaniquement par une machine à courant continu (MCC) et alimentée au rotor à travers les deux convertisseurs afin

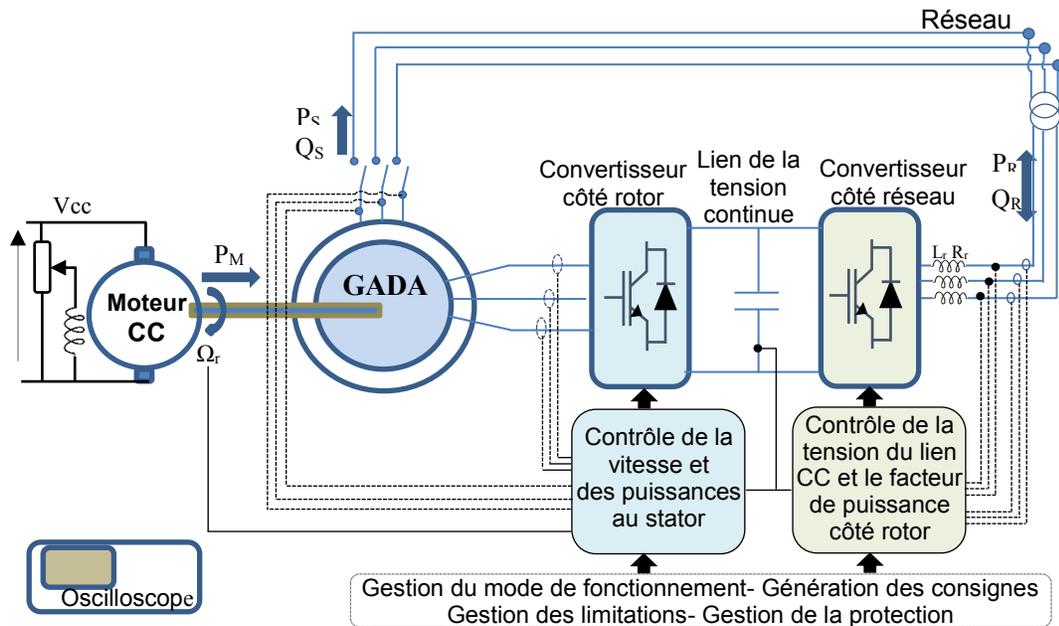


Figure 6.1 : Schéma synoptique de la commande du système

d'assurer l'échange de la puissance rotorique avec le réseau. Considérant que les deux convertisseurs en cascade sont bidirectionnels, le mode de fonctionnement est semblable pour les deux convertisseurs. Par conséquent, la démarche suivie pour l'expérimentation des deux convertisseurs est très similaire vis-à-vis de la topologie, l'instrumentation et le principe de conception. Cependant, la loi de commande est complètement différente et définit un rôle spécifique pour chaque convertisseur. De ce fait, l'implantation du code assembleur sur chaque DSP nécessite certaines particularités qui sont liées principalement au mode de fonctionnement du convertisseur.

Le schéma de la figure 6.2 présente la méthodologie utilisée pour commander les deux convertisseurs. Or, les deux figures 6.3 et 6.4 montrent les détails de l'implémentation expérimentale pour les deux convertisseurs, côté machine et côté réseau respectivement. Pour chaque convertisseur, on distingue quatre parties :

- la partie puissance qui regroupe les cartes des contrôleurs associés au convertisseur CA/CC qui alimente la machine électrique ;

- la partie d'acquisition des signaux qui est constituée des cartes de mesure et des circuits de traitement des signaux issus des capteurs ;
- la partie commande qui est constituée d'une carte de contrôle à base d'un DSP de type ADSP-BF506F ;
- la partie interface qui assure une isolation galvanique entre le contrôleur DSP et la partie puissance, et prévient des perturbations de fonctionnement des équipements.

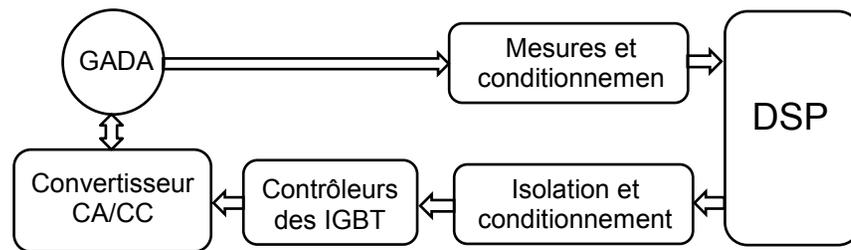


Figure 6.2 : Synoptique de la commande pour chaque convertisseur

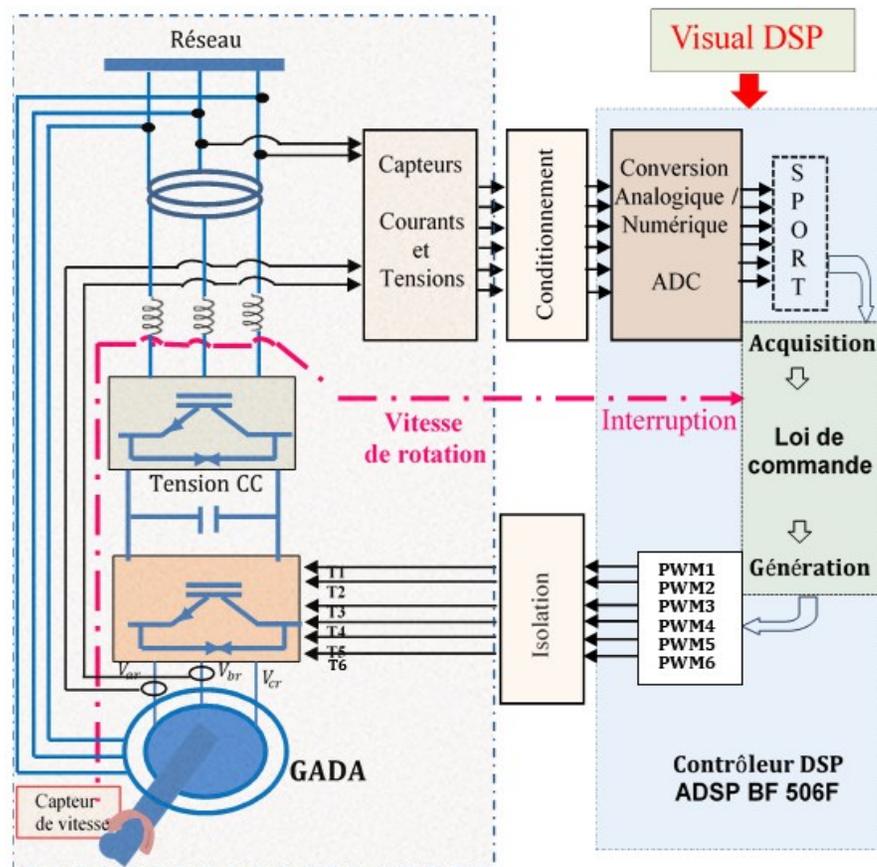


Figure 6.3 : Détails de la commande pour le convertisseur côté machine

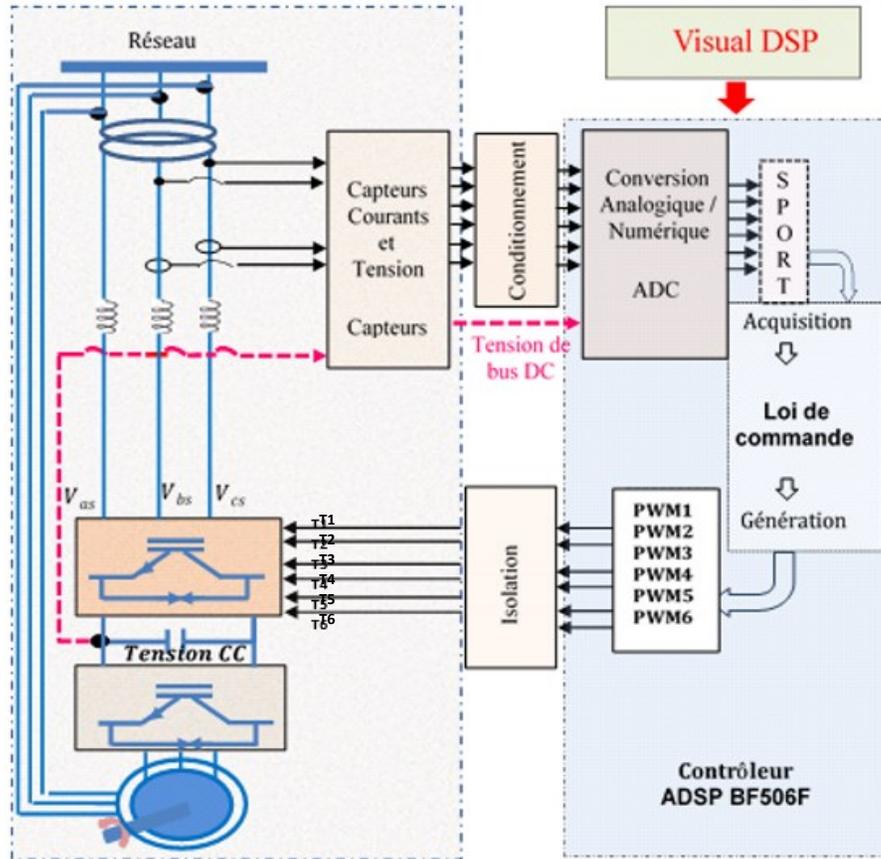


Figure 6.4 : Détails de la commande pour le convertisseur côté réseau

La partie puissance est constituée principalement du convertisseur CA/CC associé à une interface d'acquisition alors que la partie commande comprend essentiellement le contrôleur DSP et les conditionneurs de signaux associés. Or, tous les modules utilisés pour commander la GADA incluant les deux convertisseurs (selon les figures 6.3 et 6.4) sont dimensionnés et assemblés sur une seule maquette prototype. Cette dernière conçue principalement pour le prototypage rapide des systèmes de contrôle pour la machine électrique en temps réel, particulièrement, pour commander un système de deux convertisseurs en cascade afin de réaliser la conversion de la puissance CA/CC/CA.

6.3 Banc d'essai expérimental

En plus de la commande réalisée pour la MCC, le banc d'essai se décompose principalement en deux sous-ensembles. Une partie rassemble les éléments de puissance

permettant la conversion électromécanique de l'énergie alors que l'autre partie gère la commande de la GADA.

6.3.1 Machines électriques utilisées

Pour des raisons de disponibilité et de facilité, on a choisi d'utiliser une MCC du manufacturier Lab-Volt associée à un hacheur pour fournir le couple moteur à la GADA. Comme le montre la figure 6.5, l'arbre de la MCC est relié à l'arbre de la machine asynchrone à rotor bobiné (GADA) par l'intermédiaire d'un accouplement élastique. La figure 6.5 montre également le capteur de vitesse sous forme d'une petite carte électronique installée au-dessus du rotor. Les détails de ce capteur de vitesse seront présentés ultérieurement dans la section 6.3.2.5.

Parce que la puissance de la GADA utilisée en laboratoire est relativement faible (175W), les pertes mécaniques deviennent très importantes. Néanmoins, elle présente l'avantage du prix réduit lorsqu'on dimensionne les équipements de commande en basse puissance.

Les données de la GADA, présentées dans l'annexe 1, montrent que les niveaux de

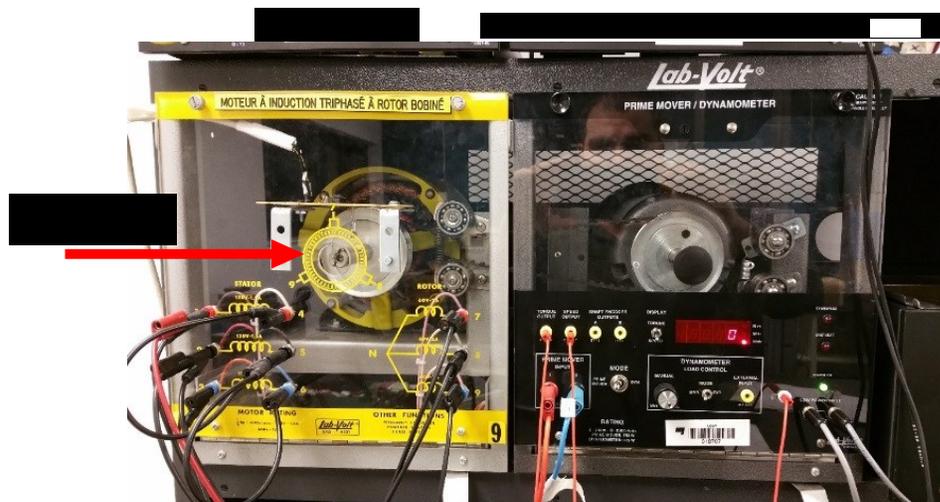


Figure 6.5 : Machines électriques utilisées dans le banc d'essai expérimental

tensions des enroulements rotoriques et statoriques sont différents (208/64V). Ceci implique qu'il n'est plus envisageable d'utiliser une connexion directe des deux convertisseurs au réseau. On a alors proposé d'insérer un transformateur abaisseur entre le réseau électrique et le convertisseur côté réseau. Le rapport de transformation de ce transformateur est proche du rapport entre les tensions statoriques et rotoriques, soit 1:3.

Dans l'objectif de déterminer l'inertie et le coefficient de frottement du système entier, on a utilisé la méthode du ralentissement libre sous l'effet des pertes mécaniques. Cette méthode nous permet de déterminer les paramètres mécaniques du banc d'essai constitué des deux machines et l'accouplement élastique. Cette méthode est intéressante, car elle permet notamment d'évaluer le moment d'inertie dans des conditions précises de la vitesse. En effet, après avoir alimenté la machine et qu'elle a atteint la vitesse nominale, on coupe l'alimentation et on enregistre la courbe de ralentissement libre. L'équation fondamentale de la dynamique permet ensuite d'identifier les paramètres désirés.

6.3.2 Prototype de commande

Dans cette section, on met en œuvre les concepts montrés à la figure 6.1. Principalement, on présente les détails concernant le dispositif de commande conçu en laboratoire et que l'on voit dans la figure 6.6. Cette dernière présente une photo du prototype réalisé pour commander une GADA de petite puissance. En raison de la protection et afin de faciliter la manipulation, cette maquette est montée sur deux étages superposés. L'étage de puissance, en bas de la maquette, contient principalement les deux convertisseurs qui sont connectés via le lien CC et les différents capteurs de mesure associés. La partie de la commande, en haut de la maquette, contient les deux contrôleurs DSP, les conditionneurs des signaux associés et des boutons passives utilisés pour les manipulations.

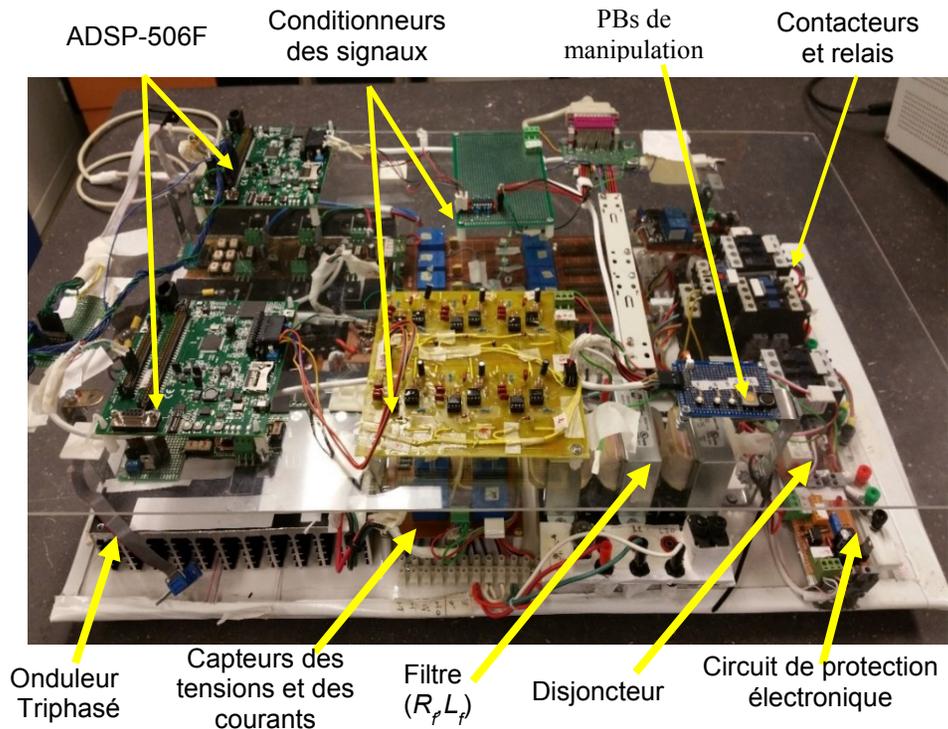


Figure 6.6 : Maquette réalisée pour commander la GADA

Afin d'utiliser la maquette pour différentes applications, nous avons implanté des borniers de connexion sur la maquette pour interconnecter les différents modules de celle-ci, comme le filtre RL, les convertisseurs d'électronique, les cartes des capteurs, etc. Cette stratégie de conception facilite les tests des différents dispositifs en cas de besoin. De plus, elle donne une grande souplesse à la maquette pour son utilisation dans différentes applications selon les objectifs visés.

6.3.2.1 Contacteurs

L'utilisation des contacteurs est indispensable pour assurer la protection des différents dispositifs du système, particulièrement pendant la phase de démarrage et la phase d'arrêt complet du système. Ainsi, on a utilisé trois contacteurs, commandés par les deux DSP, afin de connecter la GADA au réseau. L'un des contacteurs, associé à un relais thermique, connecte le stator de la machine au réseau ; un autre connecte le rotor de la machine au

convertisseur CA/CC; le troisième connecte le convertisseur côté réseau au transformateur abaisseur. L'alimentation des contacteurs est décrite dans l'annexe 3. Bien que cette alimentation assure le fonctionnement de tous les contacteurs, elle fournit également les différents niveaux de tension nécessaires aux différents modules de la maquette.

6.3.2.2 Capteurs

Chaque convertisseur en cascade est associé à une carte de mesure pour les tensions et les courants. Au total, quatre capteurs de tensions et quatre capteurs de courants ont été utilisés pour chaque carte. On juge que ce nombre est suffisant pour réaliser la commande en tenant compte de l'hypothèse du système des tensions équilibrées.

La figure 6.7 montre un exemple de connexion pour le capteur de tensions utilisé de type LV 25-P. Pour élargir la plage des tensions mesurables, on a fixé la tension mesurée maximale à 500V. Ainsi, le rapport entre la tension d'entrée (tension réelle) et la tension de sortie (l'image de tension) est fixé à 5 / 500 [84].

Le capteur de courant choisi est de type LA 25-NP. Il a une isolation galvanique et est basé sur l'effet de Hall pour traduire l'intensité du courant en signal de tension. La figure 6.8 montre le schéma de la connexion de base d'un seul capteur de courant. Le rapport choisi est 0,9V pour 1A. Ce rapport nous permet d'avoir un intervalle de mesure jusqu'à 6A tout en gardant une bonne précision pour cette plage d'acquisition [85]. On résume dans le tableau 6.1 la liste de l'ensemble des capteurs utilisés pour les différentes grandeurs mesurées.

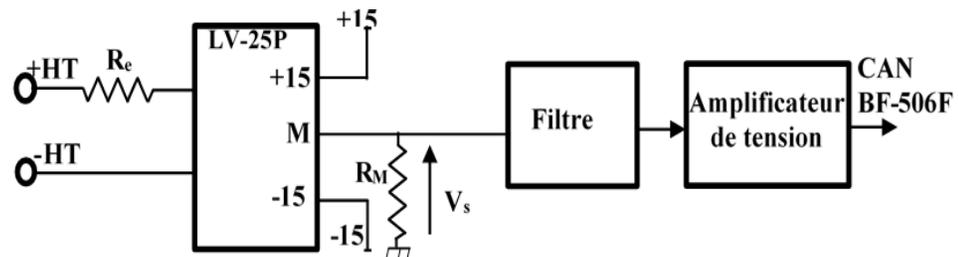


Figure 6.7 : Schéma de connexion du capteur de la tension

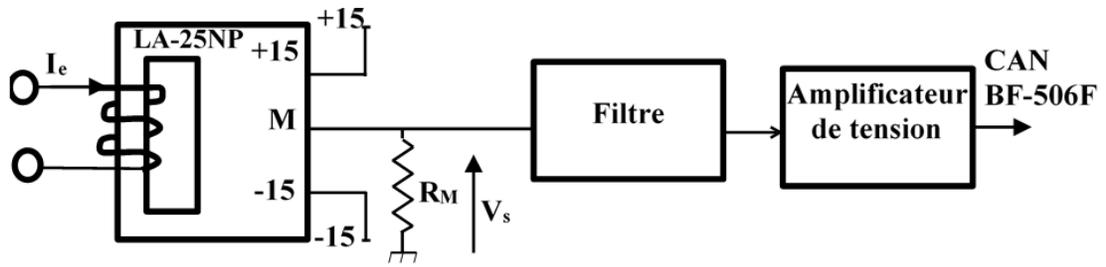


Figure 6.8 : Schéma de connexion du capteur de courant

Tableau 6.1 : Liste des capteurs utilisés pour les mesures

Grandeur	LEM	Nombre
Les courants rotoriques I_r	LA 25-NP	2
Les tensions de réseau pour le convertisseur côté réseau	LV 25-P	2
Les courants statoriques I_s	LA 25-NP	2
Les tensions de réseau côté stator de la GADA	LV 25-P	2
La tension du lien CC	LV 25-P	1

6.3.2.4 Amplificateurs et filtrage

Parce que l'acquisition des signaux par le CAN requiert uniquement des grandeurs positives, le conditionnement des grandeurs mesurées est indispensable pour ramener les signaux dans l'intervalle : $[0 : V_{max}]$ [76]. À cet effet, nous avons utilisé l'amplificateur de la figure 6.9 pour abaisser les signaux de mesure et en même temps introduire un décalage positif afin d'éliminer la partie négative des signaux mesurés. La résistance R_0 est une résistance variable qui sera ajustée pour avoir la valeur du décalage désiré. Cette résistance est en série avec $R_3=10k$ pour limiter le courant maximal.

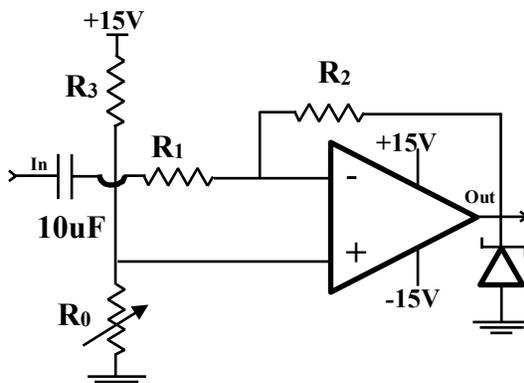


Figure 6.9 : Amplificateur utilisé pour les mesures

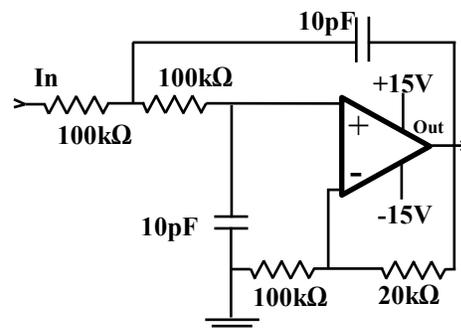


Figure 6.10 : Filtre utilisé pour les mesures

Les résistances R_1 et R_2 sont calculées pour avoir le rapport d'amplification $= - R_2/R_1 = 1,2K\Omega / 5K\Omega$. Par ailleurs, la figure 6.10 présente le schéma du filtre associé à chaque amplificateur afin de diminuer les bruits de mesure.

6.3.2.5 Circuit de conditionnement de mesure de la vitesse

La figure 6.11 montre le principe adopté pour mesurer la vitesse de rotation mécanique de la GADA. On calcule la vitesse de rotation pendant le fonctionnement de la machine et après chaque tour de rotation. Au niveau du programme de DSP, une sous-routine de programme est utilisée pour calculer la vitesse et la position de l'arbre rotorique. Cette méthode est très avantageuse du point de vue de la qualité du signal, et permet d'éviter le bruit qui accompagne la mesure par rapport à la méthode traditionnelle utilisant une génératrice tachymétrique. En plus de la simplicité de l'implémentation, la méthode utilisée accorde une grande précision aux mesures de la vitesse de rotation et à la position physique du rotor.

Comme le montre la figure 6.12, le circuit de mesure utilise principalement un capteur Opto-électrique QRD1114 pour détecter le passage par la position initiale. Le circuit contient aussi un comparateur qui reçoit le signal du capteur, et génère le signal d'interruption pour le DSP, lors de passage par le point d'initialisation. À chaque interruption, la position du rotor se remet à zéro dans le programme du DSP à l'aide d'une sous-routine qu'on a introduit dans le programme principal. Également, une deuxième sous-routine synchronisée avec le programme principal est utilisée pour calculer la position en intégrant la valeur de la vitesse calculée et pour conditionner en même temps la position selon le format de calcul utilisé.

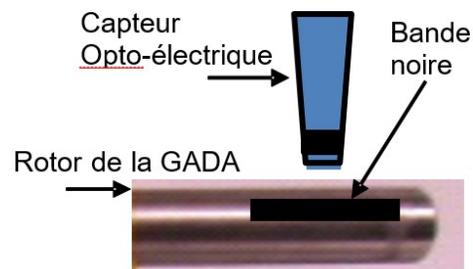


Figure 6.11 : Schéma de principe pour mesurer la vitesse

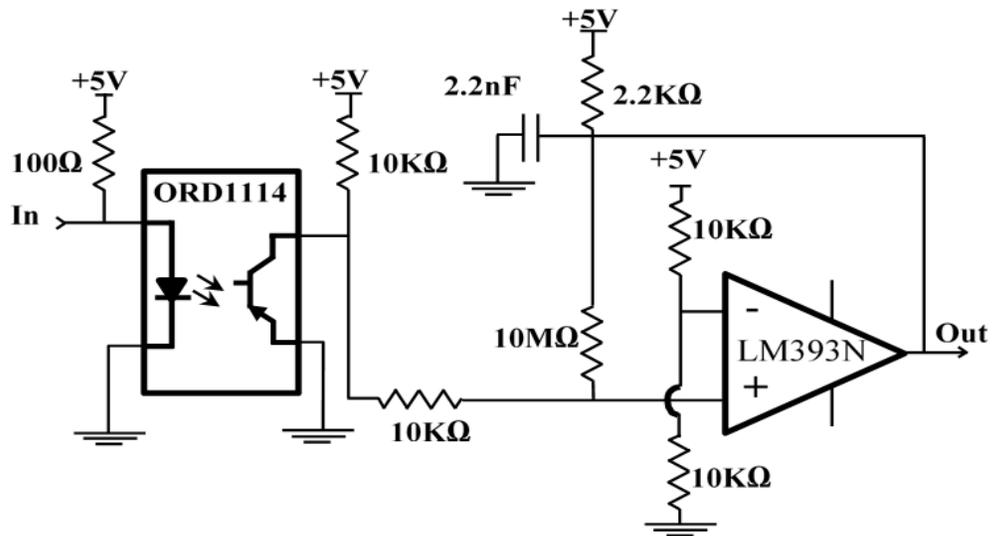


Figure 6.12 : Schéma de la carte réalisée pour mesurer l'angle de rotation

6.3.2.5 Réalisation des deux convertisseurs en cascade

Comme on l'a déjà mentionné, les deux convertisseurs sont identiques et montés en cascade pour assurer la fonction de conversion CA/CC/CA. Chaque convertisseur est intégré dans une carte électronique séparée, alors que l'interconnexion des deux convertisseurs se réalise au niveau du lien CC dans lequel on insère un condensateur de 2000 μ F, 450V.

Chaque convertisseur CA/CC contient trois bras. Chaque bras contient deux transistors IGBT qui fonctionnent en mode saturation et qui sont associés à des diodes anti parallèles. Chaque bras des IGBT est piloté par un contrôleur distinct pour adapter les signaux de commande au IGBT, et ainsi réaliser la fonction de la conversion alternative-continue. Pour assurer le bon fonctionnement du convertisseur, il faut respecter les deux principaux critères suivants:

- éviter que les paires de transistors IGBT dans le même bras (qui fonctionnent en opposition à la fermeture et à l'ouverture) soient en action en même temps, ce qui provoquerait un court-circuit de lien CC ;
- séparer 'galvaniquement ' le circuit de commande et celui de puissance.

L'organigramme de la figure 6.13 résume les différents modules à assembler pour la réalisation du convertisseur CA/CC: les contrôleurs des IGBT, les interrupteurs IGBT, le lien CC et l'alimentation spécifique au convertisseur (présentée dans l'annexe 3) qui est indépendante de l'alimentation principale de la maquette.

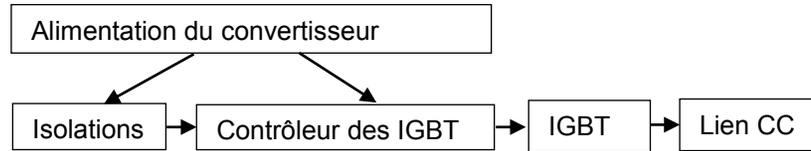


Figure 6.13 : Différents modules constituant le convertisseur CA/CC

L'isolation galvanique : Dans le but de protéger le DSP et afin d'assurer une isolation entre ce dernier et le convertisseur de puissance, six opto-coupleurs de type TLP250 ont été utilisés, comme le montre le schéma de la figure 6.14. Ces opto-coupleurs sont ultra rapides, ce qui permet au convertisseur d'avoir de très bonnes performances en terme de commutation. Les six opto-coupleurs utilisés isolent le module MLI du DSP et la partie puissance du convertisseur, ce qui permet d'assurer une protection électrique en cas de surintensité ou surtension au niveau de la partie puissance. Également, les opto-coupleurs amplifient les signaux MLI générés par le DSP afin de les adapter aux niveaux des tensions nécessaires pour les contrôleurs qui commandent les IGBT.

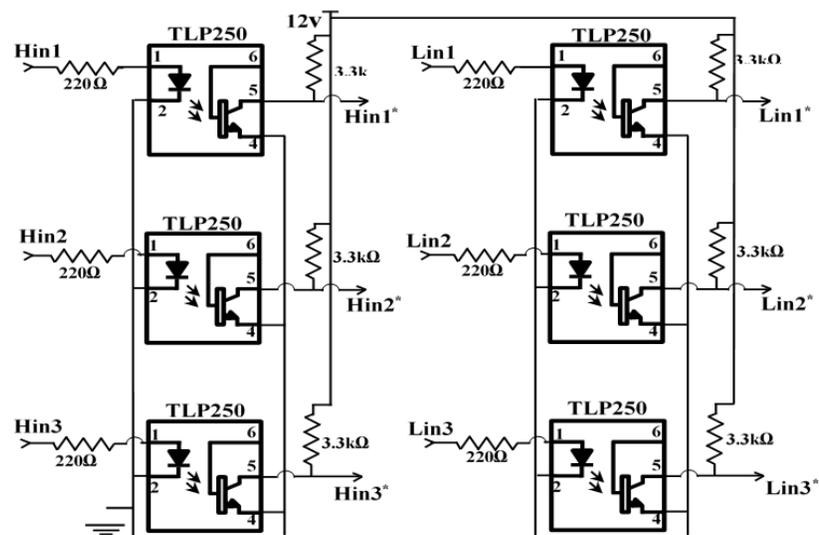


Figure 6.14 : Schéma de connexion des opto-coupleurs

L'avantage majeur de cette isolation est la séparation complète entre les alimentations puissance et commande. En plus, ce système possède l'avantage de pouvoir transmettre des impulsions longues tout en étant insensible aux perturbations électromagnétiques.

Contrôleur des IGBT IR2113 : Le IR2113 est un circuit intégré qui permet le pilotage en haute fréquence pour deux IGBT complémentaires sous des tensions pouvant atteindre 600V et garantissant l'isolation électrique de chaque étage. Les niveaux de basculement des entrées logiques (Hin, Lin, et SD) sont liés à la valeur de la tension d'alimentation VDD=12V. L'entrée logique SD, lorsqu'elle est au niveau haut, bloque la sortie à 0. Cette fonction est utilisée pour désactiver les sorties dans le cas où les deux entrées complémentaires (Hin et Lin) sont de niveau haut en même temps. Comme le montre la figure 6.15, deux diodes rapides sont utilisées pour activer ou désactiver l'entrée SD, ce qui assure une protection matérielle pour éviter le court-circuit des deux IGBT de même bras. En effet, même si un délai entre les deux signaux est géré par le programme de MLI au niveau du DSP, cette protection matérielle est très importante, voire indispensable, afin d'assurer la protection du convertisseur au cas où une erreur serait introduite au niveau du programme qui gère l'algorithme de MLI. La configuration de la figure 6.15 présente l'avantage de la simplicité, une consommation pratiquement négligeable et un organe d'alimentation avec une seule tension auxiliaire positive. On trouvera dans l'annexe 4 le schéma global du convertisseur réalisé.

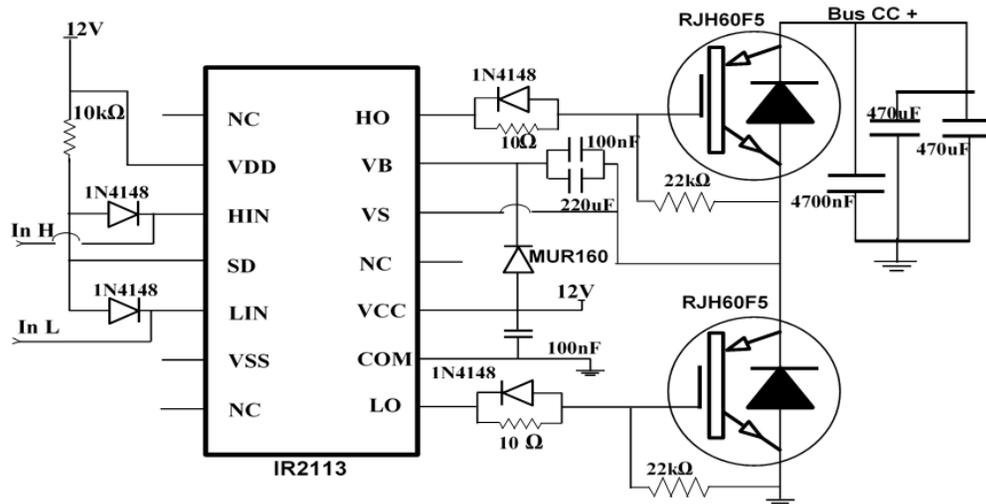


Figure 6.15 : Schéma de commande pour un seul bras du convertisseur CA/CC

L'IGBT : (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) est un transistor hybride composé d'un transistor MOS (*Metal Oxide Semiconductor*) pour la partie commande et d'un transistor bipolaire pour la partie puissance. Cette judicieuse combinaison confère au composant IGBT la possibilité d'être commandé en tension et de pouvoir commuter de forts courants. En effet, l'IGBT associe les performances en courant entre collecteur et émetteur (la faible chute de tension collecteur émetteur = 0,1 V) et la commande en tension par sa grille, ce qui nécessite un courant permanent quasiment nul [86].

Dans notre travail, chacun des convertisseurs comporte six IGBT (référence : RZH60F5) qui sont montés sur deux grands radiateurs en aluminium, comme le montre la figure de la maquette (figure 6.). Le rôle des radiateurs est très important puisqu'ils servent à dissiper par conduction la chaleur qui pourrait endommager les IGBT. Ces derniers possèdent naturellement une diode antiparallèle assurant la bidirectionnalité du courant.

6.4 Partie programmation

Il existe aujourd'hui une différente solution proposée, par certaines compagnies, adaptée à la commande des machines électriques. Également, ces mêmes manufacturiers offrent des supports programmables tels que des microcontrôleurs. Cependant, notre application n'est pas vraiment conventionnelle et nous aimerions avoir la possibilité de concevoir une plateforme dédiée à l'implémentation, aussi vaste que possible, des types de contrôle incluant les commandes qui sont considérées compliquées et qui exigent une relativement grande fréquence d'échantillonnage.

Déjà, il existe quelques manufacturières qui adaptent cette méthodologie. L'idée commune est d'offrir une plateforme de prototypage programmable avec Matlab-Simulink qui réalise la lecture des mesures, le contrôle du convertisseur d'électronique de puissance et même la connexion à la machine au réseau. Les plus répandus actuellement sont dSPACE, [22], [87], [7] et RT-LAB [22], [88].

L'aspect commun entre la plupart des plateformes est l'environnement de programmation qui utilise le Simulink à base de *Real-Time Workshop* (RTW) de MATLAB. Bien que cette stratégie réduise considérablement le temps d'implémentation des nouveaux algorithmes de commande en laboratoire, elle présente l'inconvénient d'être étroitement liée à l'environnement Matlab/Simulink.

Pour répondre à nos besoins et dans l'objectif d'avoir une grande autonomie dans nos applications, on a choisi d'utiliser un processeur numérique de signaux (DSP) assez rapide permettant, d'une part, des interactions en temps réel avec la machine et garantissant, d'autre part, une grande souplesse lors de la programmation directe en assembleur.

Comme le montrent les deux figures 6.3 et 6.4, deux DSP sont utilisés pour commander et superviser le système d'entraînement. Chaque convertisseur est commandé par son propre DSP. Le choix d'utiliser deux DSP est justifié par la grande flexibilité du point de vue de programmation, ce qui facilite la mise au point de la commande implémentée et permet de mieux gérer les différents événements qui interviennent lors du fonctionnement du système en temps réel.

La partie *software* contient le paramétrage des périphériques, la gestion des interruptions et le programme principal discrétisé. Ce dernier gère l'acquisition, la régulation et la génération des tensions de commande envoyées par les pinces MLI de DSP. Selon les figures 6.3 et 6.4, les principales tâches programmées dans chaque DSP sont les suivantes :

- acquisition des grandeurs électriques de la machine, soit les courants et les tensions utilisant le module ADC (*Analog Digital Converter*) du DSP ;
- estimation des angles mécanique et électrique en utilisant le capteur de vitesse et l'algorithme PLL, respectivement ;
- exécution de la loi de commande en temps réel par le processeur à pas fixe ;

- génération des signaux nécessaires pour commander les IGBT du convertisseur de puissance à travers le module MLI du DSP ;
- supervision du système par le processeur.

6.4.1 Présentation de la carte ADSP-BF506F EZ-KIT

La figure 6.16 montre le contrôleur d'évaluation ADSP-BF506F de la compagnie *Analog Devices*. Il est destiné principalement aux applications industrielles pour commander des convertisseurs d'électronique de puissance. Le DSP est programmé par l'environnement de développement et de débogage *Visual DSP ++5*, y compris le compilateur C / C ++, l'assembleur et l'éditeur de liens [89].

L'architecture du ADSP-BF506F (annexe 5) fait apparaître plusieurs périphériques intégrés autour du processeur de signaux numériques (DSP) [90]. En plus des modes de communication (deux SPI, deux SPORT, deux UART et un PPI), les principaux éléments sont les suivants : Le processeur BF506F de 32 bits, le noyau, les ports généraux d'entrées/sorties (GPIO), le convertisseur analogique numérique (CAN), les huit bases de temps et deux modules MLI triphasées. Les détails concernant le fonctionnement et la configuration des différents modules se trouve dans la référence [91].

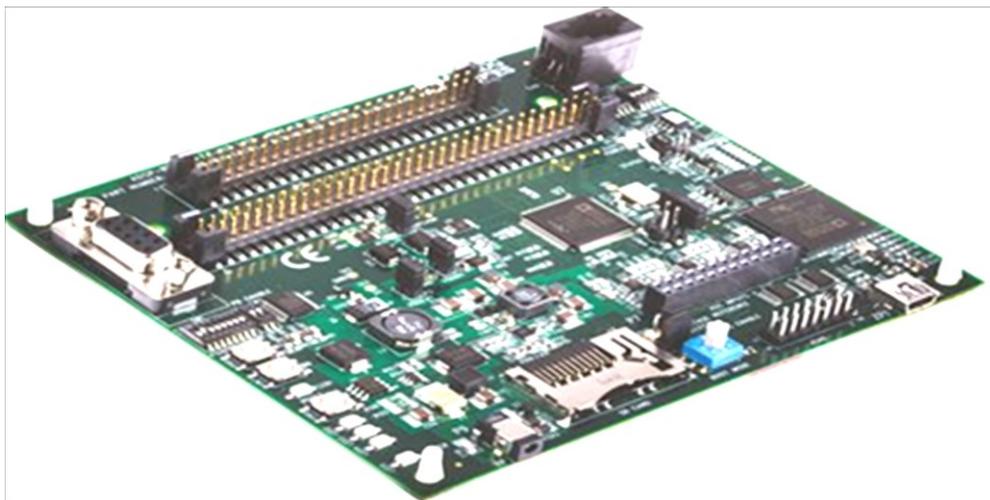


Figure 6.16 : Carte de développement ADSP-BF506F-EZKIT Lite d'*Analog Devices*

6.4.1.1 Le processeur BF506F de 32 bits

Le BF506F fonctionne avec une haute vitesse d'horloge de 400MHz et une vitesse de 80MHz pour communiquer avec le système des périphériques. En plus de l'unité de contrôle, le processeur contient l'unité d'arithmétique connectée à deux unités de génération d'adresses, ce qui permet d'aller chercher deux données en mémoire simultanément. Cette unité contient aussi un ensemble des registres spéciaux de 32 bits utilisés pour la gestion des tampons circulaires et huit registres pointeurs. Également, le BF506F possède l'unité d'arithmétique de données qui contient deux multiplicateurs 16 bits, quatre ALU 8 bits, deux ALU 40 bits, deux accumulateurs 40 bits et un registre à décalage 40 bits. Elle comporte aussi une mémoire de données constituée de huit registres 32 bits, R0 – R7, qui peuvent aussi être utilisées comme 16 registres indépendants de 16 bits pour les opérations qui demandent des opérandes 16 bits.

6.4.1.2 Le noyau (*Core-Timer*)

Le noyau est indispensable pour l'exécution du programme de commande en temps réel à une période de discrétisation bien définie. Ainsi, la synchronisation du programme principal avec la période du noyau assure l'exécution des différentes boucles du programme en cohérence. Le noyau, qui fonctionne à la cadence de l'horloge du processeur CCLK, possède les trois principaux registres de 32 bits à configurer, TSCALE, TPERIO et TCOUNT [91].

6.4.1.3 Les ports généraux d'entrées/sorties

Le ADSP-BF506F EZ-KIT possède trois ports généraux d'entrées/sorties (GPIO) de 32 bits multiplexés pour réaliser différentes fonctions selon la configuration désirée. Ils

consistent à lire les signaux, à les interpréter avec les instructions et à actionner les sorties [91].

6.4.1.4 Le convertisseur analogique numérique (CAN)

Le ADSP-BF506F EZ-KIT contient un CAN interne (*Analog-to-Digital Converter ADC* : AD72661) qui fonctionne sur 12 bits et offre des débits jusqu'à deux MSPS. Le CAN contient deux canaux (A et B) dans lesquels chacun possède trois canaux multiplexés, ce qui nous permet d'avoir 12 entrées asymétriques et 6 entrées différentielles. Ce convertisseur est associé à un contrôleur intermédiaire (ACM) pour simplifier la configuration et faciliter l'interfaçage avec le DSP [91].

6.4.1.5 Les bases de temps générales

Le ADSP-BF506F EZ-KIT possède huit bases de temps (*Timer 0...7*) d'usage général qui peuvent être configurées en plusieurs modes différents selon l'application visée. Elles sont utilisées conjointement avec le convertisseur CAN ou en mode génération de signal MLI, avec mise à jour de la période et de la largeur des impulsions. Chaque temporisateur possède trois principaux registres. Le premier est `TIMERx_CONFIG` qui détermine le mode de fonctionnement du `TIMERx`. Le deuxième registre, `TIMERx_PERIOD`, fixe la période du signal qui est déterminée par rapport au signal d'horloge du système `SCLK`. Le troisième registre, `TIMERx_WIDTH`, détermine par rapport au signal `SCLK` et la largeur d'impulsion desserrée pour la MLI vectorielle [91].

6.4.1.6 Les modules MLI

La carte de DSP contient deux modules MLI triphasés (`MLI0` et `MLI1`). Chaque module MLI contient des fonctions qui simplifient considérablement la génération des signaux de commutation requis pour commander les IGBT du convertisseur d'électronique de

puissance. Chaque contrôleur MLI contient trois sorties (AH, BH et CH) pour commander les IGBT en haut du convertisseur et trois sorties complémentaires (AL, BL et CL) pour les IGBT en bas du convertisseur. Chaque bloc des MLI contient deux unités, l'unité de temporisation et l'unité de commande [91].

En tant que noyau du contrôleur MLI, l'unité de temporisation MLI triphasée (*Three-Phase PWM Timing Unit*) génère les trois paires de signaux synchronisés avec le signal PWM_SYNC. Pour éviter la transition simultanée des signaux (H et L) pour chaque paire, un délai est introduit par le bloc de contrôle de temps mort (*Dead Time Control Unit*), alors que l'unité de commande (*Gate Drive Unit*) fournit la polarité des signaux selon la configuration de registre PWM_CTRL. En cas d'une erreur de génération des signaux, une interruption peut être générée par l'unité d'arrêt et d'interruption (*PWM Shutdown & Interrupt Control Unit*) qui désactive la génération des signaux MLI (via la broche PWM_TRIP et le registre PWM_CTRL). Par ailleurs, tous les signaux sont synchronisés par l'unité de contrôle d'impulsion de synchronisation (*PWM Sync Pulse Control Unit*) qui génère l'impulsion de synchronisation interne.

Au niveau du programme assembleur réalisé, on fixe la période d'échantillonnage pour le registre PWM_TM et on configure le registre PWM_CTRL selon la référence [91]. Par la suite, la durée des impulsions se calculent à chaque itération via un algorithme MLI pour les trois phases (PWM_CHA, PWM_CHB, PWM_CHC)). Le module MLI gère les trois signaux complémentaires en tenant compte du temps mort introduit dans le registre PWM_DT. La commande des IGBT du même bras doit être disjointe, car il faut laisser assez du temps pour que l'IGBT se bloque avant d'amorcer l'autre IGBT du même bras de l'onduleur.

6.4.2 Structure du programme implémenté

La figure 6.17 montre l'algorithme général utilisé pour la commande de chaque convertisseur. On distingue les deux parties du programme, la commande en boucle ouverte

et la commande en boucle fermée. En effet, avant de passer à la régulation, il est très important de confirmer le bon fonctionnement des différentes composantes du banc d'essai en boucle ouvert. Également, ceci permet de tester la validité des différentes parties du programme et de fixer les points de fonctionnement stable, ce qui donne une idée sur la qualité et l'ordre des grandeurs du système étudié.

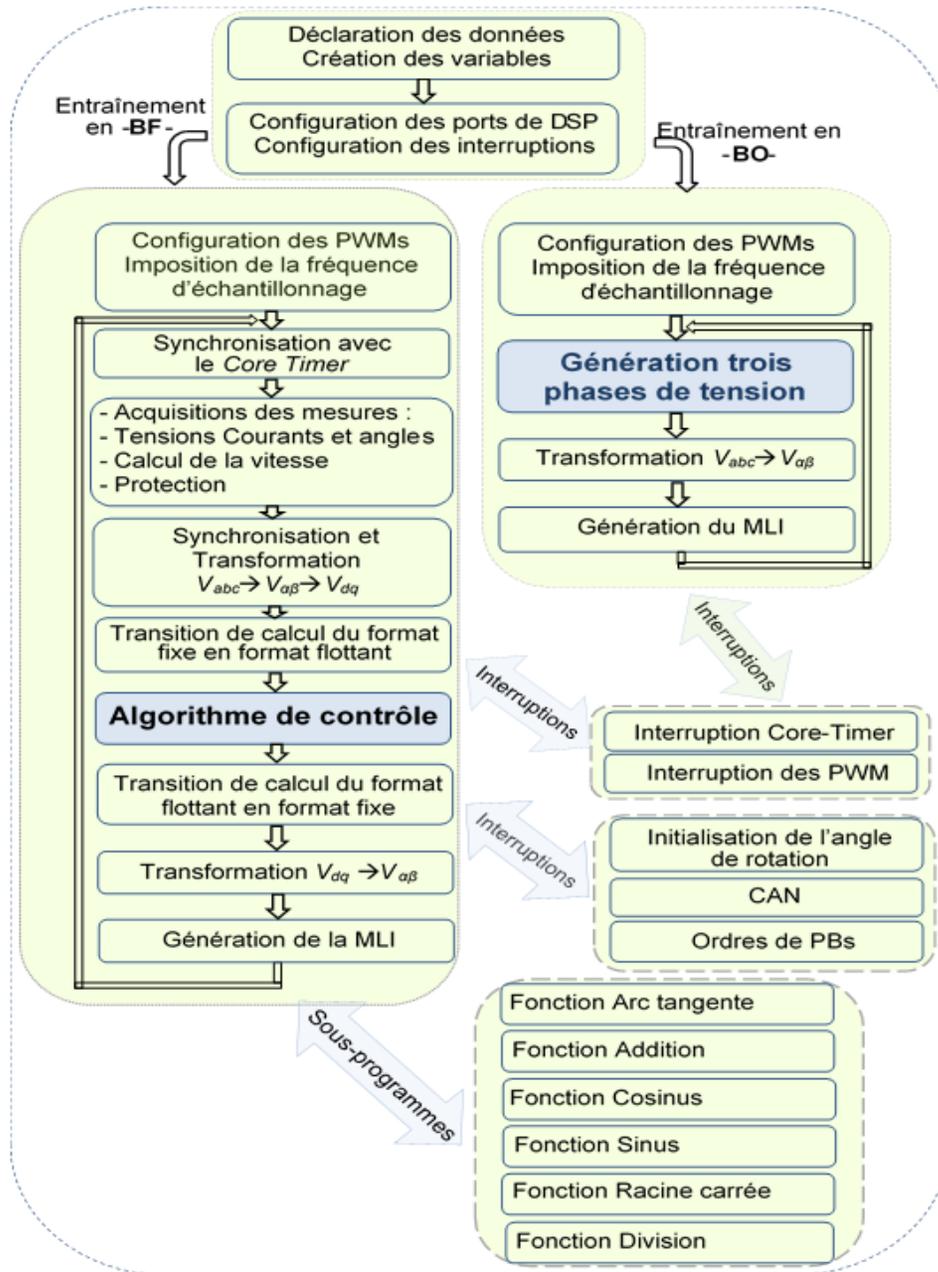


Figure 6.17 : Structure du programme implémenté dans le DSP

Le passage entre les deux modes de fonctionnement (en boucle ouverte et en boucle fermée) est réalisé en appuyant sur un bouton poussoir qui est configuré pour assurer la commutation. Les différentes étapes suivies pour la réalisation du programme global sont regroupées dans l'organigramme de la figure 6.17. On représente les principales étapes dans l'ordre croissant suivant :

Déclaration des données et initialisation des interruptions. Cette première partie du programme contient principalement la déclaration des paramètres et des données nécessaires au fonctionnement de la loi de commande. Plusieurs interruptions sont configurées pour s'exécuter pendant l'exécution du programme général. Ces interruptions, qui interviennent avec ou sans conditionnement, sont caractérisées par une vitesse d'exécution très rapide comparativement à la vitesse du programme principal [91]. Toutes les interruptions sont initialisées avant d'être activées au début du programme. Parmi les principales interruptions, on note le capteur de vitesse, la protection du convertisseur et les boutons poussoirs qui sont considérés comme des interruptions matérielles, tandis que les temporisateurs, le noyau et le CAN sont conçus comme des interruptions programmables. Les interruptions sont configurées selon un ordre de priorité (du bas vers le haut sur les IVG) pour assurer la bonne génération de la loi de commande, comme le montre le tableau 6.2.

Tableau 6.2 : Les interruptions utilisées par le programme réalisé

IVG	Nom d'interruption	Rôle d'interruption
6	<i>Core-Timer</i> (Noyau)	Fixer la période de discrétisation
7	Sport0	Conversion analogique numérique
10	ACM	Conversion analogique numérique
11	Bouton poussoir	Commuter entre les deux modes BO et BF Appliquer des échelons de référence
12	<i>Timer 7</i>	Utilisé par le convertisseur analogique numérique pour l'acquisition des données
13	Capteur optique	Calculer la vitesse et la position physique de la rotation

Acquisition des mesures. Chaque DSP est configuré afin d'assurer l'acquisition de huit signaux à la fois. Le choix est justifié par la grande fréquence d'échantillonnage du convertisseur CAN et la fréquence de commutation choisie (20KHz). Toutefois, l'opération d'acquisition des données se fait indépendamment du fonctionnement du processeur et indépendamment de la fréquence d'exécution du programme principal. En tenant compte de l'hypothèse de symétrie pour les grandeurs électriques et dans l'objectif de réduire le nombre de mesures et de capteurs utilisés, on a réalisé la mesure pour deux courants et deux tensions pour chaque convertisseur. La tension du lien CC doit également être mesurée, particulièrement pour la commande du convertisseur côté réseau.

Protection des équipements en cas d'une défaillance. Afin d'assurer un fonctionnement sécuritaire pour la machine, une partie du programme est consacrée à la surveillance des grandeurs mesurées en se basant sur l'ordre des grandeurs nominales et la durée du régime transitoire permis pour chaque grandeur mesurée. En présence de défauts de fonctionnement, toutes les sorties de la commande MLI sont désactivées pour arrêter le fonctionnement du convertisseur. En même temps, les contacteurs s'ouvrent pour déconnecter le convertisseur de son alimentation et la GADA du réseau électrique.

Discrétisation et synchronisation du programme. En temps réel, on utilise la fréquence d'interruption du *Cor-Timer* pour fixer la fréquence de synchronisation désirée. Ainsi, toutes les tâches utilisées dans le programme principal sont exécutées à la même fréquence d'échantillonnage choisie, sauf l'acquisition des données et la fréquence de commutation pour les IGBT qui peuvent se faire indépendamment de la vitesse de synchronisation. À un pas d'échantillonnage fixe, également, on peut calculer les tensions triphasées générées en boucle ouverte, calculer les intégrales mathématiques et enregistrer un nombre de données bien déterminé pour la visualisation.

Synchronisation des tensions de réseau (PLL). Comme le montre la figure 6.18, les détails de l'algorithme de synchronisation correspondent à l'organigramme déjà établi à la figure 4.6. Cette phase de calcul fournit la phase des tensions du réseau électrique (angle électrique) utilisée dans les transformations trigonométriques pour passer des grandeurs sinusoïdales aux grandeurs continues. En tenant compte de l'hypothèse d'orthogonalité du flux par rapport à la tension, on soustrait $\pi/2$ de l'angle issu de PLL pour avoir l'angle de la position du flux statorique. Par la suite, en soustrayant l'angle issu de l'intégration de la vitesse de rotation, on obtient l'angle nécessaire concernant la transformation de Park pour les grandeurs rotoriques.

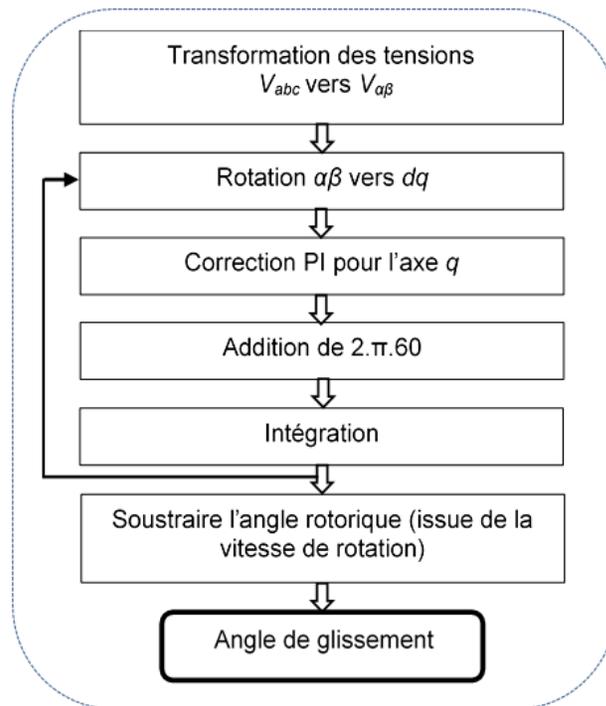


Figure 6.18 : Algorithme de synchronisation PLL

6.4.3 Transition entre les deux formats fixe et flottante

Le processeur BF506F représente les chiffres en format fixe Q15 sur 16 bits ou en format fixe Q31 sur 32 bits [91]. Cette représentation des données présente un grand avantage à cause de la simplicité et de la facilité de manipulation. Cependant, le format Q15 (ou Q31) n'est pas envisageable pour les calculs mathématiques, particulièrement s'il s'agit de

multiplications successives. En effet, pour la multiplication de deux valeurs, les deux opérandes doivent être présentés en 16 bits. Autrement dit, on multiplie uniquement les parties hautes qui représentent les parties significatives de chaque registre. Cette procédure conduit à une erreur qui se cumule successivement, ce qui influe sur la précision des calculs. Or, cette erreur devient relativement beaucoup plus importante lorsqu'il existe une grande différence dans l'ordre de grandeur des chiffres à multiplier.

Pour une meilleure précision de calcul, nous avons adopté le calcul en virgule flottante pour la partie régulation du programme. Ce choix est justifié par l'exigence des calculs mathématiques dans cette partie du programme. Toutefois, pour le reste des différentes parties du programme, on utilise calcul en virgule fixe. De ce fait, des sous-programmes ont été utilisés pour assurer le passage simple et flexible entre les deux représentations. Dans l'annexe 6, on présente les détails concernant les deux formats du calcul adoptés.

6.6 Test du fonctionnement du banc d'essai

Une carte des boutons poussoirs (BP) associée à chaque DSP est utilisée pour gérer les modes de fonctionnement. Ces cartes sont employées selon les besoins et le fonctionnement pratique désiré. Cette méthodologie de manipulation permet de maîtriser parfaitement le contrôle des différents modules du système. De plus, elle permet une grande souplesse lors du passage entre les modes de fonctionnement, boucle ouverte et boucle fermée.

Le convertisseur d'électronique de puissance a été soumis à plusieurs essais de fonctionnement en mode onduleur pour alimenter une charge résistive. D'abord, on a varié la tension du lien CC entre 40V et 140V, puis on a modifié la fréquence de 5Hz à 50Hz. Ces plages de variation pour la tension et la fréquence correspondent aux points de fonctionnement du convertisseur en régime normal.

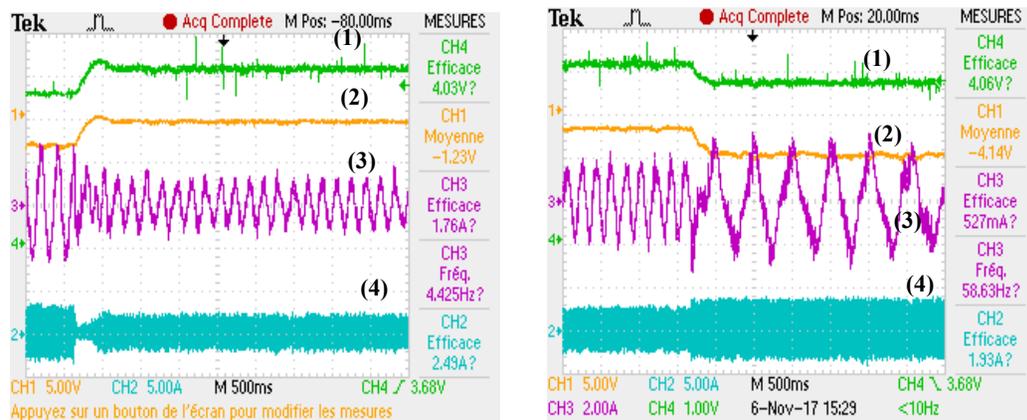
Dans une première étape, on a utilisé l'algorithme MLI vectorielle détaillé dans les références [5], [56] pour réaliser un sous-programme en assembleur spécifique à la génération des signaux par le module MLI du DSP. En plus des différentes configurations, le programme inclut l'initialisation des MLI, la génération des signaux sinusoïdaux, la transformation de Park, le calcul des durées des impulsions, ainsi que sa génération en mode d'interruption synchronisé avec le noyau du processeur (*Cor-Timer*). Dans l'annexe 6, on présente un exemple des impulsions générées pour les trois phases des signaux qui sont nécessaires à la commutation des IGBT du convertisseur d'électronique de puissance. Les résultats présentés montrent bien la validité, la cohérence et le bon fonctionnement du programme assembleur réalisé.

Dans une deuxième étape, et dans le but de tester le bon fonctionnement de la GADA associé au convertisseur, nous allons donc nous intéresser, essentiellement, au contrôle du convertisseur côté machine. De ce fait, le transfert des puissances au niveau du rotor sera considéré uniquement du réseau vers le rotor de la GADA. Après avoir fixé la vitesse d'entraînement de la GADA et la tension du lien CC (à une valeur constante de 50V), on a connecté le rotor de la GADA au convertisseur. Dans cet arrangement, le rotor engendre une force électro motrice au stator d'une valeur dépendante au rapport de transformation de la machine. Par la suite, il est possible de synchroniser manuellement la tension statorique au réseau en variant la fréquence et l'amplitude de la tension rotorique, tout en respectant la séquence des phases côté rotor et côté stator de la GADA. En effet, la connexion des phases au rotor, au stator et la vitesse de rotation mécanique de la MCC doivent respecter le bon sens.

Pour les machines de petite puissance, l'opération de la connexion au réseau est relativement facile et peut se faire manuellement. Par contre, lorsque la machine devient de plus en plus puissante (à partir de quelques kW), un algorithme de synchronisation devient indispensable pour protéger la machine lors de son raccordement au réseau.

Afin de tester le comportement de la machine, on a appliqué deux échelons de vitesse : positif et négatif, comme le montre la figures 6.19. Le test a été réalisé sans régulation de couple pour la machine CC. Ainsi, comme on l’observe sur les deux figures (6.19a et 6.19b), la transition de la vitesse est accompagnée par un changement du couple mécanique d’entraînement, du courant statorique et du courant rotorique. On remarque de plus que le courant rotorique change sa fréquence à la suite du changement de la vitesse, ce qui correspond parfaitement au principe de fonctionnement de la machine asynchrone. Également, l’évolution des courants en régime confirme bien les bonnes performances obtenues avec la fréquence d’échantillonnage utilisée de 20kHz.

Selon la figure 6.19, on constate bien que la qualité des courbes est largement suffisante, particulièrement celle du courant rotorique de la GADA issu de la commutation des IGBT du convertisseur d’électronique de puissance. Théoriquement, on pourrait utiliser des fréquences de commutation au-delà de 20kHz pour améliorer davantage la performance de notre système. Cependant, les limites imposées par la fréquence de commutation des IGBT et la fréquence d’échantillonnage du convertisseur analogique numérique maximale doivent être respectées.



-a- Échelon de vitesse positif

-b- Échelon de vitesse négative

Figure 6.19 : Grandeurs de la machine en régime permanent.
 (1) : vitesse; (2) : couple mécanique; (3) : courant rotorique; (4) : courant statorique

Ainsi, les résultats confirment le bon fonctionnement des différents équipements, la validité de la démarche suivie pour réaliser le programme. Toutefois, malgré que les courbes attestent le comportement dynamique, l'ordre et la qualité des grandeurs visualisées, ne sont pas très utiles pour juger la validité d'un tel programme à cause de l'absence de régulation du couple mécanique. On tiendra compte de ce dernier dans le chapitre suivant pour évaluer les performances de la loi de commande.

6.7 Difficultés de l'implémentation expérimentale

La revue de la littérature montre clairement que les auteurs s'intéressent davantage aux concepts mathématiques qu'aux enjeux de l'aspect de l'expérimentation. En effet, l'implantation expérimentale de la commande pour la machine alimentée par les deux convertisseurs en cascade implique plusieurs niveaux de difficulté auxquels nous avons dû faire face pendant la manipulation en laboratoire. En fait, la validation d'une telle loi de commande nécessite la maîtrise de nombreux aspects qui sont liés principalement à l'entraînement de la GADA elle-même, la conception de la maquette et l'implémentation de la loi de commande.

En effet, les degrés de liberté de la GADA sont beaucoup plus nombreux que ceux d'une machine asynchrone à cage. De plus, la réalisation de la commande nécessite préalablement un point de fonctionnement stable en boucle ouvert pour le système global constitué par la MCC, la GADA et les deux convertisseurs en cascade. Également, le capteur de vitesse doit être bien positionné sur le rotor de la GADA pour avoir un alignement parfait des phases du rotor avec celles du stator. En effet, une erreur de positionnement physique du capteur entraîne automatiquement une erreur d'initialisation de l'angle de rotation.

Afin d'élargir les champs d'application de la maquette réalisée, la difficulté majeure est de dimensionner la maquette pour qu'elle puisse fonctionner avec une grande plage de puissance. Également, la protection et l'ajustement des différentes composantes de notre

système sont les aspects les plus importants pour assurer le bon fonctionnement du banc d'essai global.

Côté programmation en assembleur, l'étape la plus intéressante est d'assurer une cohérence entre la vitesse d'exécution du programme principal, la vitesse d'échantillonnage et la vitesse du noyau afin d'avoir des signaux MLI performants. De plus, afin de garder le maximum de précision possible pour les données, on a utilisé les deux formats de calcul fixe et flottant pourvu que la transition entre ces deux formats adoptés soit assez rapide, simple et flexible.

Lors des essais en régime d'anomalie, l'émulation d'un creux de tension en laboratoire n'est jamais semblable à celui d'un réseau électrique. Cela représente un obstacle si on veut se faire une idée exacte du comportement du système lors d'une perturbation dans le réseau. Cependant, on assume que l'utilisation des enroulements secondaires d'un transformateur pour émuler le défaut de réseau est l'outil le plus simple à utiliser en laboratoire.

6.8 Conclusion

Dans cette partie de notre travail, on a déterminé quelle était la configuration matérielle du système entier nécessaire pour l'implémentation des lois de commande pour la GADA. On a présenté et discuté les différentes étapes de conception pour un banc d'essai expérimental en utilisant une plateforme composée d'une machine asynchrone à rotor bobiné et d'une MCC.

Également, on a décrit la maquette réalisée contenant principalement deux convertisseurs d'électronique de puissance à IGBT, le système de développement à l'ADSP-BF506F EZ-KIT et l'interface commande-puissance. Les étapes de la conception et la méthodologie de la programmation sont bien détaillées et clarifiées au moyen de schémas et de présentations précis.

Les difficultés majeures que nous avons affrontées étaient liées, notamment, à la protection matérielle des composantes de la maquette et à la réalisation du code assembleur pour chaque convertisseur. On peut ajouter que les deux programmes réalisés devaient tenir compte des différents régimes de fonctionnement du système lors de la manipulation en laboratoire.

Les premiers tests réalisés ont démontré la validité de la démarche poursuivie. En particulier, des essais ont été effectués pour tester le fonctionnement normal du système GADA-convertisseur et vérifier la qualité des grandeurs mesurée.

CHAPITRE 7

VALIDATION EXPÉRIMENTALE ET RÉSULTATS

7.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats expérimentaux effectués dans différentes conditions de fonctionnement afin de valider les résultats de simulations en laboratoire. En particulier, en se basant sur la plateforme expérimentale décrite au chapitre précédent, on présentera les résultats obtenus lors des essais pour les deux parties de notre système, soit le convertisseur côté réseau et le convertisseur côté machine.

Comme on l'a déjà mentionné, on utilisera deux DSP pour commander séparément les deux convertisseurs CA/CC. Cette méthodologie facilitera énormément l'implémentation de la loi de commande désirée et nous donnera une plus grande souplesse lors de la manipulation du système global. La communication entre le système, le DSP et l'opérateur se fera via l'interface Visuel DSP++5 d'*Analog Devices*.

En premier lieu, les deux types de commande déjà étudiés, à savoir la régulation par mode glissant et par régulateurs PI, vont être implémentés expérimentalement et comparés dans le but de confirmer la validité des résultats issus des simulations obtenues pour le convertisseur côté réseau. Ensuite, les résultats expérimentaux concernant le convertisseur côté machine seront comparés aux résultats de simulations pour la loi de commande par mode glissant.

7.2 Convertisseur côté réseau

Après avoir simulé le système et validé expérimentalement le bon fonctionnement du système dans le chapitre précédent, on peut aisément appliquer les lois de commande développées afin de valider les résultats de simulations.

Tel que mentionné au chapitre 4, le bon fonctionnement des régulateurs PI nécessite la synchronisation du convertisseur au réseau. Pour y arriver, dans une première étape, on valide la synchronisation et l'identification de l'angle des tensions du réseau. Par la suite, on présente le comportement du convertisseur pour les deux régimes de fonctionnement, soit le régime permanent dans les conditions normales et le régime perturbé en présence d'une anomalie dans le réseau.

7.2.1 Synchronisation

On retrouve à la figure 7.1 les angles des tensions issus de l'algorithme PLL réalisé dans des conditions nominales de fonctionnement. L'angle de couleur noire est représenté sur grande échelle pour vérifier la synchronisation à la tension de la phase V_α . Étant donné que le système est équilibré, il est possible de calculer les deux tensions V_α et V_β à partir des deux tensions entre phases V_{ab} et V_{bc} , comme le montre la figure 7.1. On peut remarquer une petite déformation de la courbe de l'angle autour de faibles valeurs au voisinage de zéro pour les valeurs positives et négatives, à cause de la précision insuffisante du calcul mathématique utilisé pour les registres de 16 bits au niveau du DSP.

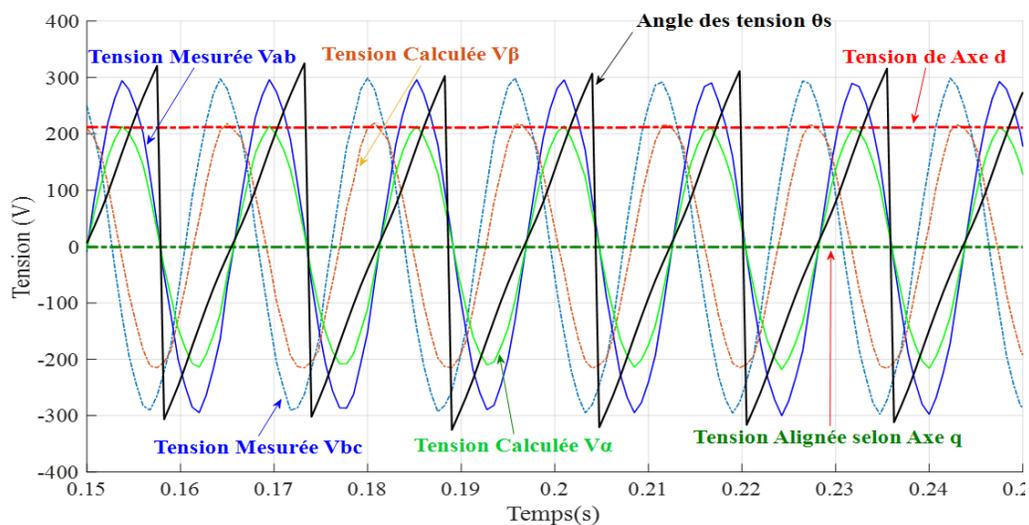


Figure 7.1 : Résultats de la synchronisation au réseau PLL

Cette phase de synchronisation est très importante pour le bon fonctionnement du système, car toutes les opérations et les transformations trigonométriques font appel à cet angle électrique. Malgré que l'erreur statique puisse être négligée lors de l'identification de l'angle, cette erreur s'accumule rapidement lors de l'exécution du programme en boucle fermée ce qui affecte directement la précision de la régulation désirée.

7.2.2 Suivi de références

Dans le but de valider les résultats de simulations déjà obtenus, on choisit les conditions de simulation les plus identiques que possible à celles utilisées en expérimentation. Un premier test consiste à vérifier le comportement du convertisseur après l'application des échelons positif et négatif pour la tension du lien CC, en utilisant la régulation par mode glissant. La figure 7.2 montre le fonctionnement du convertisseur lors de la transition de référence de la tension de 80V à 100V, alors que la figure 7.3 présente le cas inverse où la référence de la tension du lien CC passe de 100V à 80V.

Comme le montre la figure 7.2, l'application d'un échelon positif de référence de tension (couleur mauve) est accompagnée par la variation du courant statorique. Le courant (couleur bleu) est augmenté pour faire monter la tension du lien CC, étant donné que les deux boucles sont imbriquées selon le schéma de l'implémentation de la commande déjà présenté dans la figure 5.7. À son tour, la tension alternative côté convertisseur issue de la commande (couleur jaune) du filtre est augmentée pour envoyer plus de courant. Or, la tension du convertisseur côté réseau est imposée par le réseau (couleur verte). La figure 7.4 est un zoom de la figure 7.2 pendant la phase de transition dans laquelle on constate l'écart entre les deux tensions alternatives du convertisseur, les tensions côté convertisseur (couleur jaune) et la tension côté réseau (couleur verte).

Pour confirmer les résultats obtenus pour l'échelon positif, on applique un échelon négatif qui diminue la tension de 100V à 80V. Selon les courbes présentées dans la figure 7.3, on peut constater la séquence inverse par rapport à la figure 7.2. Dans la figure 7.5, qui représente un zoom de la figure 7.3, les courbes sont à l'échelle réelle, à l'exception du courant, qui est multiplié par 30. Comme on le constate dans cette figure, le courant est en phase par rapport à la tension (côté réseau), ce qui confirme le fonctionnement à facteur de puissance unitaire, que ce soit avant ou après la variation de la tension du lien CC. Ceci confirme également le découplage entre la régulation des deux puissances, active et réactive, du convertisseur.

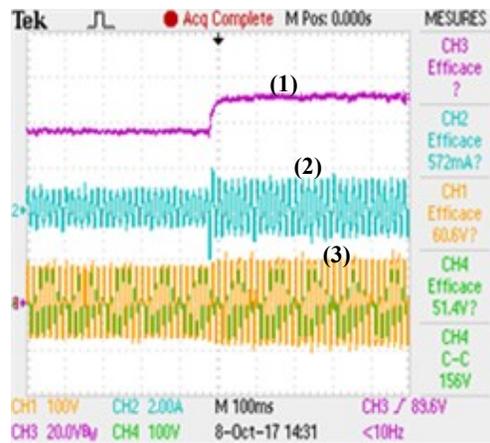


Figure 7.2 : Comportement lors d'un échelon positif de la tension. (1) : tension du lien CC; (2) : courant; (3) : tensions côté réseau et côté convertisseur

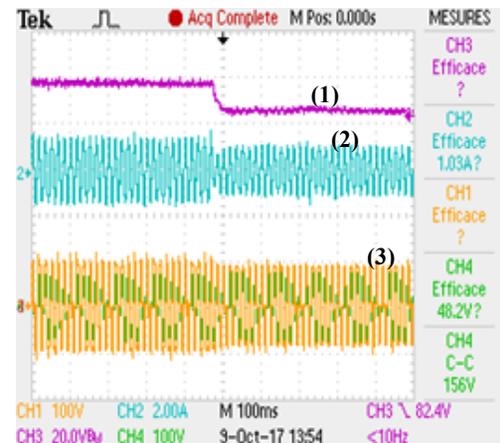


Figure 7.3 : Comportement lors d'un échelon négatif de la tension. (1) : tension de lien CC; (2) : courant; (3) : tensions côté réseau et côté convertisseur

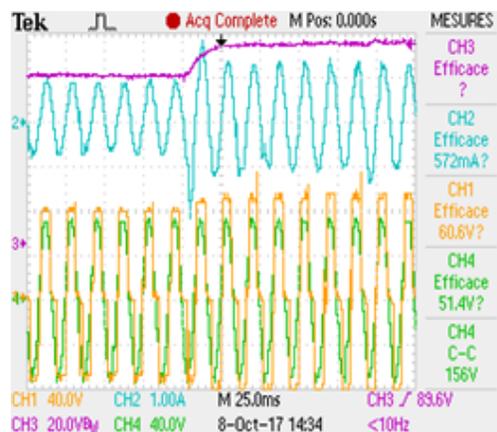


Figure 7.4 : Zoom sur la figure 7.2

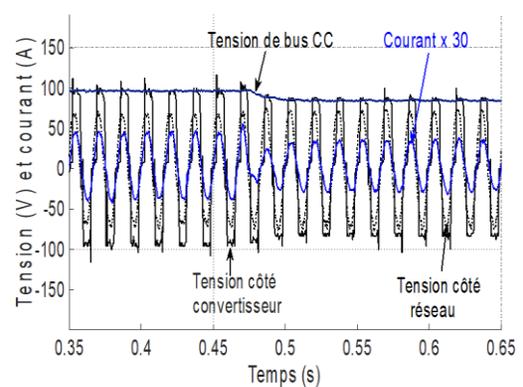


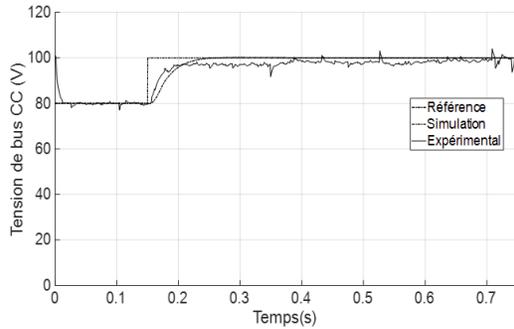
Figure 7.5 : Zoom sur la figure 7.3

Dans le but de comparer les résultats expérimentaux avec ceux du modèle de simulation, on examine le comportement du convertisseur à la suite de l'application des échelons de la tension du lien CC et des échelons de la puissance réactive. De plus, pour les deux types de commande PI et mode glissant, on examine l'évolution de la tension du lien CC et l'évolution des puissances (active et réactive) à la suite de l'application des échelons positif et négatif. L'objectif est d'évaluer la rapidité des différentes boucles et de faire le suivi des références dans diverses conditions de fonctionnement.

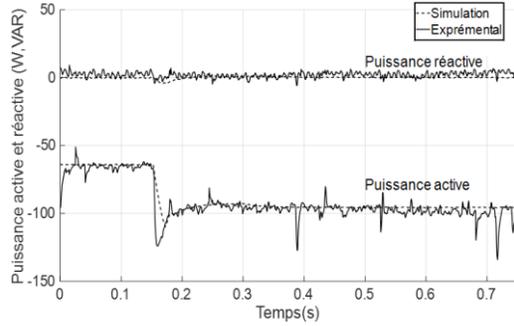
Les figures 7.6 et 7.7 représentent respectivement le comportement des tensions et des puissances lorsqu'on applique un échelon positif de la tension du lien CC de 80V à 100V pour les deux cas de régulation des PI et du mode glissant. Ensuite, dans les mêmes conditions d'expérimentation, on a réalisé le cas contraire en appliquant l'échelon négatif de tension (de 100V à 80V). Pour les deux tests des échelons, on impose une valeur nulle à la puissance réactive, ce qui correspond à un mode de fonctionnement en facteur de puissance unitaire, tel qu'illustré dans les figures 7.8 et 7.9.

Comme le montrent les figures, pour les deux tests des échelons (échelon positif et échelon négatif de tension), la réponse du système exhibe un bon niveau de poursuite, aussi bien pour la régulation en PI que pour la régulation par mode glissant. Les courbes des puissances montrent la dépendance de la puissance active à la tension du lien CC. La puissance réactive, de son côté, demeure constante, ce qui confirme encore une fois le découplage des puissances active et réactive.

Dans les figures 7.10 et 7.11, on a fixé la référence de la tension du lien CC à 80V et fait varier la référence de la puissance réactive de 0 à 25VAR. Par la suite, on a appliqué un échelon inverse qui a fait changer la référence de la puissance réactive de 0 à -25VAR dans les figures 7.12 et 7.13. Pour les deux tests des échelons (échelon positif et échelon négatif de puissance réactive), la tension du lien CC demeure constante à sa valeur de référence 80V.

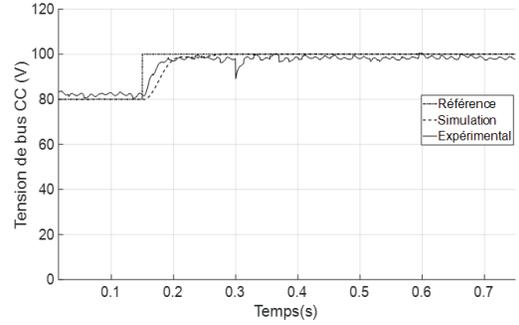


-a) Tension

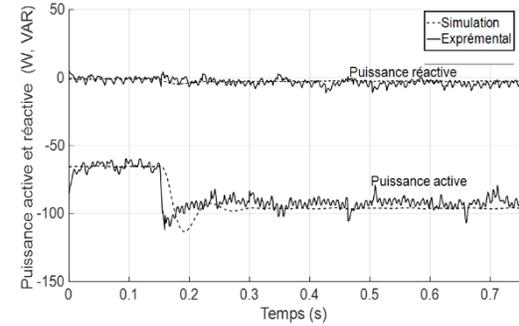


-b) Puissances

Figure 7.6 : Échelon positif de tension (PI)

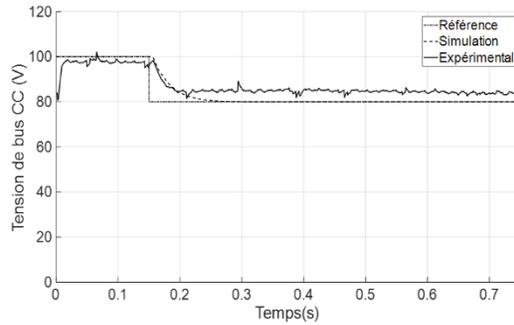


-a) Tension

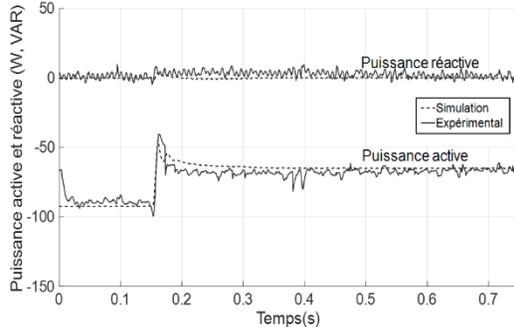


-b) Puissances

Figure 7.7 : Échelon positif de tension (SMC)

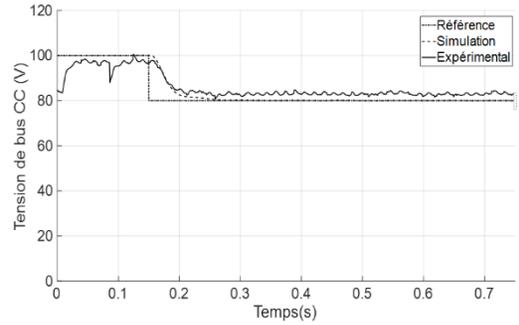


-a) Tension

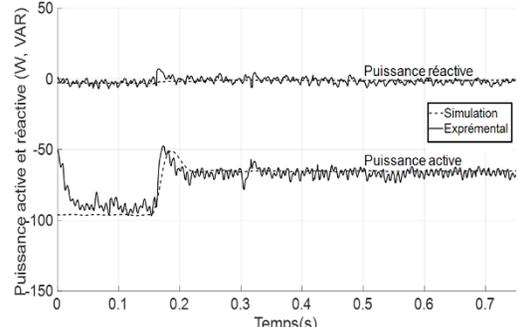


-b) Puissances

Figure 7.8 : Échelon négatif de tension (PI)

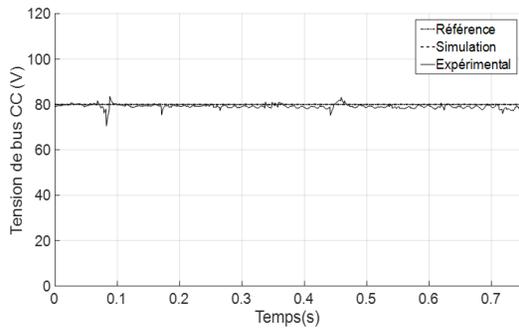


-a) Tension

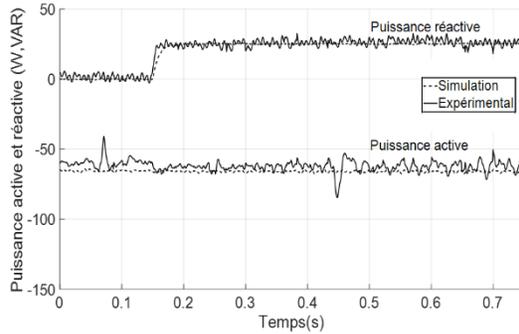


-b) Puissances

Figure 7.9 : Échelon négatif de tension (SMC)

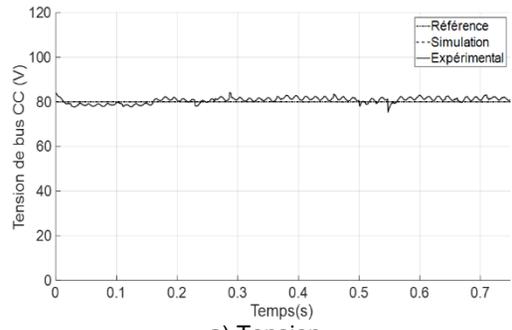


-a) Tension

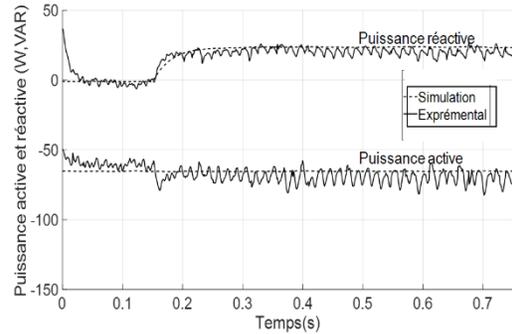


-b) Puissances

Figure 7.10 : Échelon positif de puissance réactive (PI)

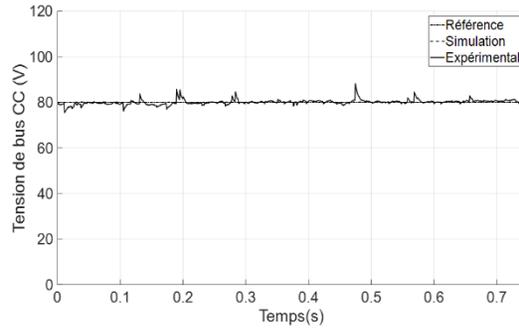


-a) Tension

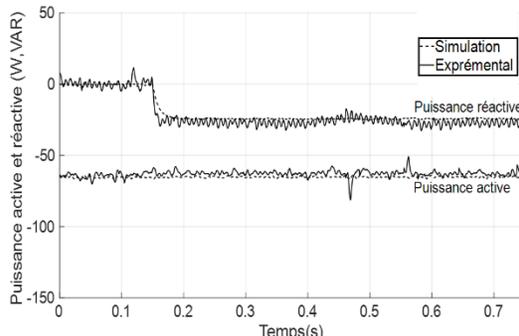


-b) Puissances

Figure 7.11 : Échelon positif de puissance réactive (SMC)

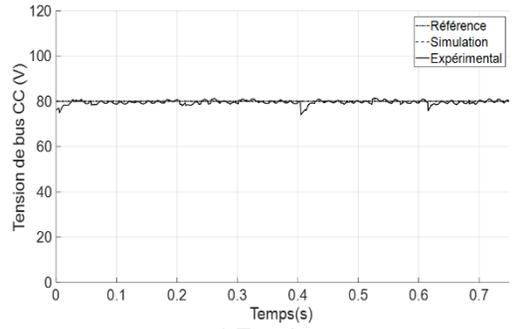


-a) Tension

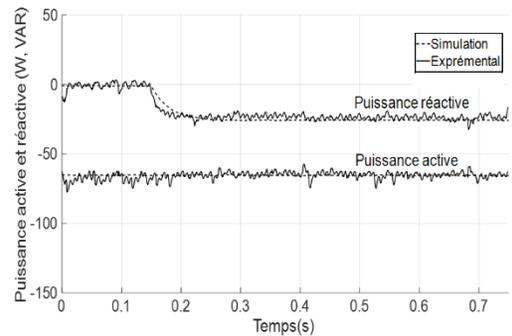


-b) Puissances

Figure 7.12 : Échelon négatif de puissance réactive (PI)



-a) Tension



-b) Puissances

Figure 7.13 : Échelon négatif de puissance réactive (SMC)

Par conséquent, la puissance active reste constante malgré les variations brusques de la puissance réactive. Cette dernière montre un bon suivi de la référence appliquée en régime permanent, bien qu'elle présente de petits dépassements qui sont toutefois négligeables pendant la phase de transition.

À partir des résultats obtenus, on peut confirmer la bonne régulation, le découplage entre les deux puissances (active et réactive) et le fonctionnement bidirectionnel du convertisseur, qui est capable d'échanger la puissance entre les deux côtés, alternatif et continu. Également, la comparaison entre les deux modes de régulations (régulateur PI et la commande par mode glissant), considérant les deux résultats obtenus (simulations et expérimentation), montre la validité de l'approche proposée pour la loi de commande et la validité de la démarche suivie.

7.2.3 Test de perturbation

Après la validation de la régulation pour le régime nominal de fonctionnement, le troisième test a pour objectif de tester les performances de la régulation en présence d'une perturbation au réseau. Pour ce faire, on a fixé la référence de la tension du lien CC à 80V et la référence de la puissance réactive à zéro. Par la suite, lorsque le fonctionnement a atteint le régime permanent, on a appliqué un creux de tension de 60% environ au primaire du transformateur pendant 400ms, occasionnant une baisse de tension de 208V à 120V.

La figure 7.14 montre le comportement de la tension du lien CC, le courant et les deux tensions alternatives côté réseau et côté convertisseur. Pendant la phase du creux de la tension, on constate une augmentation du courant conjointement avec une diminution de la tension du lien CC. À la fin du creux de la tension, on remarque que le courant devient nul et que la tension diminue pendant quelques millisecondes. Ceci est dû à l'utilisation des contacteurs pour la création du creux de tension en laboratoire. En effet, la fermeture des deux

contacteurs en même temps provoque un court-circuit du transformateur. Or, pour éviter le risque d'endommagement, on a associé les deux contacteurs à des temporisateurs afin de créer un délai entre l'ouverture et la fermeture des deux contacteurs. Toutefois, il arrive occasionnellement que l'introduction du délai entraîne un retard à cause d'un manque de précision.

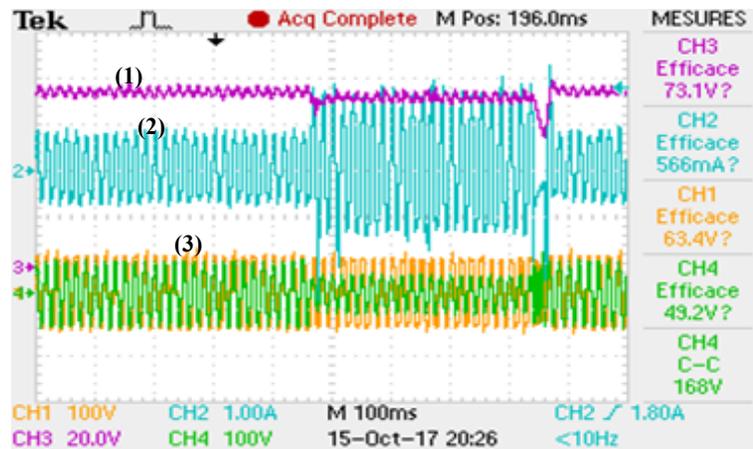
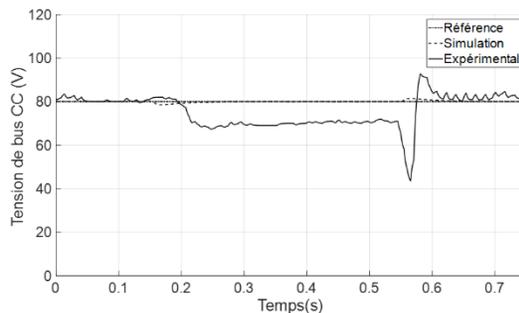
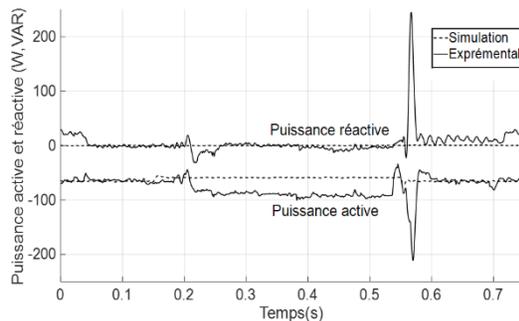


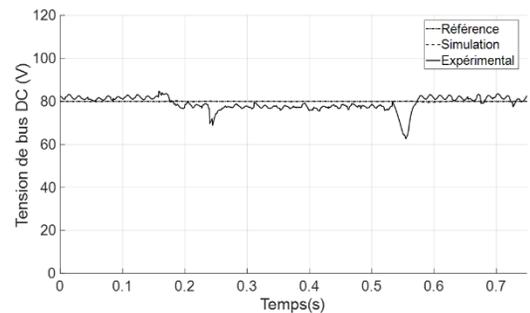
Figure 7.14 : Creux de tension de 400ms (SMC).
 (1) : tension de lien CC; (2) : courant; (3) : tensions coté réseau et coté convertisseurs



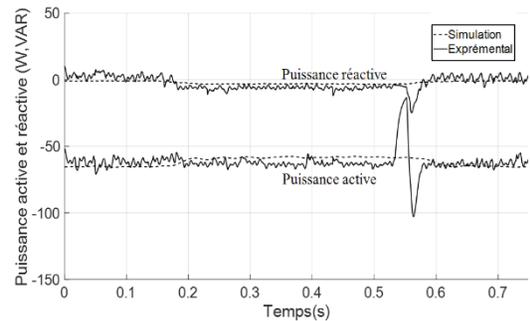
-a- Tension



-b) Puissances



-a) Tension



-b) Puissance

Figure 7.15 : Creux de tension de 400ms (PI)

Figure 7.16 : Creux de tension de 400ms (SMC)

Pendant la période de perturbation, la tension côté convertisseur demeure proche de sa valeur en régime permanent, grâce à la commande visant à maintenir le fonctionnement en régime perturbé. Dans les figures 7.15 et 7.16, on compare les résultats des simulations et de l'expérimentation qui montrent une grande similitude en régime permanent, respectivement. Toutefois, en régime perturbé, la tension et les puissances présentent de petites transitoires très courtes qui sont relativement importantes dans le cas de la régulation en PI par rapport au mode glissant.

7.3 Commande de la GADA

On présente dans cette section les résultats expérimentaux effectués pour les deux régimes de fonctionnement de la machine, à savoir le régime permanent et le régime transitoire. On procède comme on l'a fait pour la validation de la commande concernant le convertisseur côté réseau, en présentant différents essais dans des conditions de fonctionnement variées pour tester et valider la commande de la GADA par mode glissant.

Avant de tester la loi de commande, il est très important, en premier lieu, de trouver le bon sens de la séquence des phases et la bonne valeur de l'angle (avec une bonne précision) pour les rotations trigonométriques. En annexe 7, on présente un exemple d'acquisition des courants, des tensions et de l'angle estimé.

Tel que mentionné dans le chapitre précédent, on a utilisé une MCC pour fournir un couple suffisant pour entraîner la GADA. L'utilisation d'une MCC comme émulateur d'éolien en laboratoire constitue une méthode très utile pour juger de la validité et examiner les performances de la loi de commande appliquée à la GADA. Une étape expérimentale additionnelle est donc nécessaire afin d'assurer la régulation du couple mécanique de la MCC appliqué à la GADA. En effet, cette régulation est indispensable pour établir des conditions d'expérimentation identiques à celles de la simulation. De plus, le DSP associé au

convertisseur coté rotor de la machine est utilisé pour contrôler le couple de la MCC moyennant d'un hacheur à IGBT. Ainsi, la commande du hacheur est réalisée par un programme qui s'exécute conjointement avec le programme principal de la GADA. L'objectif est de réguler le couple mécanique indirectement en régulant le courant de la MCC à l'aide d'un régulateur PI.

En premier lieu, on vérifie les performances de loi de commande en régime permanent en examinant l'influence des différents paramètres du mode glissant. Après, on décrit le comportement de la GADA à la suite de l'application des différents échelons du couple, de la vitesse mécanique et du facteur de puissance. Ensuite, on passe à la vérification de la robustesse. Finalement, on teste le comportement du système face aux anomalies propres au réseau auquel la machine est connectée.

7.3.1 Fonctionnement en régime permanent

7.3.1.1 Influence des différents paramètres

Dans le but d'éviter des régimes transitoires importants pendant la phase de démarrage de la machine, on doit assurer une connexion douce de la GADA au réseau. En effet, la tension de la GADA peut être synchronisée à la tension du réseau en variant la tension du rotor et/ou la vitesse de rotation. De ce fait, la commande du convertisseur côté rotor de la GADA peut garantir la synchronisation du stator de la machine au réseau électrique sur lequel la GADA est connectée.

Comme tous les lois de commande, le premier intérêt dans la partie expérimentale est d'obtenir de meilleures performances en régime permanent. À cet effet et afin d'analyser l'effet des différents paramètres de la loi de commande sur le comportement de la GADA, on présentera les résultats obtenus pour les trois paramètres principaux (K_{PQ} , λ_s , K_{ePQ}) utilisés par la loi de commande en variant un seul paramètre à la fois pour chaque test effectué.

En premier lieu, on fixe les paramètres qui donnent des meilleurs résultats (figure 7.17) pour ce qui est de la qualité du courant rotorique. Par la suite, on varie chaque paramètre pour examiner l'influence de ces variations sur la qualité des signaux. Le tableau 7.1 présente les paramètres utilisés pour chaque figure présentée.

Les figures 7.18, 7.19 et 7.20 montrent l'influence des variations des trois paramètres sur le comportement de la GADA. En particulier, la figure 7.19 montre l'influence du coefficient de la fonction λ_s sur la qualité des courants et de la tension. Par contre, les coefficients de la fonction *Sign* (figure 7.18) et de la fonction erreur (figure 7.20) ont une influence relativement mineure. Toutefois, ces deux coefficients peuvent exercer beaucoup plus d'influence dans un régime dynamique. De ce fait, l'optimisation des paramètres utilisés par la loi de commande est indispensable pour obtenir de meilleures performances en terme de qualité des puissances et de comportements dynamiques.

7.3.1.2 Variation du couple mécanique

Dans le but d'étudier le comportement de la GADA par rapport aux variations du couple mécanique d'entraînement, on a appliqué des échelons pour la référence du couple sous forme d'échelons de tension de commande appliqués sur le hacheur associé à la MCC. Notons que la tension de commande pour le hacheur est issue d'une boucle de régulation de courant visant à maintenir le couple à sa référence désirée.

La figure 7.21 montre le cas où on augmente le couple mécanique de 35 % environ, ce qui correspond à une transition du couple d'entraînement appliqué par la MCC de -0.35 Nm au -0.55Nm (échelle :1V - 0.29 Nm). Comme on peut le voir sur la figure, la transition (entre deux valeurs de couple de référence) ne correspond pas à un échelon idéal pour un couple mécanique. Cette transition est due à l'utilisation d'un interrupteur manuel qui commute entre deux niveaux de tension de référence. Donc, chaque niveau de tension correspond à une

valeur référence du couple désiré. On constate clairement que la vitesse (en vert) passe par un régime transitoire, mais garde une valeur fixe en régime permanent, ce que confirme la régulation de vitesse.

Tableau 7.1 : Variation des paramètres du mode glissant utilisés selon les figures

Figure	K_{Psn}, K_{Qsn}	λ_s	K_{eP}, K_{eQ}	Variation
Figure 7.17	23000	16	-32	Valeurs ajustées
Figure 7.18a	2900	16	-32	Diminution de K_{Psn}, K_{Qsn}
Figure 7.18b	45900	16	-32	Augmentation de K_{Psn}, K_{Qsn}
Figure 7.19a	23000	0.7	-32	Diminution de λ_s
Figure 7.19b	23000	128	-32	Augmentation de λ_s
Figure 7.20a	23000	16	-0.25	Diminution de K_{eP}, K_{eQ}
Figure 7.20b	23000	16	-1024	Augmentation de K_{eP}, K_{eQ}

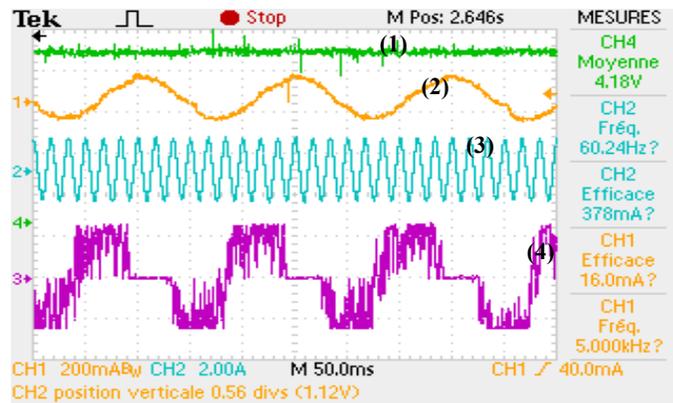


Figure 7.17 : Test avec les paramètres optimaux.

(1) : vitesse; (2) : courant rotorique; (3) : courant statorique; (4) : tension rotorique

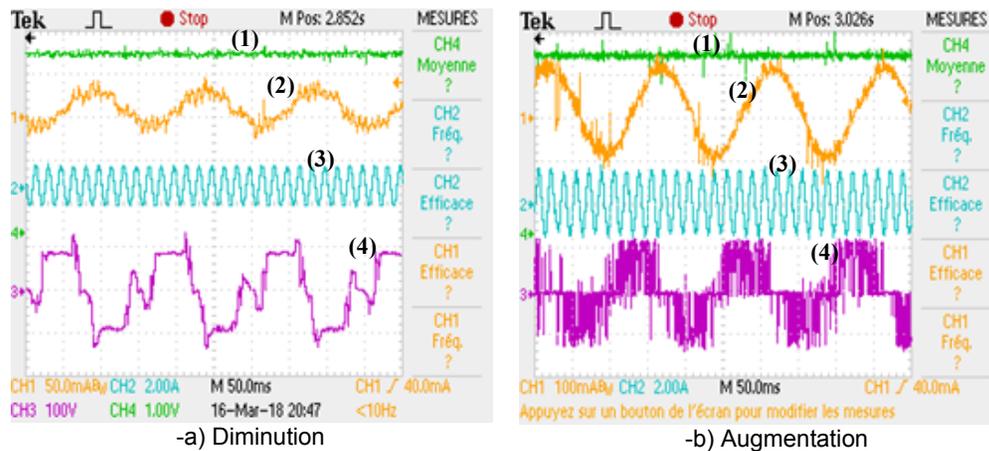


Figure 7.18 : Test pour le coefficient de la fonction Sgn .

(1) : vitesse; (2) : courant rotorique; (3) : courant statorique; (4) : tension rotorique

rapport à l'échelon positif, mais que la vitesse reste constante en régime permanent, ce qui confirme encore une fois la bonne régulation du couple mécanique de la MCC.

Dans le but de mieux faire ressortir le comportement de la GADA pendant la phase de transitions du couple d'entraînement, on a présenté dans les figures 7.23 et 7.24 des zooms correspondant aux figures 7.21 et 7.22. Ainsi, le comportement des différentes grandeurs pendant la phase de transition du couple mécanique apparaît plus clairement. Le régime transitoire du courant rotorique apparaît relativement plus important à cause de la dépendance directe des courants au couple électromagnétique de la machine.

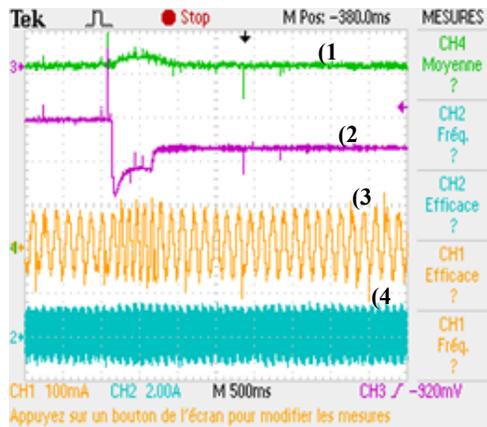


Figure 7.21 : Échelon positif du couple.
 (1) : vitesse; (2) : couple mécanique;
 (3) : courant rotorique; (4) : courant statorique

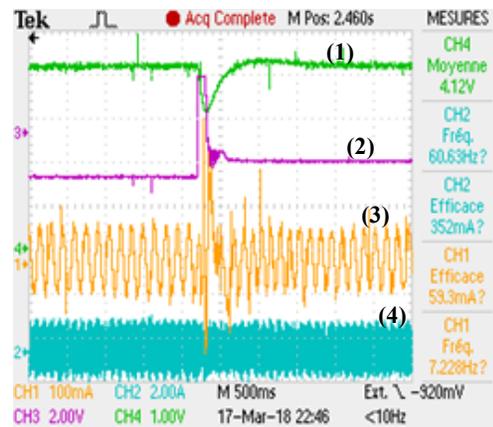


Figure 7.22 : Échelon négatif du couple.
 (1) : vitesse; (2) : couple mécanique;
 (3) : courant rotorique; (4) : courant statorique

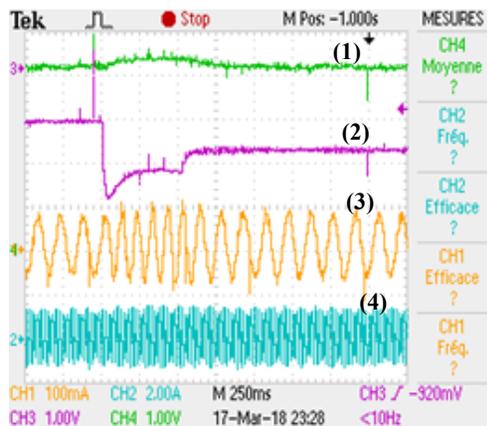


Figure 7.23 : Zoom sur la figure 7.21

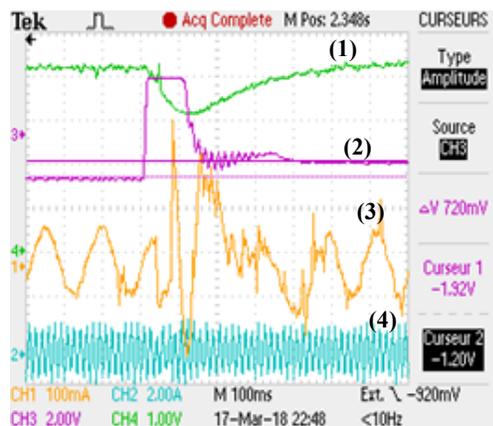


Figure 7.24 : Zoom sur la figure 7.22

Cependant, vu que le couplage physique des deux machines (MCC et GADA) se réalise avec une courroie, les pertes mécaniques deviennent très importantes et le rendement de la génératrice devient très faible. Celui-ci influe considérablement sur la plage de variation du couple d'entraînement et la puissance active de la GADA.

7.3.1.3 Régulation de vitesse

On peut démontrer l'indépendance de la vitesse par rapport au couple en variant la référence de la vitesse mécanique tout en fixant le couple mécanique appliqué. Afin de vérifier la régulation de la vitesse, on applique deux échelons de référence différents. Le premier échelon positif fait augmenter la vitesse de 1600tr/mn à 2000tr/mn. Le deuxième échelon négatif fait diminuer la vitesse de 2000tr/mn à 1600tr/mn (l'échelle : 1v- 480tr/mn). Le couple mécanique appliqué par la MCC se maintient constant lors de la transition de la vitesse, tel qu'illustré dans les figures 7.25 et 7.26 qui correspondent respectivement aux échelons positif et négatif de la vitesse. Notons que les courants rotorique et statorique présentent un léger transitoire pendant la phase de transition, comme le montrent les zooms des figures 7.27 et 7.28. Ceci démontre, encore une fois, la bonne régulation du couple mécanique.

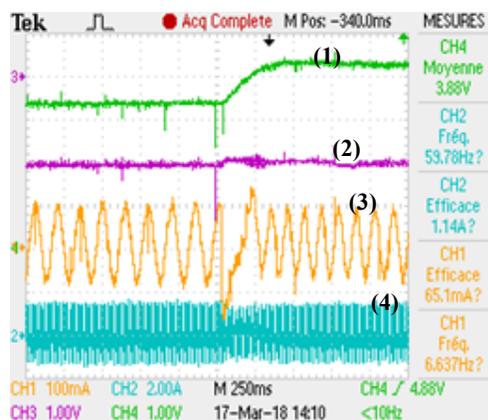


Figure 7.25 : Régulation du couple lors d'un échelon positif de vitesse.
 (1) : vitesse; (2) : couple mécanique;
 (3) : courant rotorique; (4) : courant statorique

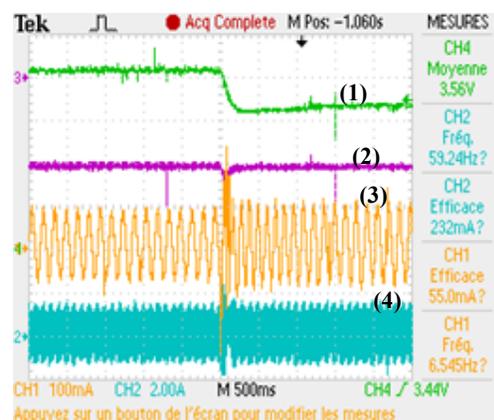


Figure 7.26 : Régulation du couple lors d'un échelon négatif de vitesse.
 (1) : vitesse; (2) : couple mécanique;
 (3) : courant rotorique; (4) : courant statorique

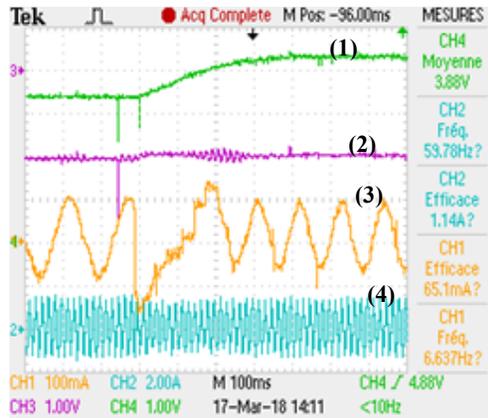


Figure 7.27 : Zoom sur la figure 7.25

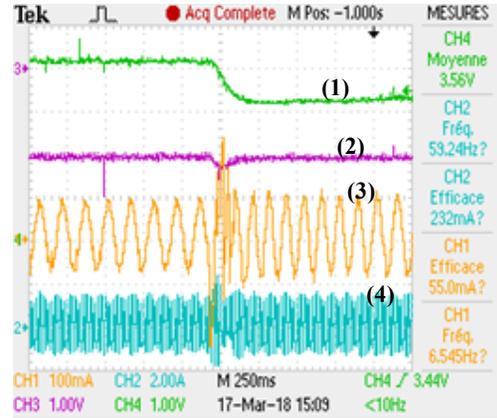


Figure 7.28 : Zoom sur la figure 7.26

Dans le but de mieux comprendre le comportement des courants lors de variation de la vitesse, on a refait les tests pour les deux échelons positif et négatif (figures 7.29 et 7.30). Ces figures montrent clairement la transition de la vitesse qui atteint la valeur de 900 mV pour l'échelon de vitesse (figures 7.31 et 7.32). Cette transition de vitesse présente une valeur de 432tr/mn pour la vitesse selon l'échelle, ce qui donne une erreur de 16tr/mn. Cette erreur est négligeable compte tenu des erreurs de mesure du capteur de vitesse monté sur la machine et de l'oscilloscope pour la tension. Par ailleurs, pour les figures 7.31 et 7.32, le temps de réponse mesuré pour la vitesse correspond à 14 périodes d'environ du courant statorique. Ce nombre de périodes donne un temps de réponse d'environ 0.23s. Ainsi, la réponse et la poursuite de la vitesse à sa référence témoigne de bon fonctionnement de la commande.

Comme le couple imposé est constant, on remarque également la dépendance du courant statorique de la machine à la variation de la vitesse. De plus, le courant rotorique garde la même forme après un régime transitoire, comme le montre la courbe du courant rotorique. Celle-là est due principalement au changement du signe de glissement lors de la transition de vitesse. En effet, le passage de la vitesse par la zone de synchronisation (1800tr/mn) est accompagné par une fréquence lente, comme le montre les zooms des figures 7.31 et 7.32. Donc, le courant rotorique devient pratiquement continu et la machine se comporte exactement comme une machine synchrone, d'où le nom de machine générale pour la GADA.

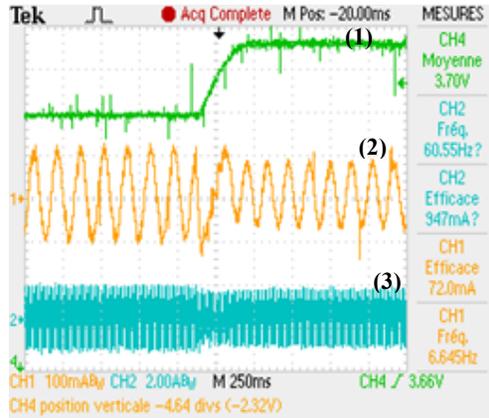


Figure 7.29 : Échelon positif de vitesse.
 (1) : vitesse; (2) : courant rotorique;
 (3) : courant statorique

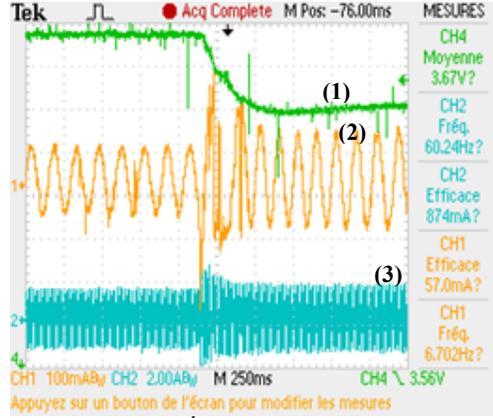


Figure 7.30 : Échelon négatif de vitesse.
 (1) : vitesse; (2) : courant rotorique;
 (3) : courant statorique

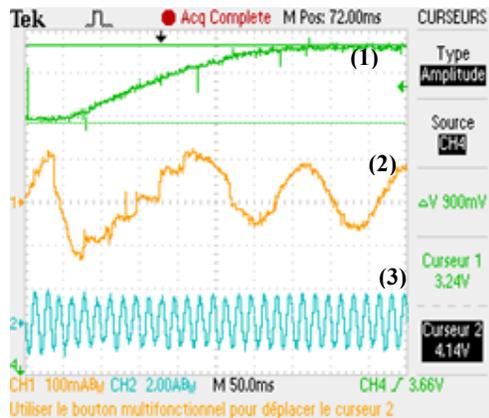


Figure 7.31 : Zoom sur la figure 7.29

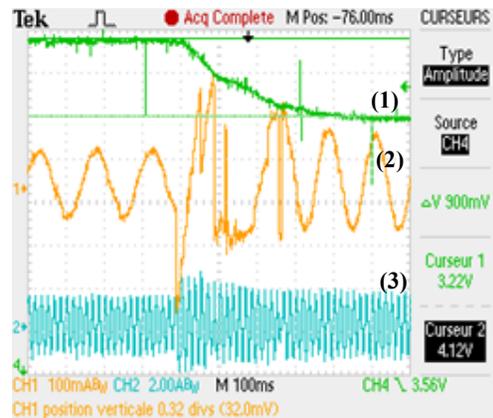
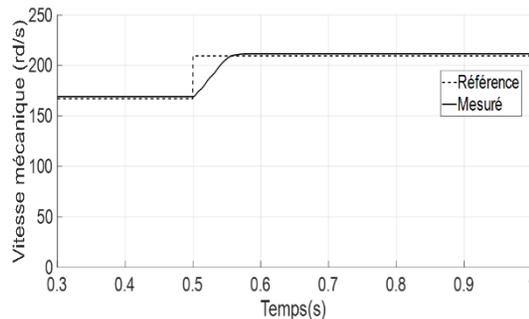


Figure 7.32 : Zoom sur la figure 7.30

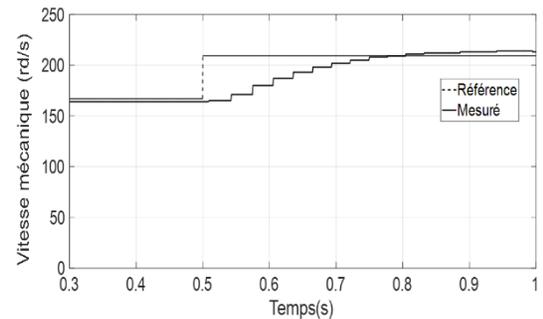
Dans le but de comparer les résultats de simulation aux résultats expérimentaux obtenus, on a tracé la vitesse et les puissances à la suite des transitions positives de la référence de la vitesse lorsque la puissance réactive statorique de référence imposée était égale à zéro. Dans le cas d'une transition positive, les figures 7.33 et 7.34 présentent le comportement de la GADA pour les résultats de simulation et de l'expérimentation, respectivement. Par ailleurs, les figures 7.35 et 7.36 présentent les résultats dans le cas de la transition négative. En régime permanent, on remarque une grande ressemblance entre les résultats de simulation et ceux de l'expérimentation. Toutefois, lors la phase de transition, ces résultats représentent des régimes transitoires différents. En effet, conjointement à la réaction de la vitesse, la réaction de la puissance active est caractérisée par une dynamique un peu

plus lente pour les résultats expérimentaux qu'en simulation. Ceci est dû à la saturation qu'on introduit dans la boucle de régulation de vitesse afin de limiter la tension rotorique, ce qui empêche la circulation de grands courants et protège la machine contre les surintensités.

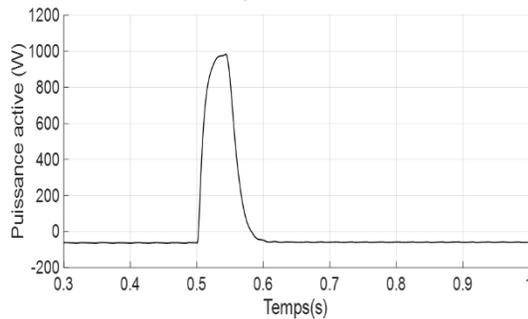
La superposition des valeurs mesurées de la vitesse et de la puissance réactive aux références montre un très bon suivi, accompagné de quelques oscillations dans les courbes expérimentales. Également, on constate une grande similarité entre les courbes expérimentales et les courbes de simulation. De plus, les courbes de vitesse et des puissances



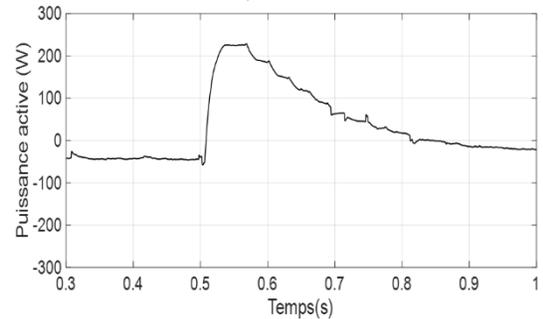
-a) Vitesse



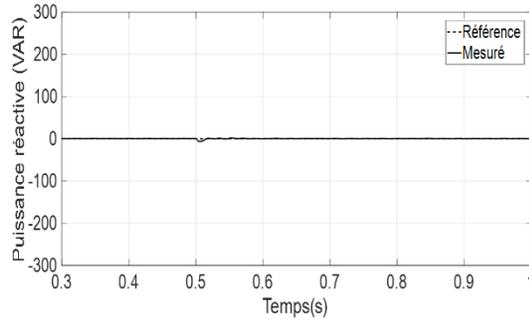
-a) Vitesse



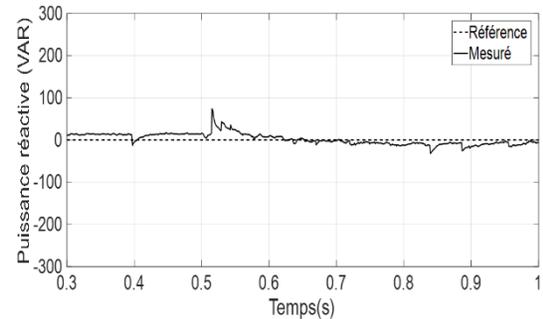
-b) Puissance active



-b) Puissance active



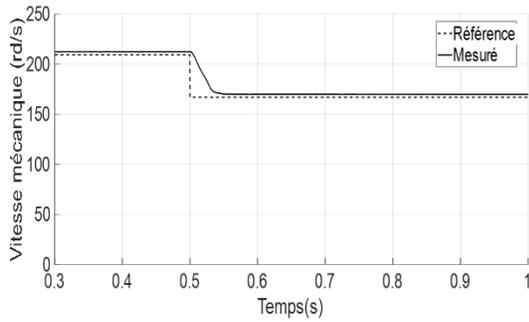
-c) Puissance réactive



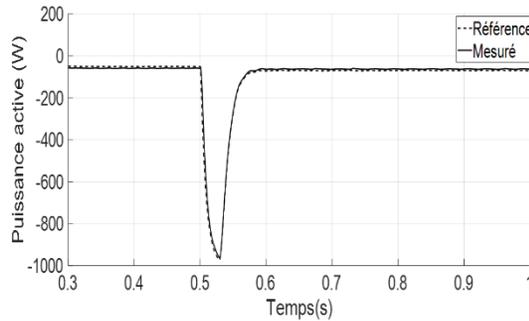
-c) Puissance réactive

Figure 7.33 : Résultats de simulation pour un échelon positif de vitesse

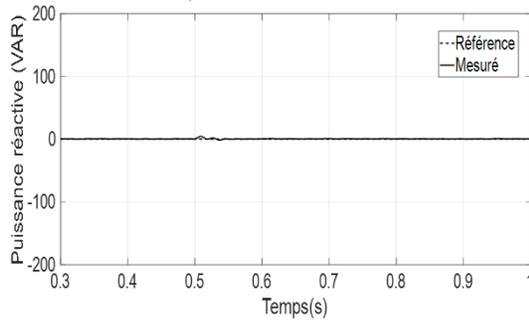
Figure 7.34 : Résultats expérimentaux pour un échelon positif de vitesse



-a) Vitesse

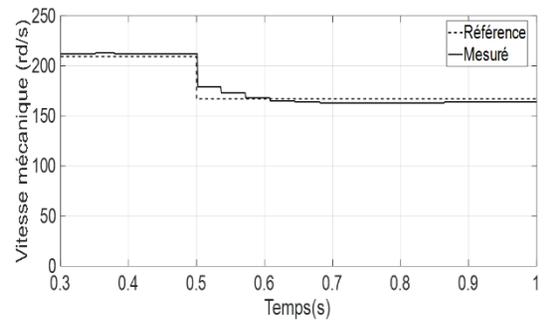


-b) Puissance active

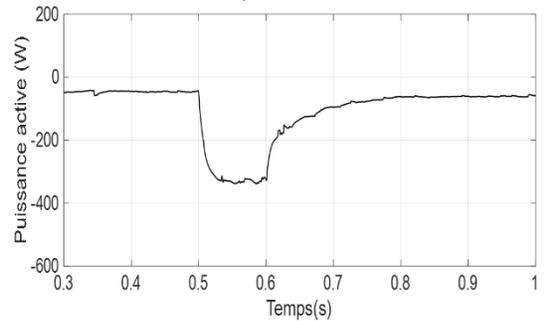


-c) Puissance réactive

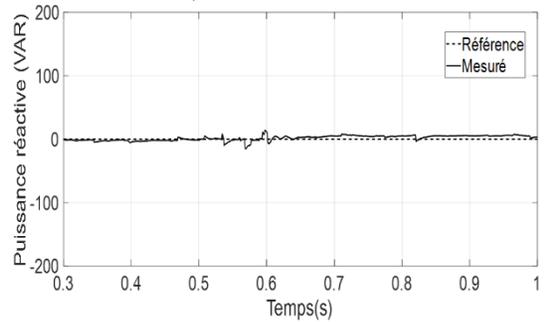
Figure 7.35 : Résultats de simulation pour un échelon négatif de vitesse



-a) Vitesse



-b) Puissance active



-c) Puissance réactive

Figure 7.36 : Résultats expérimentaux pour un échelon négatif de vitesse

montrent l'indépendance de la puissance réactive à la variation de la vitesse, ainsi qu'à la variation de la puissance active. Ceci témoigne du découplage réalisé entre les deux puissances active et réactive, et de la maîtrise parfaite du facteur de puissance statorique de la GADA.

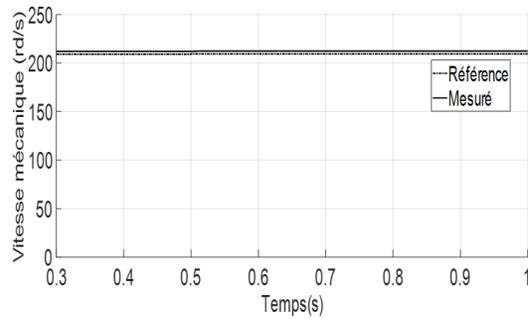
7.3.1.4 Régulation du facteur de puissance

Dans l'objectif de confirmer le découplage entre les deux puissances active et réactive, on a appliqué des échelons des puissances réactives d'une façon similaire au test précédent.

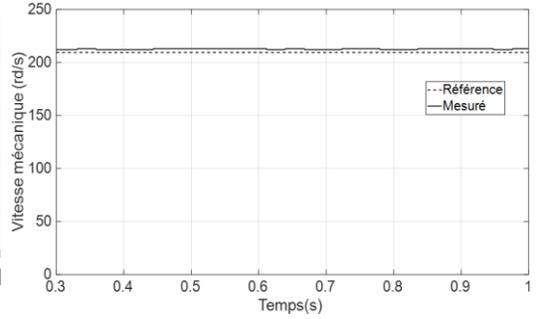
Il est à noter que les références imposées pour la puissance réactive et celles de la vitesse doivent respecter les limites des puissances qui sont définies selon le diagramme caractéristique (P_s , Q_s) de la GADA. En effet, les courants, la tension rotorique et la stabilité du point de fonctionnement de la GADA constituent les principales contraintes qui peuvent influencer sur le diagramme (P_s , Q_s) de la GADA. En conséquence, ils limitent la capacité de compensation de la puissance réactive échangée avec le réseau [5], [92]. Afin de valider la régulation de la puissance réactive, on procède de la même manière que la régulation de la vitesse. Ainsi, la référence de la vitesse est fixée à une valeur fixe de 2000 tr/mn, et deux échelons, positif et négatif, sont appliqués pour la référence de la puissance réactive.

Le premier échelon positif fait varier la puissance réactive de 0 à 64 VAR (figures 7.37 et 7.38) alors que le deuxième échelon négatif la fait varier de 0 à -64 VAR (figures 7.39 et 7.40). Dans le cas de la transition positive, la vitesse et la puissance active restent indépendantes de la variation de la puissance réactive, comme le montrent les figures 7.37 et 7.38. Cette indépendance est confirmée dans le cas de la transition négative dans les figures 7.39 et 7.40. Ceci prouve encore une fois le découplage entre les deux axes des puissances active et réactive, et confirme la maîtrise du facteur de puissance côté stator de la GADA.

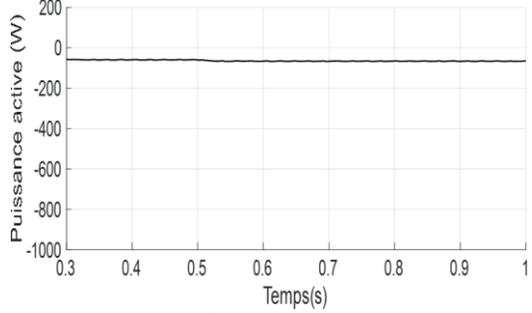
Comme les résultats précédents concernant la régulation de la vitesse, cette comparaison montre une grande similitude entre les résultats de la simulation (figure 7.39) et de l'expérimentation (figure 7.40). Également, la qualité des résultats montre que le modèle établi peut prédire le comportement de la GADA. Néanmoins, les hypothèses simplificatrices adoptées lors de l'élaboration du modèle influent considérablement sur la représentation fidèle de la réalité. De plus, l'approximation des paramètres n'est probablement pas aussi parfaite que nous l'avons considérée lors du développement des équations du modèle mathématique au chapitre 3.



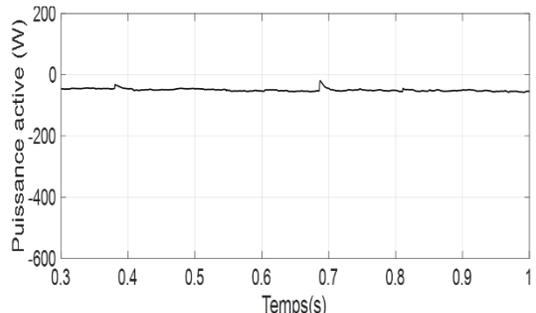
-a) Vitesse



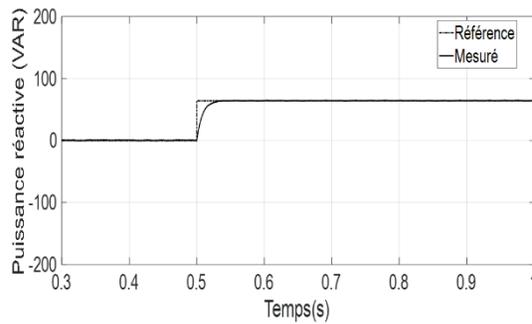
-a) Vitesse



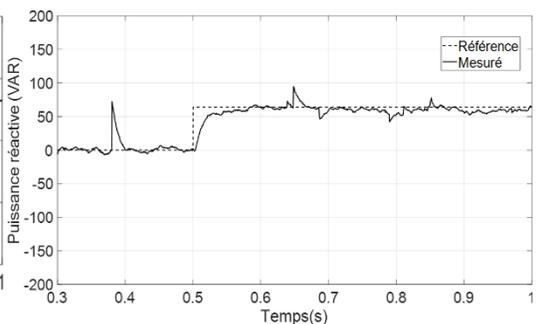
-b) Puissance active



-b) Puissance active



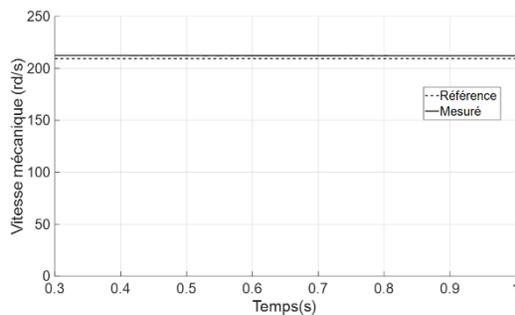
-c) Puissance réactive



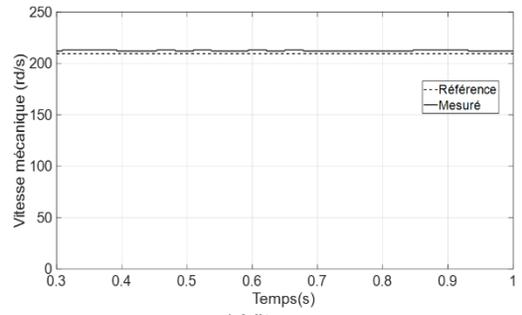
-c) Puissance réactive

Figure 7.37 : Résultats de simulation pour un échelon positif de puissance réactive

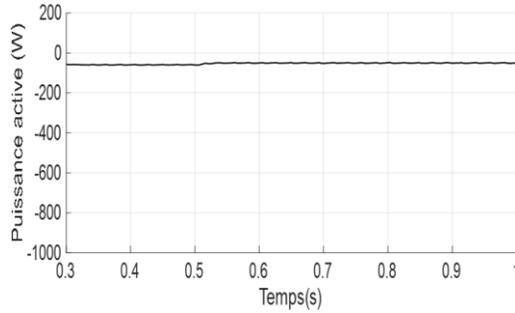
Figure 7.38 : Résultats expérimentaux pour un échelon positif de puissance réactive



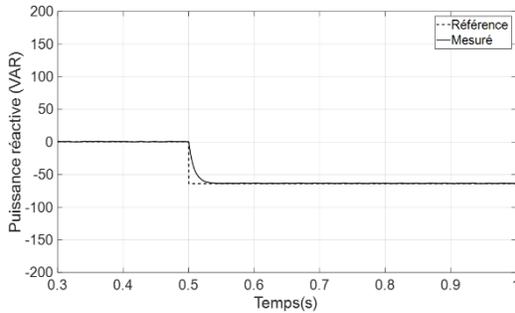
-a) Vitesse



-a) Vitesse

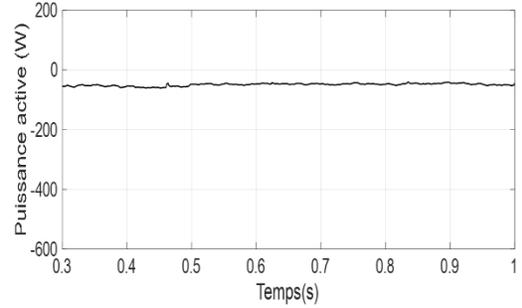


-b) Puissance active

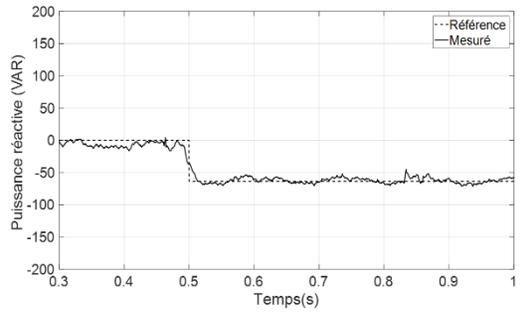


-c) Puissance réactive

Figure 7.39 : Résultats de simulation pour un échelon négatif de puissance réactive



-b) Puissance active



-c) Puissance réactive

Figure 7.40 : Résultats de simulation pour un échelon négatif de puissance réactive

7.3.1.5 Test de robustesse

La robustesse des systèmes asservis est une notion très importante en régulation. En effet, une commande est dite robuste si elle maintient sa stabilité en présence de différents types d'incertitude. La commande par mode glissant a démontré qu'elle constitue un correcteur robuste pour un système incertain. La GADA (associée aux deux convertisseurs) est, comme tous les systèmes physiques, soumise à des perturbations externes et des bruits de mesure. De plus, s'ajoute à cela le fait que le modèle établi n'est qu'un modèle mathématique qui représente la machine. Ce modèle n'est pas toujours fidèle au système, notamment à cause des incertitudes paramétriques et des dynamiques négligées.

De plus, les paramètres se modifient en cours de fonctionnement de la machine puisqu'ils sont influencés principalement par la température et la saturation du circuit magnétique, d'où l'importance de la robustesse de la loi de commande appliquée à la machine.

Ainsi, ce test a pour but de mettre en œuvre la robustesse de la loi de commande par mode glissant vis-à-vis des variations paramétriques de la GADA.

On procède de la même manière que le test précédent concernant la régulation de la vitesse. Ainsi, on applique un échelon de référence qui fait varier la vitesse de 1600tr/mn à 2000tr/mn pour trois tests différents. Chaque test correspond à un changement qu'on introduit volontairement au niveau du programme assembleur de la loi de commande implémentée en DSP.

Dans ces tests, on s'intéresse principalement aux résistance et inductance de la machine. On présente à la figure 7.41 le comportement de la machine à la suite de la division des paramètres par deux. Dans le deuxième test (figure 7.42), on rapporte l'effet de la multiplication des paramètres par deux. Il est à remarquer que des changements paramétriques de 100% sont considérés comme des variations extrêmes pour une machine électrique. Finalement, dans le troisième test (figure 7.43) on considère un cas encore plus extrême correspondant à une variation de 300%, pour lequel les paramètres sont multipliés par quatre.

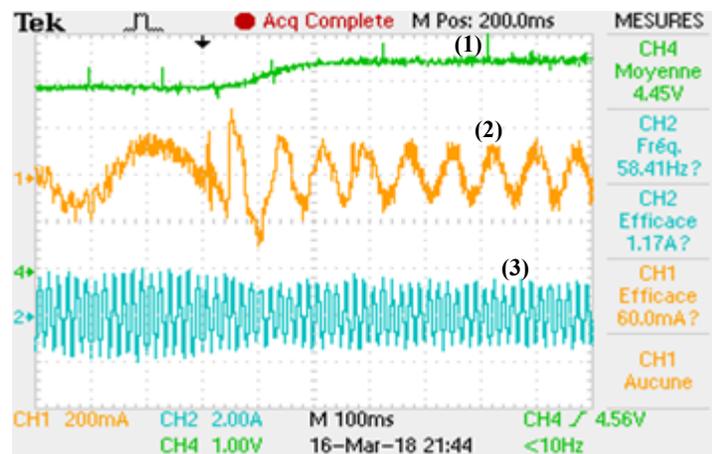


Figure 7.41 : Division des paramètres par 2.
(1) : vitesse; (2) : courant rotorique; (3) : courant statorique

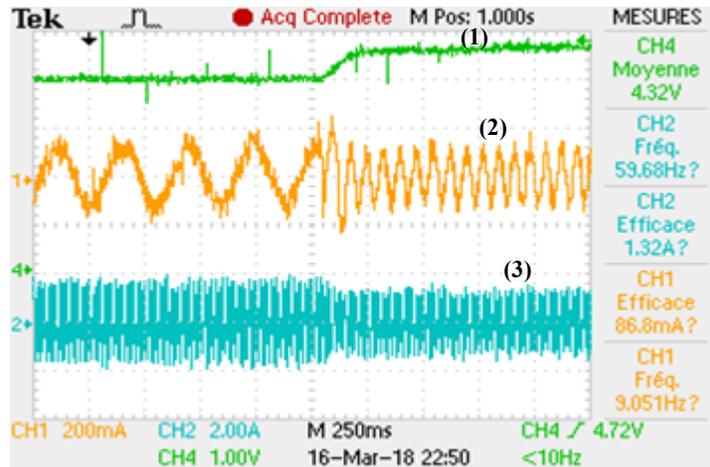


Figure 7.42 : Multiplication des paramètres par 2.
 (1) : vitesse; (2) : courant rotorique; (3) : courant statorique

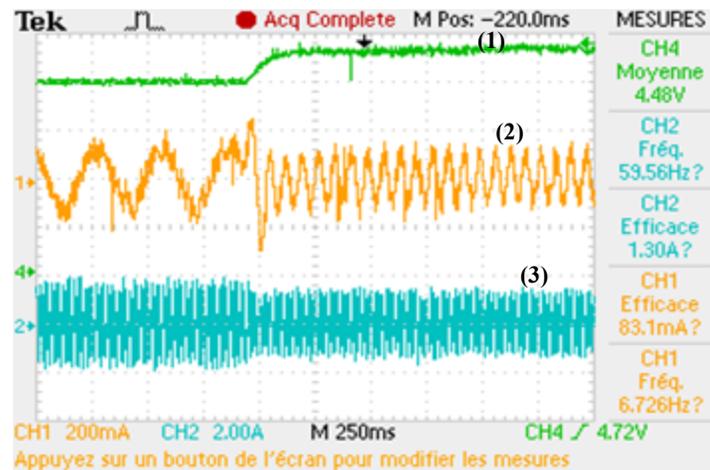


Figure 7.43 : Multiplication des paramètres par 4.
 (1) : vitesse; (2) : courant rotorique; (3) : courant statorique

Pour les trois figures (7.41, 7.42 et 7.43), le temps de réponse mesuré pour la vitesse correspond à 13 (ou à 14) périodes du courant statorique. Ce nombre de périodes, qui est plus visible sur la figure 7.41, donne un temps de réponse d'environ 0.21s (ou 0.23s). Ainsi, la réponse et la régulation de la vitesse témoigne de la robustesse de la commande directe des puissances.

7.3.2 Comportement de la machine face au creux de tension

Parmi les problèmes les plus importants des réseaux électriques, les creux de tension

causent beaucoup de problèmes, surtout pour l'intégration des génératrices au réseau. En effet, ces creux de tension peuvent causer l'interruption de la génération et même la déconnexion des génératrices de réseau, pouvant provoquer des anomalies dans le réseau auquel les génératrices sont connectées, particulièrement à l'échelle de grande puissance.

Un creux de tension est une réduction soudaine (entre 10% et 90%) de la tension à un point du réseau durant quelques centaines de millisecondes. Il peut y avoir de nombreuses causes à un creux de tension, dont un court-circuit dans le réseau, la déconnexion partielle d'une alimentation et des courants importants en raison du démarrage de moteurs.

Le creux de tension est caractérisé par deux paramètres qui mesurent sa gravité, soit son amplitude et sa durée. L'amplitude est la valeur minimale de la tension efficace sur un cycle. Sa durée correspondant au temps où la tension est sous un seuil défini (seuil nominal). Les détails et l'analyse du creux de tension, ainsi que leur influence sur la GADA, sont exposés dans [93], [94].

Afin d'émuler un creux de tension en laboratoire, on utilise les enroulements secondaires d'un transformateur triphasé, en supposant que la commutation entre deux enroulements secondaires du transformateur provoque une chute de tension similaire au creux de tension qui se produit dans le réseau électrique. Donc, la commutation entre les deux niveaux de tension se réalise moyennant deux contacteurs. De plus, on associe à chaque contacteur un temporisateur afin de régler la durée désirée du creux de tension.

Afin d'analyser le comportement de la machine face à un creux de tension, plusieurs tests ont été réalisés. En premier lieu, on fixe la référence de la vitesse à 1600tr/mn et la puissance réactive à zéro. Lorsqu'on atteint le régime permanent de fonctionnement, la tension est augmentée de 15% de sa valeur nominale pendant 500ms, comme le montre la figure 7.44. Par contre, comme on le voit dans la figure 7.45, on teste le cas contraire correspondant à un

creux de la tension de 15%. Dans les deux cas, on remarque que la commande a maintenu le fonctionnement malgré de petits transitoires lors de l'apparition et la disparition de la perturbation.

Afin de confirmer les résultats obtenus, un deuxième creux de tension est appliqué pendant 400 ms à plusieurs vitesses de fonctionnement. Ainsi, les figures 7.46, 7.47 et 7.48 correspondent à un creux de tension de 60% environ pour les vitesses 1600, 2000 et 2300 tr/mn.

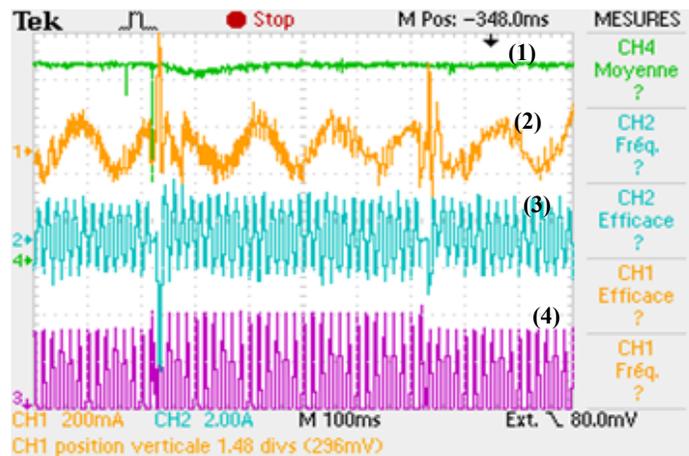


Figure 7.44 : Augmentation de la tension de 15% pour 500 ms.
 (1) : vitesse; (2) : courant rotorique; (3) : courant statorique; (4) : tension statorique

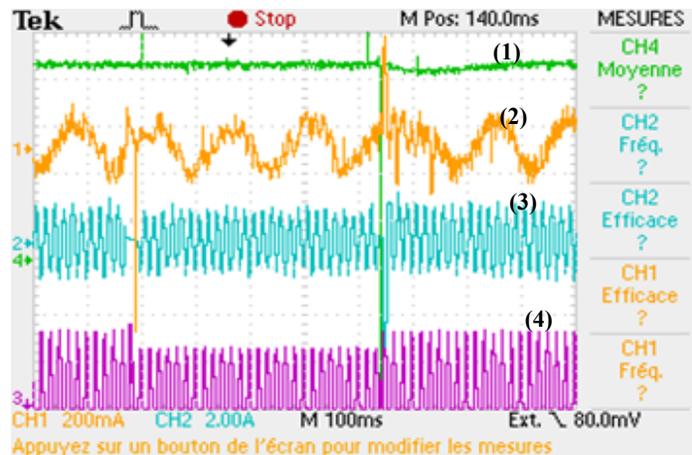


Figure 7.45 : Creux de tension de 15% pour 500 ms.
 (1) : vitesse; (2) : courant rotorique; (3) : courant statorique; (4) : tension statorique.

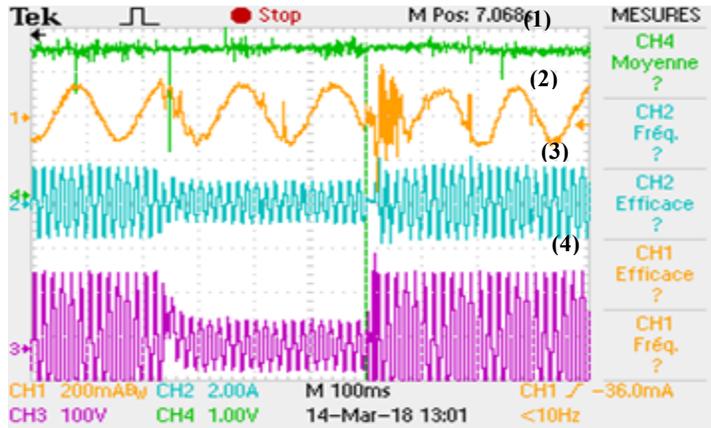


Figure 7.46 : Creux de tension de 60% pour 400ms. 1600tr/mn.
 (1) : vitesse; (2) : courant rotorique; (3) : courant statorique; (4) : tension statorique

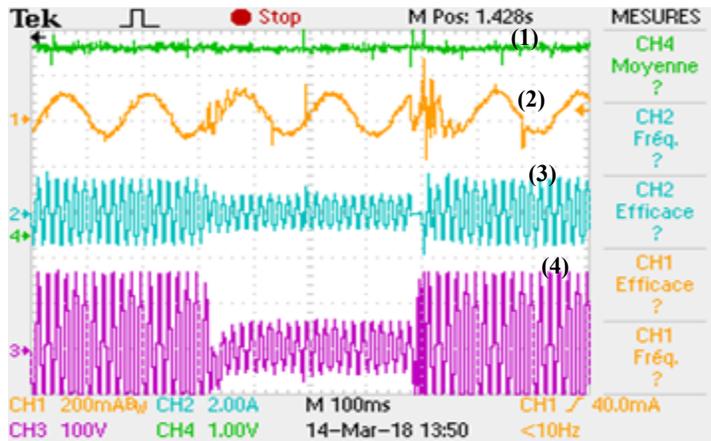


Figure 7.47 : Creux de tension de 60% pour 400ms. 2000tr/mn.
 (1) : vitesse; (2) : courant rotorique; (3) : courant statorique; (4) : tension statorique

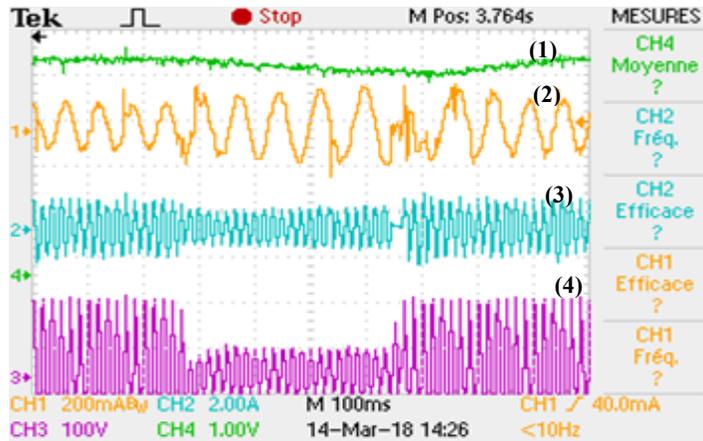


Figure 7.48 : Creux de tension de 60%, pour 400ms. 2300tr/mn.
 (1) : Vitesse; (2) : courant rotorique; (3) : courant statorique; (4) : tension statorique

Pendant le régime perturbé de la machine, la commande peut contribuer à maintenir le fonctionnement de la machine. Cependant, on constate une petite diminution de la vitesse accompagnant la période du creux de tension pour un fonctionnement à grande vitesse. Egalement, on remarque le transitoire des courants (rotorique et statorique) qui accompagne le creux de tension. Ces transitoires peuvent atteindre de grandes valeurs et devenir donc dangereux pour la machine et les deux convertisseurs associés. Pour cette raison, et dans ce genre de situation de creux de tension, les chercheurs s'intéressent principalement à deux aspects essentiels, la protection matérielle du système et la technique à utiliser pour limiter une consommation massive de puissance réactive par la GADA.

En cas d'une anomalie du réseau, la commande peut contribuer significativement à maintenir la connexion de la machine au réseau. Toutefois, elle est malheureusement limitée par les valeurs maximales de la puissance réactive permises par la GADA. En contrepartie, des mécanismes matériels additionnels peuvent être ajoutés pour protéger la machine. L'objectif est d'assurer la continuité du service de génération, particulièrement pour les grandes génératrices. Or, l'inconvénient majeur du matériel additionnel est la complexité ajoutée au système.

Dans notre cas, les résultats présentés montrent uniquement un indice sur le comportement de la GADA en présence d'une anomalie du réseau électrique. Cela est dû à la machine utilisée en laboratoire qui a une très basse puissance (175W) comparée à l'échelle réelle de la puissance d'une génératrice électrique utilisée dans les systèmes éoliens (qui correspond à quelques GW),

7.4 Conclusion

Dans ce chapitre, les algorithmes de commande ont été implantés et testés sous plusieurs conditions de fonctionnement. Ainsi, pour chaque convertisseur on a expérimenté la

loi de commande par mode glissant en tenant compte des mêmes conditions de simulation. Les performances de cette loi de commande ont été évaluées qualitativement en termes de robustesse, de souplesse et d'implémentation pour les deux régimes de fonctionnement, soit le régime permanent et le régime transitoire.

Les tests ont été effectués moyennant des échelons des puissances active et réactive pour vérifier le découplage des puissances concernant la boucle interne de la régulation. Le fonctionnement de la boucle externe a été vérifié en appliquant des échelons de vitesse et de tension du lien CC pour la commande des convertisseurs côté réseau et côté rotor de la machine, respectivement.

Les essais extensifs, pour les différents modes de fonctionnement de la GADA, ont confirmé la validité des résultats des simulations effectuées dans les chapitres précédents. Ces essais ont aussi confirmé la validité de la méthodologie utilisée en termes de modélisation, simulation et expérimentation. Les résultats obtenus ont permis de démontrer que la simulation des systèmes réels, lorsqu'ils sont bien modélisés, peuvent guider efficacement la conception en laboratoire.

Principalement, on peut conclure que la loi de commande par mode glissant est avantageuse en termes d'atténuation des dépassements au niveau des régimes transitoires, de robustesse et de la simplicité lors de la conception.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif principal de cette thèse était de réaliser une commande robuste pour la régulation des puissances active et réactive d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). Plusieurs aspects ont été abordés comme la topologie, les modes de fonctionnement et les types de commande. Dans ce travail, l'ensemble de la commande a été réalisé en temps réel, ce qui a permis de piloter la machine dans les différents régimes de fonctionnement.

Après avoir soumis un résumé d'intérêt, du contexte, de la problématique et des objectifs de notre travail, on a présenté une revue de la littérature au deuxième chapitre dans lequel on a discuté de certains travaux sur la commande de la GADA. L'état de l'art montre la grande place que la GADA occupe dans la littérature ces dernières années, principalement pour des applications éoliennes à grande échelle de puissance.

Dans le troisième chapitre, nous avons exposé le fonctionnement, la modélisation et la stratégie de commande de la machine. La commande vectorielle par orientation du flux statorique a été utilisée pour réguler les puissances active et réactive en se basant sur le modèle équivalent de Park, tout en tenant compte des hypothèses simplificatrices usuelles pour la modélisation de la machine asynchrone. Les régulateurs de type PI ont été utilisés dans ce chapitre pour contrôler le facteur de puissance côté stator de la machine.

En ce qui concerne le quatrième chapitre, on s'est servi de la même méthodologie que celle utilisée dans troisième chapitre pour exposer le fonctionnement et la stratégie de la commande vectorielle pour le convertisseur côté réseau. Les résultats de simulation présentés ont confirmé la validité de la démarche poursuivie pour commander les deux convertisseurs en cascade. Cependant, plusieurs points faibles ont été relevés au niveau de la régulation, tels que la dépendance aux paramètres et la synchronisation au réseau électrique.

Comme alternative des régulateurs PI, on a présenté dans le cinquième chapitre la loi de commande par mode glissant appliquée sur les deux convertisseurs, côté machine et côté réseau. La loi de commande élaborée a été simulée et validée numériquement sous l'environnement Matlab/Simulink. En plus de sa robustesse, la principale caractéristique de la commande proposée est qu'aucune information sur l'angle des tensions ou des flux n'est nécessaire.

Le sixième chapitre est consacré à la présentation du banc d'essai utilisé pour l'implémentation physique des techniques de commande élaborées. La méthodologie appliquée pour l'implantation pratique est décrite en détail grâce aux schémas électriques utilisés pour la réalisation de la maquette.

Enfin, les résultats de l'expérimentation sont présentés dans le dernier chapitre qui fait état des performances de la loi de commande par mode glissant appliquée aux deux convertisseurs en cascade. Les relevés expérimentaux des différentes variables (vitesse mécanique de rotation, couple électromagnétique, puissances et autres) sont très similaires à ceux obtenus en simulation numérique. Cependant, on remarque que les signaux relevés sont légèrement bruités et ont un temps de réponse différent lors du suivi des références. Cela est dû aux hypothèses adoptées lors de la phase de modélisation, aux gains de mesures et à la fréquence d'échantillonnage qui sont considérés comme étant un facteur dominant pour l'obtention de performances de qualité.

Certainement, l'expérimentation de la loi de commande pour une machine électrique est difficile en pratique et elle est devenue encore plus compliquée pour la GADA. La difficulté n'est pas seulement liée à l'implémentation de la loi de commande elle-même, mais aussi à d'autres aspects qui ont un rapport avec le fonctionnement du système, tels que l'identification des différents paramètres et les hypothèses simplificatrices qui ne tiennent pas compte de certains phénomènes lors de la modélisation, dont la saturation magnétique de la machine, la

saturation des inductances du filtre côté réseau et le déséquilibre des tensions triphasées. De plus, la variation des paramètres pendant le fonctionnement du système influe significativement sur les performances de la commande, ce qui nécessite l'utilisation de techniques d'identification avancées du système.

Notre expérience personnelle de l'implantation physique des lois de commande révèle plusieurs niveaux de difficultés auxquelles on a dû faire face pendant ces implantations pratiques en laboratoire. Malgré les difficultés, les résultats expérimentaux obtenus justifient la validité de la démarche suivie. Le dispositif expérimental réalisé a permis de bien progresser dans l'étude de la GADA. Plus précisément :

- Nous avons validé la technique de commande par mode glissant sans passer par les transformations trigonométriques ;
- une attention particulière a été portée à la comparaison de l'approche par mode glissant proposée et la régulation PI pour le convertisseur côté réseau ;
- la maquette réalisée a ouvert des avenues nouvelles vers l'expérimentation d'autres approches de commande et d'autres topologies de configuration pour la GADA.

Ces résultats concluants peuvent être utilisés pour poursuivre les études et envisager d'autres aspects de recherche liés au bon fonctionnement de la GADA. Le présent travail nous a permis d'approfondir nos connaissances et de mesurer combien la problématique est riche en perspectives qui feront l'objet de futurs travaux. Il reste néanmoins que cette étude n'a pas davantage approfondi la problématique de connexion au réseau. Cet aspect sera la suite évidente de nos travaux. L'intégration des GADA au réseau est un sujet vaste, particulièrement en ce qui concerne la validation expérimentale de machines de puissance de plus de quelques kW. Nous nous intéresserons à l'étude des performances de la machine vis-à-vis d'autres types de régimes perturbés et nous explorerons d'autres techniques de contrôle.

De plus, de nombreux concepts pourraient être explorés en continuité de notre travail, comme :

- le développement d'une stratégie d'estimation pour la vitesse et les paramètres de la machine en temps réel ;
- l'utilisation d'une commande adaptative par mode glissant ;
- l'étude de la qualité de la puissance échangée avec le réseau ;
- le jumelage avec d'autres types de production d'énergie ;
- l'utilisation d'autres topologies avec structures différentes de convertisseur de puissance.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] GWNC. (2018, 1 Jun 2018). *Global Wind Energy Council* Disponible à: <http://gwec.net/>
- [2] McKinsey. (2018, 2018). *Electric Power and Natural Gas*. Disponible à: <https://www.mckinsey.com/industries/electric-power-and-natural-gas/our-insights>
- [3] A. Petersson, *Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines*. Chalmers University of Technology, 2005.
- [4] L. H. Hansen *et al.*, "Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines," *Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark*, vol. 1205, pp. 71-73, 2001.
- [5] G. Abad, J. Lopez, M. Rodriguez, L. Marroyo, and G. Iwanski, *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*. John Wiley & Sons, 2011.
- [6] D. Kairous and R. Wamkeue, "DFIG-based fuzzy sliding-mode control of WECS with a flywheel energy storage," *Electric Power Systems Research*, vol. 93, pp. 16-23, 2012.
- [7] X. Lin, K. Xiahou, Y. Liu, and Q. Wu, "Design and Hardware-in-the-loop Experiment of Multiloop Adaptive Control for DFIG-WT," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 9, pp. 7049-7059, 2018.
- [8] R. Pena, J. Clare, and G. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, no. 3, pp. 231-241, 1996.
- [9] A. Boyette, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne," Université Henri Poincaré-Nancy I, 2006.
- [10] M. H. Rashid, "Power Electronics Handbook, 2001," éd: Academic Press.
- [11] P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*. John Wiley & Sons, 2013.
- [12] Statista. (2018, 17-Dec-2018). *puissance eolienne cumulée dans le monde*. Disponible à: <https://fr.statista.com/statistiques/713961/puissance-eolienne-cumulee-monde/>
- [13] CANWEA. (2018). *Énergie éolienne au Canada*. Disponible à: <https://canwea.ca/fr>
- [14] NORDEX, "typical wind turbine as illustrated on NORDEX N80," 2018.
- [15] H. Polinder, J. A. Ferreira, B. B. Jensen, A. B. Abrahamsen, K. Atallah, and R. A. McMahon, "Trends in wind turbine generator systems," *IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 174-185, 2013.
- [16] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, "High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740-788, 2015.

- [17] R. Cardenas, R. Peña, S. Alepuz, and G. Asher, "Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2776-2798, 2013.
- [18] C. Carunaiselvane and T. R. Chelliah, "Present trends and future prospects of asynchronous machines in renewable energy systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 74, pp. 1028-1041, 2017.
- [19] S. Ram, O. Rahi, and V. Sharma, "A comprehensive literature review on slip power recovery drives," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 73, pp. 922-934, 2017.
- [20] H. Polinder, F. F. Van der Pijl, G.-J. De Vilder, and P. J. Tavner, "Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 725-733, 2006.
- [21] X. Jin, W. Qiao, Y. Peng, F. Cheng, and L. Qu, "Quantitative evaluation of wind turbine faults under variable operational conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 2061-2069, 2016.
- [22] N. Laverdure, "Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires," Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2005.
- [23] R. Bansal, "Three-phase self-excited induction generators: an overview," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 20, no. 2, pp. 292-299, 2005.
- [24] T. Burton, N. Jenkins, D. Sharpe, and E. Bossanyi, *Wind energy handbook*. John Wiley & Sons, 2011.
- [25] S. Murthy, B. Singh, P. Goel, and S. Tiwari, "A comparative study of fixed speed and variable speed wind energy conversion systems feeding the grid," Dans *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS'07. 7th International Conference on*, 2007, pp. 736-743: IEEE.
- [26] S. El Aimani, "Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension," Ecole Centrale de Lille, 2004.
- [27] H. Li and Z. Chen, "Overview of different wind generator systems and their comparisons," *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, no. 2, pp. 123-138, 2008.
- [28] J. Carroll, A. McDonald, and D. McMillan, "Reliability comparison of wind turbines with DFIG and PMG drive trains," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 2, pp. 663-670, 2015.
- [29] A. Grauers, "Efficiency of three wind energy generator systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, no. 3, pp. 650-657, 1996.
- [30] Y. Tang and L. Xu, "Stator field oriented control of doubly-excited induction machine in wind power generating system," Dans *Circuits and Systems, 1992., Proceedings of the 35th Midwest Symposium on*, 1992, pp. 1446-1449: IEEE.
- [31] E. Bogalecka, "Power control of a double fed induction generator without speed or position sensor," Dans *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*, 1993, pp. 224-228: IET.
- [32] B. Subudhi and P. Ogeti, "Optimal Preview Stator Voltage Oriented Control of DFIG Wind Energy Conversion System," *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2017.
- [33] D. Kairous, R. Wamkeue, B. Belmadani, and M. Benghanem, "Variable Structure Control of DFIG for Wind Power Generation and Harmonic Current

- Mitigation," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 10, no. 4, pp. 167-174, 2010.
- [34] R. Datta and V. Ranganathan, "Decoupled control of active and reactive power for a grid-connected doubly-fed wound rotor induction machine without position sensors," Dans *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, 1999, vol. 4, pp. 2623-2630.
- [35] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716-727, 1929.
- [36] C. Batlle, A. Doria-Cerezo, and R. Ortega, "A stator voltage oriented PI controller for the doubly-fed induction machine," Dans *American Control Conference, 2007. ACC'07, 2007*, pp. 5438-5443: IEEE.
- [37] D. Kairous, R. Wamkeue, B. Belmadani, and M. Benghanem, "Robust SMC for SV-PWM based indirect power control of DFIG," *Przełąd Elektrotechniczny*, vol. 86, no. 11a, pp. 43-47, 2010.
- [38] F. Poitiers, "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-machine asynchrone a cage autonome-machine asynchrone a double alimentation reliée au réseau," Université de Nantes, 2003.
- [39] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry applications*, no. 5, pp. 820-827, 1986.
- [40] G. Abad, M. A. Rodriguez, G. Iwanski, and J. Poza, "Direct power control of doubly-fed-induction-generator-based wind turbines under unbalanced grid voltage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 442-452, 2010.
- [41] L. Xu and P. Cartwright, "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 750-758, 2006.
- [42] E. Tremblay, S. Atayde, and A. Chandra, "Comparative study of control strategies for the doubly fed induction generator in wind energy conversion systems: a DSP-based implementation approach," *IEEE Transactions on sustainable energy*, vol. 2, no. 3, pp. 288-299, 2011.
- [43] A. J. Sguarezi Filho, M. E. de Oliveira Filho, and E. Ruppert Filho, "A predictive power control for wind energy," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 1, pp. 97-105, 2011.
- [44] A. J. Sguarezi Filho and E. Ruppert Filho, "Model-based predictive control applied to the doubly-fed induction generator direct power control," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 3, no. 3, pp. 398-406, 2012.
- [45] X. Liu and X. Kong, "Nonlinear model predictive control for DFIG-based wind power generation," *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 11, no. 4, pp. 1046-1055, 2014.
- [46] P. F. Gonçalves, S. M. Cruz, M. B. Abadi, L. M. Caseiro, and A. M. Mendes, "Fault-tolerant predictive power control of a DFIG for wind energy applications," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 6, pp. 969-980, 2017.

- [47] D. W. Clarke, C. Mohtadi, and P. Tuffs, "Generalized predictive control—Part I. The basic algorithm," *Automatica*, vol. 23, no. 2, pp. 137-148, 1987.
- [48] E. F. Camacho and C. B. Alba, *Model predictive control*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [49] X. Wang and D. Sun, "Three-vector based low-complexity model predictive direct power control strategy for doubly fed induction generator," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 32, no. 1, pp. 773-782, 2017.
- [50] S. C. Jeong and P. Park, "Constrained MPC algorithm for uncertain time-varying systems with state-delay," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 50, no. 2, pp. 257-263, 2005.
- [51] H. M. J. Soloumah, *Doubly-fed induction generator used in wind energy*. University of Windsor, 2008.
- [52] H. M. Jabr, D. Lu, and N. C. Kar, "Design and implementation of neuro-fuzzy vector control for wind-driven doubly-fed induction generator," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 404-413, 2011.
- [53] T. D. Vrionis, X. I. Koutiva, and N. A. Vovos, "A genetic algorithm-based low voltage ride-through control strategy for grid connected doubly fed induction wind generators," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 29, no. 3, pp. 1325-1334, 2014.
- [54] V. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes," *IEEE Transactions on Automatic control*, vol. 22, no. 2, pp. 212-222, 1977.
- [55] J.-J. E. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control* (no. 1). Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [56] D. kairous, "Modélisation, simulation et commande d'un système éolien a machine asynchrone à double alimentation," Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran, 2013.
- [57] L. Shang and J. Hu, "Sliding-mode-based direct power control of grid-connected wind-turbine-driven doubly fed induction generators under unbalanced grid voltage conditions," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 2, pp. 362-373, 2012.
- [58] X. Zheng, W. Wei, and D. Xu, "Higher-order sliding mode control of DFIG wind energy system under LVRT," Dans *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific*, 2010, pp. 1-4: IEEE.
- [59] D. Zhang, Y. Wang, J. Hu, S. Ma, Q. He, and Q. Guo, "Impacts of PLL on the DFIG-based WTG's electromechanical response under transient conditions: analysis and modeling," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 2, no. 2, pp. 30-39, 2016.
- [60] J. Hu, H. Nian, B. Hu, Y. He, and Z. Zhu, "Direct active and reactive power regulation of DFIG using sliding-mode control approach," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 1028-1039, 2010.
- [61] J. Hu and Z. Zhu, "Investigation on switching patterns of direct power control strategies for grid-connected DC-AC converters based on power variation rates," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3582-3598, 2011.
- [62] D. Kairous, R. Wamkeue, and B. Belmadani, "Advanced control of variable speed wind energy conversion system with DFIG," Dans *Environment and*

- Electrical Engineering (EEEIC), 2010 9th International Conference on*, 2010, pp. 41-44: IEEE.
- [63] J. Hu, L. Shang, Y. He, and Z. Zhu, "Direct active and reactive power regulation of grid-connected DC/AC converters using sliding mode control approach," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 210-222, 2011.
- [64] M. Tsili and S. Papathanassiou, "A review of grid code technical requirements for wind farms," *IET Renewable power generation*, vol. 3, no. 3, pp. 308-332, 2009.
- [65] M. M. Baggu, B. H. Chowdhury, and J. W. Kimball, "Comparison of advanced control techniques for grid side converter of doubly-fed induction generator back-to-back converters to improve power quality performance during unbalanced voltage dips," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 516-524, 2015.
- [66] D. Zhi, L. Xu, and B. W. Williams, "Improved direct power control of grid-connected DC/AC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1280-1292, 2009.
- [67] J.-W. Choi and S.-K. Sul, "Fast current controller in three-phase AC/DC boost converter using dq axis crosscoupling," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 179-185, 1998.
- [68] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, and A. M. Trzynadlowski, "A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1390-1396, 2003.
- [69] A. Hemdani, M. Dagbagi, W. M. Naouar, L. Idkhajine, I. S. Belkhodja, and E. Monmasson, "Indirect sliding mode power control for three phase grid connected power converter," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 6, pp. 977-985, 2015.
- [70] Q. Zeng and L. Chang, "Study of advanced current control strategies for three-phase grid-connected pwm inverters for distributed generation," *Dans Control Applications, 2005. CCA 2005. Proceedings of 2005 IEEE Conference on*, 2005, pp. 1311-1316: IEEE.
- [71] M. Malinowski, "Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers," *Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Warszawa*, 2001.
- [72] J. Hu, J. Zhu, and D. G. Dorrell, "Model predictive control of inverters for both islanded and grid-connected operations in renewable power generations," *IET Renewable Power Generation*, vol. 8, no. 3, pp. 240-248, 2013.
- [73] J. Hu, "Improved dead-beat predictive DPC strategy of grid-connected DC-AC converters with switching loss minimization and delay compensations," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 728-738, 2013.
- [74] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct power control of an AFE using predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516-2523, 2008.
- [75] É. Tremblay, "Contribution à la commande de l'éolienne à MADA en permettant l'amélioration de la qualité de l'onde du réseau électrique," *École de technologie supérieure*, 2009.
- [76] H. A. Toliyat and S. G. Campbell, *DSP-based electromechanical motion control*. CRC press, 2003.

- [77] T. Bouaouiche, "Commande à structure variable et étude de l'intégration d'éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation sur le réseau électrique," Nantes, 2007.
- [78] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, 2004.
- [79] S.-K. Chung, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 147, no. 3, pp. 213-219, 2000.
- [80] R. E. Best, *Phase Locked Loops*. McGraw-Hill Professional Publishing, 2007.
- [81] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Synchronization methods for three phase distributed power generation systems-An overview and evaluation," Dans *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th*, 2005, pp. 2474-2481: IEEE.
- [82] A. Luna, J. Rocabert, G. Vazquez, P. Rodriguez, R. Teodorescu, and F. Corcoles, "Grid synchronization for advanced power processing and FACTS in wind power systems," Dans *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, 2010, pp. 2915-2920: IEEE.
- [83] D. Kairous, J. Beaudoin, R. Wamkeue, and M. Ouhrouche, "Sliding mode control for voltage source converter applied to wind energy systems," Dans *Renewable Energy Research and Application (ICRERA), 2014 International Conference on*, 2014, pp. 289-294: IEEE.
- [84] LEM. *LV 25P datasheet*. Disponible à: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf
- [85] datasheetcatalog.com. (2018). *LA 25 NP datasheet*. Disponible à: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/lem/LA25-NP.pdf>
- [86] G. Séguier, R. Bausiere, and F. Labrique, *L'électronique de puissance*. Dunod, 1985.
- [87] dSPACE. (2018). https://www.dspace.com/fr/fra/home/applicationfields/stories/electricaldrive/r_cp_auxiliary.cfm.
- [88] A. Merabet, K. T. Ahmed, H. Ibrahim, and R. Beguenane, "Implementation of sliding mode control system for generator and grid sides control of wind energy conversion system," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, no. 3, pp. 1327-1335, 2016.
- [89] A. Devices. (2010). *Visual DSP++ 5.0 Assembler and Preprocessor Manual*. Disponible à: http://www.analog.com/media/en/dsp-documentation/software-manuals/50_asm_mn_rev_3.4.pdf
- [90] A. Devices. (2012). *ADSP-BF506F EZ-KIT LIT EVALUATION SYSTEM MANUEL*. Disponible à: http://www.analog.com/media/en/dsp-documentation/evaluation-kit-manuals/ADSP-BF506F_ezkit_man_rev.1.1.pdf
- [91] A. devices. (2013). *ADSP-BF50xBlackfin® Processor HardwareReference*. Disponible à: http://www.analog.com/media/en/dsp-documentation/processor-manuals/ADSP-BF50x_hwr_rev1.2.pdf

- [92] H. A. Pulgar, "Enforcement of current limits in DFIG-based wind turbine dynamic models through capability curve," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2018.
- [93] Y. M. Alsmadi *et al.*, "Detailed Investigation and Performance Improvement of the Dynamic Behavior of Grid-Connected DFIG-Based Wind Turbines under LVRT Conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018.
- [94] W. Chen, D. Xu, N. Zhu, M. Chen, and F. Blaabjerg, "Control of doubly-fed induction generator to ride-through recurring grid faults," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4831-4846, 2016.
- [95] D. Kairous, R. Wamkeue, and J. J. Beaudoin, "Performance of SVM algorithm implemented on fixed point ADSP-BF527," Dans *Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA), 2012 11th International Conference on*, 2012, pp. 1436-1437: IEEE.
- [96] D. Kairous, R. Wamkeue, and J. Beaudoin, "DSP-based SVM generation algorithm for DFIM," Dans *Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2013 IEEE*, 2013, pp. 1-4: IEEE.

ANNEXE 1

A1.1 Paramètres du système étudié

Tableau A1.1 : Paramètre de système de GADA

Convertisseur	Paramètres de système	Valeur
côté réseau	Transformateur Inductance de filtre Résistance de filtre Condensateur de bus CC Charge du lien CC	Rapport : 208/50 Lf = 0.02 H Rf = 0.25 Ohm Cdc = 2000 micro F Rdc = 120 Ohm
côté machine	Puissance Inductance de stator et de rotor Résistance de stator Résistance de rotor (ramené au stator) L'inertie et coefficient de frottement Nombre des paires des pôles	P = 175W Ls = Lr = 0.5H Rs = 12.5 Rr = 3.9 Ohm J = 0.005, Cf = 0.0005 Np = 2

Tableau A1.2 : Paramètres utilisées pour commander la GADA

Paramètres des régulateurs	Convertisseur côté réseau	Convertisseur côté machine
Synchronisation	kp_PLL = 527.7876 kl_PLL = 1.4212e+05	
Temps d'échantillonnage	Tz_PLL = Tz_MLI = 5e-5 (échantillonnage pour l'algorithme MLI vectorielle) Tz_I = Tz_PLL (boucle interne des puissances) Tz_Vdc = 32*Tz_I (boucle externe des tensions et de vitesse)	
PI	Kp_Vdc = - 0.003 Ki_Vdc = - 0.02 Kp_P = 112.5 Ki_P = 1562	Kp_Wr = 5 KI_Wr = 0.05 Kp = 450 KI = 3900
SMC	KpSN = -100 LmdaP = 10 K_er = 5000	KpSN = 10000 LmdaP = 0.01 K_er = 0.1

A1.2. Calcul des régulateurs pour le convertisseur côté machine

Le régulateur de courant PI reçoit en entrée le courant de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence, régulant le courant à la valeur de référence. Le schéma bloc de la régulation du courant est représenté par la figure A1.1. En reliant le courant à la tension déjà définie, on peut écrire la fonction de transfert suivante :

$$G(p) = \frac{I_{dq}}{V_{dq}} = \frac{1}{R_r + pL_r\sigma} \quad (A1.1)$$

Sous forme standard, cette équation devient

$$\begin{cases} G(p) = \frac{K_r}{1+p T_f} \\ K_r = \frac{1}{R_f}, T_r = \frac{L_r \sigma}{R_r} \end{cases} \quad (\text{A1.2})$$

En utilisant un régulateur PI défini par la fonction de transfert $C(p)$, le schéma de régulation sera représenté par le diagramme de la figure A1.2.

$$C(p) = K_I \left(\frac{1+p K_p/K_I}{p} \right) \quad (\text{A1.3})$$

À partir du diagramme établi, on utilise une synthèse directe du régulateur PI. La fonction de transfert du correcteur $C(s)$ en fonction de la fonction de transfert en boucle fermée $H(s)$ est exprimée dans l'équation (A1.4)

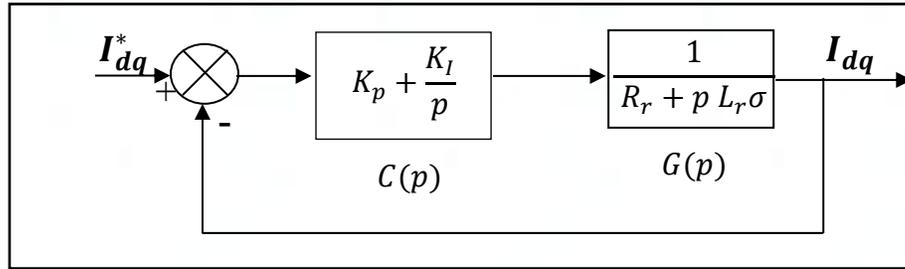


Figure A1.1 : Schéma de régulation en PI

$$C(p) = \frac{H(p)}{G(p)(1-H(p))} \quad (\text{A1.4})$$

où la fonction $H(p)$ désirée est définie par l'expression

$$H(p) = \frac{1}{1+p T_h} \quad (\text{A1.5})$$

et où T_h est la constante de temps de la fonction de transfert désirée en boucle fermée.

On remplace les expressions des fonctions $H(p)$ et $G(p)$ dans celle de $C(p)$, puis on la compare à l'expression du correcteur, on obtient l'équation suivante :

$$C(s) = \frac{1}{K_r T_h} \frac{1+p T_r}{p} = K_I \left(\frac{1+p K_p/K_I}{p} \right) \quad (\text{A1.6})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} K_I = \frac{R_r}{T_h} \\ K_p = T_r K_I \end{cases} \quad (\text{A1.7})$$

Par conséquent, on obtient :

$$\begin{cases} K_I = \frac{R_f}{T_h} \\ K_p = \frac{L_r \sigma}{R_r} K_I \end{cases} \quad (\text{A1.8})$$

A1.3 Transformation du Park

La matrice de transformation de Park est donnée par l'équation (A1.19) alors que l'équation (A1.20) représente la transformation de Park inverse.

$$T_p(\theta_a) = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{A1.19})$$

$$T_p^{-1}(\theta_a) = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{A1.20})$$

Pour la GADA, la transformation des grandeurs statoriques, l'angle θ_a correspond à l'écart angulaire entre l'axe statorique et l'axe directe d . Or, pour les grandeurs rotoriques, l'angle θ_a représente l'écart entre la position du rotor et l'axe d .

Pour le convertisseur côté réseau, l'angle θ_a correspond à l'angle de synchronisation du référentiel dq avec les tensions du réseau.

ANNEXE 2

A2.1 Calcul des régulateurs pour le convertisseur côté réseau

Pour calculer les régulateurs du convertisseur côté réseau, on utilise la même démarche que dans la section précédente, de l'annexe 1, pour calculer les régulateurs de la machine.

Le schéma bloc de la figure A2.1 représente le système convertisseur-filtre modélisé par les équations (4.19). Dans le but d'éliminer les termes correspondant aux termes de couplage entre les axes d et q , on ajoute les tensions identiques mais de signe opposé à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation des axes d et q comme le montre la figure A2.2

En reliant le courant à la tension, on peut écrire l'équation sous forme de la fonction de transfert suivante :

$$G_{ig}(p) = \frac{i_g}{v_i} = \frac{1}{R_f + p L_f} \quad (\text{A2.1})$$

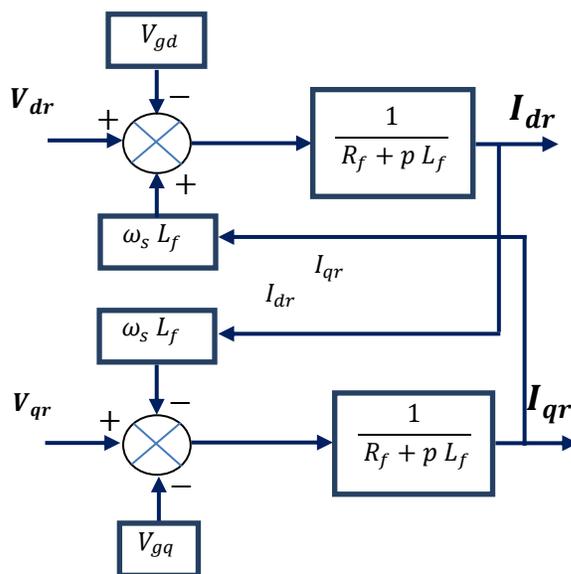


Figure A2.1 : Modèle de convertisseur côté réseau

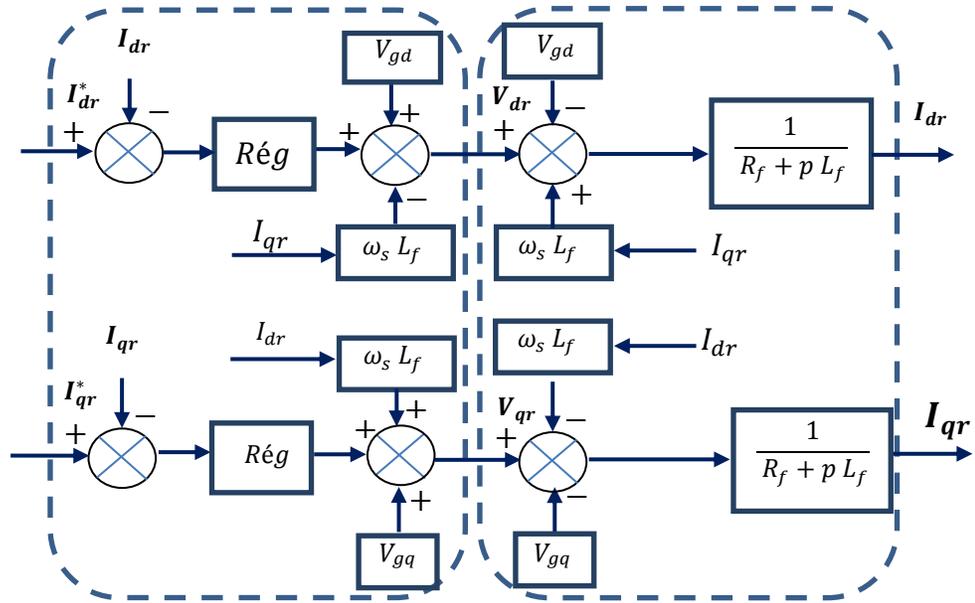


Figure A2.2 : Découplage par addition des termes de compensation

Sous forme standard, l'équation devient

$$\begin{cases} G_{ig}(p) = \frac{K_f}{1 + pT_f} \\ K_f = \frac{1}{R_f}, T_f = \frac{L_f}{R_f} \end{cases} \quad (\text{A2.2})$$

A2.2 Régulateurs des courants

Le schéma de régulation sera représenté par le diagramme de la façon suivante :

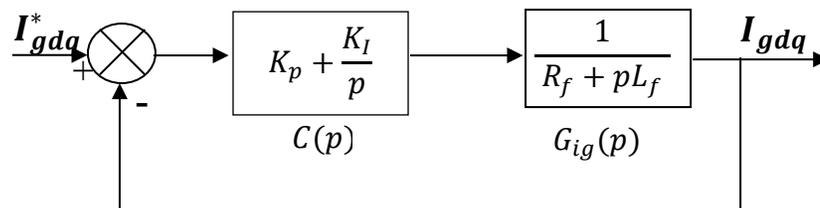


Figure A2.3 : Schéma de régulation en PI

En utilisant un régulateur PI défini par la fonction de transfert $C(p)$ de l'équation (A2.3),

$$C(p) = K_I \left(\frac{1+p K_p/K_I}{p} \right) \quad (\text{A2.3})$$

À partir du diagramme établi, on utilise une synthèse directe de régulateur PI en écrivant la fonction de transfert du correcteur $C(p)$ en fonction de la fonction de transfert en boucle fermée $H(p)$:

$$C(p) = \frac{H(p)}{G(p)(1-H(p))} \quad (\text{A2.4})$$

On définit la fonction $H(p)$ désirée par l'expression

$$H(p) = \frac{1}{1+p T_h} \quad (\text{A2.5})$$

où T_h est la constante de temps de la fonction de transfert désirée en boucle fermée.

En remplaçant les expressions des fonctions $H(s)$ et $G(s)$ dans celle de $C(s)$, on obtient l'équation suivante :

$$C(p) = \frac{1}{K_f T_h} \frac{1+p T_f}{p} = K_I \left(\frac{1+p K_p/K_I}{p} \right) \quad (\text{A2.6})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} K_I = \frac{1}{K_f T_h} \\ K_p = T_f K_I \end{cases} \quad (\text{A2.7})$$

A2.3. Régulateur de la tension du lien CC

Au niveau du lien CC, on utilise le principe de conservation de l'énergie pour écrire

$$E_{dc} = \frac{C_{dc} v_{dc}^2}{2} = E_m - E_R - E_g \quad (\text{A2.8})$$

$$\Rightarrow \frac{C_{dc} dv_{dc}^2}{2 dt} = P_m - \frac{v_{dc}^2}{R_{dc}} - P_g \quad (\text{A2.9})$$

C_{dc}, v_{dc} : condensateur et tension du lien CC, respectivement.

E_m : énergie obtenue de la machine.

E_g : énergie envoyée vers le réseau.

R_{dc} résistance du lien CC correspond ($R_{dc} = R_L$)

L'expression de la puissance dans le plan dq est donnée par:

$$P_g = V_{gd} i_{gd} \quad (\text{A2.10})$$

ce qui permet d'écrire :

$$\frac{C_{dc} dv_{dc}^2}{2 dt} = P_m - \frac{v_{dc}^2}{R_{dc}} - V_{dg} i_{dg} \Leftrightarrow \frac{C_{dc} dv_{dc}^2}{2 dt} + \frac{v_{dc}^2}{R_{dc}} = P_m - V_{gd} i_{gd} \quad (\text{A2.11})$$

Le terme non linéaire v_{dc}^2 peut être remplacé par un terme E_n . En utilisant la transformation de Laplace, on obtient les équations suivantes :

$$E_n \left(\frac{p C_{dc}}{2} + \frac{1}{R_{dc}} \right) = P_m - V_{gd} i_{gd} \quad (\text{A2.12})$$

$$\Leftrightarrow E_n = \left(\frac{2 R_{dc}}{2 + p R_{dc} C_{dc}} \right) (P_m - V_{gd} i_{gd}) \quad (\text{A2.13})$$

Si on aligne la tension du réseau selon l'axe d , le terme v_d peut être considéré comme constant. On utilise alors le courant i_d pour contrôler la tension du lien CC. Si on considère le P_m comme un terme perturbateur, on peut écrire la fonction de transfert comme suit :

$$G(p) = \frac{E_n}{i_{gd}} = - \frac{2 R_{dc} V_{gd}}{2 + p R_{dc} C_{dc}} \quad (\text{A2.14})$$

La fonction de transfert peut alors être écrite sous la forme suivante :

$$G_{dc}(p) = \frac{K_{dc}}{1 + p T_{dc}} \quad \begin{cases} K_{dc} = -R_{dc} V_{gd} \\ T_{dc} = R_{dc} C_{dc} / 2 \end{cases} \quad (\text{A2.15})$$

On se sert de la même démarche déjà utilisée pour calculer les régulateurs des courants de la figure B3.

Les coefficients du régulateur PI sont alors exprimés comme suit (selon l'équation déjà établie pour le régulateur de courant) :

$$C_{dc}(p) = K_{Idc} \left(\frac{1 + p K_{pdc} / K_{Idc}}{p} \right) \quad (\text{A2.16})$$

$$\begin{cases} K_{Idc} = \frac{1}{K_{dc} T_{hdc}} \\ K_{pdc} = T_{dc} K_{Idc} \end{cases} \quad (\text{A2.17})$$

La constante de temps T_{dc} peut être supérieure de quelques dizaines de fois par rapport à T_f .

ANNEXE 3

A3.1 Le bloc d'alimentation

Parce que l'utilisation des circuits électroniques nécessite une alimentation régulée et stabilisée, et dans le but d'avoir une alimentation commune pour tous les modules de la maquette (capteurs, amplificateurs, contacteurs), un bloc d'alimentation a été réalisé selon le schéma de la figure A3.1. Il est constitué des composants suivants :

- a) transformateur 120/16 de puissance correspondante à l'ensemble des différents composants qui constituent les circuits électroniques ;
- b) redressement avec deux diodes pour la tension alternative ;
- c) filtrage, pour donner une tension sensiblement continue et constante ;
- d) régulation et stabilisation des tensions d'alimentation.

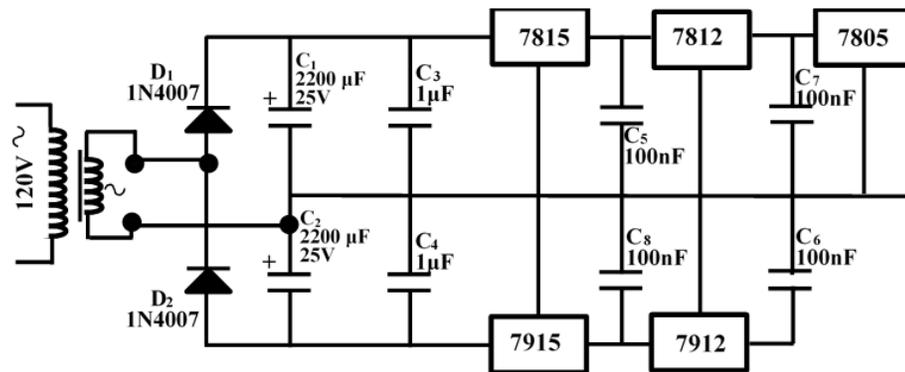


Figure A3.1 : Alimentation réalisée pour la maquette

A3.2 L'Alimentation du convertisseur CA/CC:

Le convertisseur est alimenté par une tension 24V-AC. Cette tension est redressée et régulée à 12V selon le même principe utilisé pour l'alimentation principale de la maquette, comme le montre la figure A3.2. Cette figure illustre un pont de diodes, associé à un condensateur, qui est utilisé pour redresser la tension. Par la suite, à la sortie, la tension est régulée à 12V.

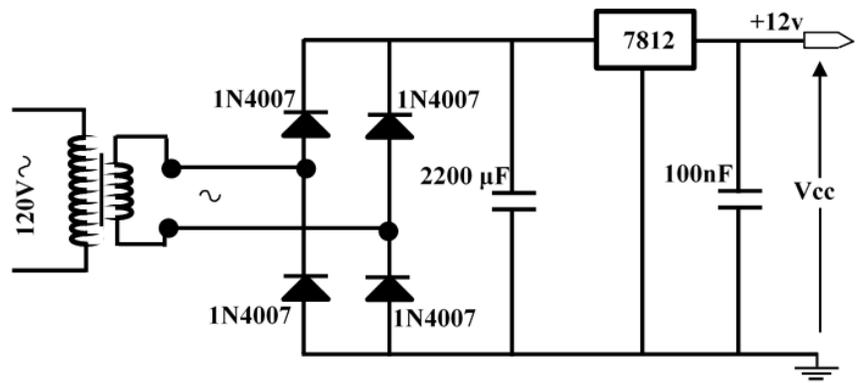


Figure A3.2 : Alimentation utilisée pour le convertisseur CA/CC

ANNEXE 4

Schémas utilisés pour réaliser le convertisseur CA-CC

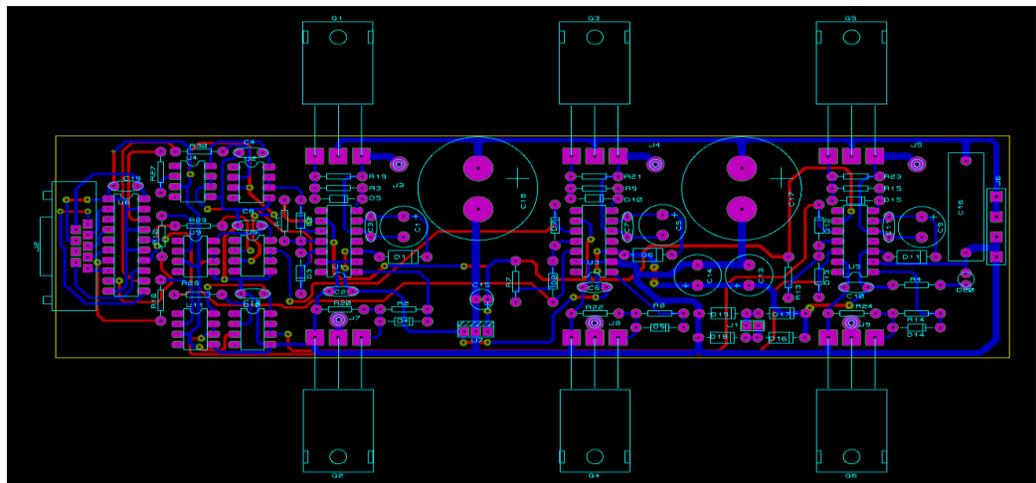
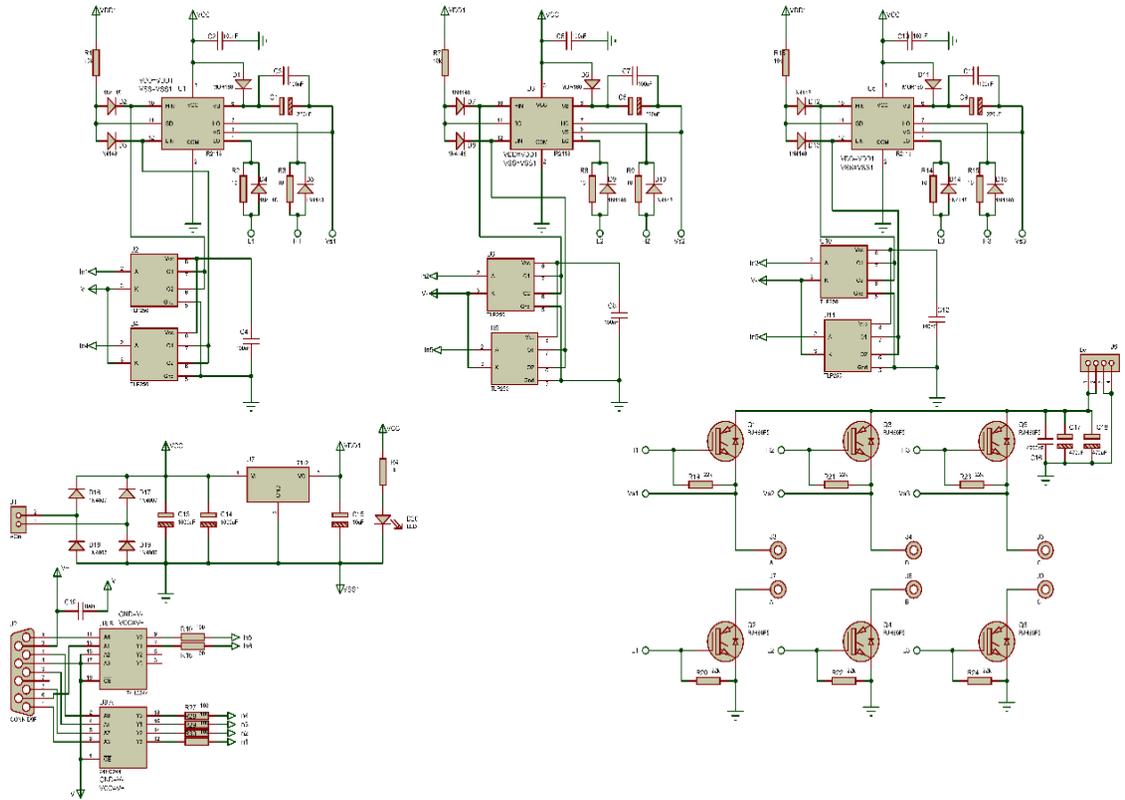


Figure A4.1 : Schéma utilisé pour les deux onduleurs réalisés

ANNEXE 5

Architecture du kit DSP : ADSP 506F

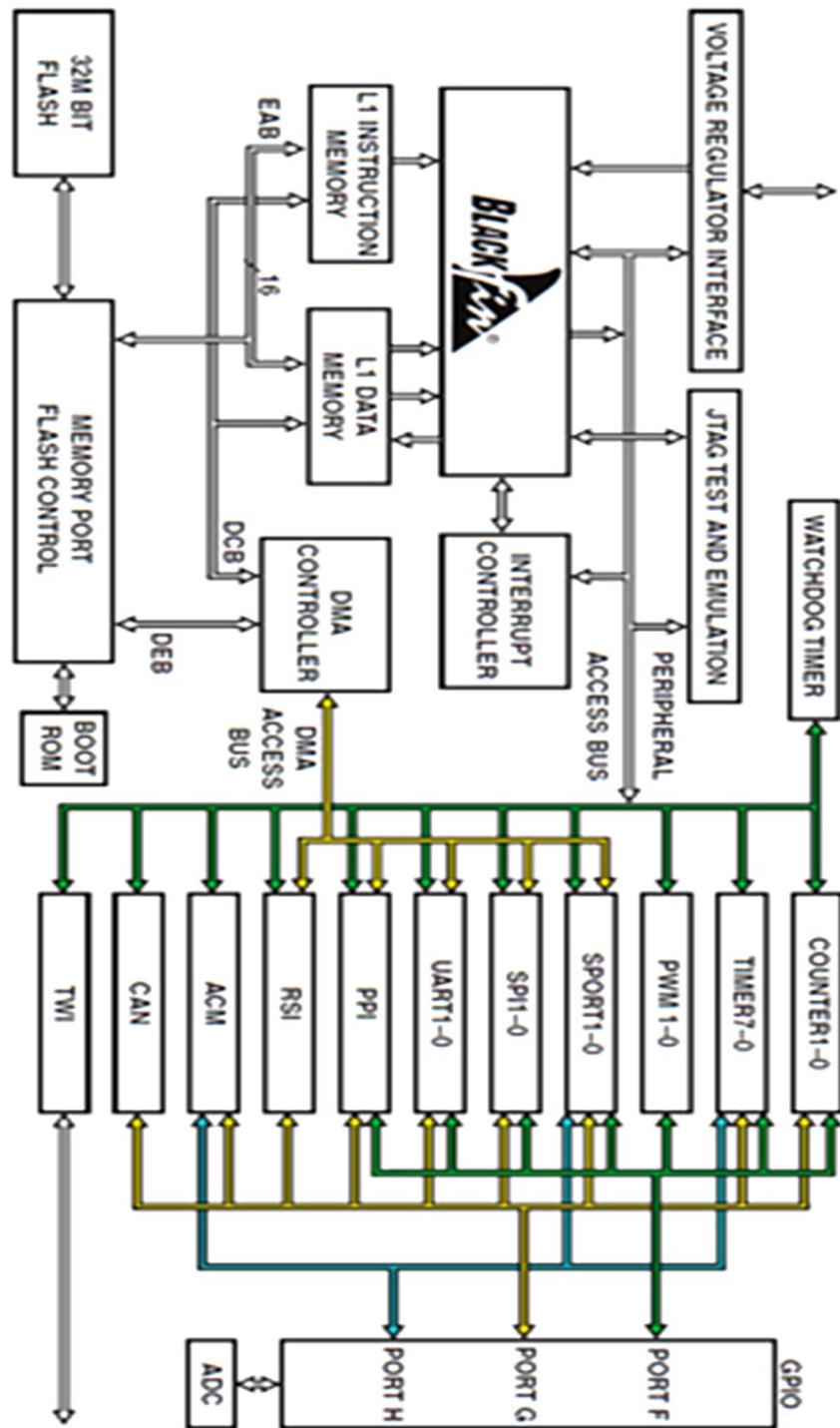


Figure A5.1 : Architecture du EZ-KIT ADSP 506F

ANNEXE 6

A6.1 Transition entre les deux formats fixe et flottante

Le BF506F représente les chiffres en format Q15 sur 16bits ou format Q31 sur 32 bits. Il existe, théoriquement, une infinité des possibilités pour une représentation en virgule flottante. Ainsi, le format flottant qu'on a choisi représente la mantisse dans la partie haute (sur 16 bits) alors que la partie basse est réservée pour l'exposant. Ce format s'adapte bien lors de la transition au format fixe de 32 bits pour le BF506F.

La transformation d'un chiffre décimale en format virgule fixe Qf se fait selon la relation suivante :

$$N = b_{15} 2^i + \sum_{k=0}^{f-1} b_k 2^{k-f} + \sum_{k=0}^{i-1} b_{k+f} 2^k \quad (\text{A6.1})$$

Dans le cas de BF506F, Q15 correspond à $i=-1$, $f=15$. En format flottant, la représentation devient sous la forme Signe-Exposant-Mantisse généralement sur 32 ou 40 bits dans la plupart des DSP à virgule flottante.

Dans notre cas, on a utilisé 16 bits pour chaque partie (16 bits pour la mantisse et 16 bits pour l'exposant). Cette présentation des chiffres donne une grande simplification lors de la transition entre les deux formats. Les deux figures A6.1 et A6.2 montrent la représentation d'un chiffre en virgule fixe ainsi qu'en format flottant qu'on a adoptée dans notre programme, respectivement.

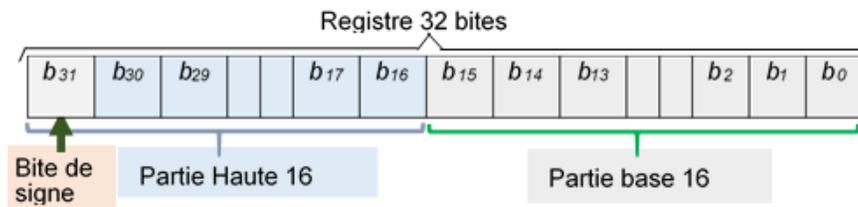


Figure A6.1 : Représentation d'un chiffre en virgule fixe

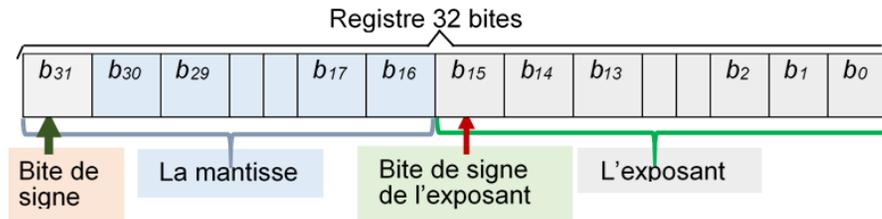


Figure A6.2 : Représentation d'un chiffre en virgule flottante

A6.2 Génération des signaux MLI vectorielle

L'algorithme MLI vectorielle inclut l'initialisation des pulses MLI, la génération des signaux sinusoïdaux, la transformation de Park, le calcul des durées des pulses ainsi que leur génération en mode d'interruption synchronisé avec le noyau du processeur (*Cor-Timer*).

Les fonctions trigonométriques comme 'sinus', 'cosinus' et 'arc tangente' ont été programmées en assembleur dans des sous-programmes et utilisées sur appel dans le programme principal.

La génération des fonctions trigonométriques est basée sur le développement limité de la fonction mathématique. Parce que l'angle est compris entre $[-\pi, +\pi]$, on divise les valeurs de l'angle par π au niveau du programme pour l'amener sur l'intervalle $[-1, +1]$, ce qui devient très adéquat au processeur qui utilise la norme Q15.

Comme on l'a déjà mentionné, le noyau (*Core-Timer*) fixe le pas d'échantillonnage pour le code de calcul. Selon la référence du processeur [91], la valeur du registre de T_PERIOD du noyau est donnée par la relation suivante [95, 96] ;

$$T_period = \frac{CCLK}{f.N (Tscal+1)} \quad (A6.2)$$

où le $CCLK$ est la fréquence de l'horloge du processeur, $f.N$ est la fréquence du signal fondamental désiré. Dans le temps, la variation de l'angle θ se calcule par la relation suivante :

$$\Delta\theta = \frac{\frac{2\pi}{N}}{\pi} = 2/N \quad (\text{A6.3})$$

La période utilisée pour la MLI, dénommée T_z , est calculée en fonction du rapport de la fréquence d'échantillonnage choisie (N) selon l'expression :

$$2 T_z = T_f/N \quad (\text{A6.4})$$

où $2 T_z$ est la période d'échantillonnage et T_f est la période du signal fondamental.

Finalement, la fréquence des signaux désirés peut être déterminée en utilisant les trois équations (A6.2) (A6.3) et (A6.4). Le choix du paramètre N dépend de la vitesse de communication du convertisseur analogique numérique. Sachant que la boucle principale du programme tourne très vite, la mise à jour des grandeurs mesurées se fait juste à une fréquence qui correspond à la vitesse de communication avec le convertisseur analogique numérique. Cette vitesse d'acquisition doit être supérieure à la vitesse du noyau pour empêcher un débordement dans le calcul. Dans le cas contraire, si la vitesse de communication devient inférieure à la vitesse du noyau, ce dernier va tenir compte de la même valeur de mesure pour plusieurs interruptions. Ce qui va déborder automatiquement le calcul des impulsions de commutations générées par les MLI.

En utilisant l'algorithme MLI vectorielle détaillé dans la référence [5], on réalise un sous-programme en assembleur spécifique à la génération des signaux par le module PWM de DSP. La figure A6.3 montre les trois signaux MLI générés arbitrairement par le module PWM pour les trois phases. On a utilisé la valeur $N=20$ dans l'objectif de bien vérifier la validité du code pour le fonctionnement correct des pulses de commutation. On compte bien 20 pulses pour une période et on s'assure que le déphasage est de 120° entre les trois phases. Les pulses de commutation pour les trois phases sont présentées à une grande échelle dans la figure A6.4. On peut remarquer facilement le déphasage des trois MLI de 120° l'une par rapport aux autres.

La figure A6.5 présente un signal MLI arbitraire d'une seule phase visualisée avec son complément. Pour une période de signal, on peut remarquer le délai introduit pour décaler les

deux signaux du même bras du convertisseur CA/CC. Cette étape de validation est très importante pour éviter le court-circuit qui peut se produire dans un bras du convertisseur.

Le fonctionnement de la GADA associée au convertisseur CA/CC nous permet de visualiser le courant et la tension rotorique dans la figure A6.6. Pour ce test, on a utilisé une valeur $N=20$ dans l'objectif de valider le code réalisé. Par conséquent, on obtient une fréquence de 5Hz qui est facile à visualiser sur un oscilloscope à travers les pulses PWM générées pour deux phases.

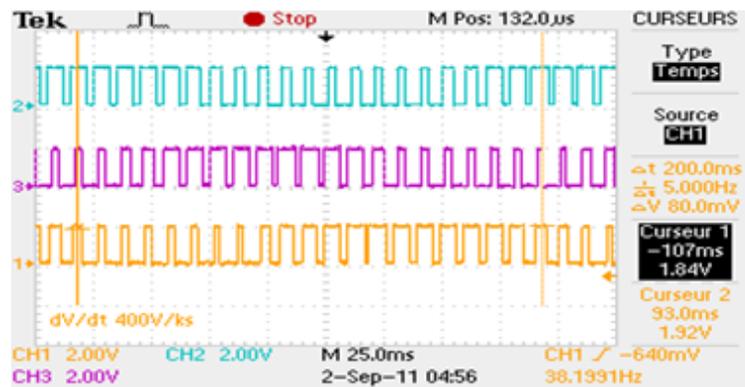


Figure A6.3 : Les trois signaux de MLI générés pour les trois phases

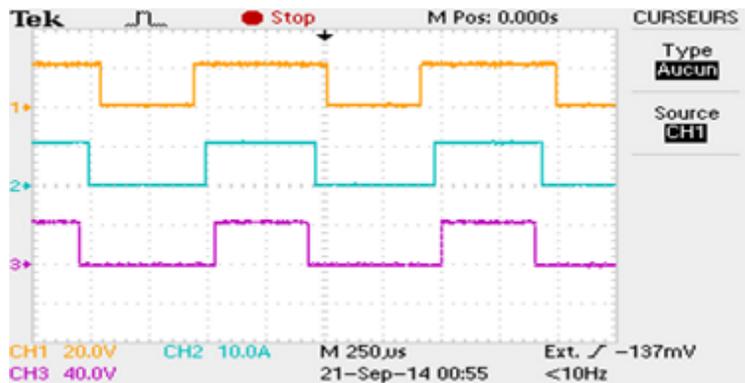


Figure A6.4 : Trois signaux de MLI générés pour les trois phases en grande échelle

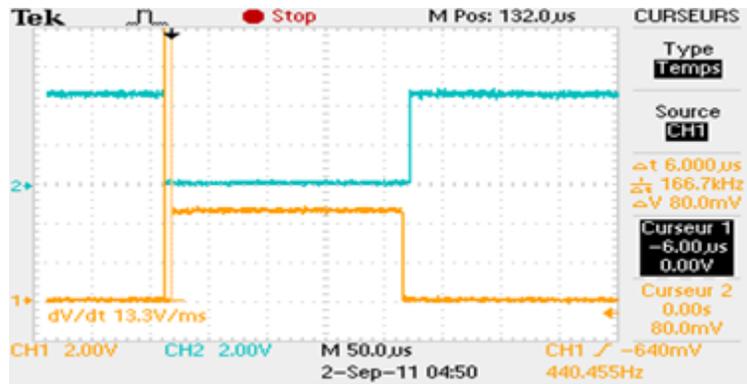


Figure A6.5 : Zoom pour une période des deux signaux MLI complémentaires

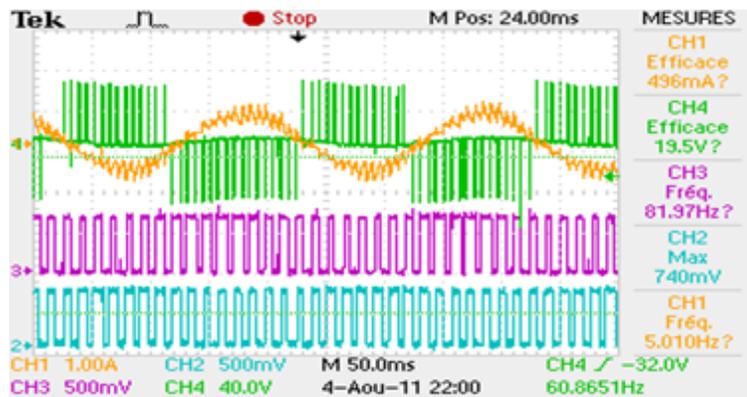


Figure A6.6 : Courant et tension obtenus avec les signaux MLI vectorielle pour N=20

ANNEXE 7

La figure A7.1 montre l'acquisition et le calcul des angles électrique, mécanique et l'angle utilisé pour la transformation de Park. Comme on voit dans la figure A7.1, de petites déformations résultent de la remise à zéro de l'angle mécanique (correction) pour chaque période. La figure A7.2 montre les deux courants rotoriques et les deux tensions statoriques. (L'acquisition et l'affichage se fait par le logiciel *VisualDSP++*). Les figures montrent bien l'allure des tensions et des courants avec un rapport constant par rapport aux tensions et aux courants réels.

La figure A7.3 présente les deux composantes des tensions en quadrature calculées par rapport au référentiel fixe $\alpha\beta$, aussi les deux composantes calculées par rapport au référentiel dq issues de PLL.

Dans la figure A7.4, on utilise un filtre pour les deux composantes des tensions alignées selon les axes d et q . On y présente également l'angle de synchronisation calculé selon l'algorithme PLL. Cet angle est tracé à grande échelle pour montrer la synchronisation avec la composante directe de tension.

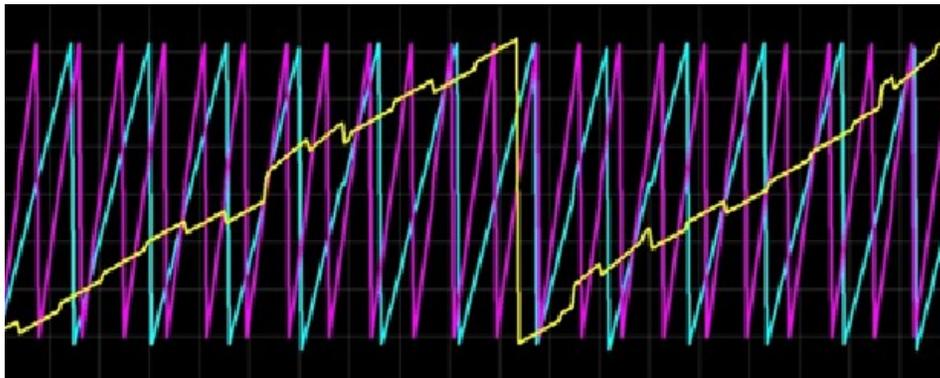


Figure A7.1 : Angles électrique et mécanique et la différence entre les deux

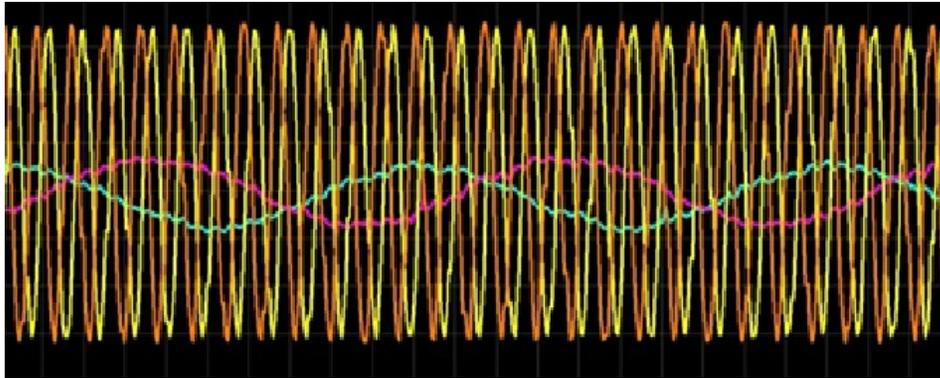


Figure A7.2 : Acquisition des tensions statoriques et des courants rotoriques

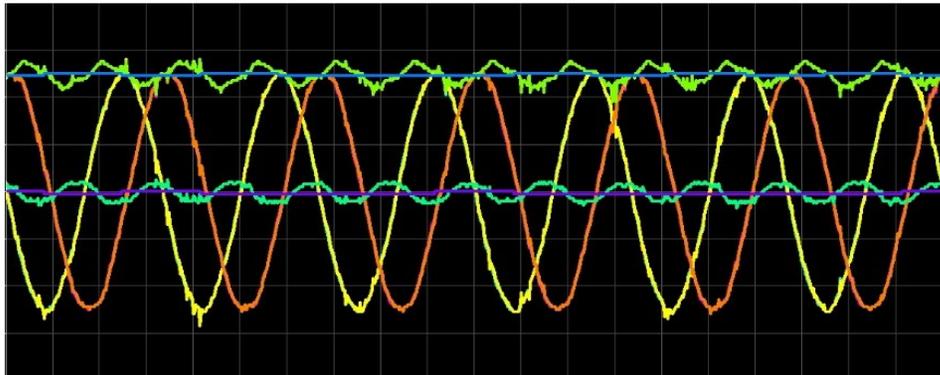


Figure A7.3 : Acquisition des tensions statoriques et l'alignement selon les axes dq

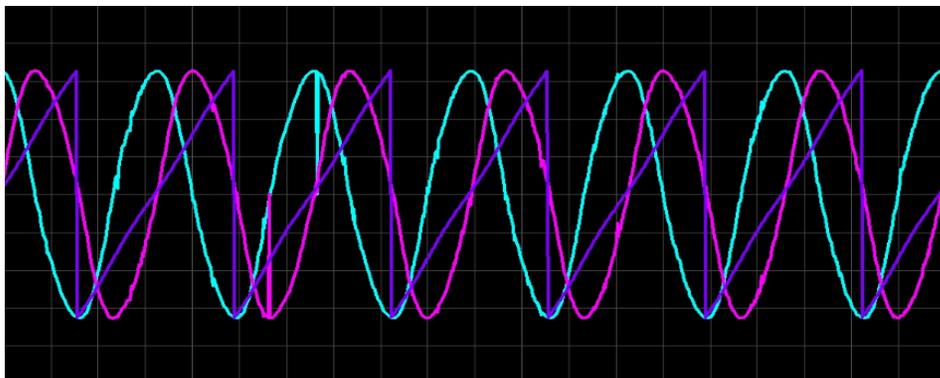


Figure A7.4 : Résultat de PLL