

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

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

PAR
LÉVESQUE, Daniel

ÉTUDE DE CONCEPTION D'UN SYSTÈME DE COMMANDE
POUR UNE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS
UTILISÉE EN PROPULSION

MONTRÉAL, LE 3 DÉCEMBRE 2008

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Maarouf Saad, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

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

M. Pierre-Jean Lagacé, membre du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

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

LE 30 OCTOBRE 2008

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

J'aimerais remercier plusieurs personnes qui m'ont soutenues durant cette longue épreuve. J'aimerais premièrement remercier Maarouf Saad pour avoir cru en mes capacités et de m'avoir incité à faire ma maîtrise sous son aile. J'aimerais remercier particulièrement Yves Robitaille sans qui la conception matérielle de mon projet n'aurait pas été possible. Merci à EPS soit Jean-Yves Dubé et Pascal Larose pour avoir cru à ma proposition et d'avoir contribué matériellement et financièrement à mon projet. Merci à Éric Baril et Jonathan Duclos pour m'avoir guidé sur les enjeux du projet et votre expérience avec le produit. Du coté personnel, j'aimerais remercier évidement ma famille : mes parents, Maurice et Louise Lévesque, et mes sœurs, Josée et Nathalie, pour m'avoir soutenu et encouragé tout au long de mon parcours et particulièrement durant ma réadaptation. Finalement merci à toi Cynthia, mon amour. Ton support et tes encouragements ont été grandement appréciés.

**ÉTUDE DE CONCEPTION D'UN SYSTÈME DE COMMANDE
POUR UNE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS
UTILISÉ EN PROPULSION**

LÉVESQUE, Daniel

RÉSUMÉ

La présente étude propose une implémentation embarquée d'un algorithme de commande moderne pour asservir une machine synchrone à aimants permanents à bobinage regroupé dans un contexte de propulsion. Deux concepts de commande, un linéaire et le second non linéaire, sont expérimentés. Leur efficacité et leur ondulation de couple sont comparées à celles d'une commande trapézoïdale servant de base de comparaison. Premièrement, un contrôle vectoriel classique est implanté afin de commander la machine avec des courants sinusoïdaux. Par la suite, un algorithme d'estimation de la position est implanté afin de supprimer le capteur de position nécessaire par le contrôle vectoriel classique rendant ainsi cette approche réalisable dans le contexte donné. Finalement, une approche de contrôle non linéaire par mode de glissement est expérimentée. Une structure de commande est par la suite sélectionnée selon les résultats de ces différents essais et le système est réalisé physiquement.

CONTROL STUDY OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR USED IN A PROPULSION CONTEXT

LÉVESQUE, Daniel

ABSTRACT

This project presents an imbedded implantation of a modern control algorithm to control a permanent magnet synchronous motor with concentrated windings in a propulsion context. Two different control concepts are tested in real time: linear and non-linear control. Their efficiency and torque quality are compared to a square wave control as the base of the comparison. In a first place, a classical vector control is implemented in order to control the motor with sinusoidal current. In a second place, a position estimation algorithm is implemented in order to have a sensorless control which was necessary with the classical vector control, making this feasible in the context. Finally, a non-linear control approach by sliding mode is experimented. A control structure is then selected based on the different experiments and the system is realized and installed on a bicycle.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
Contexte de recherche appliquée	2
Sujet de recherche.....	3
CHAPITRE 1 Revue de la littérature.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Classification de la MSAP par rapport aux autres machines électriques pour un contexte de propulsion.....	5
1.3 Techniques de contrôle d'un onduleur triphasé.....	8
1.3.1 Onduleur source de tension contrôlée.....	9
1.3.1.1 Modulation 180 degrés	10
1.3.1.2 Modulation sinus triangle	12
1.3.1.3 Modulation vectorielle.....	14
1.3.2 Onduleur source de courant contrôlé.....	19
1.3.2.1 Modulation par hystéresis.....	19
1.3.3 Onduleurs commandés en tension régulés par une boucle de courant	20
1.4 Principes de commande applicables à une MSAP sinusoïdale.....	20
1.4.1 Commande vectorielle	21
1.4.1.1 Transformation de Park	22
1.4.2 Commande vectorielle sans capteur de position.....	26
1.4.2.1 Tension contre-électromotrice	27
1.4.2.2 Variations de l'inductance	27
1.4.2.3 Sonde à effet Hall	28
1.4.3 Commande directe du couple	29
1.4.4 Commande non linéaire par mode de glissement	31
1.5 Conclusion	33
CHAPITRE 2 Fabrication du banc d'essai	34
2.1 Introduction.....	34
2.2 Section mécanique	34
2.2.1 Machine synchrone à aimants permanents BionX.....	34
2.2.2 Encodeur de position	36
2.2.3 Capteur de couple	37
2.2.4 Machine à courant continu et son encodeur	37
2.3 Section électrique.....	38
2.3.1 Convertisseur triphasé et circuit d'attaque	38
2.3.2 Comparateur de type <i>push-pull</i>	38
2.3.3 Amplificateur de couple	39

2.3.4	Contrôleur à courant continu	39
2.3.5	Sources d'alimentation	39
2.3.6	Concentrateur instrumentation/alimentation	39
2.3.7	Simulateur Opal-RT	40
2.4	Conclusion	42
CHAPITRE 3 Modélisation de la machine Bionx		43
3.1	Introduction	43
3.2	Modèle mathématique d'une MSAP	44
3.3	Quantification des paramètres électriques de la machine	47
3.3.1	Mesure de la résistance des phases du stator	48
3.3.2	Mesure des inductances des phases du stator	49
3.3.3	Tension contre-électromotrice	56
3.4	Quantification des paramètres mécaniques du banc d'essai	59
3.4.1	Coefficient de friction sèche	59
3.4.2	Coefficient de friction visqueuse	60
3.4.3	Coefficient d'inertie	61
3.5	Utilisation des sondes pour référencer la position	62
3.6	Niveau de couple en fonction de la vitesse	63
3.6.1	Affaiblissement du flux des aimants permanents	66
3.7	Conclusion	67
CHAPITRE 4 Commande vectorielle classique		68
4.1	Introduction	68
4.2	Commande de courant	69
4.2.1	Découplage des boucles de courants	70
4.2.2	Conception des compensateurs de courant	73
4.2.2.1	Quantification des gains des compensateurs de courant	74
4.2.2.2	Compensation de l'intégrale en fonction de la saturation de la tension	76
4.3	Conclusion	79
CHAPITRE 5 Commande vectorielle sans capteur de position		80
5.1	Introduction	80
5.2	Interpolation de la position en fonction de la vitesse	80
5.2.1	Impact de l'erreur de position due aux contraintes physiques	81
5.2.2	Impact de l'accélération sur l'estimation de la position	82
5.3	Interpolation de la position en fonction de la vitesse et de l'accélération	87
5.4	Performances	89
5.5	Interprétation des résultats	96
5.6	Conclusion	97

CHAPITRE 6 Commande par mode de glissement	98
6.1 Introduction.....	98
6.2 Approche de commande	98
6.2.1 Loi de convergence exponentielle	100
6.3 Commande par mode de glissement avec la MSAP	102
6.4 Performances	104
6.5 Conclusion	106
CHAPITRE 7 Comparaison des différents principes de commandes étudiés	107
7.1 Introduction.....	107
7.2 Efficacité.....	107
7.2.1 Pertes de la MSAP	108
7.2.1.1 Pertes ohmiques des enroulements statoriques.....	108
7.2.1.2 Pertes magnétiques	109
7.2.1.3 Pertes mécaniques.....	109
7.2.1.4 Couple de détente	110
7.2.2 Calcul des pertes du convertisseur.....	111
7.2.2.1 Pertes ohmiques des interrupteurs de puissance.....	112
7.2.2.2 Pertes par commutation	113
7.2.2.3 Pertes dues aux temps morts.....	115
7.2.3 Performances	116
7.3 Ondulation du couple.....	121
7.3.1 Performances	122
7.4 Conclusion	125
CHAPITRE 8 Implémentation embarquée de l'algorithme de commande.....	126
8.1 Introduction.....	126
8.2 Conception matérielle.....	126
8.2.1 Critères mécaniques	126
8.2.1.1 Critères du circuit d'attaque.....	127
8.2.1.2 Acquisition des courants de phase.....	127
8.2.2 Sélection du processeur	128
8.3 Conception logicielle	129
8.3.1 Représentation des nombres	129
8.3.2 Déroulement de la boucle de commande de courant	131
8.3.2.1 Formatage des courants I_a et I_b	131
8.3.2.2 Calcul de l'angle du rotor	133
8.3.2.3 Calcul du sinus et du cosinus de l'angle du rotor	134
8.3.2.4 Transformations de Clarke et de Park	136
8.3.2.5 Compensation proportionnelle intégrale.....	137
8.3.2.6 Modulation vectorielle.....	138
8.4 Conclusion	142

CONCLUSION	143
RECOMMANDATIONS	145
Estimation de la position	145
Modélisation raffinée de la MSAP utilisée.....	146
Compensation du couple de détente	146
Niveau de la tension d'alimentation	147
Mesures de courant.....	147
Modulation vectorielle.....	148
ANNEXE I Expérimentations avec Opal-RT	149
Introduction.....	149
Utilisation des entrées-sorties analogiques et numériques	149
Utilisation de plusieurs pas d'échantillonnage	150
Utilisation de fichiers de commandes et de données	150
Module RT-Events.....	151
Spécifications du système utilisé	151
Ports entrées-sorties	152
LISTE DE RÉFÉRENCES.....	153

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1 Classification des machines électriques en fonction de la densité volumique de couple et de l'ondulation de couple	8
Tableau 1.2 Vecteurs de tension appliqués aux phases statoriques en fonction des états possibles des interrupteurs de puissance Tiré de (Yu, 1999) et (Fortin-Blanchette, 2003)	16
Tableau 1.3 Temps d'application des vecteurs relatifs au secteur sélectionné en fonction de la tension commandée Tiré de (Grellet et Clerc, 1997).....	18
Tableau 1.4 Sélection du vecteur de tension appliqué par l'onduleur en fonction de la commande de flux, de la commande de couple et du secteur dans lequel se situe la machine selon le principe d'une commande directe de couple Tiré de (Zhong et al., 1997).....	31
Tableau 2.1 Liste des signaux interfacés avec le simulateur Opal-RT	41
Tableau 3.1 Paramètres électriques de la machine BionX	47
Tableau 4.1 Paramètres de la dynamique de courant imposée et gains des compensateurs associés	76
Tableau 6.1 Gains du compensateur non linéaire par mode de glissement avec l'approche classique et exponentielle	103
Tableau 8.1 Exemples de représentation de nombres réels normalisés en format Q15	130
Tableau 8.2 Association des temps d'application des vecteurs de tensions aux mesures	141

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1 Architectures de machines électriques existantes et sélection (en gris) des types pertinents dans un contexte de propulsion. Tiré de (Chan et Chau, 2001).....	5
Figure 1.2 Comparaison du couple et de l'ondulation de couple de différentes architectures de machines électriques de même taille. Tiré de (Miller, 2004).....	7
Figure 1.3 Architecture d'un onduleur triphasé. Tiré de (Bose, 2006)	9
Figure 1.4 Forme de la tension de phase générée par un onduleur commandé avec une modulation 180 degrés. Tiré de (Bose, 2006)	11
Figure 1.5 Couple de la MSAP BionX contrôlé avec la modulation 180 degrés en fonction de la position.....	12
Figure 1.6 Exemple de modulation sinus triangle. Tiré de (Bose, 2006).....	13
Figure 1.7 Représentation vectorielle des tensions appliquées par l'onduleur. Tiré de (Bose, 2006)	14
Figure 1.8 Exemple de modulation triphasée effectuée selon la technique de modulation vectorielle. Tiré de (Bose, 2006)	19
Figure 1.9 Schéma de principe d'un onduleur commandé en tension régulée par une boucle de courant.	20
Figure 1.10 Représentation vectorielle des trois phases et leur représentation dans les référentiels cartésiens référencés au stator ($\alpha\beta$) et référencés au rotor (qd).....	24
Figure 1.11 Variations possibles des représentations cartésiennes des signaux statoriques selon (Vas, 1998) en (A) et selon (Krause et al., 2002) en (B).....	26
Figure 1.12 Tension contre-électromotrice ligne-ligne et niveaux des sondes à effet Hall en fonction de la position du rotor.....	29
Figure 1.13 Schéma bloc de la commande directe du couple. Tiré de (Zhong et al., 1997)	30

Figure 1.14 Représentation conceptuelle de la commande par mode de glissement pour le cas d'un système d'ordre 2. Tiré de (Sabanovic et al., 2004)	33
Figure 2.1 Représentation conceptuelle des composantes et interconnexions du banc d'essai.....	35
Figure 2.2 Impulsions en quadrature d'un encodeur de position.....	37
Figure 3.1 Architecture de la machine BionX.	43
Figure 3.2 Schéma électrique des trois enroulements statoriques.....	51
Figure 3.3 Graphique de la variation de l'inductance ligne-neutre et.....	53
Figure 3.4 Graphiques de l'approximation de la variation de l'inductance des trois phases statoriques par trois fonctions sinusoïdales et l'erreur engendrée par cette approximation.	55
Figure 3.5 Courbe de la tension contre-électromotrice de la MSAP BionX et sa représentation spectrale	57
Figure 3.6 Représentation des tensions contre-électromotrices ligne-neutre, ligne-ligne et le niveau de la sonde à effet Hall 1.....	62
Figure 3.7 Tension applicable décomposée selon l'axe d et l'axe q.....	64
Figure 3.8 Couple maximal théorique de la MSAP utilisé en fonction de la vitesse angulaire selon le type de modulation utilisée avec une tension d'alimentation de 36 Volts	65
Figure 3.9 Représentation de l'évolution du courant statorique référé au rotor lors d'une commande par affaiblissement de flux. Tiré de (Sozer et Torrey, 1998)	67
Figure 4.1 Architecture de commande vectorielle classique.	68
Figure 4.2 Schéma des boucles de contrôle des courants d et q découplés.	71
Figure 4.3 Schéma bloc idéalisé des deux boucles de courant découplées.....	71
Figure 4.4 Effet du système de compensation de l'intégrale sur la dynamique du courant en quadrature lorsque le système est en saturation.....	77
Figure 4.5 Schéma bloc du compensateur de courant adapté.	78

Figure 4.6	Réponse indicielle des courants I_q et I_d réels et leur consigne respective en tirets contrôlés par les compensateurs PI en fonction du temps.....	78
Figure 5.1	Interpolation de la position en fonction de la vitesse pour une accélération posée constante. Tiré de (Morimoto, Sanada et Takeda, 1996) et (Morimoto, Sanada et Takeda, 2003)	85
Figure 5.2	Graphique de l'erreur d'estimation de la position du rotor en fonction de la vitesse angulaire selon différentes approches de temps de calcul de la vitesse moyenne pour une accélération posée à 5 Rad/s ² adapté de (Morimoto, Sanada et Takeda, 1996)	86
Figure 5.3	Interpolation de la position en fonction de la vitesse et de l'accélération.....	87
Figure 5.4	Erreur d'interpolation de la position basée sur 60 degrés électriques en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence.....	90
Figure 5.5	Erreur d'interpolation de la position basée sur un cycle électrique en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence.	91
Figure 5.6	Erreur d'interpolation de la position basée sur une rotation mécanique en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence.	92
Figure 5.7	Erreur d'interpolation de la position basée sur 60 degrés électriques en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence lors d'une forte accélération.	93
Figure 5.8	Erreur d'interpolation de la position basée sur un cycle électrique en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence lors d'une forte accélération.	94
Figure 5.9	Erreur d'interpolation de la position basée sur une rotation mécanique en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence lors d'une forte accélération.	95
Figure 6.1	Schéma bloc de la commande par mode de glissement comparativement à la commande avec des compensateurs PI.	102

Figure 6.2	Réponse indicielle (à l'échelon) des courants I_q et I_d contrôlés par la commande par mode de glissement avec l'approche classique.....	104
Figure 6.3	Réponse indicielle (à l'échelon) des courants I_q et I_d contrôlés par la commande par mode de glissement avec l'approche exponentielle.....	105
Figure 7.1	Différence de couple entre la lecture du capteur de couple et le couple théorique calculé selon le courant I_q injecté.....	111
Figure 7.2	Représentation d'un demi-pont alimentant une phase de la MSAP.	112
Figure 7.3	Tension et courant d'un interrupteur MOSFET en fonction du niveau de charge de la grille lors de la commutation. Tiré de (Synchronous buck MOSFET loss calculations, 2006)	114
Figure 7.4	Efficacité théorique du système en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation.	116
Figure 7.5	Efficacité théorique de la MSAP en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation.	117
Figure 7.6	Efficacité théorique du convertisseur en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation.....	117
Figure 7.7	Efficacité théorique de la MSAP considérant seulement les pertes par effet Joule en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation.	118
Figure 7.8	Efficacité théorique de la MSAP considérant seulement les pertes mécaniques en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation.	118
Figure 7.9	Gain d'efficacité de l'approche vectorielle par rapport à l'approche 180 degrés en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation de la MSAP.....	119
Figure 7.10	Efficacité du système en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation de la MSAP commandée de façon vectorielle.	120
Figure 7.11	Efficacité du système en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation de la MSAP commandée avec l'approche 180 degrés.	120
Figure 7.12	Couple généré par la MSAP commandée en 180 degrés avec une consigne de 40% et une vitesse de rotation de 40RPM.	122
Figure 7.13	Couple généré par la MSAP commandée selon l'approche vectorielle avec une consigne de 25Nm et une vitesse de rotation de 40RPM.	122

Figure 7.14 Écart-type du couple en fonction du niveau de couple fourni et de la vitesse de rotation de la MSAP commandée de façon vectorielle.....	124
Figure 7.15 Écart-type du couple en fonction du niveau de couple fourni et de la vitesse de rotation de la MSAP commandée en 180 degrés.	124
Figure 7.16 Différence d'écart-type entre l'approche vectorielle et l'approche 180 degrés en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation de la MSAP.	125
Figure 8.1 Organigramme de la boucle de commande du courant	132
Figure 8.2 Organigramme de la fonction d'interpolation des sondes à effet Hall basée sur un cycle électrique	135
Figure 8.3 Représentation vectorielle de l'inversion des axes α et β et l'impact sur la transformation de Clarke inverse.	139
Figure 8.4 Représentation des tensions de commande avec la transformation de Clarke inverse modifiée avec les différents vecteurs de tensions applicables avec la technique de modulation vectorielle.....	139
Figure 8.5 Exemple d'association des vecteurs de commande de tension aux vecteurs de modulation.	140

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

BLDC	Machine à aimants permanents trapézoïdale (Brushless DC)
CAN	Convertisseur analogique numérique
CV	Chevaux vapeur
DTC	Commande directe de couple (Direct torque control)
DSP	Processeur de signaux numériques (Digital Signal Processor)
EPS	Energy and Propulsion Systems inc.
IPR	Impulsions par révolution
MAS	Machine asynchrone
MCC	Machine à courant continu
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MOSFET	Transistor à effet de champ à semi-conducteur à oxyde métallique (Metal oxide semiconductor field effect transistor)
MRV	Machine réluctance variable
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
MSAPI	Machine synchrone à aimants permanents insérés
MSAPS	Machine synchrone à aimants permanents en surface
MSR	Machine synchrone à réluctance
NdFeB	Néodyme-Fer-Bore
PI	Proportionnel intégral
PME	Petite et moyenne entreprise
OST	Onduleur contrôlé en tension

OCC	Onduleur contrôlé en courant
SMC	Commande par mode de glissement (sliding mode control)
THD	Taux de distorsion harmonique (Total harmonic distortion)
TxH	Transistor de puissance du haut du demi-pont de la phase x de l'onduleur
TxL	Transistor de puissance du bas du demi-pont de la phase x de l'onduleur
VDC	Tension d'alimentation continue

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

A	Accélération posée constante
B_m	Friction visqueuse
cm	Centimètre
f	Fréquence
F_{SW}	Fréquence de commutation
f_{abcs}	Signaux des trois phases statoriques
$f_{\beta\alpha s}$	Signaux représentés dans le référentiel orthogonal statorique
f_{qd0s}	Signaux représentés dans le référentiel orthogonal rotorique
$f_{\beta\alpha s}$	Signaux représentés dans le référentiel orthogonal statorique sans composante homopolaire
f_{xs}	Fonction x du stator
i_{qd0s}^r	Courants statoriques référencés au rotor
i_{abcs}	Courants statoriques référencés au rotor
i_{as}	Courant de la phase A
i_{bs}	Courant de la phase B
i_{cs}	Courant de la phase C
I_a	Courant de l'armature de la MCC
I_{DC}	Courant d'alimentation continue
i_{qs}^r	Composante en quadrature des courants statoriques référencés au rotor

i_{ds}^r	Composante directe des courants statoriques référencés au rotor
i_{0s}^r	Composante homopolaire des courants statoriques référencés au rotor
i_{qds}^r	Courants statoriques référencés au rotor sans composante homopolaire
i_x	Courant de la phase x
J	Inertie
K	Gain discontinu
K'	Gain discontinu dans la méthode de convergence exponentielle
K_s^r	Matrice de transformation de référentiel du stator vers le rotor
K_s^s	Matrice de transformation de référentiel du stator triphasé vers le référentiel statorique orthogonal
${}^sK_s^r$	Matrice de conversion du référentiel statorique orthogonal vers le référentiel rotorique
${}^rK_s^s$	Matrice de conversion du référentiel rotorique orthogonal vers le référentiel statorique
kp_d	Gain proportionnel du compensateur de courant directe
ki_d	Gain intégral du compensateur de courant directe
kp_q	Gain proportionnel du compensateur de courant en quadrature
ki_q	Gain intégral du compensateur de courant en quadrature
K_t	Constante de couple de la MCC
L_A	Composante fixe de l'inductance de magnétisation
L_B	Composante variant avec la position de l'inductance de magnétisation

L_d	Inductance directe
L_{ls}	Inductance de fuite
L_{l-l}	Inductance ligne-ligne
L_m	Inductance de magnétisation de phase
L_{md}	Inductance de magnétisation directe
L_{mq}	Inductance de magnétisation en quadrature
L_q	Inductance en quadrature
\underline{L}_s	Inductances statoriques
\underline{L}'_s	Inductances statoriques référencées au rotor
L_s	Inductance propre de phase
P	Nombre de paires de pôles du rotor
P_{mec}	Puissance mécanique
P_{elect}	Puissance électrique
P_{DT}	Pertes par temps mort
P_F	Pertes fer
P_j	Pertes par effet Joule
P_H	Pertes par hystérésis
p	Gain de la commande de glissement exponentielle
r_s	Résistance de phase

$r_{DS(ON)}$	Résistance drain-source d'un MOSFET fermé
S	Surface de glissement
t	Temps
T	Période de modulation
T_{DT}	Temps mort
T_s	Période d'échantillonnage
T_e	Couple électromécanique
T_f	Friction sèche
t_X	Temps d'application de la tension dans l'axe X selon la modulation vectorielle
v'_{qd0s}	Tensions statoriques référencés au rotor
v_{abcs}	Tensions statoriques
v_{as}	Tensions de la phase A
v_{bs}	Tensions de la phase B
v_{cs}	Tensions de la phase C
V_{DC}	Tension d'alimentation continue
V_F	Chute de tension de la diode de roue libre
v'_{qs}	Composante en quadrature des tensions statoriques référencée au rotor
v'_{ds}	Composante directe des tensions statoriques statorique référencée au rotor
v'_{0s}	Composante homopolaire des tensions statoriques statorique référencé au rotor

v_{l-l}	Tension ligne-ligne
v_{l-n}	Tension ligne-neutre
v_{xy}	Tension ligne-ligne entre les phases x et y
v_{xn}	Tension de la phase x par rapport au neutre
v_x^*	Tension x souhaitée
V_X	Vecteur de tension dans l'axe X
$v_{\alpha X}$	Composante de la tension alpha souhaitée dans l'axe de tension X.
$v_{\beta X}$	Composante de la tension alpha souhaitée dans l'axe de tension X.
α	Gain de la commande de glissement exponentielle
δ_0	Gain de la commande de glissement exponentielle
Δt	Différence temporelle entre deux transitions de sonde à effet Hall
λ_m^r	Constante de flux des aimants permanents
$\underline{\lambda}_{qd0s}^r$	Flux utile du stator référencé au rotor
$\underline{\lambda}_{abcs}$	Flux utile du stator
λ_{as}	Flux utile de la phase A
λ_{bs}	Flux utile de la phase B
λ_{cs}	Flux utile de la phase C
$\underline{\lambda}_{qd0s}^r$	Flux utile du stator référencé au rotor sans composante homopolaire
λ_{qs}^r	Composante en quadrature du flux utile du stator référencée au rotor

λ_{ds}^r	Composante directe du flux utile du stator référencée au rotor
λ_{0s}^r	Composante homopolaire du flux utile du stator référencée au rotor
η	Efficacité globale du système
ϕ_s	Flux du stator
Σ	Plan de l'erreur
τ	Constante de temps mécanique du banc d'essai
ω_m	Vitesse angulaire mécanique
ω_r	Vitesse angulaire électrique
ω_{r0}	Vitesse angulaire électrique lors d'une transition de niveau d'une sonde à effet Hall utilisée comme référence
θ_m	Position angulaire mécanique
θ_r	Position angulaire électrique
$\hat{\theta}_r$	Position angulaire électrique estimée

INTRODUCTION

L'opinion sociale sur la consommation énergétique évolue depuis quelques décennies. Au début des années 70, l'embargo pétrolier a incité plusieurs pays, dont le Canada, à évaluer le développement de nouvelles sources d'énergie. Au fil des ans, le désir de troquer les combustibles fossiles pour des énergies plus vertes s'amplifie. Les discours de plus en plus pessimistes des écologistes et scientifiques vont également en ce sens et rendent ce désir plus palpable que jamais. Plusieurs prônent la production d'énergie de sources alternatives telles les énergies éolienne, solaire et nucléaire. D'autres prônent l'économie et l'efficacité énergétique afin de réduire les besoins de production. Plusieurs de ces concepts utilisent l'électricité comme moyen de transformation de l'énergie puisque les conversions énergétiques sous cette forme sont plus efficaces. L'utilisation croissante de systèmes électriques engendre un intérêt croissant dans la recherche et le développement de systèmes encore plus efficaces et versatiles. Par exemple, dans le domaine du transport, l'automobile est souvent pointée du doigt comme une source majeure de pollution et de grande consommation d'énergie. L'intérêt d'augmenter l'efficacité énergétique et de diminuer les émissions de ces voitures est donc important. Ainsi, plusieurs se tournent vers les véhicules électriques ou hybrides. La machine électrique est au cœur de tous ces efforts pour remplacer les systèmes existants par des systèmes électriques plus efficaces. En effet, cette composante permet de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique et vice-versa, puisque l'énergie mécanique demeure la forme majoritairement nécessaire et produite. Les recherches sur la commande des machines électriques sont également très actives. L'évolution des systèmes ordinés permet le développement de nouvelles méthodes de commandes sophistiquées exécutables en temps réel. Toutes ces raisons motivent l'effort de recherche pour apporter à la société des systèmes de production et de conversion d'énergie plus efficace afin de minimiser sa production et par le fait même, l'impact que cette production laisse sur notre environnement.

Contexte de recherche appliquée

L'étude présentée est le fruit d'un partenariat avec *Energy and Propulsion Systems* (EPS), une PME située à Asbestos au Québec. Cette entreprise développe un système de propulsion assisté pour bicyclette nommé BionX et mis en marché depuis déjà quelques années. Ce système offre une assistance proportionnelle au cycliste lorsque celui-ci le désire. Le système est modulaire et s'installe sur pratiquement tout type de bicyclette. Ce produit est utile pour les gens qui ont malheureusement plus de difficulté à pratiquer cette activité mais qui souhaitent tout de même rester actif. Il peut également être fort intéressant pour les gens qui souhaitent troquer la voiture pour la bicyclette afin de se rendre au travail sans toutefois nécessiter une douche à l'arrivée. BionX permet une utilisation beaucoup plus étendue de ce mode de déplacement écologique et de plus en plus tendance en zone urbaine. Le système est constitué d'un moteur roue remplaçant le moyeu arrière ayant son contrôleur intégré, d'une batterie se fixant sur le cadre à l'endroit du porte gourde ou dans un sac fixé sur un support arrière et d'une console fixée sur le guidon. Cette dernière permet au cycliste d'ajuster l'assistance désirée.

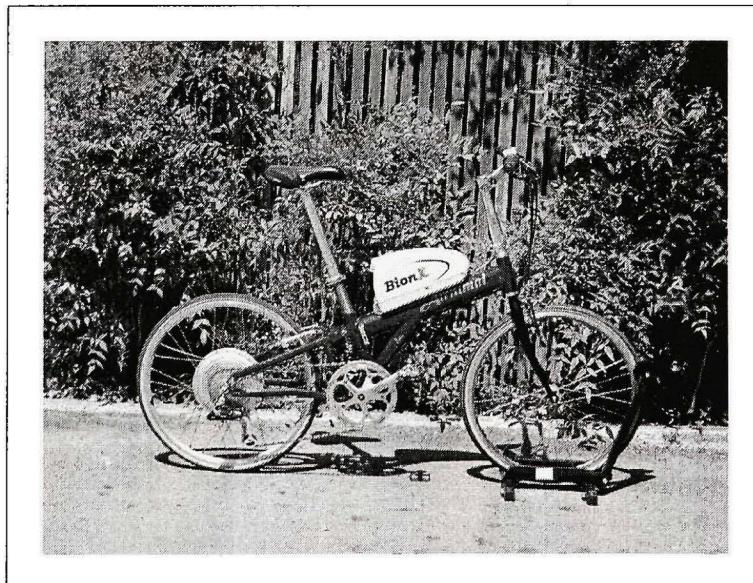


Figure 0.1 *Système BionX installé sur une bicyclette*

Le moteur roue utilisé est une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Ce type de machine offre une excellente densité de puissance et une grande efficacité car aucun contact électrique n'est nécessaire entre le rotor et le stator. De plus, le flux magnétique du rotor provient d'aimants permanents réduisant ainsi les pertes ohmiques.

Sujet de recherche

Le contrôleur utilisé actuellement dans ce système est construit pour une MSAP de type trapézoïdale plutôt que sinusoïdal. Ce type de contrôleur est très simple à concevoir mais une grande ondulation de couple en résulte. Cette ondulation de couple se résume par une vibration non négligeable dans la bicyclette. L'objectif est donc de concevoir un système de commande adapté pour la MSAP sinusoïdale afin de réduire cette ondulation de couple. Le système doit également être conçu dans une optique d'efficacité énergétique puisque le système est alimenté par un accumulateur. Pour ce faire, quelques principes de commande furent expérimentés et comparés à la commande actuelle. Pour développer un prototype, une commande a été sélectionnée et implémentée sur une plateforme embarquée installée sur une bicyclette.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

1.1 Introduction

La revue de littérature survole les grands champs de recherche sur les différents principes de commande applicable à une MSAP tout en mettant de l'emphase sur les techniques retenues lors de l'étude et les raisons appuyant ces choix. Différentes approches pour contrôler un onduleur triphasé sont également présentées sommairement afin de mettre en contexte la loi de commande dans le système concret.

De façon générale, la production maximale de couple par une machine électrique est produite par la rencontre en quadrature du flux rotorique et du courant statorique (Miller, 2004). Dans une MSAP, le champ rotorique est assuré par les aimants permanents du rotor. Il est donc considéré constant et seul le courant statorique est contrôlable. Bref, la commande de la MSAP se résume par la commande des courants injectés au stator. Puisque la distribution du flux rotorique de la MSAP utilisée est sinusoïdale, les courants statoriques doivent l'être également pour obtenir un couple constant. Bref, l'ondulation du couple est directement proportionnelle à la qualité de l'onde sinusoïdale des courants statoriques ainsi qu'à la précision du déphasage entre ces courants et le flux rotorique dépendant de la position du rotor.

1.2 Classification de la MSAP par rapport aux autres machines électriques pour un contexte de propulsion

Une grande diversité de machines électriques existe et chacune d'elles présente des avantages spécifiques plus ou moins intéressants selon le contexte d'utilisation. La Figure 1.1 présente une classification des machines électriques proposée par (Chan et Chau, 2001) en fonction de la densité de puissance volumique et massique, de l'efficacité de conversion et finalement en fonction du coût. Ils soulignent par la même occasion les machines pertinentes dans un contexte de propulsion.

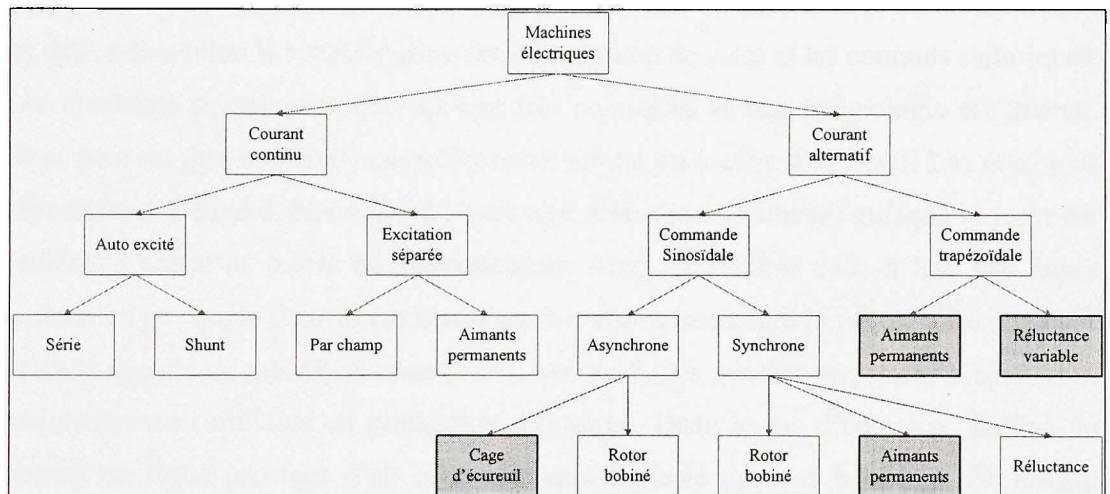


Figure 1.1 Architectures de machines électriques existantes et sélection (en gris) des types pertinents dans un contexte de propulsion.

Tiré de (Chan et Chau, 2001)

Les machines électriques se divisent en deux groupes bien distincts selon la commande par courant continu ou alternatif. Les machines à courant continu (MCC) tendent à disparaître des applications industrielles, puisque leur conception est complexe et coûteuse. Elles nécessitent également un entretien beaucoup plus régulier à cause de l'usure des balais. Ces machines électriques ne sont donc pas considérées viables dans un contexte de production. Les machines à courant alternatif se divisent en deux groupes selon la forme d'onde trapézoïdale ou sinusoïdale des courants injectés au stator. Les machines trapézoïdales offrent une excellente densité de puissance, ce qui les rend intéressantes pour propulser un véhicule, mais elles engendrent une forte ondulation de couple. La catégorie des machines alternatives sinusoïdales quant à elle se divise encore en deux types selon le synchronisme entre la position du rotor et les courants statoriques. Les machines asynchrones (MAS) sont très répandues et leur technologie est mature. Elles peuvent être construites avec un rotor bobiné ou à cage d'écureuil. Les machines asynchrones à cage d'écureuil ont l'avantage d'être peu coûteuses puisque le rotor est seulement conçu de barres ferromagnétiques. Ainsi, leur faible coût et leur très faible ondulation de couple rendent ces machines fort attrayantes malgré le fait qu'elles n'offrent pas une densité de puissance exemplaire. Les machines synchrones, quant à elles, sont majoritairement utilisées en production électrique. Dans le cas d'un rotor bobiné, le champ rotorique provient d'un courant continu injecté dans ce bobinage. Le champ magnétique du rotor peut également être assuré par des aimants permanents pour ainsi obtenir une MSAP. Cette dernière, offre une meilleure efficacité qu'une machine synchrone conventionnelle puisqu'aucun courant n'est nécessaire au rotor, réduisant ainsi les pertes par effet Joule. La baisse du coût des aimants permanents propulse également ce type de machine en avant-scène. Les MSAP se divisent en plusieurs sous-catégories classées selon la position des aimants permanents : soit montés en surface (MSAPS) ou insérés dans le fer du rotor (MSAPI). Les MSAPS engendrent une faible ondulation de couple puisque la machine présente des pôles lisses. Par contre, elle est désavantageée à grande vitesse puisque les aimants tentent à se décoller du rotor. Du côté des MSAPI, l'insertion des aimants dans le fer du rotor les protège à grande vitesse mais

engendre une variation de réductance dans le circuit puisque la perméabilité des aimants à terre rare est près de celle de l'air. Cette variation de réductance, utile pour créer un couple supplémentaire, engendre malheureusement de fortes ondulations de couple par la même occasion. Les machines à réductances synchrones et variables exploitent la variation de réductance pour produire un couple. Elles ont donc le même problème d'ondulation de couple que la MSAPI. Par contre, leur construction rotorique est très simple et peu coûteuse comme la MAS. (Miller, 2004) présente à la Figure 1.2 une comparaison de la puissance volumique et de l'ondulation de couple pour plusieurs types de machines électriques. La MSAP se classe deuxième par rapport à sa puissance volumique et deuxième par rapport à l'ondulation de couple engendrée.

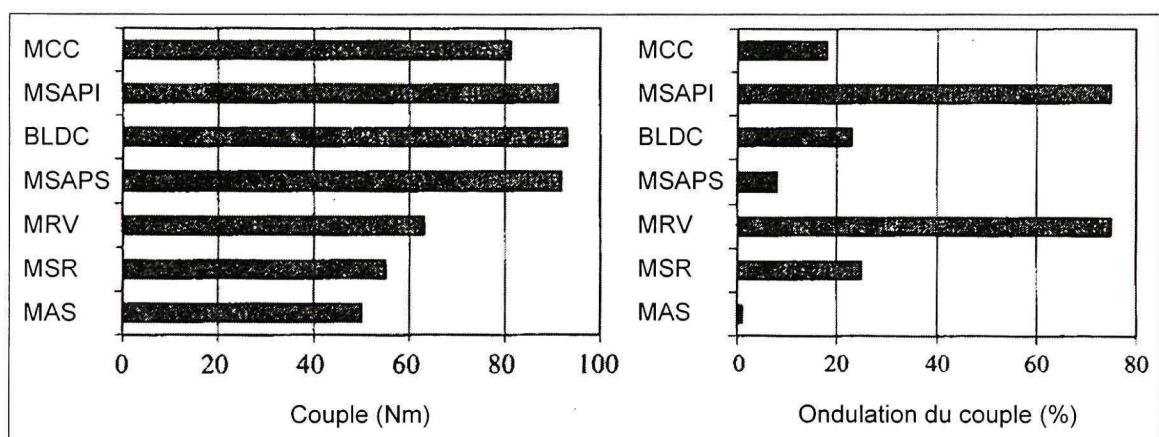


Figure 1.2 Comparaison du couple et de l'ondulation de couple de différentes architectures de machines électriques de même taille.

Tiré de (Miller, 2004)

En utilisant ces données comme cote, nous pouvons attribuer une cote globale de classement présentée au Tableau 1.1. La moyenne des deux cotes démontre que la MSAPS présente le meilleur gain en fonction des deux critères de sélection. Ainsi, la MSAP est une excellente candidate pour propulser un véhicule. Puisque cette machine fonctionne avec des courants alternatifs, il est important d'analyser les techniques pour obtenir ces courants.

Tableau 1.1

Classification des machines électriques en fonction de la densité volumique de couple et de l'ondulation de couple

	Densité de couple	Ondulation de couple	Qualité du couple (100 – Ondulation)	Moyenne des deux cotes
MCC	81	18	82	81.5
MSAPI	90	75	25	57.5
BLDC	92	22	78	85
MSAPS	91	8	92	91.5
MRV	62	75	25	43.5
MSR	55	25	75	65
MAS	50	1	99	74.5

1.3 Techniques de contrôle d'un onduleur triphasé

Puisque les courants statoriques sont générés par un onduleur triphasé, il est important de considérer son impact et ses limitations dans la conception du système. Deux grandes familles se distinguent selon l'approche de contrôle choisie pour générer les courants statoriques. Un onduleur peut être considéré comme une source de tension contrôlée (OCT) ou comme une source de courant contrôlé (OCC). L'architecture de cet onduleur, présentée à la Figure 1.3, est la même dans les deux cas. Elle se résume à 3 demi-ponts en parallèle alimentant chacun une phase du stator. La sélection du type de contrôle a un impact direct sur la conception de la loi de commande; il est donc important de s'y attarder. La sélection doit être effectuée en fonction des deux objectifs principaux du projet soit générer des courants sinusoïdaux de qualité et avec la meilleure efficacité possible. Il ne faut pas oublier les facteurs du coût et de la fiabilité implicites au développement dans un contexte de production industrielle.

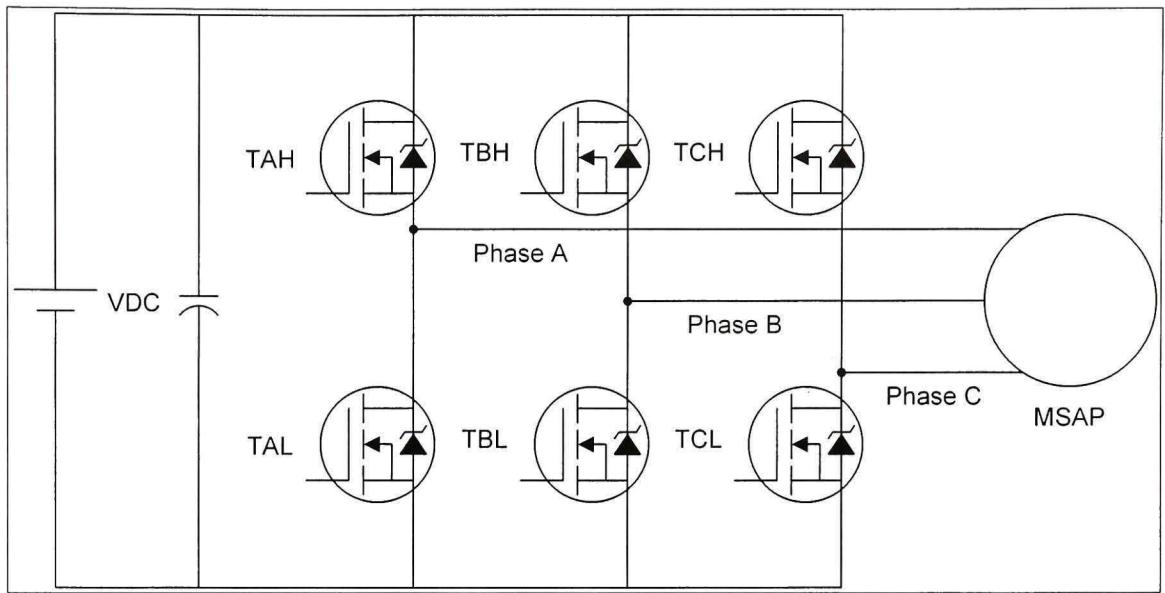


Figure 1.3 Architecture d'un onduleur triphasé.
Tiré de (Bose, 2006)

1.3.1 Onduleur source de tension contrôlée

Il existe plusieurs principes de modulation pour contrôler un onduleur comme source de tension. La modulation 180 degrés est présentée en guise de référence puisque le contrôleur actuel utilise ce type de modulation. Les deux autres principes plus performants retenus sont la modulation sinus triangle et la modulation vectorielle.

1.3.1.1 Modulation 180 degrés

La modulation 180 degrés est l'approche la plus simple. Elle consiste à appliquer une tension fixe aux phases du stator selon la position du rotor dans une plage de 60 degrés électriques. Le niveau de tension peut être ajusté par modulation à largeur d'impulsion (MLI). Les tensions ainsi appliquées sur une révolution électrique sont présentées à la Figure 1.4. Puisque le contrôle utilisé actuellement sur les vélos est de ce type, ses performances seront considérées comme référence lors des comparaisons avec de nouvelles techniques de commande. Normalement, ce principe de commande est appliqué à des MSAP où le flux des aimants permanents perçu par les phases statoriques (flux rotorique utile) est trapézoïdal. Ces machines sont nommées *Brushless DC* (BLDC). Le flux rotorique utile d'un BLDC est constant lorsqu'il atteint un plateau. Pour obtenir un couple résultant constant, le courant statorique doit également être constant durant chaque plateau de tension. La modulation 180 degrés produit des courants statoriques ayant ces plateaux de courants constants. Par contre, le couple développé par la rencontre des plateaux de courants constants et le flux rotorique sinusoïdal de la MSAP n'est donc pas constant. Il en résulte une forte ondulation de couple. En somme, cette commande n'est pas optimale pour une MSAP sinusoïdale. Ce contrôleur avait été choisi à l'époque pour BionX car il est très simple à concevoir et il demande une notion grossière de la position de la machine électrique. En effet, la notion de la position est seulement nécessaire lorsque le flux rotorique change de polarité, soit à chaque 60 degrés électriques. À cet effet, trois sondes à effet Hall sont installées dans la machine électrique pour déterminer les emplacements de changement de polarité du flux des aimants permanents. La Figure 1.5 présente le couple mesuré sur la machine BionX avec ce type de commande.

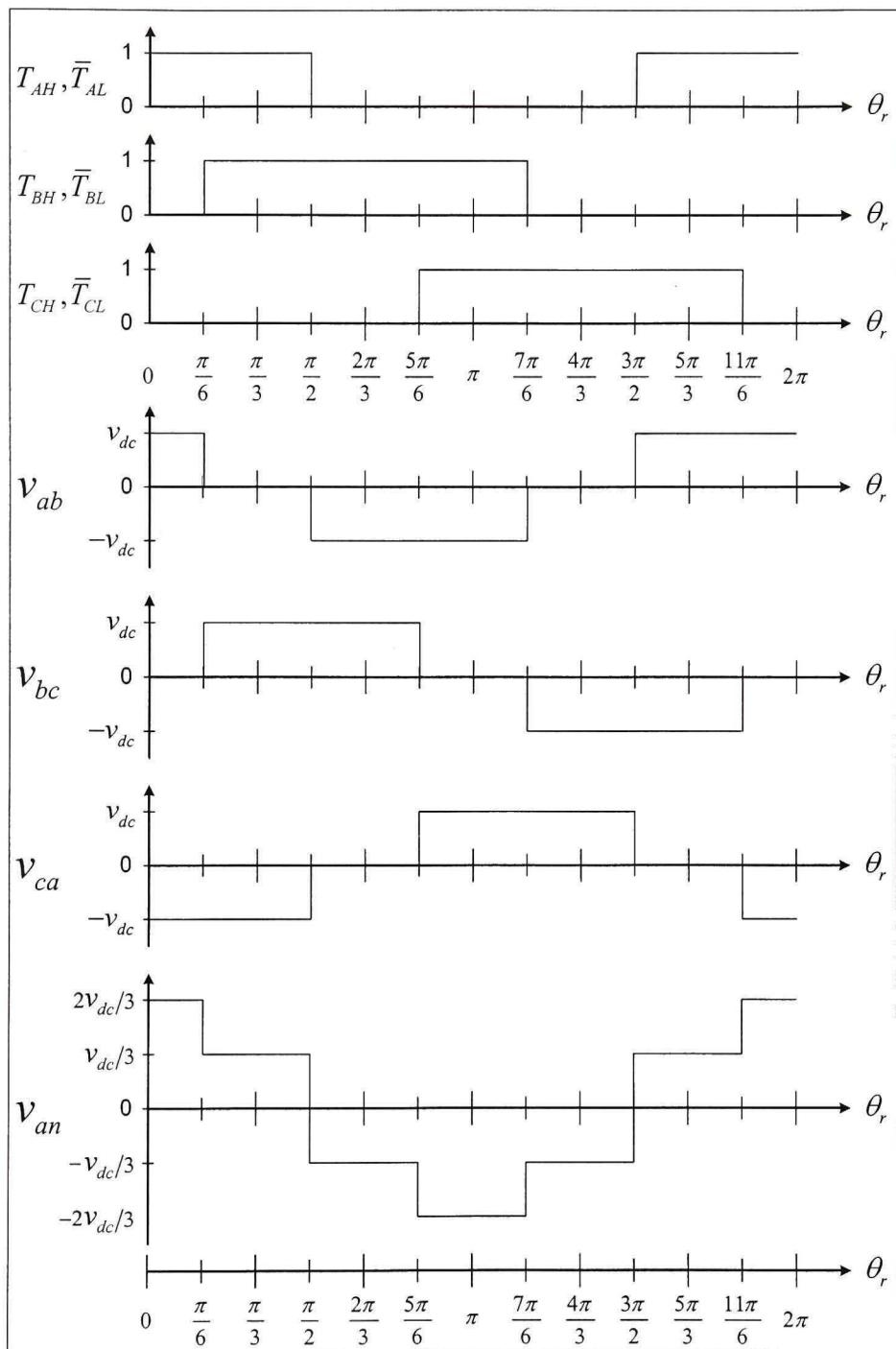


Figure 1.4 Forme de la tension de phase générée par un onduleur commandé avec une modulation 180 degrés.

Tiré de (Bose, 2006)

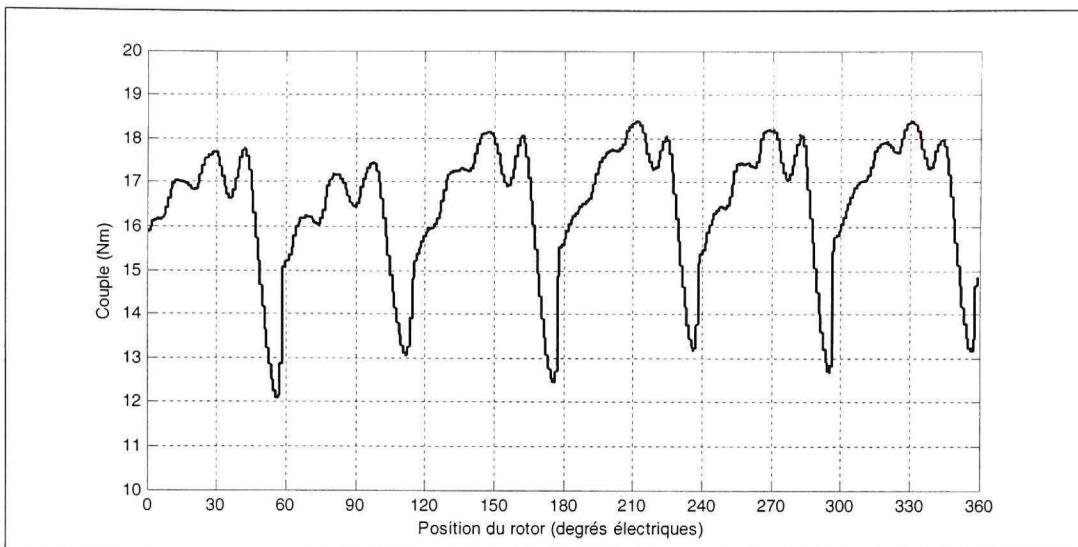


Figure 1.5 Couple de la MSAP BionX contrôlé avec la modulation 180 degrés en fonction de la position.

1.3.1.2 Modulation sinus triangle

La modulation sinus triangle est une approche permettant d'obtenir de la tension sinusoïdale si désirée. Comme présentée à la Figure 1.6, la tension de commande est comparée à un signal triangulaire ayant une fréquence équivalente à la fréquence de modulation. Selon cette approche, si la commande de tension est supérieure au niveau instantané du signal triangulaire, la tension continue est appliquée à la phase. Ainsi, la valeur moyenne de la tension appliquée est égale au niveau de tension désiré. Cette approche est relativement simple et efficace. Toutefois, les interrupteurs sont constamment en commutation pour obtenir la tension désirée augmentant ainsi les pertes par commutation du convertisseur. Lorsque la commande est nulle selon cette approche, la tension moyenne appliquée est égale à la moitié de la tension continue. Le signal de commande, normalisé entre -1 et 1, permet de varier la tension appliquée entre la pleine tension disponible et 0. Ceci offre une amplitude maximale de l'onde modulée égale à la moitié de la tension continue. Le niveau de tension moyen du neutre de la machine est donc toujours égal à la moitié de la tension continue.

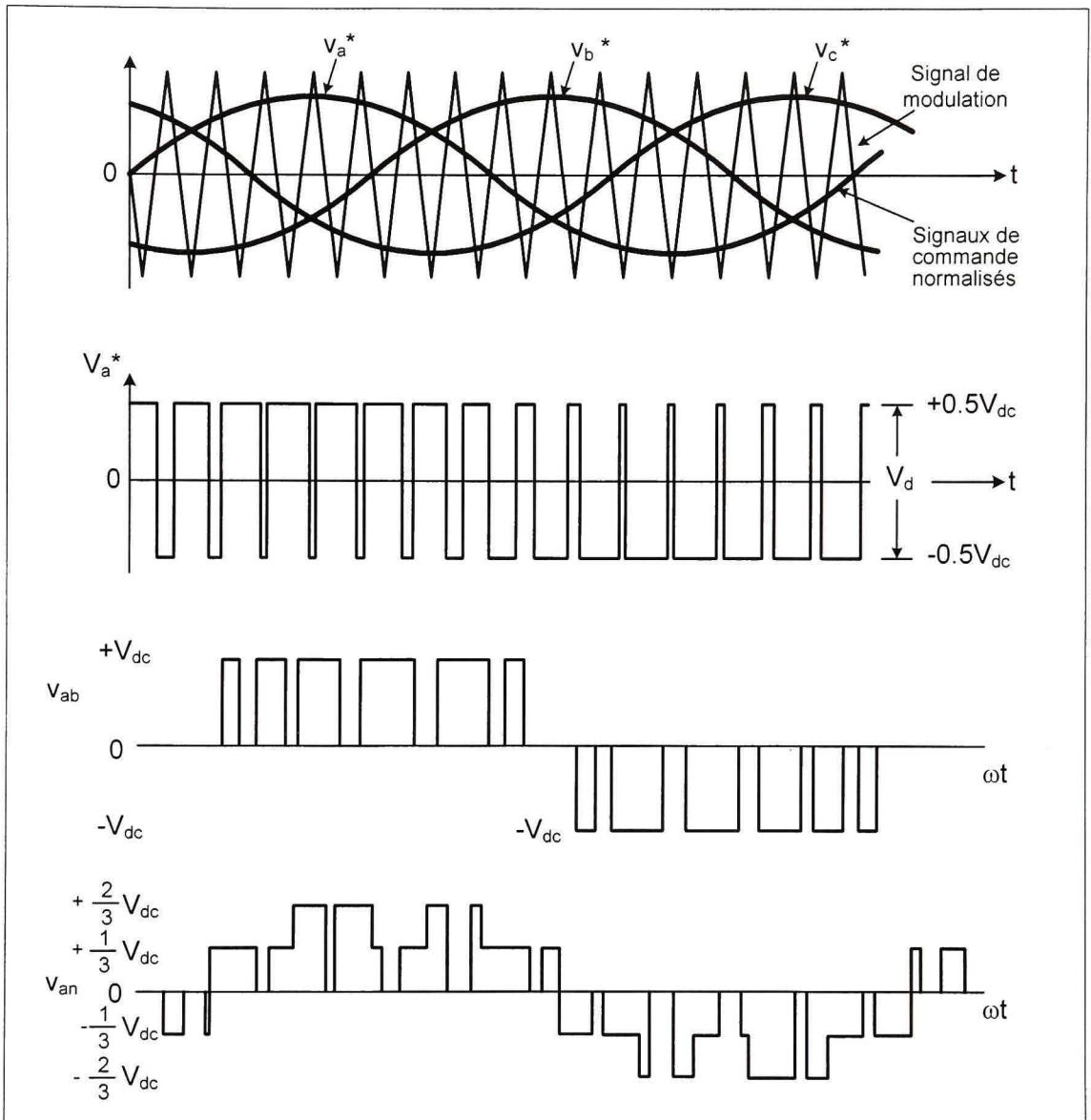


Figure 1.6 Exemple de modulation sinus triangle.
Tiré de (Bose, 2006)

1.3.1.3 Modulation vectorielle

La modulation vectorielle ne doit pas être confondue avec la commande vectorielle. Cette technique considère l'onduleur triphasé comme un tout, tandis que la modulation sinus triangle considère chaque demi-pont de façon indépendante. Puisque les phases statoriques sont connectées en Y et que le neutre est flottant, il est possible de commander les trois phases comme un tout. Cette technique permet la variation du niveau de tension du neutre de la MSAP par rapport à la masse de l'onduleur. Il est ainsi possible d'appliquer des tensions sinusoïdales équilibrées d'amplitudes allant jusqu'à 15% supérieur par rapport à la modulation sinus triangle ($1/\sqrt{3}$ vs $1/2$). Le prix à payer se situe au niveau du calcul nécessaire pour atteindre cet objectif. La notion de vecteur est introduite pour considérer l'angle vers lequel l'onduleur applique la tension. Cet axe de tension est fonction de chaque phase considérant que les phases sont déphasées de 120 degrés. Ainsi, les vecteurs V1, V3 et V5 correspondent aux trois vecteurs de phases conventionnels et les vecteurs V2, V4 et V6 sont le prolongement négatif des trois premiers vecteurs en appliquant la tension de façon inverse comme présenté à la Figure 1.7. Les vecteurs V0 et V7 sont des vecteurs de tension nuls représentant les trois interrupteurs du haut de chaque demi-pont dans un même état. Selon cette technique, la tension de référence indiquée par v^* est représentée dans le plan $\alpha\beta$.

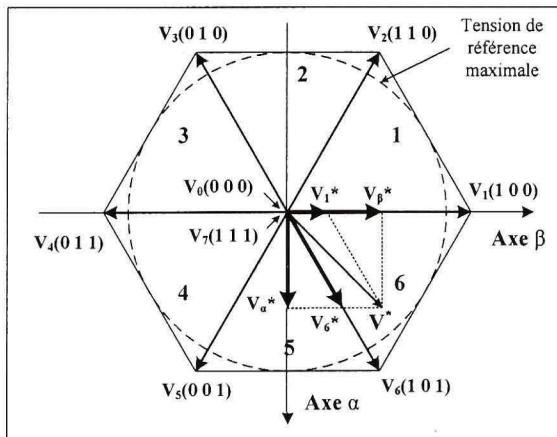


Figure 1.7 Représentation vectorielle des tensions appliquées par l'onduleur.
Tiré de (Bose, 2006)

Ce principe est une représentation orthogonale biphasée des trois phases. La transformation de Clarke permet de transformer les signaux vers cette représentation. Mathématiquement :

$$f_{\beta\alpha 0s} = K_s^s \cdot f_{abcs} \quad (1.1)$$

Où :

$$K_s^s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

La matrice de transformation est inversible permettant ainsi de transformer les signaux vers la représentation conventionnelle:

$$f_{abcs} = (K_s^s)^{-1} \cdot f_{\beta\alpha 0s} \quad (1.3)$$

Où :

$$(K_s^s)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Lorsque les trois phases sont équilibrées, c'est-à-dire que chaque phase a un signal d'amplitude équivalente et bien déphasés de 120° l'une par rapport à l'autre, la composante homopolaire, notée « 0 », est toujours nulle (Krause et al., 2002). D'un autre point de vue, peu importe l'amplitude des signaux, si le neutre est isolé, la somme des trois signaux est toujours nulle. La composante homopolaire l'est donc également (Vas, 1998). La transformation peut donc être simplifiée de la façon suivante :

$$f_{\beta\alpha s} = K_s^s \cdot f_{abcs} \quad (1.5)$$

Où :

$$K_s^s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Dans le cas de la matrice de transformation inverse :

$$f_{abcs} = \left(K_s^s \right)^{-1} \cdot f_{\beta\alpha s} \quad (1.7)$$

Où :

$$\left(K_s^s\right)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Tableau 1.2

Vecteurs de tension appliqués aux phases statoriques en fonction des états possibles des interrupteurs de puissance

Tiré de (Yu, 1999) et (Fortin-Blanchette, 2003)

La transformation de Clarke peut se représenter selon deux standards. Selon (Grellet et Clerc, 1997), cette transformation doit être multipliée par la constante $\sqrt{2/3}$ pour rendre la matrice orthonormée, alors que (Krause et al., 2002) propose la constante $2/3$. Dans le cadre de cette étude, l'option de Krause a été retenue puisque les développements de cette étude reposent grandement sur ses travaux.

Les vecteurs appliqués par l'onduleur sont sélectionnés en fonction du secteur dans lequel se situe le vecteur de tension de commande. Les vecteurs choisis sont les vecteurs adjacents au secteur occupé par le vecteur de commande. Selon l'exemple de tension de commande de la Figure 1.7, la tension commandée se situe dans le secteur 6. Les vecteurs V_1 et V_6 sont alors utilisés. L'amplitude de la tension commandée indique l'indice de modulation à appliquer aux vecteurs sélectionnés. Le niveau de tension commandé peut être représenté par rapport aux vecteurs V_1 et V_2 ainsi :

$$v_{\alpha}^* = \frac{t_1}{T} v_{\alpha 1} + \frac{t_2}{T} v_{\alpha 2} \quad (1.9)$$

$$v_{\beta}^* = \frac{t_1}{T} v_{\beta 1} + \frac{t_2}{T} v_{\beta 2} \quad (1.10)$$

Où $v_{\alpha X}$ et $v_{\beta X}$ représentent les composantes des tensions v_{α} et v_{β} selon l'axe du vecteur V_X , X étant le numéro du vecteur utilisé et T les temps de la période de modulation. Les valeurs de ces tensions sont présentées dans le

Tableau 1.2. En isolant les temps t_1 et t_2 des deux dernières équations, nous obtenons :

$$t_1 = T \left(\frac{v_{\alpha}^* \cdot v_{\beta 2} - v_{\alpha 2} \cdot v_{\beta}^*}{v_{\alpha 1} \cdot v_{\beta 2} - v_{\alpha 2} \cdot v_{\beta 1}} \right) \quad (1.11)$$

$$t_2 = T \left(\frac{v_{\alpha 1} \cdot v_{\beta}^* - v_{\alpha}^* \cdot v_{\beta 1}}{v_{\alpha 1} \cdot v_{\beta 2} - v_{\alpha 2} \cdot v_{\beta 1}} \right) \quad (1.12)$$

En substituant les tensions $v_{\alpha X}$ et $v_{\beta X}$ dans ces deux équations, nous obtenons les temps d'application des vecteurs associés aux différents secteurs. La liste de ces temps est présentée au Tableau 1.3. La somme des deux temps d'application des vecteurs n'est pas nécessairement égale à T. Il y a donc une période de temps durant laquelle aucune tension n'est appliquée. Normalement, ce temps nommé t_0 est distribué équitablement entre les deux vecteurs nuls V_7 et V_0 . Cette disposition minimise la présence d'harmoniques à hautes fréquences (Bose, 2002). Le type de modulation résultant est présenté à la Figure 1.8.

Tableau 1.3

Temps d'application des vecteurs relatifs au secteur sélectionné
en fonction de la tension commandée
Tiré de (Grellet et Clerc, 1997)

Secteur	Temps d'application des vecteurs utilisés	
1	$t_1 = \frac{T}{Vdc} \left(\frac{\sqrt{3} \cdot v_\alpha}{2} + \frac{3 \cdot v_\beta}{2} \right)$	$t_2 = \frac{T}{Vdc} \left(-\sqrt{3} \cdot v_\alpha \right)$
2	$t_2 = \frac{T}{Vdc} \left(\frac{-\sqrt{3} \cdot v_\alpha}{2} + \frac{3 \cdot v_\beta}{2} \right)$	$t_3 = \frac{T}{Vdc} \left(\frac{-\sqrt{3} \cdot v_\alpha}{2} - \frac{3 \cdot v_\beta}{2} \right)$
3	$t_3 = \frac{T}{Vdc} \left(-\sqrt{3} \cdot v_\alpha \right)$	$t_4 = \frac{T}{Vdc} \left(\frac{\sqrt{3} \cdot v_\alpha}{2} - \frac{3 \cdot v_\beta}{2} \right)$
4	$t_4 = \frac{T}{Vdc} \left(\frac{-\sqrt{3} \cdot v_\alpha}{2} - \frac{3 \cdot v_\beta}{2} \right)$	$t_2 = \frac{T}{Vdc} \left(\sqrt{3} \cdot v_\alpha \right)$
5	$t_5 = \frac{T}{Vdc} \left(\frac{\sqrt{3} \cdot v_\alpha}{2} - \frac{3 \cdot v_\beta}{2} \right)$	$t_6 = \frac{T}{Vdc} \left(\frac{\sqrt{3} \cdot v_\alpha}{2} + \frac{3 \cdot v_\beta}{2} \right)$
6	$t_6 = \frac{T}{Vdc} \left(\sqrt{3} \cdot v_\alpha \right)$	$t_1 = \frac{T}{Vdc} \left(\frac{-\sqrt{3} \cdot v_\alpha}{2} + \frac{3 \cdot v_\beta}{2} \right)$

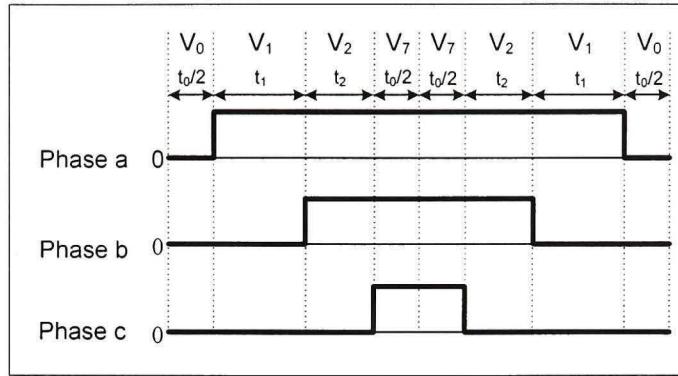


Figure 1.8 Exemple de modulation triphasée effectuée selon la technique de modulation vectorielle.
Tiré de (Bose, 2006)

1.3.2 Onduleur source de courant contrôlé

Les onduleurs commandés en source de courant ont l'avantage de contrôler directement la variable qui engendre le couple. Cette technique engendre une plus grande robustesse aux variations des paramètres de la machine comme la variation de la résistance des phases en fonction de la température. Aussi, les sources de courant contrôlée ont l'avantage d'être plus sécuritaires advenant le cas d'un défaut comme un court-circuit entre deux phases. (Krause et al., 2002)

1.3.2.1 Modulation par hystérésis

La modulation par hystérésis est très simple à implémenter. Elle consiste à comparer le courant mesuré par rapport au courant commandé. Lorsque le courant commandé est plus faible que le courant réel, la phase est mise à la masse par l'onduleur. Dans le cas contraire, la phase est connectée à la borne positive de la tension continue. Cette comparaison peut être effectuée de façon logicielle ou électronique. Par contre, il n'y a aucun contrôle sur la fréquence des commutations des interrupteurs de puissance selon ce principe. La largeur de bande d'hystérésis fixant les bornes supérieures et inférieures

de transitions permet de diminuer ces commutations, mais le courant résultant contient davantage d'harmoniques. D'un autre côté, si la bande d'hystérésis est très mince voir nulle, la fréquence de commutation n'a théoriquement aucune limite. La seule limite pratique est la fréquence d'échantillonnage si la comparaison est logicielle, ou le temps de réponse des comparateurs matériels. Dans ce cas, la bande d'hystérésis n'est pas parfaitement respectée.

1.3.3 Onduleurs commandés en tension régulés par une boucle de courant

Les avantages des deux techniques peuvent être rassemblés en utilisant un onduleur commandé en tension mais régulé en courant. C'est-à-dire que la tension commandée est définie par une boucle de commande de courant. Si cette boucle de commande est très rapide, le système peut avoir les avantages d'une source de courant tout en étant une source de tension.

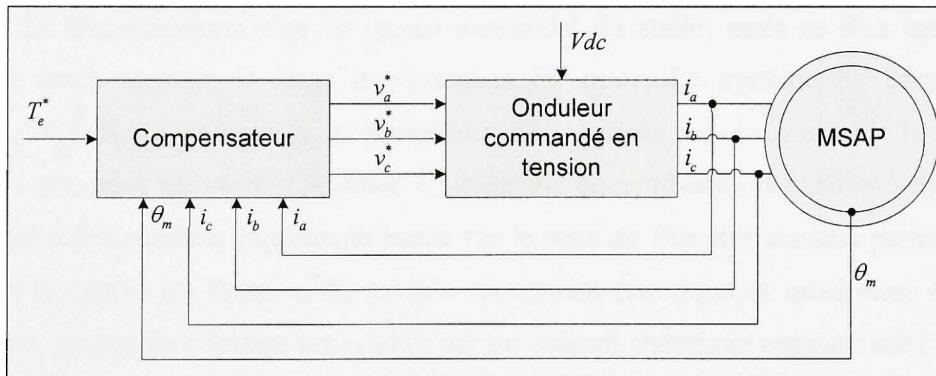


Figure 1.9 Schéma de principe d'un onduleur commandé en tension régulé par une boucle de courant.

1.4 Principes de commande applicables à une MSAP sinusoïdale

Il existe diverses façons de commander une MSAP mais depuis quelques décennies, deux grands types de commandes se démarquent lorsque le contrôle doit être performant. Ces techniques sont la commande vectorielle et la commande directe du

couple. Ces deux commandes sont souvent nommées commandes instantanées de couple (Vas, 1998). La commande vectorielle est apparue avant la commande directe de couple et les deux méthodes ont connu divers ajouts et modifications pour tenter de les optimiser. Souvent, une optimisation utilisée avec une méthode peut également être utilisée avec l'autre. Bref ces deux commandes sont deux grands principes divergents dans leur approche mais ont le même but : contrôler le couple d'une façon optimale.

1.4.1 Commande vectorielle

La commande vectorielle contrôle les courants des phases statoriques en fonction du module et de l'angle désirés pour s'assurer que ceux-ci soit sinusoïdaux et toujours en quadrature avec le flux rotorique. Puisque la machine utilisée est synchrone, l'angle du flux est intimement lié à la position des aimants permanents et donc du rotor. Le module du flux est fixe au rotor et le module des courants au stator est fixé selon le couple désiré. Le flux rotorique utile est perçu sinusoïdal du stator, mais ce flux est perçu comme étant constant si nous le regardons du rotor. Le système de commande vectorielle exploite ce concept en transformant les paramètres et signaux de la MSAP pour les visualiser par rapport au rotor. Cela permet de représenter les courants de phase dans une représentation cartésienne basée sur le sens du flux des aimants permanents. Puisque le couple est fonction du module du courant statorique en quadrature au flux rotorique, un couple constant est produit par un courant statorique constant sur l'axe en quadrature de cette nouvelle représentation cartésienne. Cette particularité est fort intéressante car le flux sinusoïdal est perçu constant dans cette représentation. Pour passer du référentiel fixe du stator au référentiel tournant du rotor, la transformation de Park est utilisée. Le système de commande contrôle donc le courant dans le plan nommé quadrature-direct (qd). Puisque les courants statoriques ainsi transformés sont maintenant constants, ils sont normalement compensés par deux contrôleurs proportionnel-intégral (PI) pour atteindre leur consigne de façon indépendante selon l'axe q et l'axe d.

1.4.1.1 Transformation de Park

Plusieurs personnes ont imaginé des transformations de référentiel afin de faciliter l'analyse et le contrôle de machines électriques triphasées comme l'explique (Krause et al., 2002). Toutes ces représentations se ressemblent et diffèrent seulement selon la référence souhaitée. Park a présenté cette transformation pour se référencer au rotor des machines synchrones; ce qui est intéressant dans notre application. Cette transformation est générale et influence autant les paramètres de la machine que les signaux. Bref, toute la représentation normalement basée sur la référence fixe au stator est considérée comme étant vue du rotor et tournant à la même vitesse que celui-ci. Mathématiquement, le système d'équations triphasé du stator est transformé en un système d'équations référencé selon l'axe direct du flux rotorique nommé d, l'axe en quadrature au flux nommé q et l'axe homopolaire nommé 0. L'axe homopolaire est souvent omis des développements mathématiques ou d'analyses car il est nul lorsque le système triphasé du stator est équilibré comme déjà expliqué. Mathématiquement, cette transformation est la suivante :

$$f_{qd0s} = K_s^r \cdot f_{abcs} \quad (1.13)$$

Où :

$$K_s^r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - 2\pi/3) & \sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Pour la matrice de transformation inverse :

$$f_{abcs} = (K_s^r)^{-1} \cdot f_{qd0s} \quad (1.15)$$

Où :

$$(K_s^r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 1 \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \sin(\theta_r - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \sin(\theta_r + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Cette transformation ressemble beaucoup à la transformation de Clarke présenté en 1.3.1.3. En fait, elle diffère seulement par son référentiel fixé au rotor tandis que la transformation de Clarke conserve son référentiel au stator. Bref la transformation de Park utilisée en posant $\theta = 0$ équivaut à la transformation de Clarke. Il est possible de passer d'une transformation à l'autre sans revenir à la représentation conventionnelle. La matrice de transformation pour passer du stator vers le rotor est présenté en (1.18) tandis que son inverse pour passer du rotor au stator est présenté en (1.19).

$$f_{q0s} = K_s^r \cdot f_{abcs} \quad (1.17)$$

$${}^s K_s^r = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

$${}^r K_s^s = ({}^s K_s^r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

En omettant la composante homopolaire, la transformation de Park peut s'écrire :

$$f_{qds} = K_s^r \cdot f_{abcs} \quad (1.20)$$

Où :

$$K_s^r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - 2\pi/3) & \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Pour la matrice de transformation inverse :

$$f_{abcs} = \left(K_s^r \right)^{-1} \cdot f_{qd0s} \quad (1.22)$$

Où :

$$\left(K_s^r \right)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Les matrices de transformation de Clarke vs Park deviennent :

$${}^s K_s^r = \left({}^r K_s^s \right)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

$${}^r K_s^s = \left({}^s K_s^r \right)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

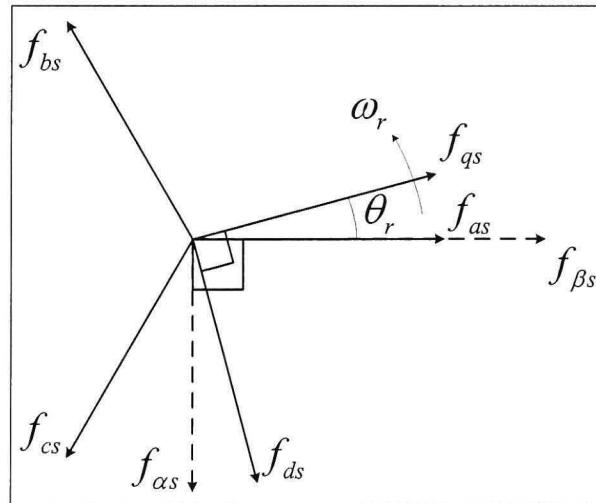


Figure 1.10 Représentation vectorielle des trois phases et leur représentation dans les référentiels cartésiens référencés au stator ($\alpha\beta$) et référencés au rotor (qd)

La représentation des plans cartésiens présentés à la Figure 1.10 peut varier selon le type d'ouvrages consultés. La Figure 1.11 présente les deux options relevées dans la littérature. La représentation (A) est relativement plus courante. Par contre, seul un déphasage de 90 degrés existe entre les deux représentations. Il suffit de conserver le standard choisi tout au long du développement. La tension contre-électromotrice présente à la phase A est nulle lorsque la MSAP tourne et que θ est 0 selon le standard (A) mais elle est maximale selon le standard (B). Enfin, la matrice de transformation présentée auparavant est valide selon le standard (B). Pour le standard (A) la matrice de transformation générale du stator vers le rotor est :

$$f_{qd0s} = K_s^r \cdot f_{abcs} \quad (1.26)$$

Où :

$$K_s^r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

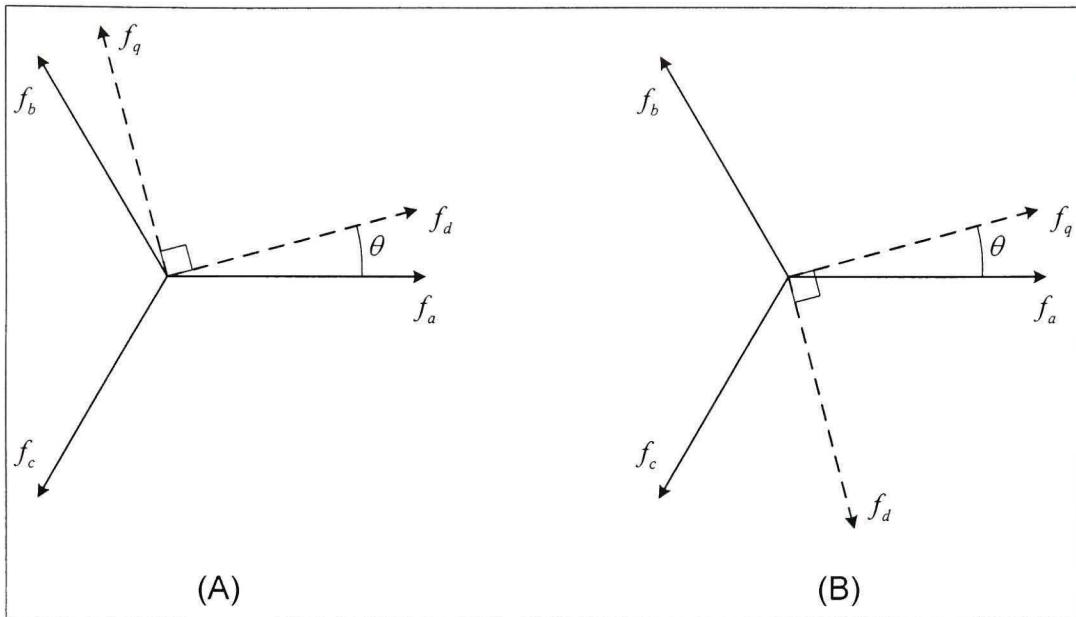


Figure 1.11 Variations possibles des représentations cartésiennes des signaux statoriques selon (Vas, 1998) en (A) et selon (Krause et al., 2002) en (B).

1.4.2 Commande vectorielle sans capteur de position

La commande vectorielle permet une dynamique très performante. Cependant, cette approche nécessite la connaissance précise de la position du rotor en tout temps pour transformer les signaux avec la transformation de Park. Cette information est normalement mesurée par l'intermédiaire d'un encodeur de position mécanique fixé sur l'arbre du rotor. Cet équipement est dispendieux et sa fragilité diminue la robustesse du système. Plusieurs recherches tentent donc d'enlever la nécessité de ce capteur. La plupart des approches répertoriées sont basées sur différents concepts d'estimateur. Par exemple, il y a l'estimation de la position par la tension contre-électromotrice, par la variation de l'inductance, par l'utilisation d'un filtre de Kalman ou par l'utilisation d'intelligence artificielle (Vas, 1998). Les deux premières techniques, plus répandues, seront détaillées ainsi qu'une technique moins répandue, mais intéressante pour le système actuel, consistant à interpoler les signaux de sondes à effet Hall.

1.4.2.1 Tension contre-électromotrice

La mesure de la tension contre-électromotrice est une technique relativement simple et très efficace d'estimer la position, puisque le niveau de tension contre-électromotrice est fonction de la vitesse et de la position du rotor. Un modèle de la machine peut être développé pour estimer la tension contre-électromotrice selon le courant mesuré et la vitesse de rotation du rotor (Zambada, 2007). Cette technique offre une alternative intéressante à mesurer directement la tension aux bornes des phases qui nécessiterait l'arrêt de l'onduleur durant cet instant. La position est ainsi obtenue par l'estimation de la tension contre électromotrice. Il faut toutefois que la tension contre-électromotrice soit grande pour pouvoir estimer la position du rotor. Cela implique qu'il est impossible d'estimer la position lorsque la machine ne tourne pas avec cette approche car aucune tension contre-électromotrice n'est produite. Ce concept s'apprête bien à des applications où le rotor est démarré en boucle ouverte ou entraîné par un élément externe. Dans le contexte du système où les départs et les arrêts sont fréquents, cette technique n'est pas applicable à elle seule.

1.4.2.2 Variations de l'inductance

L'approche par variations d'inductances permet d'estimer la position peu importe la vitesse de rotation même si elle est nulle. Le concept repose sur la quantification des inductances de l'axe q et l'axe d pour estimer la position. Pour utiliser ce concept, l'inductance de la MSAP doit varier en fonction de la position. Cette variation peut provenir de saillances géométriques, normalement dues à l'insertion des aimants permanents dans le fer rotorique, ou de saturations magnétique des dents du stator. Ainsi, même une MSAP à pôles lisses peut présenter des variations d'inductances (Schroedl, 1996). Par contre, si la MSAP ne présente aucune variation d'inductance, alors cette méthode ne peut être utilisée. De plus, l'implémentation d'un algorithme de position de cette famille est normalement considérée plus complexe.

1.4.2.3 Sonde à effet Hall

Une approche rarement utilisée, mais intéressante dans le contexte de la présente étude, est l’interpolation de la position des sondes à effet Hall. Puisque la MSAP utilisée contient trois sondes à effet Hall, l’information de la position est connue de façon précise à chaque 60 degrés électriques. En posant la vitesse de rotation fixe entre deux transitions de sondes, il est possible d’estimer la position en interpolant le délai écoulé depuis une dernière transition de sonde en fonction du délai mesuré entre les deux dernières transitions de sondes (Morimoto, Sanada et Takeda, 1996). Cette approche est très simple à implémenter mais comporte plusieurs hypothèses comme l’accélération nulle durant l’interpolation et la position absolue de la sonde à effet Hall (D’Angelo et Moselli, 2007).

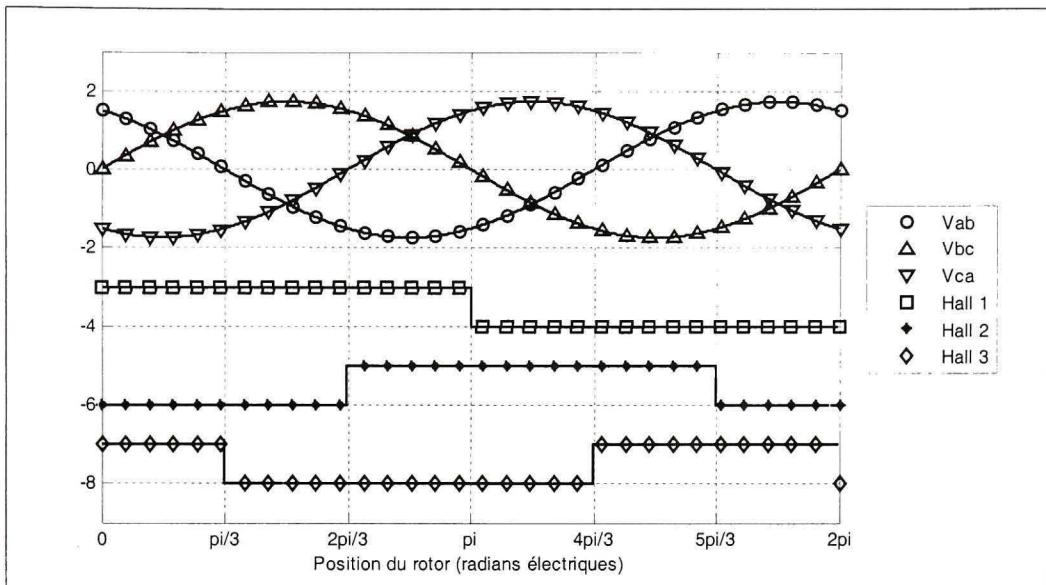


Figure 1.12 Tension contre-électromotrice ligne-ligne et niveaux des sondes à effet Hall en fonction de la position du rotor.

1.4.3 Commande directe du couple

La commande directe de couple (DTC) fait partie de la famille des commandes instantanées de couple tout comme la commande vectorielle. Dernière venue et mise en marché par l'entreprise ABB, cette approche considère le contrôle du couple et du flux du stator sans changement de référentiel comparativement à la commande vectorielle. Elle utilise seulement la transformation de Clarke pour représenter les signaux statoriques sous forme orthogonale. Aucun compensateur n'est utilisé selon cette technique; une commande par hystérésis est plutôt utilisée pour contrôler la bande acceptable de flux et de couple en fonction des consignes et des mesures comme présenté à la Figure 1.13.

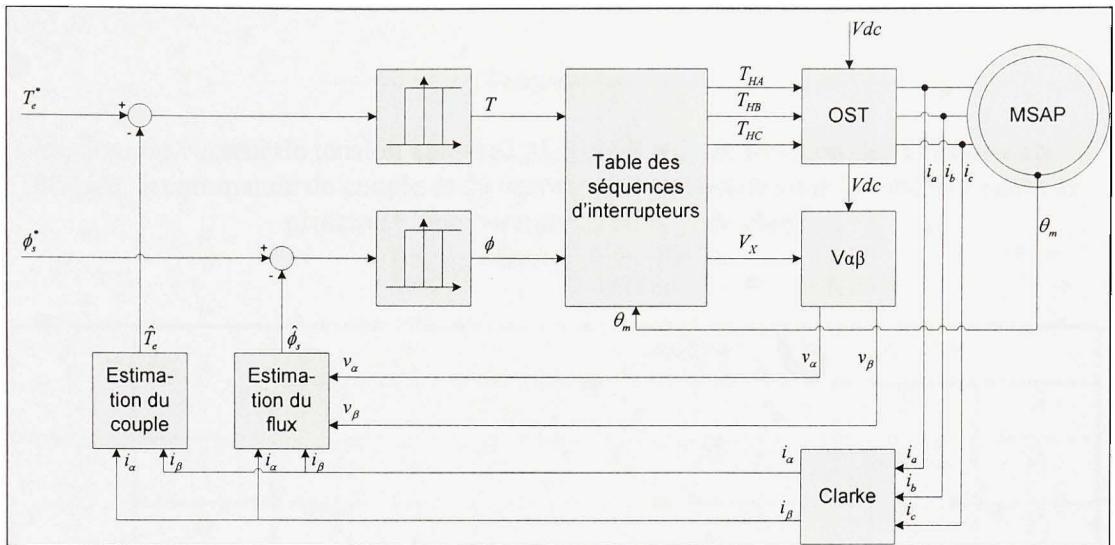


Figure 1.13 Schéma bloc de la commande directe du couple.
Tiré de (Zhong et al., 1997)

Les mêmes vecteurs de tension applicables par un onduleur triphasé, présenté lors de la modulation vectorielle, sont utilisés pour commander la MSAP sans toutefois appliquer de modulation par largeur d'impulsion. Bref, les vecteurs sont appliqués à 100% lorsqu'ils sont sélectionnés. La boucle de contrôle doit donc être très rapide pour minimiser l'ondulation de couple. La sélection des vecteurs appliqués est fonction de la commande sortant des deux fonctions d'hystérésis de couple et de flux selon le Tableau 1.4. La DTC est une approche très intéressante car elle a l'avantage d'être moins sensible que la commande vectorielle par rapport à la position du rotor. Elle a également l'avantage de n'avoir aucun gain à calculer comparativement à une commande de type proportionnel intégral. Par contre, cette commande hérite du lot d'inconvénients reliés à la commande par hystérésis présentée en 1.3.2.1. Elle nécessite également l'estimation du couple et du flux générés par la machine par un estimateur, ce qui complexifie l'implémentation. Puisqu'il n'y a aucune commande de courant, le circuit est moins protégé contre les court-circuits. En somme, ces deux commandes se font compétition dans les contrôleurs d'aujourd'hui.

Tableau 1.4

Sélection du vecteur de tension appliquée par l'onduleur en fonction de la commande de flux, de la commande de couple et du secteur dans lequel se situe la machine selon le principe d'une commande directe de couple

Tiré de (Zhong et al., 1997)

ϕ	T	Secteur					
		1	2	3	4	5	6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

1.4.4 Commande non linéaire par mode de glissement

La commande par mode de glissement (SMC) fait partie de la famille des commandes non linéaires développées en U.R.S.S. dans les années 60 (Sabanovic et al., 2004). D'un point de vue général, le système à contrôler est conçu d'un onduleur triphasé alimentant une MSAP et ces deux systèmes comportent des dynamiques non linéaires. Cette commande est donc utilisée dans le but de contrôler ce système en tenant compte de ces non-linéarités (Sabanovic et Bilalovic, 1989). Aussi, la commande par mode de glissement offre une grande robustesse face aux variations des paramètres du système commandé. La SMC implique une commande discontinue qui s'avère très intéressante dans le contexte d'un convertisseur MLI puisque l'onduleur est constitué d'interrupteurs appliquant des tensions discontinues (Sabanovic et al., 2004). L'approche de cette commande est passablement différente. Elle considère de façon conceptuelle un plan de l'erreur dans lequel est représentée une fonction de glissement appelé « surface » de glissement. Cette fonction est d'un ordre de moins que le système à contrôler comme

présenté à la Figure 1.14. La commande par mode de glissement est constituée de deux étapes distinctes. La première étape consiste à forcer l'erreur à rejoindre la surface de glissement. Par la suite le « mode de glissement » survient. L'erreur diminue suivant cette surface qui est indépendante des paramètres du système. Par contre, une ondulation à haute fréquence survient lorsque l'erreur atteint la surface de glissement, puisque l'atteinte de cette surface n'est jamais parfaite de façon pratique. Ainsi, la section de la commande permettant d'atteindre la surface oscille continuellement de part et d'autre de celle-ci. Il existe différentes techniques pour diminuer ces oscillations, soit en laissant une plage d'hystérésis autour de la surface par exemple ou en variant la constante d'attraction de cette surface. Une nouvelle approche développée par (Fallaha, 2007) permet de modifier le gain d'attraction de façon exponentielle lorsque l'erreur s'approche de la surface de glissement. Ce principe semble diminuer les oscillations de façon substantielle sans toutefois modifier le temps d'atteinte de la surface de glissement. L'application de cette commande sera présentée en détails au CHAPITRE 6.

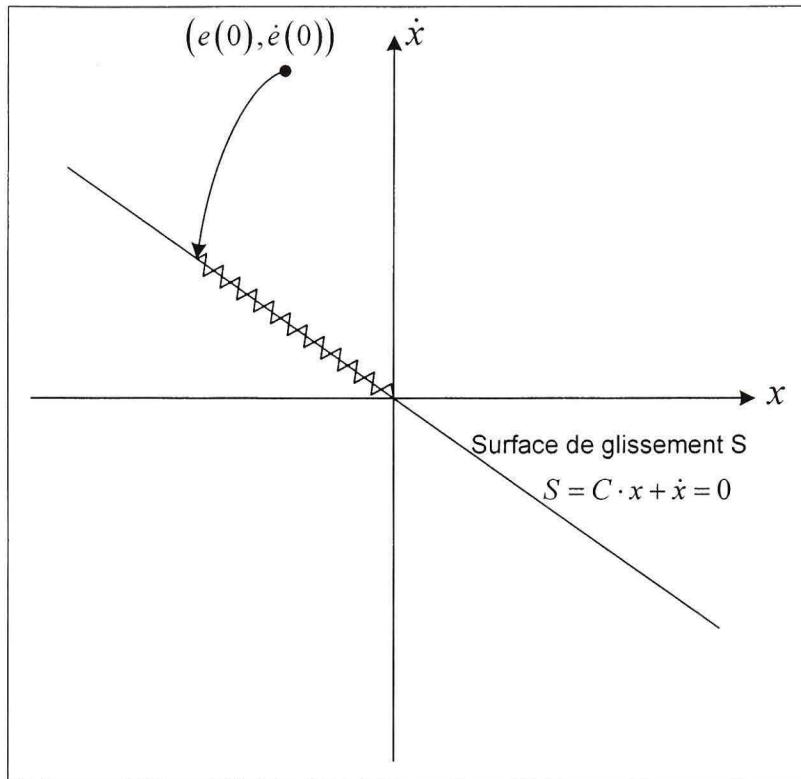


Figure 1.14 Représentation conceptuelle de la commande par mode de glissement pour le cas d'un système d'ordre 2.
Tiré de (Sabanovic et al., 2004)

1.5 Conclusion

Plusieurs algorithmes de commande applicable à une MSAP ont été présentés dans ce chapitre. La commande 180 degrés, utilisée actuellement dans le système BionX, engendre de grandes ondulations de couple indésirables. Afin d'enrayer ce problème la commande vectorielle est sélectionnée et mise à l'essai. L'algorithme d'estimation de la position par l'interpolation des sondes à effet Hall sera également implémenté afin de rendre la commande vectorielle utilisable dans le système sans encodeur de position. Finalement, la commande par mode de glissement sera analysée. Pour faire ces études, un environnement d'essais doit être conçu pour analyser ces différents types de commande sur la machine réelle.

CHAPITRE 2

FABRICATION DU BANC D'ESSAI

2.1 Introduction

Un banc d'essai a été conçu pour expérimenter différents types de contrôle sur la MSAP dans un environnement pouvant reproduire son contexte d'utilisation réel. Le banc d'essai a été conçu selon la structure présentée à la Figure 2.1. Les composantes se distinguent en deux grandes catégories selon leur nature mécanique ou électrique.

2.2 Section mécanique

La section mécanique est définie par toutes les composantes connectées entre elles par l'arbre mécanique. Elle contient donc les deux machines électriques et les instruments de mesures d'ordre mécanique comme le capteur de couple et l'encodeur de position.

2.2.1 Machine synchrone à aimants permanents BionX

La machine électrique sous étude est une machine synchrone à aimants permanents triphasée, à bobinages regroupés. Ce moteur roue de 4 kg développe une puissance nominale de 350 W et une puissance de pointe de 700 W. Il peut fournir un couple nominal de 10 N.m et un couple maximal de 32 N.m. Conçu à l'Université Laval et sous brevet, cette machine comporte 24 encoches statoriques et 11 paires de pôles au rotor. La distribution du flux magnétique utile des aimants permanents est sinusoïdale. La propriété des pôles regroupés au stator permet une diminution de la longueur de fils de cuivre dans le bobinage, réduisant ainsi les pertes par effet Joule au stator. Ce point est particulièrement influent lorsque la longueur axiale de la machine est petite (Cros et Viarouge, 2002). Le positionnement des bobines facilite également la fabrication de la machine électrique. La modélisation de cette MSAP sera décrite au CHAPITRE 3.

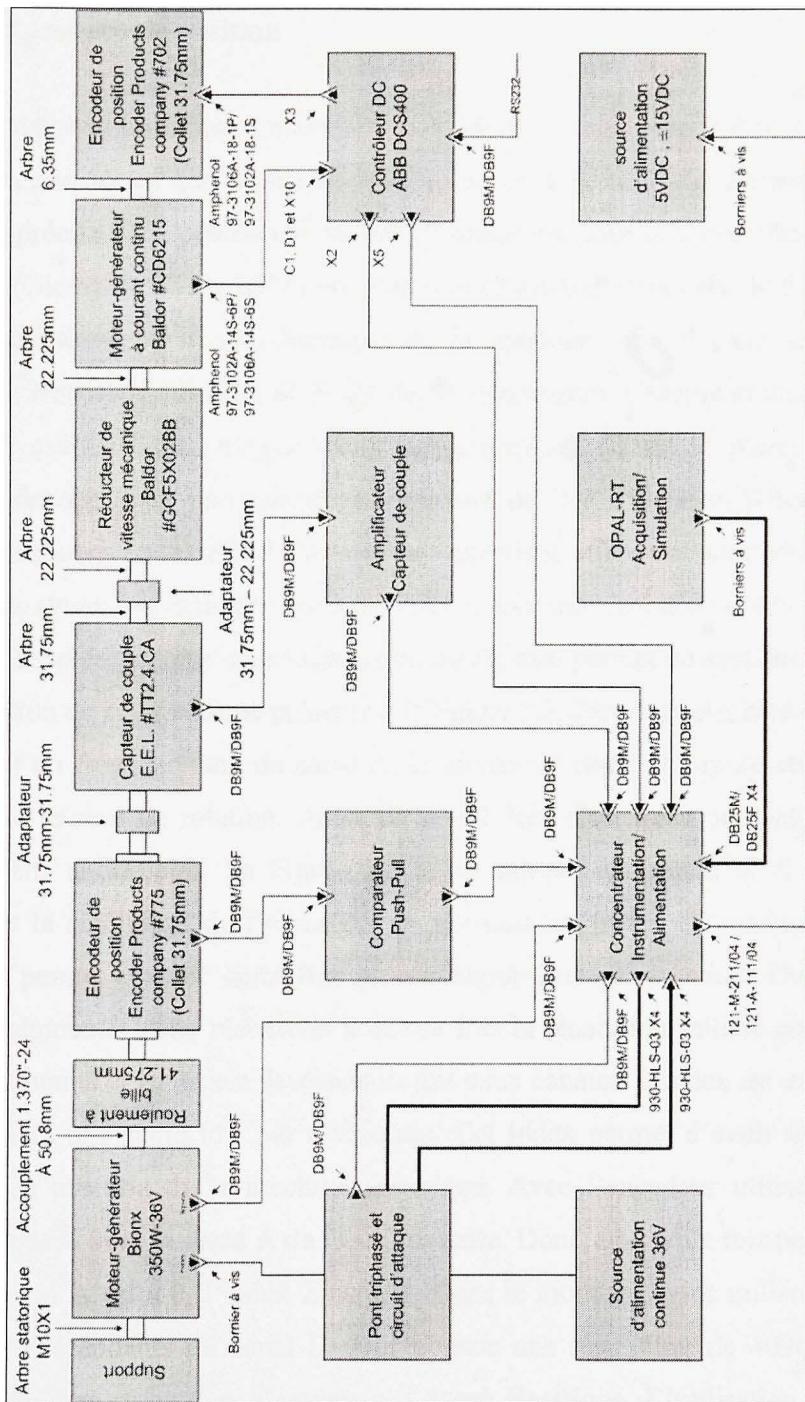


Figure 2.1 Représentation conceptuelle des composantes et interconnexions du banc d'essai.

2.2.2 Encodeur de position

L'encodeur de position utilisé a une résolution de 2048 impulsions par révolution (IPR) et offre deux canaux en quadrature ainsi qu'un index. Cet encodeur permet d'avoir une information précise de la position de la MSAP nécessaire pour concevoir une commande vectorielle. (Gieras et Wing, 2002) propose une résolution minimale de 6 bits, soit 64 états ou impulsions par cycle électrique de la machine, afin d'avoir une précision adéquate. La résolution est ainsi de 5.625 degrés électriques. Comme la machine BionX comporte 11 cycles électriques par rotation mécanique due à ses 11 paires de pôles au rotor, nous devons avoir une résolution minimale de 704 IPR selon (Gieras et Wing, 2002). La résolution de 2048 IPR fournie par l'encodeur utilisé est donc très convenable puisque nous avons 186 états par cycle électrique, soit une résolution d'environ 2 degrés électriques. La présence des deux signaux en quadrature permet au système de savoir le sens de rotation du rotor comme présenté à la Figure 2.2. Par exemple, si la détection est effectuée sur un front montant du canal A, le niveau du canal B lors de cette transition nous indique le sens de rotation. Ainsi, si $B = 1$ lors d'un front montant, l'encodeur tourne en sens antihoraire. La Figure 2.2 nous indique également qu'il est possible d'augmenter la résolution de l'encodeur en utilisant les fronts descendants du même canal. Ceci permet d'avoir deux fois plus d'impulsions par rotation. De plus, il est possible d'augmenter cette résolution à quatre fois la résolution initiale en considérant les fronts montants et les fronts descendants des deux canaux. L'index est une impulsion qui se présente une seule fois par révolution. Cet index permet d'avoir une référence absolue de la position de la machine électrique. Avec l'encodeur utilisé, l'index se présente en phase avec le canal A de façon inversée. Donc, une seule fois par révolution, lorsque le canal A est à 0, l'index Z est à 1. Dans le montage, nous utilisons les fronts montants et descendants du canal B pour obtenir une résolution de 4096 IPR. Nous obtenons ainsi une résolution d'environ un degré électrique. L'utilisation du Canal B nous permet d'avoir l'impulsion de l'index déphasée de 90° enlevant ainsi l'ambiguïté du niveau du canal utilisé par rapport à la transition de l'index.

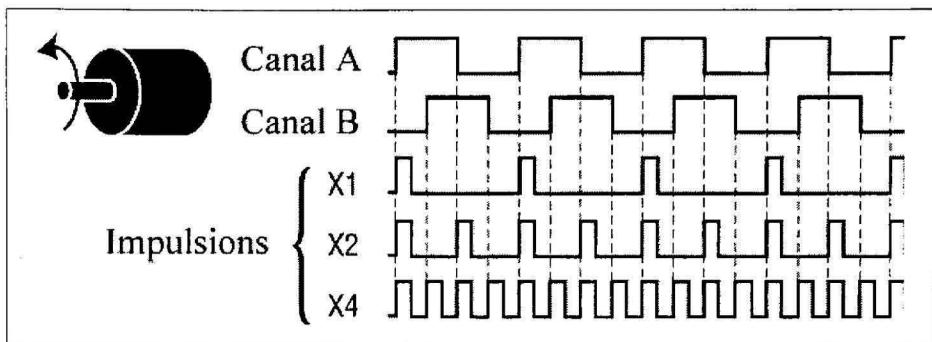


Figure 2.2 Impulsions en quadrature d'un encodeur de position.

Tiré de (*Encoder applications handbook*, 2003)

2.2.3 Capteur de couple

Le capteur de couple permet de mesurer le couple transmis par l'arbre entre la machine BionX et la MCC. Il est important de mesurer le couple mécanique car cette information permet de calculer la puissance mécanique produite ou absorbée par la MSAP. Ce capteur de couple est conçu d'une jauge de contrainte posée sur l'arbre tournant et connectée par des bagues. Le signal envoyé par ce capteur de couple est très faible : de l'ordre de quelques centaines de microvolts.

2.2.4 Machine à courant continu et son encodeur

La MCC est utilisée dans le montage pour imposer une charge mécanique à la machine étudiée. Elle peut également être utilisée en mode moteur afin d'expérimenter le comportement de la MSAP en mode générateur. Cette MCC, d'une puissance de 1119 Watts (1.5 CV), provient du fabricant Baldor. Un second encodeur de position est installé sur cette machine, permettant ainsi d'obtenir une référence de vitesse précise nécessaire au contrôleur de la MCC. La nécessité de ce second encodeur repose sur le jeu présent dans les adaptateurs entre les deux machines et le capteur de couple. L'information du premier encodeur par rapport à la machine à courant continu est donc biaisée.

2.3 Section électrique

La section électrique comprend tous les instruments de mesure de nature électrique, comme les instruments de contrôle et les sources d'alimentation électrique. Il est à noter que plusieurs instruments présentés dans cette section ont été fabriqués spécifiquement pour ce banc d'essai.

2.3.1 Convertisseur triphasé et circuit d'attaque

Le convertisseur triphasé et le circuit d'attaque sont les composantes permettant de moduler le courant injecté aux différentes phases du stator selon les calculs effectués par le contrôleur. Le pont triphasé est constitué de six transistors de type MOSFET agencés selon la configuration présenté à la Figure 1.3. Ces transistors reçoivent les signaux de modulation de largeur d'impulsion (MLI) créés par le contrôleur selon le niveau de courant désiré. Le circuit d'attaque, quant à lui, permet d'adapter le signal MLI pour s'assurer que le transistor fonctionne correctement. Bref, ce système, dans son ensemble, permet de transformer un courant continu en trois ondes triphasées sinusoïdales et vice-versa. Le convertisseur agit en onduleur triphasé lorsque la MSAP fonctionne en mode moteur et agit en mode redresseur lorsque la MSAP fonctionne en mode générateur.

2.3.2 Comparateur de type *push-pull*

Le comparateur de type *push-pull* permet d'adapter les signaux de type « collecteur ouvert » venant de l'encodeur en signaux numériques 0 – 5 V. Le signal « collecteur ouvert » est relié à la masse lors de l'état « 0 » et est à haute impédance lors de l'état « 1 ». Ainsi, la sortie du comparateur est à la masse lors de l'état « 0 » et à 5 V dans le cas contraire.

2.3.3 Amplificateur de couple

Puisque le signal du capteur de couple est très faible, il est important d'augmenter son gain afin que le bruit électromagnétique produit par les machines ne camoufle pas l'information. En ce sens, le fil acheminant l'information du capteur à l'amplificateur et le boîtier de l'amplificateur doivent être blindés. L'amplificateur augmente 500 fois le niveau du capteur de couple.

2.3.4 Contrôleur à courant continu

Le contrôleur à courant continu, de la compagnie ABB, permet d'asservir la MCC en vitesse et en couple permettant de contrôler efficacement le type de charge ou d'entraînement imposé à la MSAP. Ce contrôleur est commandé par le simulateur Opal-RT. Il est donc possible de contrôler la MCC en temps réel, en même temps que la MSAP, selon un patron de simulation souhaité. Ainsi, ce système permet de reproduire d'une façon très représentative les charges qui seront imposées à la MSAP dans son contexte réel.

2.3.5 Sources d'alimentation

Les deux sources d'alimentation permettent de fournir la puissance électrique nécessaire au montage. La source de 36 V permet d'alimenter le pont triphasé, tandis que les sources de 5 V et ± 15 V permettent d'alimenter tous les instruments du montage.

2.3.6 Concentrateur instrumentation/alimentation

Le concentrateur est simplement un circuit imprimé conçu de façon à distribuer les diverses alimentations nécessaires aux instruments de mesure et aussi à rassembler tous les signaux d'acquisition ou de contrôle pour les acheminer au simulateur Opal-RT.

2.3.7 Simulateur Opal-RT

Le simulateur Opal-RT permet de concevoir des modèles virtuels sur le logiciel Simulink de Matlab et de les exécuter en temps réel sur une plateforme QNX ou Linux RedHawk dans un ordinateur dédié. Cet ordinateur peut être muni de divers systèmes d'acquisitions numériques et analogiques pour interagir avec le monde réel. Ainsi, il est possible de simuler une partie du système et d'interagir avec des composantes réelles. Dans la présente étude, le contrôleur est simulé avec Opal-RT et interagit avec le banc d'essai. Une configuration de base pour ce produit nécessite un ordinateur conventionnel agissant comme console et un ordinateur dédié agissant comme simulateur. Les deux systèmes communiquent à l'aide d'un lien réseau. Nous pouvons donc contrôler des simulateurs à distance. Le simulateur peut être constitué d'une seule ou de plusieurs machines travaillant en parallèle. Il serait alors possible de simuler des systèmes très complexes, de façon distribuée, fonctionnant à différents pas de simulations. Un lien de communication de type *FireWire* est utilisé entre différents simulateurs afin d'être très rapide. Un système simulé avec cet équipement peut avoir une boucle de simulation très rapide de l'ordre de quelques microsecondes. Pour notre banc d'essai, deux simulateurs sont utilisés. Le premier système simule le contrôleur dans un mode nommé XHP, permettant d'atteindre des temps de boucle de simulation très rapides. Le second simulateur agit comme pont entre le premier simulateur et la console. Il fait donc le lien entre la communication *FireWire* inter simulateurs et le lien réseau avec la console puisqu'un simulateur en mode XHP ne peut plus communiquer par réseau. Dans notre application, plusieurs données de nature électrique et mécanique sont prélevées par des entrées analogiques et numériques. Aussi, quelques signaux sont également générés par le contrôleur afin de commander les interfaces réelles. Tous ces signaux, présentés dans le Tableau 2.1, transitent par l'interface d'acquisition du simulateur. L'utilisation du système Opal-RT facilite la transition de la simulation sur Simulink vers l'expérimentation sur la machine réelle puisque la simulation du contrôleur demeure la même. Aussi, le déverminage du contrôleur est plus conviviale sur cette plateforme.

Tableau 2.1

Liste des signaux interfacés avec le simulateur Opal-RT

Signaux numériques	Signaux analogiques
→□ Encodeur de position - canal A	→□ Tension d'alimentation continue
→□ Encodeur de position - canal B	→□ Courant d'alimentation continue
→□ Encodeur de position - canal Z	→□ Tension Phase A
→□ Sonde à effet Hall A	→□ Courant Phase A
→□ Sonde à effet Hall B	→□ Tension Phase B
→□ Sonde à effet Hall C	→□ Courant Phase B
→□ « Prêt » - Contrôleur CC	→□ Tension Phase C
→□ « En marche » - Contrôleur CC	→□ Courant Phase C
→□ « Vitesse nulle » - Contrôleur CC	→□ Tension d'alimentation de +5V
→□ « Alarme » - Contrôleur CC	→□ Tension d'alimentation de -5V
↔□ Tension de gâchette - Phase A	→□ Vitesse actuelle - MCC
↔□ Tension de gâchette inverse - Phase A	→□ Tension armature - MCC
↔□ Tension de gâchette - Phase B	→□ Couple de la machine BionX
↔□ Tension de gâchette inverse - Phase B	→□ Température de la machine BionX
↔□ Tension de gâchette - Phase B	↔□ Référence de couple - MCC
↔□ Tension de gâchette inverse - Phase C	↔□ Référence de vitesse - MCC
Note : →□ Signal d'acquisition ↔□ Signal de commande	

L'utilisation de ce simulateur a nécessité beaucoup d'apprentissages puisque ce système était une nouvelle acquisition au laboratoire. L'ANNEXE I présente en détails les subtilités du système recensées au cours du projet.

2.4 Conclusion

Ce banc d'essai permet d'évaluer les performances de différents types de commandes analysées avec précision. Le simulateur Opal-RT permet de développer les techniques de commande rapidement sur Simulink et de les analyser sur la MSAP réelle. Le banc d'essai ainsi conçu permet de simuler un environnement réel avec une charge simulée par la MCC et contrôlable par Opal-RT en temps réel. Il est ainsi possible d'effectuer des patrons de tests reliables permettant de comparer les différents principes de commande dans les mêmes conditions. La seule faiblesse de ce banc d'essai est au niveau de l'alimentation continue fournissant l'énergie électrique à la MSAP. Puisque cette alimentation n'est pas bidirectionnelle, la MSAP ne peut être utilisée en mode générateur avec cette source, car l'énergie électrique renvoyée à la source de tension continue risque de l'endommager. Pour palier à ce problème et effectuer des essais en mode générateur, la MSAP a été connectée à une pile lors d'essais en mode régénératif. Avec cet environnement, il est maintenant possible de s'attaquer à la conception de principes de commande. Pour développer ces commandes, il est intéressant de connaître davantage la MSAP commandée. Ainsi, il est important d'analyser le modèle théorique de la MSAP et d'effectuer quelques manipulations pour déterminer les paramètres du modèle propre à la MSAP utilisée.

CHAPITRE 3

MODÉLISATION DE LA MACHINE BIONX

3.1 Introduction

La MSAP utilisée est un moteur roue à rotor externe. Le stator est constitué de 24 encoches où sont logés les bobinages des différentes phases et le rotor est conçu de 22 aimants de type Néodyme-Fer-Bore (NdFeB) appartenant à la famille des aimants à terre rare, collés sur la face intérieure d'un cylindre métallique. La machine électrique a la configuration suivante :

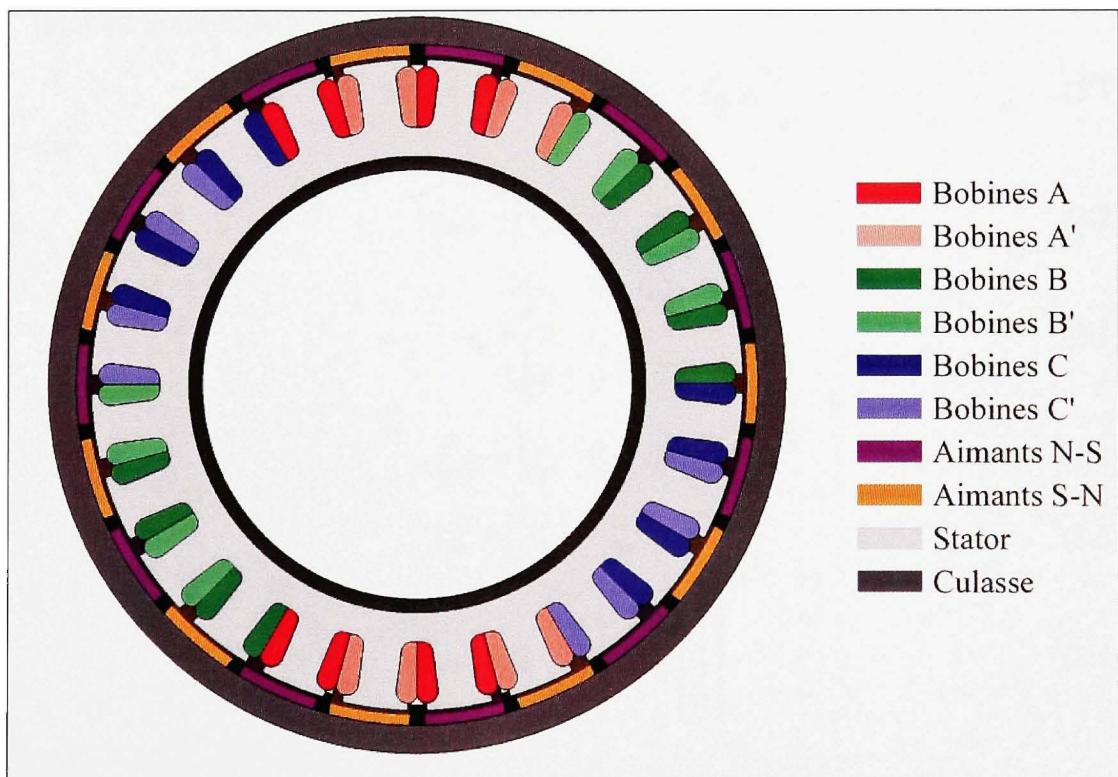


Figure 3.1 Architecture de la machine BionX.

La configuration du rotor a beaucoup d'impact sur les caractéristiques de la machine, alors il est important de bien classifier cette configuration. L'architecture de la MSAP utilisée présente clairement que les aimants sont collés sur la surface de la culasse du rotor. Selon (Gieras et Wing, 2002), cette configuration de rotor se nomme rotor à aimants en surface. Lorsque les aimants utilisés sont de type à terre rare, le rotor ne présente aucune saillance géométrique, car la perméabilité de ce type d'aimants est très près de celle de l'air. Leur présence dans l'entrefer n'affecte donc pas la réluctance du circuit magnétique. Nous sommes ainsi en présence d'une machine à pôles lisses.

3.2 Modèle mathématique d'une MSAP

Selon (Krause et al., 2002), la représentation mathématique d'une MSAP référée au rotor est la suivante :

$$\underline{v}_{qd0s}^r = \underline{r}_s \cdot \underline{i}_{qd0s}^r + \omega_r \underline{\lambda}_{dqs}^r + \dot{\underline{\lambda}}_{qd0s}^r \quad (3.1)$$

Où :

$$\underline{v}_{qd0s}^r = \begin{bmatrix} v_{qs}^r & v_{ds}^r & v_{0s}^r \end{bmatrix}^T \quad (3.2)$$

$$\underline{r}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\underline{i}_{qd0s}^r = \begin{bmatrix} i_{qs}^r & i_{ds}^r & i_{0s}^r \end{bmatrix}^T \quad (3.4)$$

$$\underline{\lambda}_{dqs}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r & -\lambda_{qs}^r & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.5)$$

$$\underline{\lambda}_{qd0s}^r = \underline{L}_s \cdot \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} + \underline{\lambda}_m^r \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\underline{L}_s = \begin{bmatrix} L_q & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Sous forme extensive, l'équation (3.1) devient :

$$v_{qs}^r = r_s \cdot i_{qs}^r + \omega_r \cdot \lambda_{ds}^r + \dot{\lambda}_{qs}^r \quad (3.8)$$

$$v_{ds}^r = r_s \cdot i_{ds}^r - \omega_r \cdot \lambda_{qs}^r + \dot{\lambda}_{ds}^r \quad (3.9)$$

$$v_{0s} = r_s \cdot i_{0s} + \dot{\lambda}_{0s} \quad (3.10)$$

Les flux peuvent s'écrire :

$$\lambda_{qs}^r = L_q \cdot i_{qs}^r \quad (3.11)$$

$$\lambda_{ds}^r = L_d \cdot i_{ds}^r + \lambda_m^r \quad (3.12)$$

$$\lambda_{0s} = L_{ls} \cdot i_{0s} \quad (3.13)$$

Ces équations, substituées dans les équations (3.8)-(3.10) donnent:

$$v_{qs}^r = r_s \cdot i_{qs}^r + L_q \cdot \frac{d}{dt} i_{qs}^r + \omega_r \cdot L_d \cdot i_{ds}^r + \omega_r \cdot \lambda_m^r \quad (3.14)$$

$$v_{ds}^r = r_s \cdot i_{ds}^r + L_d \cdot \frac{d}{dt} i_{ds}^r - \omega_r \cdot L_q \cdot i_{qs}^r \quad (3.15)$$

$$v_{0s} = r_s \cdot i_{0s} + L_{ls} \cdot \frac{d}{dt} i_{0s} \quad (3.16)$$

Où :

$$L_q = L_{ls} + L_{mq} \quad (3.17)$$

$$L_d = L_{ls} + L_{md} \quad (3.18)$$

$$L_{mq} = 1.5(L_A - L_B) \quad (3.19)$$

$$L_{md} = 1.5(L_A + L_B) \quad (3.20)$$

En substituant (3.19) et (3.20) dans (3.17) et (3.18), nous obtenons :

$$L_d = L_{ls} + 1.5(L_A + L_B) \quad (3.21)$$

$$L_q = L_{ls} + 1.5(L_A - L_B) \quad (3.22)$$

L'inductance L_A est la partie fixe de l'inductance de magnétisation propre de phase et L_B est sa variation due à une saillance de type géométrique du rotor. Si le rotor est à pôles lisses, nous pouvons poser $L_B = 0$ et ainsi $L_d = L_q$.

Le couple développé par cette machine se définit comme suit :

$$T_e = 1.5P \left(\lambda_{ds}^r \cdot i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r \cdot i_{ds}^r \right) \quad (3.23)$$

Où P est le nombre de paires de pôles de la machine. En substituant les flux par leur équation réciproque (3.11) et (3.12), nous obtenons :

$$T_e = 1.5P \left(\lambda_m^r \cdot i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{qs}^r \cdot i_{ds}^r \right) \quad (3.24)$$

Pour un rotor à pôles lisses :

$$T_e = 1.5P \cdot \lambda_m^r \cdot i_{qs}^r \quad (3.25)$$

3.3 Quantification des paramètres électriques de la machine

Afin de personnaliser ce modèle selon la machine utilisée, certains paramètres doivent être quantifiés. Ces paramètres sont la résistance de phase, l'inductance directe, l'inductance en quadrature et le flux développé par les aimants permanents embrassant les bobines du stator. Pour ce faire, quelques mesures ont été prises sur la machine réelle. Le

Tableau 3.1 présente les valeurs des paramètres prélevés.

Tableau 3.1

Paramètres électriques de la machine BionX

Paramètre	Valeur
Puissance nominale (P_{nom})	350 W
Tension nominale (V_{nom})	36 V
Courant nominal (I_{nom})	10 A
Résistance de phase (r_s)	146.75 mΩ
Inductance en quadrature (L_q)	1231 μH
Inductance directe (L_d)	749 μH
Flux utile des aimants (λ_m^r)	0.05867 Wb
Nombre de paires de pôles (P)	11
Inertie (J)	0.0293 kg·m ²
Friction visqueuse (B_m)	0.01165 N·m·s
Friction solide (T_f)	0.845 N·m

3.3.1 Mesure de la résistance des phases du stator.

Retenant les équations du modèle mais référencées au stator cette fois, toujours selon (Krause et al., 2002) :

$$\underline{v}_{abcs} = \underline{r}_s \cdot \underline{i}_{abcs} + \underline{\lambda}_{abcs} \quad (3.26)$$

Où :

$$\underline{v}_{abcs} = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T \quad (3.27)$$

$$\underline{r}_s = \text{diag} [r_s \quad r_s \quad r_s] \quad (3.28)$$

$$\underline{i}_{abcs} = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T \quad (3.29)$$

$$\underline{\lambda}_{abcs} = [\lambda_{as} \quad \lambda_{bs} \quad \lambda_{cs}]^T \quad (3.30)$$

Si le rotor ne tourne pas et qu'aucun courant alternatif n'y est injecté, tous les termes de dérivés de flux sont nuls. Dans ce contexte, l'équation (3.26) devient :

$$\underline{v}_{abcs} = \underline{r}_s \cdot \underline{i}_{abcs} \quad (3.31)$$

Si une tension continue est appliquée aux différentes phases de la machine, en maintenant le rotor bloqué, nous pouvons obtenir directement la résistance de celles-ci en mesurant le courant correspondant. De façon expérimentale, une tension a été appliquée de façon ligne-ligne. Cette mesure correspond donc à la résistance de deux phases. Il est simple par la suite d'isoler les trois résistances de phase de façon mathématique. Finalement, une moyenne des trois résultats obtenus permet d'absorber les légères différences afin de considérer la machine équilibrée.

3.3.2 Mesure des inductances des phases du stator

Le modèle présenté en (3.1) nécessite la quantification des inductances L_q , L_d et L_{ls} soit respectivement l'inductance en quadrature, l'inductance directe et l'inductance de fuite. Selon les équations (3.21) et (3.22), les inductances L_q et L_d dépendent des inductances L_A , L_B et L_{ls} . La matrice des inductances présentée en (3.7), référée au stator devient :

$$\underline{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\cdot\theta_r) & -L_A/2 - L_B \cos 2(\theta_r - \pi/3) & -L_A/2 - L_B \cos 2(\theta_r + \pi/3) \\ -L_A/2 - L_B \cos 2(\theta_r - \pi/3) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_r - 2\pi/3) & -L_A/2 - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) \\ -L_A/2 - L_B \cos 2(\theta_r + \pi/3) & -L_A/2 - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

La manipulation des inductances statoriques référencées au stator est très lourde lorsque la composante L_B n'est pas nulle. C'est entre autre pour cette raison que Park a inventé sa transformation. De plus, la MSAP utilisée présente un rotor à pôles lisses puisque les aimants sont collés sur la surface du rotor. Les inductances ne devraient donc pas varier en fonction de la position. Contrairement aux attentes, les manipulations présentées plus loin dans ce chapitre ont démontré que les inductances varient en fonction de la position mais en raison de facteurs autres que la géométrie. Il est donc inutile de développer les manipulations en tenant compte de variations de l'inductance de causes géométriques. Les expérimentations seront donc développées en posant L_B nul et seront ajustées par la suite. Nous pouvons représenter l'inductance propre et mutuelle d'une phase selon les équations suivantes (Krause et al., 2002):

$$L_s = L_{ls} + L_A \quad (3.33)$$

$$L_m = -0.5L_A \quad (3.34)$$

Dans le modèle référé au stator à l'équation (3.30), les flux sont :

$$\underline{\lambda}_{abcs} = \underline{L}_s \cdot \underline{i}_{abcs} + (K_s^r)^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \lambda_m'^r \quad (3.35)$$

En substituant l'équation (3.35) dans l'équation (3.26), nous obtenons :

$$\underline{v}_{abcs} = \underline{r}_s \cdot \underline{i}_{abcs} + \frac{d}{dt} \left(\underline{L}_s \cdot \underline{i}_{abcs} + (K_s^r)^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \lambda_m^{r'} \right) \quad (3.36)$$

En distribuant la dérivée :

$$\underline{v}_{abcs} = \underline{r}_s \cdot \underline{i}_{abcs} + \underline{L}_s \cdot \frac{di_{abcs}}{dt} + \frac{d}{dt} (K_s^r)^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \lambda_m^{r'} \quad (3.37)$$

Ainsi :

$$\underline{v}_{abcs} = \underline{r}_s \cdot \underline{i}_{abcs} + \underline{L}_s \cdot \frac{di_{abcs}}{dt} + \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \omega_r \cdot \lambda_m^{r'} \quad (3.38)$$

Afin de quantifier ces inductances, nous pouvons appliquer un courant alternatif de façon ligne-ligne et mesurer l'impédance avec un instrument approprié ou par l'analyse de la puissance active et réactive consommée. La lecture du déphasage entre le courant appliqué et la tension résultante n'est pas suffisamment précise pour quantifier ces inductances, car la tension mesurée est très faible. Durant ces essais, il est important de maintenir le rotor bloqué car la variation de flux créée par le courant induit dans les phases va créer un couple avec le flux des aimants permanents. Ce couple va tenter de déplacer le rotor et s'il y parvient, une tension contre-électromotrice supplémentaire sera alors induite dans le circuit mesuré comme le démontre le dernier terme de l'équation (3.38). L'équation du modèle à rotor bloqué devient simplement un circuit RL représenté par la Figure 3.2.

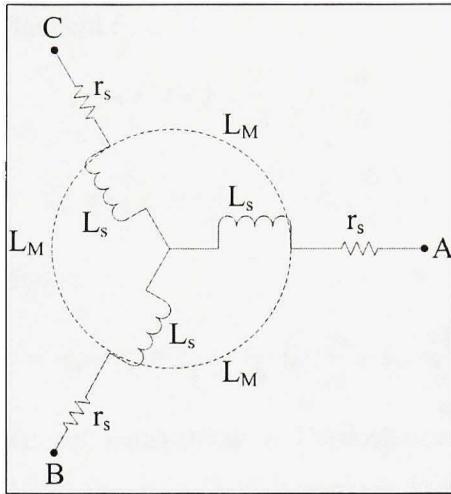


Figure 3.2 Schéma électrique des trois enroulements statoriques.

Tiré de (Krause et al., 2002)

Ce modèle :

$$v_{as} = r \cdot i_{abcs} + L_s \cdot \frac{di_{abcs}}{dt} \quad (3.39)$$

Développé devient :

$$v_{as} = r_s \cdot i_{as} + L_s \cdot \frac{di_{as}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{bs}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{cs}}{dt} \quad (3.40)$$

$$v_{bs} = r_s \cdot i_{bs} + L_m \cdot \frac{di_{as}}{dt} + L_s \cdot \frac{di_{bs}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{cs}}{dt} \quad (3.41)$$

$$v_{cs} = r_s \cdot i_{cs} + L_m \cdot \frac{di_{as}}{dt} + L_m \cdot \frac{di_{bs}}{dt} + L_s \cdot \frac{di_{cs}}{dt} \quad (3.42)$$

Lorsque nous effectuons cet essai de façon ligne-ligne, nous excitons deux phases. Prenons par exemple un essai entre les phases A et B. Le courant posé entrant positif dans la phase A est donc sortant négatif de la phase B et le courant de la phase C, non connectée, est nul. Ainsi :

$$i = i_{as} = -i_{bs} \quad (3.43)$$

Les tensions de phases deviennent :

$$v_{as} = r_s \cdot i + L_s \cdot \frac{di}{dt} - L_m \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.44)$$

$$v_{bs} = - \left(r_s \cdot i + L_s \cdot \frac{di}{dt} - L_m \cdot \frac{di}{dt} \right) \quad (3.45)$$

La tension ligne-ligne est donc :

$$v_{abs} = v_{as} - v_{bs} = 2 \left(r_s \cdot i + L_s \cdot \frac{di}{dt} - L_m \cdot \frac{di}{dt} \right) \quad (3.46)$$

Bref, l'inductance mesurée est équivalente à l'inductance propre des deux phases excitées moins deux fois l'inductance mutuelle commune à ces deux phases, puisque les deux phases sont excitées par le même courant.

$$L_{l-l} = 2L_s - 2L_m \quad (3.47)$$

Ce qui donne en terme de L_A et L_{ls} , en substituant (3.33) et (3.34) dans (3.47) :

$$L_{l-l} = 3L_A + 2L_{ls} \quad (3.48)$$

En comparant ce résultat aux équations (3.17)-(3.20), nous pouvons directement associer L_q et L_d à la moitié de l'inductance ligne-ligne mesurée ayant posé $L_B = 0$.

$$L_d = L_{ls} + 1.5 \cdot L_A \quad (3.49)$$

$$L_q = L_{ls} + 1.5 \cdot L_A \quad (3.50)$$

Nous pouvons quantifier l'inductance de fuite L_{ls} en effectuant cette même manipulation de façon ligne-neutre. L'inductance propre L_s d'une phase est alors mesurée; soit l'équation (3.33). Avec ces deux mesures, nous pouvons quantifier séparément L_A et L_{ls} . Il est rare que le neutre soit accessible. Les inductances L_q et L_d sont donc majoritairement quantifiées sans pouvoir discerner L_A et L_{ls} .

Lors de ces essais sur la MSAP BionX, une variation importante de l'inductance en fonction de la position du rotor a été mesurée contrairement à la théorie sur les MSAP montés en surface. Cette variation suit une tendance périodique présentant 2 cycles par

cycle électrique comme le montre la Figure 3.3. (Vas, 1998) et (Schroedl, 1996) indiquent que le phénomène de saturation des éléments ferromagnétiques peut engendrer une variation de l'inductance. Cette saturation est souvent présente au bout des dents du stator d'une MSAP utilisant des aimants à terre rare puisque ceux-ci ont une densité de flux très élevée (Schroedl, 1990).

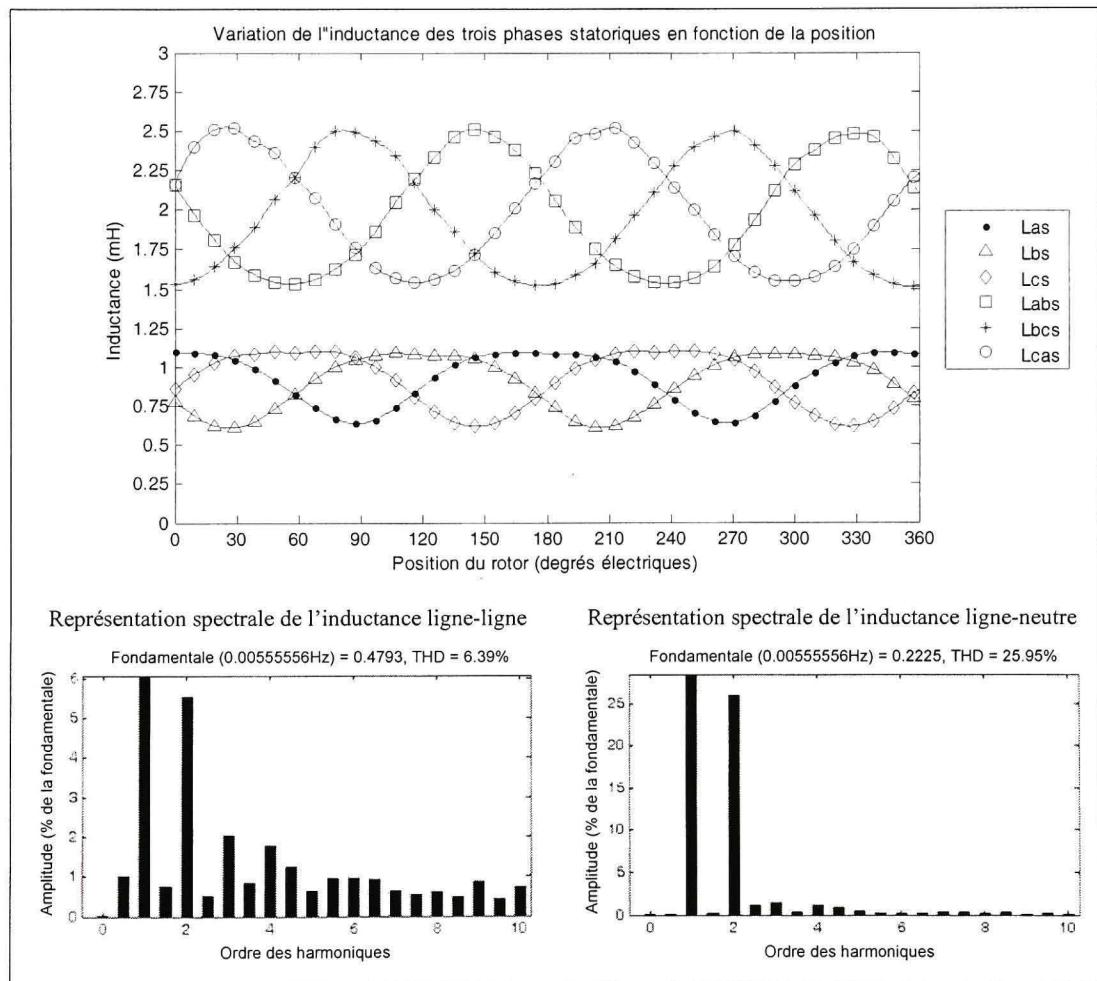


Figure 3.3 Graphique de la variation de l'inductance ligne-neutre et ligne-ligne ainsi que leur représentation spectrale respective pour les trois phases en fonction de la position.

Il est donc incorrect de poser les inductances L_q et L_d de valeur égale. Cette hypothèse permettait de développer les mesures ligne-ligne de façon simplifiée. Pour quantifier correctement ces inductances nous devons regarder l'évolution des inductances de chaque phase en fonction de la position. Premièrement, nous voyons clairement sur la Figure 3.3 que les variations des inductances propres de chaque phase ne sont pas sinusoïdales. Les inductances ligne-ligne ne sont également pas sinusoïdales mais de façon moins évidente. Une analyse spectrale de ces variations en basant la fondamentale à 2 fois la position électrique, nous indique une présence de la 2^e harmonique d'environ 26% l'amplitude de la fondamentale pour les inductances de phase et d'environ 5.5% dans le cas des inductances ligne-ligne. La transformation de Park permet de représenter ces variations d'inductances par une différence entre les inductances L_q et L_d mais les variations des inductances dans le référentiel du stator doivent être sinusoïdales. Ainsi, pour pouvoir conserver les valeurs L_q et L_d constantes, les variations des inductances basées sur des mesures effectuées de façon ligne-ligne sont approximées sinusoïdales. Il est possible de considérer un modèle où la variation des inductances est non sinusoïdale et caractérisée par des séries de Fourier (Ying et al., 2005). Mais puisque le contenu harmonique de la variation ligne-ligne est faible, l'approximation de cette variation par une sinusoïde, simplifiant de beaucoup le modèle, est jugée acceptable. Les variations des inductances de phase, où la deuxième harmonique est beaucoup plus présente, ne sont pas considérées puisque le neutre est inaccessible. Les courants sont donc toujours injectés de façon ligne-ligne. La Figure 3.4 montre la variation des inductances approximée par des fonctions sinusoïdales et l'erreur engendrée par cette approximation. La variation des inductances est approximée par la fondamentale mesurée lors de l'analyse spectrale décalée de la valeur moyenne. Ces équations sont les suivantes :

$$L_{abs} = 1.98 + 0.482 * \cos(2(\theta + \pi/6)) \quad (3.51)$$

$$L_{bcs} = 1.98 + 0.482 * \cos(2(\theta - \pi/2)) \quad (3.52)$$

$$L_{cas} = 1.98 + 0.482 * \cos(2(\theta - 7\pi/6)) \quad (3.53)$$

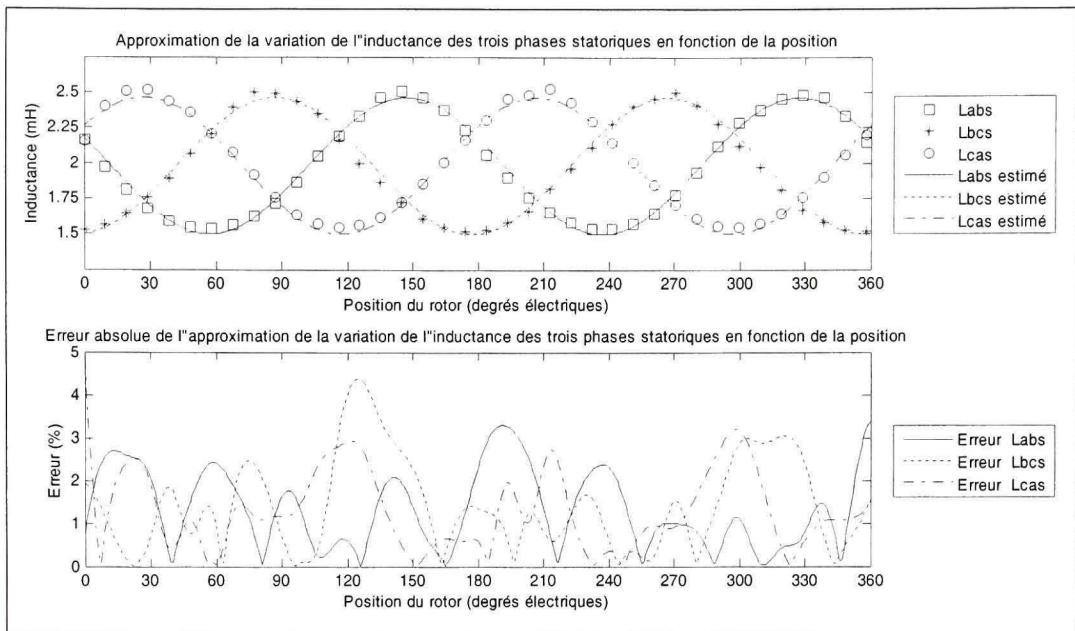


Figure 3.4 Graphiques de l'approximation de la variation de l'inductance des trois phases statoriques par trois fonctions sinusoïdales et l'erreur engendrée par cette approximation.

Il est possible d'utiliser la constante L_B pour représenter la variation d'inductance. Cette composante doit prendre la valeur de l'amplitude de la fondamentale mesurée. Par contre, le modèle proposé par Krause élaboré au début du chapitre propose L_B pour quantifier des variations d'inductance provenant de la géométrie de la machine tandis qu'ici les variations proviennent de phénomènes de saturation. (Schroedl, 1996) indique que la valeur maximale de l'inductance coïncide avec l'axe direct du flux des aimants permanents, l'axe d, lorsque les variations sont de nature géométriques tandis que la valeur maximale de l'inductance coïncide plutôt avec l'axe q lorsque les variations sont dues à la saturation. La Figure 3.3 confirme cette affirmation. L'amplitude de l'inductance de la phase A est maximale lorsque l'angle du rotor est 0 degré et minimale lorsque l'angle du rotor est 90 degrés. De plus, à 0 degré, l'axe q du rotor est en phase avec l'axe de la phase A du stator associant par extension L_q à la valeur maximale de

l'inductance. Lorsque l'angle du rotor atteint 90 degrés électriques, l'axe d du rotor est en phase avec l'axe A pouvant ainsi associer la valeur minimale à L_d .

$$L_q = \frac{L_{l-l(\max)}}{2} \quad (3.54)$$

$$L_d = \frac{L_{l-l(\min)}}{2} \quad (3.55)$$

Pour représenter cette variation par L_B , cette constante doit être égale à la moitié de la variation entre L_q et L_d mais de signe négatif afin de spécifier la différence d'axe où l'inductance est maximale causée par la source de la variation. De plus, si la différence entre l'inductance directe et l'inductance en quadrature n'est pas nulle à cause de la saturation de la machine, cette différence fluctue selon la variation de la distribution du flux causé par l'injection de courants statoriques. Afin de conserver la simplicité du modèle comme déjà suggéré plus haut, ces variations sont considérées négligeables et l'inductance posée est celle mesurée à vide avec l'approche expliquée.

3.3.3 Tension contre-électromotrice

La forme d'onde de la tension contre-électromotrice est un critère important pour définir le type de MSAP utilisée. La structure du champ magnétique créé par les aimants et la façon dont ce champ embrasse les bobines du stator définit cette forme d'onde. Ainsi, un rotor, muni d'aimants en surface fournissant un champ magnétique radial, produit un champ magnétique sinusoïdal. Ce champ magnétique, embrassé de façon équilibrée par les trois phases produit une tension contre-électromotrice sinusoïdale. Certaines MSAP sont construites de façon à avoir une tension contre-électromotrice de forme trapézoïdale. Cette configuration permet de commander la machine avec des courants trapézoïdaux ce qui simplifie passablement la commande, mais engendre une plus grande variation de couple tel qu'expliqué au chapitre 1. La forme d'onde de tension contre-électromotrice de la machine étudiée est bien sinusoïdale comme le démontre la Figure 3.5.

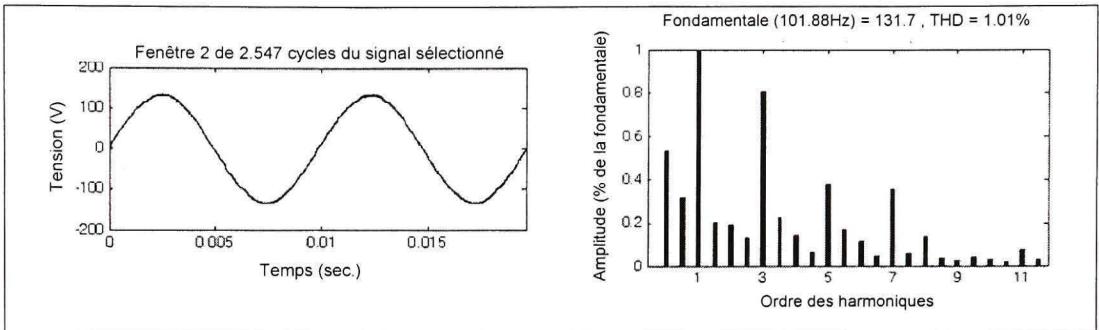


Figure 3.5 Courbe de la tension contre-électromotrice de la MSAP BionX et sa représentation spectrale

Afin de déterminer le taux de flux utile développé par les aimants en se référant aux équations (3.14)-(3.16) régissant le système, nous pouvons annuler tous les termes de courants en laissant le circuit statorique ouvert. Les équations deviennent :

$$v_{qs}^r = \omega_r \cdot \lambda_m'^r \quad (3.56)$$

$$v_{ds}^r = 0 \quad (3.57)$$

$$v_{0s} = 0 \quad (3.58)$$

Les tensions deviennent seulement fonctions du flux des aimants permanents multiplié par la vitesse angulaire électrique du rotor. Il suffit donc de mesurer le niveau de tension présent aux enroulements du stator tout en faisant tourner la machine à une vitesse angulaire donnée. Comme la mesure sera effectuée bien évidemment au stator, il faut changer la référence des équations pour les représenter dans le référentiel du stator en effectuant la transformée de Park inverse.

$$\underline{v}_{abcs} = \left(\underline{K}_s^r \right)^{-1} \underline{v}_{qs}^r \quad (3.59)$$

En substituant (3.56)-(3.58) dans (3.59), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 1 \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \sin(\theta_r - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \sin(\theta_r + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega_r \cdot \lambda_m'^r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

Sous forme extensive :

$$v_{as} = \omega_r \cdot \lambda_m'^r \cos(\theta_r) \quad (3.61)$$

$$v_{bs} = \omega_r \cdot \lambda_m'^r \cos(\theta_r - 2\pi/3) \quad (3.62)$$

$$v_{cs} = \omega_r \cdot \lambda_m'^r \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (3.63)$$

Bref, la valeur du flux utile des aimants permanents est :

$$\lambda_m'^r = \frac{\|v_{l-n}\|}{\omega_r} \quad (3.64)$$

Comme ω_r est la vitesse angulaire électrique de la MSAP, il est plus approprié d'exprimer cette vitesse en terme de la vitesse angulaire mécanique de la machine.

$$\omega_m = P \cdot \omega_r \quad (3.65)$$

où P est le nombre de paires de pôles du rotor. Ainsi :

$$\boxed{\lambda_m'^r = P \frac{\|v_{l-n}\|}{\omega_m}} \quad (3.66)$$

3.4 Quantification des paramètres mécaniques du banc d'essai

Pour compléter la liste des paramètres nécessaires à la simulation, quelques paramètres de nature mécanique doivent être quantifiés. Ces paramètres s'appliquent à toutes machines tournantes et influencent l'équation dynamique suivante (Dubey, 1989):

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B_m \cdot \omega_m - T_m - T_f) \quad (3.67)$$

Où J est l'inertie du montage, B_m la friction visqueuse du montage, T_m le couple mécanique engendré par la charge et T_f la friction du montage. Il est donc nécessaire de quantifier les paramètres J, B_m et T_f . Puisque la machine de charge utilisée dans le montage est une MCC, il est plus simple de commander cette machine et d'effectuer différents essais pour déterminer les paramètres mécaniques. Pour ce faire, le champ de la MCC est excité à sa valeur nominale par une source de tension continue et une seconde source de tension continue variable excite l'armature. La MCC est donc utilisée en mode excitation séparée. Durant ces essais, la MSAP est entraînée à vide. Donc $T_m = 0$.

3.4.1 Coefficient de friction sèche

Pour déterminer le coefficient de frottement de Coulomb (T_f), le courant appliqué à l'armature de la MCC est augmenté progressivement jusqu'à ce que la MCC se mette à tourner. Une lecture de courant effectuée tout juste avant que la machine tourne nous permet de calculer le couple engendré par la MCC pour contrer cette friction. Puisque la mesure est effectuée avant que l'arbre tourne, la friction visqueuse et l'inertie n'entrent pas en jeu. Nous pouvons ainsi associer cette valeur de couple à la friction sèche. Le couple développé par une MCC est régit par l'équation suivante :

$$T_e = K_t \cdot I_a \quad (3.68)$$

Où K_t est la constante de couple de la MCC déterminée préalablement en mesurant le couple engendré, à rotor bloqué, par un courant nominal injecté à l'armature. Cette mesure est effectuée à courant nominal afin de négliger la friction présentement mesurée.

3.4.2 Coefficient de friction visqueuse

Le coefficient de friction visqueuse (B_m) est quantifié en entraînant la MCC à une vitesse angulaire constante en appliquant une tension fixe à l'armature. La stabilité de la vitesse angulaire nous permet d'éliminer l'impact de l'inertie dans cet essai. Ainsi l'équation (3.67) devient :

$$T_e = B_m \cdot \omega_m + T_f \quad (3.69)$$

La MCC doit donc développer un certain couple pour combattre les deux forces de friction. Comme la friction sèche est déjà quantifiée, nous pouvons l'inclure dans l'équation afin qu'il ne reste qu'une seule inconnue. La lecture du courant nécessaire à l'armature pour faire tourner la MCC à vitesse constante nous permet de calculer le couple développé par celle-ci de la même façon qu'au premier essai. Puisque la vitesse angulaire est connue avec l'information provenant de l'encodeur de position, nous pouvons quantifier B_m .

Une seconde technique pour quantifier ces deux frictions de façon plus précise consiste à entraîner le système à plusieurs vitesses constantes dans le même sens pour tracer une courbe couple-vitesse de ces points. La régression linéaire de cette courbe nous permet d'identifier la pente associée à la friction visqueuse et l'ordonnée à l'origine associée à la friction sèche.

3.4.3 Coefficient d'inertie

Pour quantifier l'inertie du montage (J), un échelon de courant d'amplitude égal au courant d'armature mesuré lors de la manipulation précédente est appliqué à l'armature de la MCC. Cet échelon se traduit par une consigne de couple constant engendrant une augmentation de la vitesse angulaire de la machine jusqu'à ce que les pertes par friction deviennent suffisamment importantes pour annuler ce couple. La vitesse angulaire en régime permanent est donc la même que celle fixée lors de la manipulation précédente. Mathématiquement, l'équation (3.67) résolue a la forme suivante :

$$\omega_m = \left(\omega_0 - \frac{T_e - T_f}{B_m} \right) e^{\left(\frac{-B_m}{J} t \right)} + \frac{T_e - T_f}{B_m} \quad (3.70)$$

Afin de simplifier cette équation, nous pouvons s'assurer que la vitesse angulaire initiale soit nulle avant d'appliquer l'échelon de courant. Ainsi, l'équation (3.70) devient :

$$\omega_m = \frac{T_e - T_f}{B_m} \left(1 - e^{\left(\frac{-B_m}{J} t \right)} \right) \quad (3.71)$$

Nous pouvons constater que cette équation sera égale à l'équation (3.69) en régime permanent. La constante de temps du système (τ) est le terme divisant le temps dans l'exponentielle. Ainsi :

$$e^{\left(\frac{-B_m}{J} t \right)} = e^{(-t/\tau)} \quad (3.72)$$

Donc :

$$\tau = \frac{J}{B_m} \quad (3.73)$$

La présente manipulation consiste à mesurer le temps nécessaire pour que la vitesse angulaire du système atteigne 63% de sa vitesse angulaire en régime permanent. Ce pourcentage correspond à une fois la constante de temps de la machine τ . Il nous est ainsi possible de résoudre l'équation (3.73) ayant quantifié B_m précédemment. Ces coefficients sont intéressants pour fin de simulation mais ne seront pas utilisés dans le système de contrôle puisque la commande de la vitesse n'est pas implémentée.

3.5 Utilisation des sondes pour référencer la position

La position du rotor doit être connue de façon absolue par rapport au cycle électrique pour que les axes d et q du référentiel du rotor soient en phase avec le flux des aimants permanents. La référence $\theta_r = 0$ est synchronisée avec une transition de la sonde à effet Hall 1 lorsque la sonde à effet Hall 2 est de niveau bas et la sonde à effet Hall 3 est de niveau haut. À cet instant, la tension contre-électromotrice de la phase A est maximale comme le démontre la Figure 3.6. Cette synchronisation est également effectuée avec l'information de l'encodeur de position puisque celui-ci donne seulement une information relative de la position comme expliqué au chapitre 2.

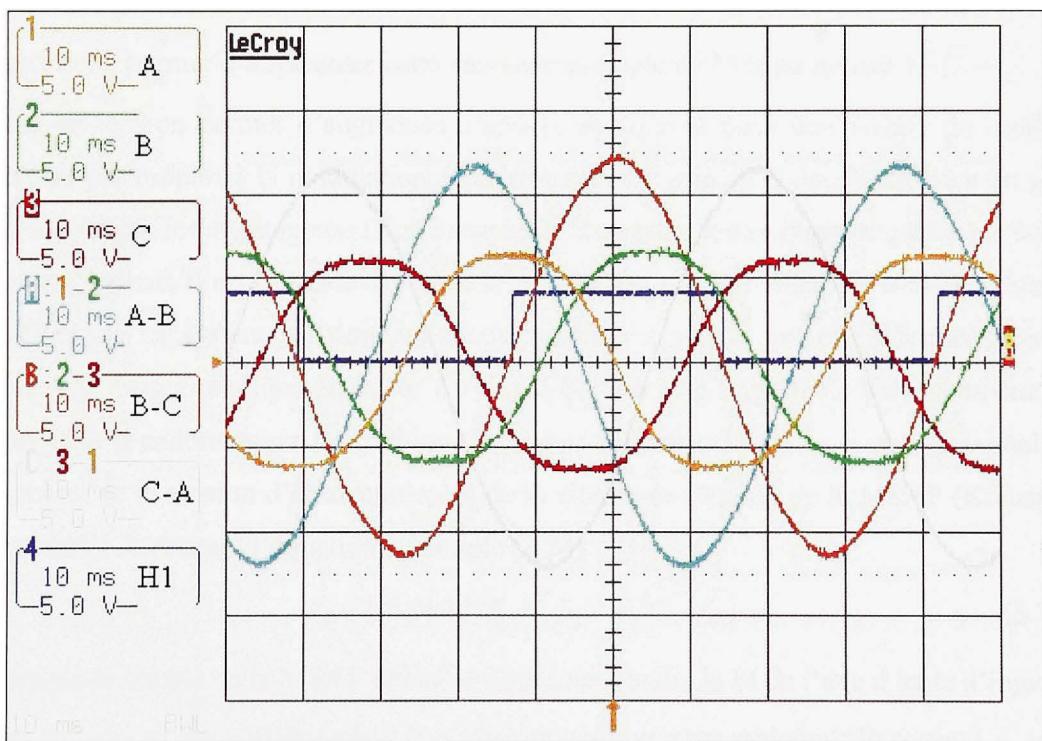


Figure 3.6 Représentation des tensions contre-électromotrices ligne-neutre, ligne-ligne et le niveau de la sonde à effet Hall 1

3.6 Niveau de couple en fonction de la vitesse

La tension contre-électromotrice augmente en fonction de la vitesse de rotation de la MSAP et cette tension se situe sur l'axe q où nous voulons injecter un courant pour obtenir un couple. Cette tension contre-électromotrice diminue donc l'écart de tension entre la source et les phases statoriques ce qui diminue la possibilité d'y injecter un courant. Lorsque la tension contre-électromotrice est de même amplitude que la tension maximale applicable par le pont triphasé, il est impossible d'injecter de courant au stator et donc impossible de demander un couple. Cette limite est intrinsèque au système et peut varier en fonction de la tension d'alimentation et du principe de modulation utilisé. Avec la modulation sinus-triangle il est possible d'appliquer une tension maximale équivalente à la moitié de la tension continue de la pile, tandis que la modulation vectorielle permet d'augmenter cette tension maximale de 15% au niveau $1/\sqrt{3} \cdot V_{DC}$. Ce gain en tension permet d'augmenter l'apport en courant pour une vitesse de rotation donnée par rapport à la modulation sinus-triangle. Ce gain en courant engendre un gain de couple qui est avantageux. D'un autre côté, la tension contre-électromotrice est faible à basse vitesse, il est possible d'y injecter un très fort courant engendant un fort couple dans ce cas. Le système est donc volontairement limité pour ne pas engendrer de grandes pertes de nature ohmique au stator car une élévation trop importante de la température risquerait d'endommager la machine. Il est possible de calculer le couple maximal en fonction de la tension d'alimentation et de la vitesse de rotation de la MSAP (Krause et al., 2002). Reprenant l'équation du couple (3.24):

$$T_e = 1.5P \left(\lambda_m^r \cdot i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{qs}^r \cdot i_{ds}^r \right) \quad (3.74)$$

Lorsque le couple de la MSAP atteint la limite maximale, le PI de l'axe d tente d'injecter une tension v_{ds}^r proportionnelle à la vitesse du moteur pour maintenir le courant i_{ds}^r nul.

Le compensateur PI de l'axe q, quant à lui, tente d'appliquer une tension v_{qs}^r pour tenter d'injecter le courant i_{qs}^r souhaité. Lorsque la somme vectorielle de ces deux tensions

dépasse la tension maximale admissible, soit $1/\sqrt{3} \cdot V_{DC}$, les deux compensateurs PI saturent comme présenté à la *Figure 3.7*.

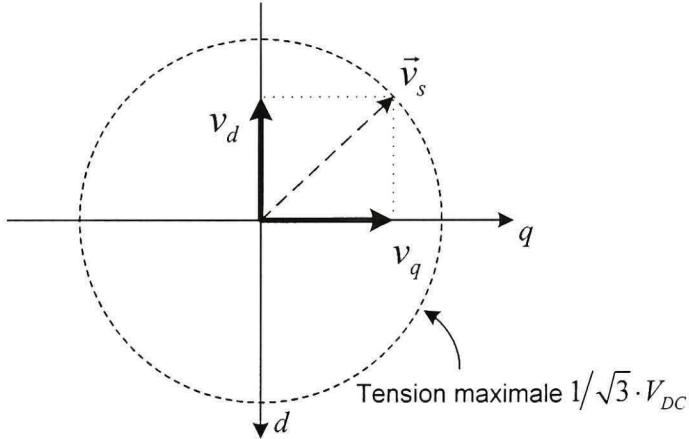


Figure 3.7 Tension applicable décomposée selon l'axe d et l'axe q

À ce point de fonctionnement, le PI de l'axe q soutire un plus grand apport de tension au dépend de l'axe d. Ainsi, la tension de l'axe d s'annule à la limite de la tension continue.

$$v_{ds}^r = 0 \quad (3.75)$$

À cette limite de fonctionnement, le courant i_{ds}^r devient non nul. En isolant i_{ds}^r de l'équation (3.15) et en omettant la dérivée du courant en posant le système en régime permanent, nous obtenons :

$$i_{ds}^r = \frac{\omega_r \cdot L_q}{r_s} i_{qs}^r \quad (3.76)$$

En substituant cette représentation de i_{ds}^r dans l'équation (3.14), toujours en omettant la dérivée du courant, la tension v_{qs}^r devient :

$$v_{qs}^r = \left(\frac{r_s^2 + \omega_r^2 \cdot L_q \cdot L_d}{r_s} \right) i_{qs}^r + \omega_r \cdot \lambda_m^r \quad (3.77)$$

En isolant i_{qs}^r de cette équation, nous obtenons :

$$i_{qs}^r = \left(\frac{r_s}{r_s^2 + \omega_r^2 \cdot L_d \cdot L_q} \right) \left(v_{qs}^r - \omega_r \cdot \lambda_m^{qr} \right) \quad (3.78)$$

En substituant dans i_{qs}^r et i_{ds}^r dans l'équation du couple (3.74), nous obtenons :

$$\begin{aligned} T_e = 1.5 \cdot P \cdot & \left(\frac{r_s \cdot \lambda_m^{qr}}{r_s^2 + \omega_r^2 \cdot L_d \cdot L_q} \cdot \left(v_{qs}^r - \omega_r \cdot \lambda_m^{qr} \right) \right) \\ & + \left(L_d - L_q \right) \cdot \frac{\omega_r \cdot L_q}{r_s} \cdot \left(\frac{r_s}{r_s^2 + \omega_r^2 \cdot L_d \cdot L_q} \cdot \left(v_{qs}^r - \omega_r \cdot \lambda_m^{qr} \right) \right)^2 \end{aligned} \quad (3.79)$$

Cette limite de couple maximale est tracée à la Figure 3.8 en fonction des deux principes de modulations sinus-triangle et vectorielle.

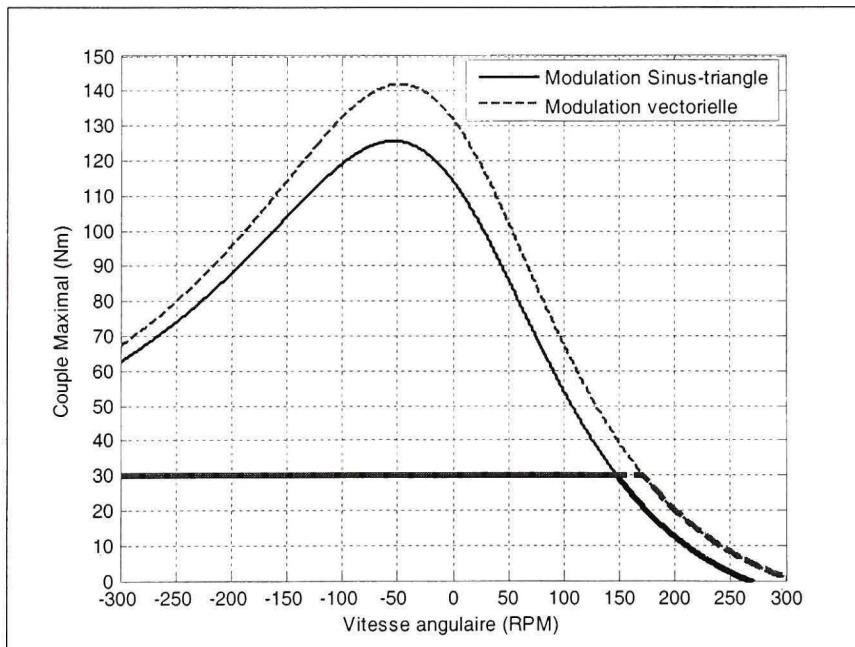


Figure 3.8 Couple maximal théorique de la MSAP utilisé en fonction de la vitesse angulaire selon le type de modulation utilisée avec une tension d'alimentation de 36 Volts

3.6.1 Affaiblissement du flux des aimants permanents

Il est possible de diminuer l'amplitude de la tension contre-électromotrice autrement qu'en diminuant la vitesse de rotation de la machine. Il s'agit d'injecter un courant sur l'axe d. Puisque l'axe d est l'axe du flux des aimants, le flux résultant d'un courant injecté sur cet axe sera aligné avec celui des aimants permanents. Si le flux du courant direct est dans le même sens, il amplifiera celui des aimants permanents mais si le flux du courant direct est inverse au flux des aimants permanents, il annulera partiellement celui-ci engendrant un affaiblissement de flux. Cet affaiblissement de flux diminuera également la tension contre-électromotrice permettant d'injecter un courant plus élevé sur l'axe du couple et obtenir ainsi plus de couple à grande vitesse. Cette approche, communément appelée commande par affaiblissement de flux, a l'avantage de pousser la machine à de plus grandes vitesses angulaires. Par contre, ce gain diminue l'efficacité du système puisque le courant injecté sur l'axe d n'engendre aucun couple mais davantage de pertes ohmiques dans la MSAP. Il faudra donc diminuer le courant total pour ne pas dépasser la limite thermique de la MSAP. Dans le contexte d'une bicyclette assistée, le système n'est pas utilisé à grande vitesse puisque la loi sur la sécurité routière limite l'assistance en deçà de 32 km/h (Transport Canada, Avril 2007). Aussi, puisque le souci d'efficacité est important due à l'alimentation à piles, la commande par affaiblissement de flux n'a pas d'intérêt. La composante du courant sur l'axe d sera ainsi toujours commandée avec une consigne nulle.

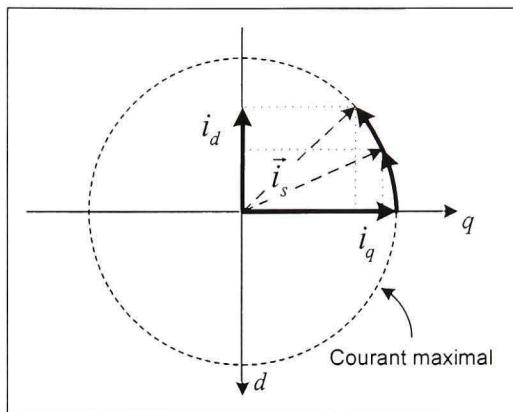


Figure 3.9 Représentation de l'évolution du courant statorique référé au rotor lors d'une commande par affaiblissement de flux.

Tiré de (Sozer et Torrey, 1998)

3.7 Conclusion

Le modèle de la MSAP développé et adapté avec les paramètres propres à la MSAP utilisée permet d'avoir la base mathématique du système à commander. Il est ainsi possible d'utiliser ce modèle théorique pour développer la commande et la rendre fonctionnelle avant d'expérimenter la commande sur la machine électrique réelle. Avec tous ces éléments, la table est mise pour analyser la commande proprement dite.

CHAPITRE 4

COMMANDÉ VECTORIELLE CLASSIQUE

4.1 Introduction

La commande vectorielle repose essentiellement sur la transformation de Park présentée au chapitre 1. Comme précédemment expliqué, cette transformation permet de convertir les signaux statoriques au référentiel du rotor. Ces courants ainsi transformés et décomposés en composantes cartésiennes directe et en quadrature sont de nature continue plutôt que sinusoïdale lorsque la machine est en régime permanent. Cette caractéristique permet d'utiliser des compensateurs de type proportionnel intégral (PI) pour contrôler le courant des phases du stator. L'architecture générale de commande consiste en deux boucles de commandes imbriquées l'une dans l'autre comme le démontre la Figure 4.1.

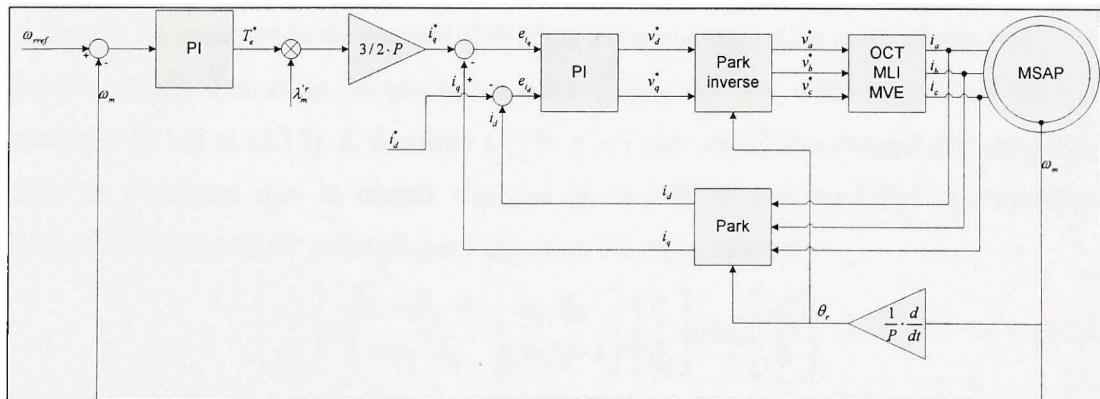


Figure 4.1 Architecture de commande vectorielle classique.

Tiré de (Vas, 1998)

La boucle intérieure permet de contrôler les courants statoriques et par conséquent le couple de la machine. Cette boucle doit être très rapide puisqu'elle compense la partie électrique du système où la constante de temps est très petite, de l'ordre de quelques millisecondes. La boucle de contrôle externe permet de contrôler la vitesse de rotation de la machine. Elle est normalement plus lente puisque la constante de temps de la partie mécanique du système est beaucoup plus grande que la constante de temps électrique. Cette grande différence de temps permet également de considérer les deux boucles de façon indépendante lors de la conception des compensateurs. Dans notre application, seule la boucle de courant est considérée puisque le système est une assistance de couple pour le vélo. Le système n'est jamais utilisé pour atteindre une consigne de vitesse. Seule une saturation du couple en fonction de la vitesse est implémentée dans le système réel afin de respecter la limite légale d'assistance sur une bicyclette. Mais cette implémentation est externe au contrôleur de la machine.

4.2 Commande de courant

La boucle de commande de courant doit réguler la représentation cartésienne d et q du courant référencé au rotor. Nous devons donc compenser le système représenté par les équations (3.14) et (3.15). L'équation (3.16) n'est pas considérée puisqu'elle est posée nulle en assumant que le circuit triphasé de la MSAP soit équilibré. Le système d'équations de la MSAP présenté par l'équation 2.1 devient ainsi :

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_q \cdot s & \omega_r \cdot L_d \\ -\omega_r \cdot L_q & r_s + L_d \cdot s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} \lambda_m^{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Deux compensateurs fonctionnent simultanément pour réguler les composantes d et q du courant. Nous pouvons constater que les deux composantes du courant affectent chacune des deux composantes de la tension. Nous sommes donc en présence d'un système multi-entrées multi-sorties couplées. Ce couplage nous oblige à considérer les deux entrées pour quantifier une des deux sorties.

4.2.1 Découplage des boucles de courants

Le système d'équations (4.1) représente les équations de tension en fonction des courants. Cependant, le but du compensateur est de contrôler le courant et l'onduleur utilisé pour alimenter les phases du stator est commandé en tension, comme déterminé au chapitre 1. Considérant ainsi le courant de la MSAP fonction de la tension, le système d'équations (4.1) devient :

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_d \cdot s/\Delta & -\omega_r \cdot L_d/\Delta \\ \omega_r \cdot L_q/\Delta & r_s + L_q \cdot s/\Delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \end{bmatrix} - \omega_r \begin{bmatrix} \lambda_m^{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

où :

$$\Delta = s^2 + \frac{(L_d + L_q)r_s}{L_d \cdot L_q}s + \frac{r_s^2}{L_d \cdot L_q} + \omega_r^2 \quad (4.3)$$

Afin d'isoler les deux boucles l'une de l'autre, (Ogunnaike et Ray, 1994) propose de modifier le signal de consigne d'une boucle en y ajoutant une correction de la consigne de la seconde boucle et vice versa. Un schéma bloc de ce concept est présenté à la Figure 4.2.

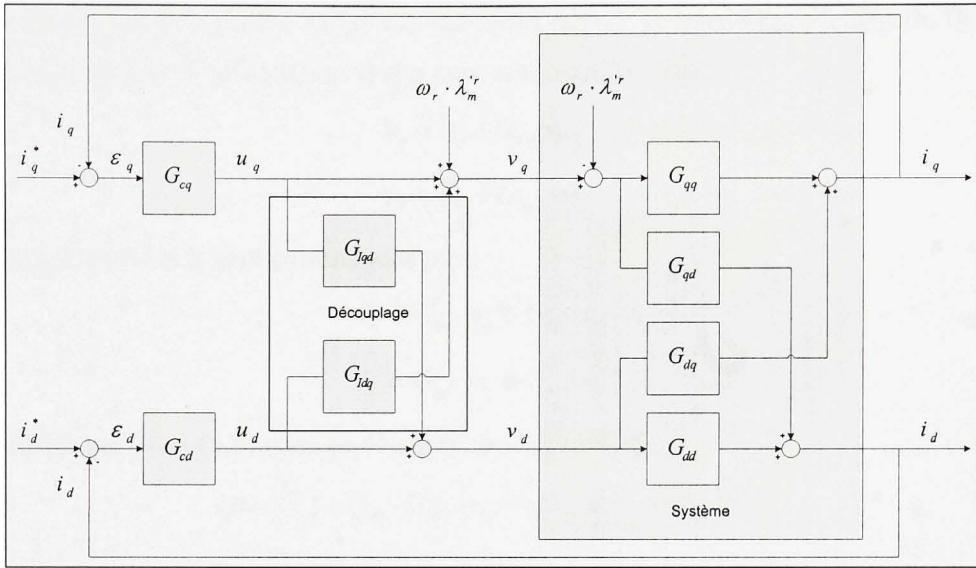


Figure 4.2 Schéma des boucles de contrôle des courants d et q découplés.

Tiré de (Ogunnaike et Ray, 1994)

Les quatre fonctions de transfert représentant le système sont décrites par le système d'équations (4.2). Les deux blocs G_{cd} et G_{cq} sont les deux compensateurs PI qui seront développés dans la prochaine section et les deux blocs G_{lqd} et G_{ldq} sont les fonctions de transfert ajoutées afin de découpler le système et rendre ainsi les deux boucles de commande indépendantes. Le concept derrière la conception de ces deux fonctions de transfert est relativement simple. Le but recherché est l'obtention d'un système de deux boucles de commandes découplées comme la configuration présentée à la Figure 4.3.

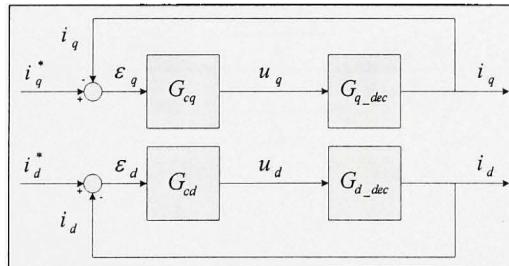


Figure 4.3 Schéma bloc idéalisé des deux boucles de courant découplées.

En se rapportant à la Figure 4.2 et en omettant l'apport de tension provenant du flux des aimants permanents, les tensions d et q sont commandées par :

$$v_q = u_q + G_{Idq} \cdot u_d \quad (4.4)$$

$$v_d = u_d + G_{lqd} \cdot u_q \quad (4.5)$$

Et les courants d et q sont commandés par :

$$i_q = G_{qq} \cdot v_q + G_{dq} \cdot v_d \quad (4.6)$$

$$i_d = G_{dd} \cdot v_q + G_{qd} \cdot v_d \quad (4.7)$$

En substituant (4.4)-(4.5) dans (4.6)-(4.7) nous obtenons :

$$i_q = (G_{qq} + G_{dq} \cdot G_{lqd}) u_q + (G_{qq} \cdot G_{Idq} + G_{dq}) u_d \quad (4.8)$$

$$i_d = (G_{dd} + G_{qd} \cdot G_{lqd}) u_d + (G_{dd} \cdot G_{Idq} + G_{qd}) u_q \quad (4.9)$$

Puisque nous voulons annuler l'impact de u_d sur i_q et vice-versa, le terme, multipliant la consigne à supprimer, doit être nul.

$$(G_{qq} \cdot G_{Idq} + G_{dq}) = 0 \quad (4.10)$$

$$(G_{dd} \cdot G_{lqd} + G_{qd}) = 0 \quad (4.11)$$

Ainsi, les fonctions de transfert G_{lqd} et G_{Idq} doivent être :

$$G_{Idq} = \frac{-G_{dq}}{G_{qq}} = \frac{-\left(\frac{-\omega_r \cdot L_d}{\Delta}\right)}{\frac{r + L_d \cdot s}{\Delta}} = \frac{\omega_r \cdot L_d}{r + L_d \cdot s} \quad (4.12)$$

$$G_{lqd} = \frac{-G_{qd}}{G_{dd}} = \frac{\frac{-\omega_r \cdot L_q}{\Delta}}{\frac{r + L_q \cdot s}{\Delta}} = \frac{-\omega_r \cdot L_q}{r + L_q \cdot s} \quad (4.13)$$

Le système peut maintenant s'écrire :

$$i_q = \left(G_{qq} + G_{dq} \cdot \frac{-G_{qd}}{G_{dd}} \right) u_q \quad (4.14)$$

$$i_d = \left(G_{dd} + G_{qd} \cdot \frac{-G_{dq}}{G_{qq}} \right) u_d \quad (4.15)$$

Ainsi, pour faire le lien avec la Figure 4.3, les fonctions de transfert du système découplé sont :

$$G_{q_dec} = \left(G_{qq} + G_{dq} \cdot \frac{-G_{qd}}{G_{dd}} \right) = \frac{1}{L_q \cdot s + r_s} \quad (4.16)$$

$$G_{d_dec} = \left(G_{dd} + G_{qd} \cdot \frac{-G_{dq}}{G_{qq}} \right) = \frac{1}{L_d \cdot s + r_s} \quad (4.17)$$

Les deux fonctions de transfert des courants découplés deviennent simplement deux systèmes du premier ordre. Il devient donc fort simple de réguler ces deux systèmes.

4.2.2 Conception des compensateurs de courant

Pour compenser les boucles de courant, les critères généraux de conception sont un dépassement nul de la consigne et un temps de réponse minimal. Un compensateur de type PI est choisi puisque la consigne est relativement stable et un compensateur dérivé n'est pas nécessaire pour un système du premier ordre (Åström et Hagglund, 1988).

4.2.2.1 Quantification des gains des compensateurs de courant

La fonction de transfert du système découplé sans tenir compte de l'axe utilisé est :

$$G(s) = \frac{1}{L \cdot s + r} \quad (4.18)$$

La fonction de transfert d'un compensateur PI est :

$$G_c(s) = kp + \frac{ki}{s} \quad (4.19)$$

Le système compensé en boucle fermée est donc :

$$G_{bf}(s) = \frac{G(s) \cdot G_c(s)}{1 + G(s) \cdot G_c(s)} = \frac{\frac{kp}{L} \cdot s + \frac{ki}{L}}{s^2 + \frac{kp+r}{L} \cdot s + \frac{ki}{L}} \quad (4.20)$$

Pour rendre cette fonction de transfert sous la forme générale d'un système de deuxième ordre comme présenté à l'équation (4.22), nous ajoutons une anticipation représentée par un gain noté par $G_{ff}(s)$. Cet ajout permet de supprimer la présence du zéro dans la fonction de transfert. La fonction ajoutée est simplement la valeur du gain kp multiplié par la consigne de courant et retranché de la sortie du compensateur. Le système en boucle fermée devient :

$$G_{bf}(s) = \frac{G(s) \cdot G_c(s) - G(s) \cdot G_{ff}(s)}{1 + G(s) \cdot G_c(s)} = \frac{\frac{ki}{L}}{s^2 + \frac{kp+r}{L} \cdot s + \frac{ki}{L}} \quad (4.21)$$

Forme générale d'un système de deuxième ordre :

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (4.22)$$

En comparant l'équation caractéristique du système à celle de la forme générale :

$$s^2 + \frac{kp+r}{L} \cdot s + \frac{ki}{L} = s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2 \quad (4.23)$$

Nous pouvons associer :

$$kp = 2 \cdot \zeta \cdot L \cdot \omega_n - r \quad (4.24)$$

$$ki = L \cdot \omega_n^2 \quad (4.25)$$

Les paramètres du compensateur sont fonction des paramètres du système et des paramètres ζ et ω_n fixés arbitrairement pour imposer la dynamique voulue. Le paramètre ζ impose la dynamique d'amortissement du système tandis que le paramètre ω_n impose la fréquence naturelle du système ayant un impact direct sur le temps de réponse. Selon nos critères de conception initiaux, le paramètre ζ est posé unitaire pour obtenir un amortissement critique, pour obtenir un dépassement nul et un temps de montée maximal. Quant au paramètre ω_n , il est calculé en fonction du temps de réponse voulu avec la fonction implicite suivante :

$$(\omega_n \cdot Ts + 1) e^{(-\omega_n \cdot Ts)} = PTs \quad (4.26)$$

où Ts est le temps de réponse souhaité et PTs l'erreur relative à l'intérieur de laquelle la consigne est considérée atteinte. Cette fonction est uniquement valide pour un amortissement critique puisqu'elle découle du développement de la forme générale avec deux pôles réels superposés. Les paramètres kp et ki des deux compensateurs PI, associés aux axes q et d sont ainsi calculés en fonction des paramètres de la machine présentés au Tableau 2.1, avec un temps de réponse posé à 3 millisecondes et un facteur d'amortissement unitaire. Ces gains sont présentés au Tableau 4.1.

Tableau 4.1

Paramètres de la dynamique de courant imposée et gains des compensateurs associés

Paramètre	Valeur
Facteur d'amortissement imposé (ζ)	1
Gain proportionnel de l'axe q (kp_q)	1.5953
Gain intégral de l'axe q (ki_q)	1019.7
Fréquence naturelle imposée (ω_n)	1166.7
Gain proportionnel de l'axe d (kp_d)	2.7201
Gain intégral de l'axe d (ki_d)	1675.9

4.2.2.2 Compensation de l'intégrale en fonction de la saturation de la tension

Le système réel est alimenté par une tension continue comprise entre 20 et 40 volts selon le type de pile utilisée et l'état de charge de celle-ci. Ainsi, la tension disponible à l'onduleur n'est pas infinie et une saturation survient lorsque la commande du compensateur dépasse la tension disponible. Cette saturation engendre une discontinuité dans le système et si le compensateur nécessite plus de tension que ce qui est disponible pour atteindre la consigne de courant souhaitée, une erreur persiste entre la consigne et la valeur réelle. Cette erreur alimente la composante intégrale augmentant sans cesse la commande. Cette commande peut ainsi devenir démesurée sans avoir d'impact immédiat sur le système puisque l'onduleur est saturé. Par contre, lorsque la consigne sera diminuée par l'utilisateur, le compensateur prendra beaucoup de temps avant de diminuer sa commande, ceci dû à l'accumulation de l'erreur positive dans l'intégrale du compensateur. L'erreur entre la nouvelle consigne de courant et sa valeur réelle maintenant devenue négative va diminuer tranquillement l'accumulation d'erreur positive de l'intégrale jusqu'à l'annuler. Le compensateur ajustera donc sa commande

selon la consigne souhaitée. Pratiquement, ce phénomène a comme conséquence que la consigne de couple peut plafonner durant une longue période même si ce n'est pas souhaité. La Figure 4.4 A Démontre clairement ce phénomène. Pour enrayer ce problème, un système de compensation de l'intégrale est ajouté (Åström et Hagglund, 1988). Lorsque la commande de tension est plus élevée que la tension disponible, le nouveau compensateur mesure l'écart entre la commande et la valeur de tension maximale disponible. Cet écart est retranché à l'erreur mesurée entre la consigne et la sortie du système alimentant la composante intégrale du compensateur, annulant ainsi l'accumulation inutile d'erreur provenant de la saturation de l'onduleur. La Figure 4.4 B présente la dynamique adaptée par ce système de compensation. Le compensateur ainsi adapté est présenté à la Figure 4.5.

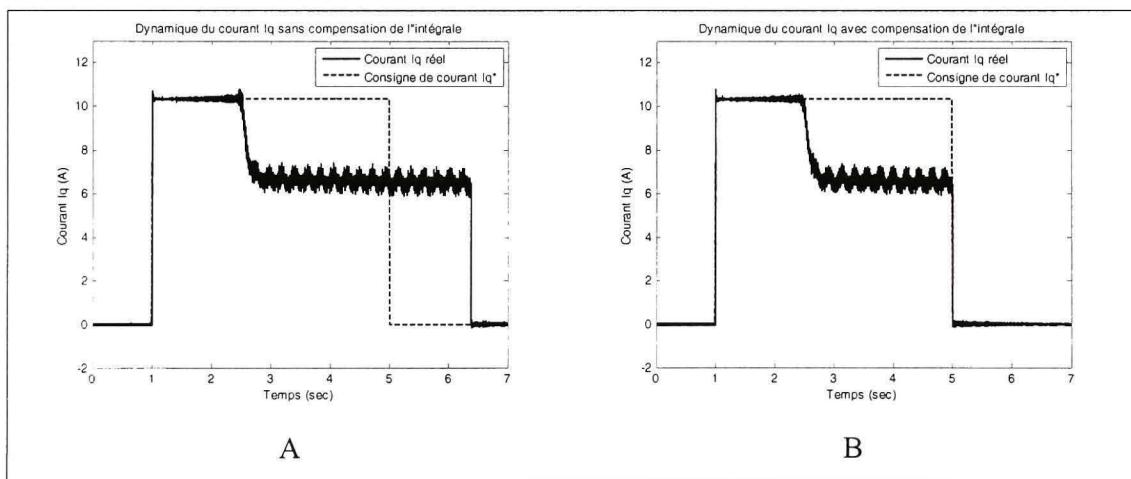


Figure 4.4 Effet du système de compensation de l'intégrale sur la dynamique du courant en quadrature lorsque le système est en saturation

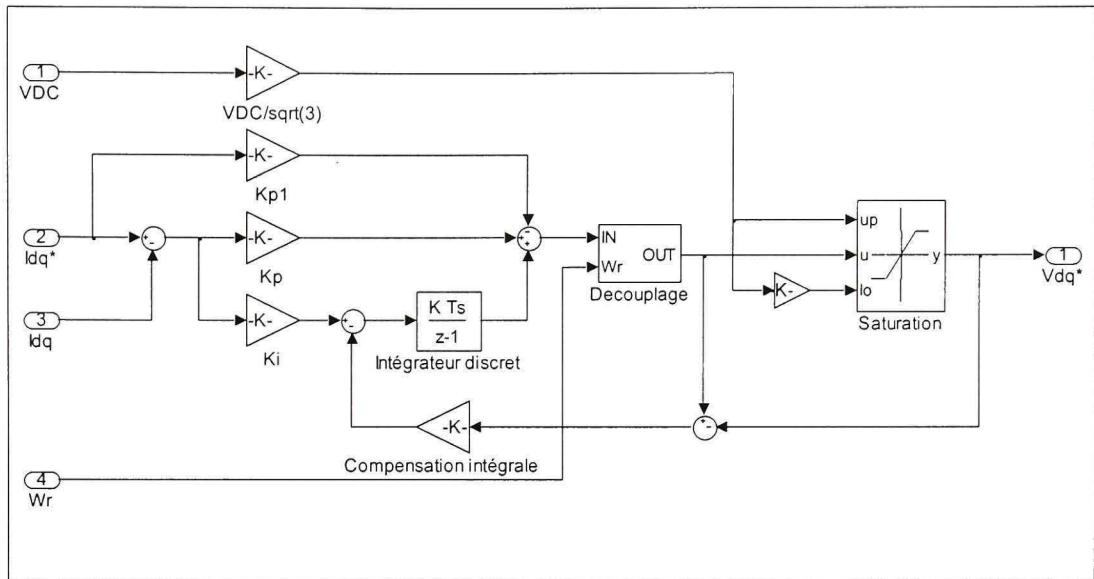


Figure 4.5 Schéma bloc du compensateur de courant adapté.

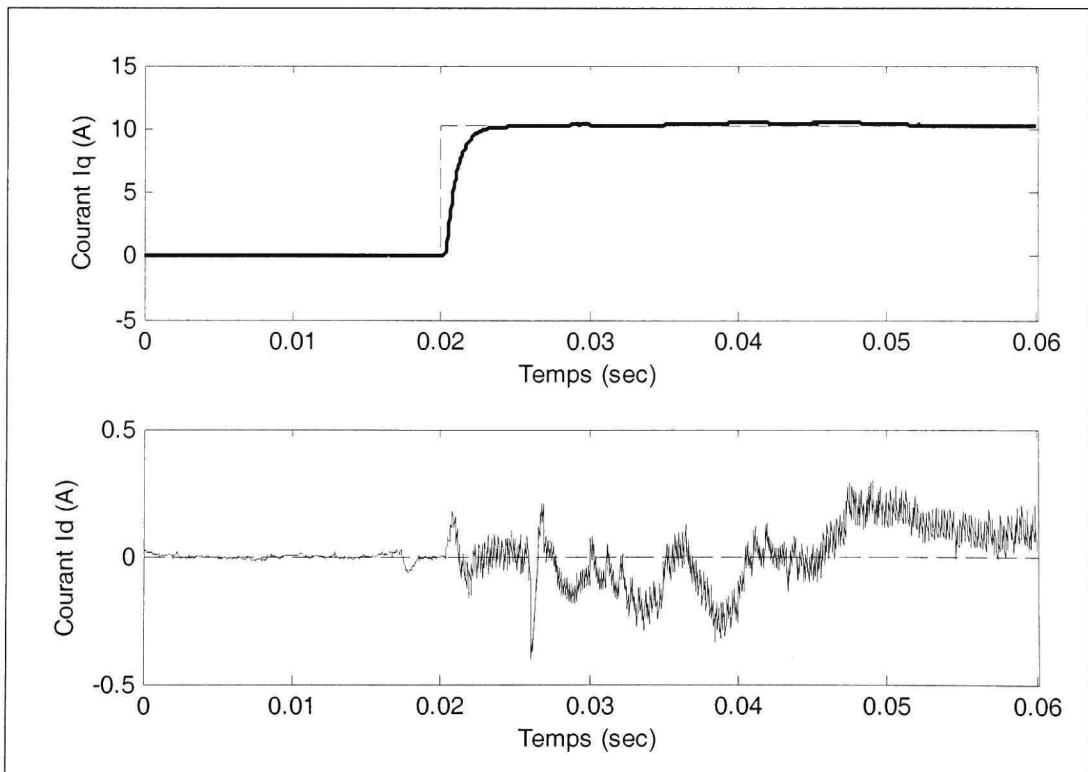


Figure 4.6 Réponse indicielle des courants I_q et I_d réels et leur consigne respective en tirets contrôlés par les compensateurs PI en fonction du temps.

4.3 Conclusion

La commande vectorielle développée semble très performante comme le démontre la Figure 4.6. Par contre, les manipulations mathématiques sont beaucoup plus complexes qu'avec la technique 180 degrés. Il faudra donc considérer ce point lors de l'implémentation embarquée. Aussi, la connaissance précise de la position est nécessaire pour transformer adéquatement les courants mesurés avec la transformation de Park. Pour ce faire, un encodeur de position est utilisé sur le banc d'essai. Cet instrument de mesure est coûteux et ne peut pas être utilisé dans le système embarqué. Il est donc nécessaire d'obtenir la mesure de la position par une autre approche que celle utilisée en ce moment. Ce dernier point sera détaillé dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 5

COMMANDÉ VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE POSITION

5.1 Introduction

La commande vectorielle nécessite la connaissance de la position du rotor de façon précise comme expliqué au CHAPITRE 1. Plusieurs principes existent pour mesurer indirectement cette position. L'approche retenue dans le cadre de cette étude est l'interpolation de la position en fonction des signaux des sondes à effet Hall puisque cette approche est très simple à implémenter et offre des performances acceptables dans le contexte donné.

5.2 Interpolation de la position en fonction de la vitesse

La machine est munie de trois sondes à effet Hall comme expliqué précédemment. Ces sondes sont installées pour informer le contrôleur trapézoïdal utilisé actuellement, de l'instant où le courant de phase doit être commuté. Puisque ces sondes donnent une information grossière mais absolue de la position du rotor, son utilisation peut s'avérer fort utile. L'information est dite absolue car une transition du niveau d'une sonde, de pair avec le niveau des deux autres sondes, indique une position précise du rotor dans son cycle électrique. Les transitions des sondes à effet Hall nous informes de la position précise du rotor seulement à tous les 60 degrés électriques; ce qui n'est pas suffisant pour le contrôle vectoriel. Par contre, il est possible d'estimer la position du rotor par interpolation linéaire, basée sur les transitions des sondes à effet Hall. Cette interpolation est définie selon la formule suivante :

$$\hat{\theta}_r = \frac{t}{\Delta t} \cdot 60^\circ + \theta_{r_t} \quad (5.1)$$

où Δt est la différence de temps entre les deux dernières transitions de sonde à effet Hall et θ_{r_t} la position relative à la dernière transition survenue. Bref, la position est évaluée

en fonction de la vitesse mesurée entre les deux dernières transitions et le temps écoulé depuis la dernière transition. À cet angle, est ajouté l'angle connu de la dernière transition pour conserver la position absolue. Cette interpolation est fort simple mais néglige deux facteurs importants. Premièrement, l'angle de 60° défini dans l'équation est rarement exact dû à des contraintes physiques tels l'emplacement de la sonde dans la MSAP, l'emplacement de l'aimant sur le rotor, le temps de réponse de la sonde et la déformation du champ magnétique par un courant statorique (Shen, Zhu et Howe, 2004). Deuxièmement, si la machine accélère, la position estimée sera erronée puisque le calcul est basé sur la vitesse moyenne évaluée lors des deux dernières transitions. Ainsi, assumer une différence de 60° entre la transition de deux sondes où une vitesse constante, provoque des non linéarités dures dans l'estimation de la position engendrant des harmoniques de courant. Il est donc important de minimiser cette erreur d'estimation afin de limiter les harmoniques et ainsi augmenter la qualité du couple développée par la machine.

5.2.1 Impact de l'erreur de position due aux contraintes physiques

Une révolution mécanique complète de la MSAP BionX engendre 11 cycles électriques. Une révolution complète équivaut ainsi à 3960 degrés électriques. Un déplacement d'un millimètre d'une sonde à effet Hall engendre ainsi une erreur d'environ 7.12 degrés électriques; dépassant l'erreur minimale admissible pour un contrôle vectoriel déterminée par (Gieras et Wing, 2002). Nous constatons que la marge de manœuvre est très mince pour obtenir une précision acceptable en degrés électriques provenant d'une mesure de nature mécanique. Une façon de tenir compte des variations relatives des sondes à effet Hall, est de considérer chaque transition du signal d'une sonde à effet Hall par rapport à la transition de cette même sonde, survenue lors de la dernière rotation mécanique complète (D'Angelo et Moselli, 2007). Dans ce cas, l'angle électrique entre ces deux transitions est précisément de 3960 degrés. Chaque différence de position mesurée entre deux transitions d'une même sonde est mise en mémoire et attribuée à un

index, soit un numéro associé à chaque transition de sonde. L'information mesurée est ainsi conservée pour chaque transition de sonde par rapport à elle-même. Il y a donc 6 estimations effectuées simultanément de façons imbriquées. Le temps écoulé entre ces deux transitions d'une même sonde est également mis en mémoire. Lors d'une seconde rotation mécanique, la différence de position fixée à 3960 degrés et le temps écoulé sont réutilisés pour estimer la nouvelle position. Ce principe modifie l'équation (5.1) comme suit :

$$\hat{\theta}_r = \frac{t}{\Delta t_{index}} \cdot P \cdot 360^\circ + \theta_{rt_index} \quad (5.2)$$

Les variations de position des signaux des sondes à effet Hall sont ainsi considérées. Mais ce concept a le désavantage de nécessiter un tour mécanique complet avant d'être utilisable pour connaître les délais écoulés entre les différentes transitions de sonde. Aussi, ce concept ne considère pas les erreurs de délai engendrées par les sondes et la déformation du champ magnétique des aimants par les courants statoriques. Des expérimentations ont démontré que la déformation du champ engendrait des erreurs d'au plus 2 degrés électriques. Aussi, le délai des sondes a été posé négligeable comparativement à la faible vitesse angulaire de la MSAP dans le contexte donné. Ces facteurs ont donc été négligés.

5.2.2 Impact de l'accélération sur l'estimation de la position

L'accélération altère l'estimation de la position obtenue par la vitesse moyenne calculée entre deux transitions données. Logiquement, plus l'intervalle entre les transitions est faible, plus la vitesse moyenne calculée tend vers la vitesse réelle. Aussi, plus la mesure est effectuée dans le passé, plus l'accélération altère la validité de cette mesure. Il incombe donc de prendre une mesure de vitesse sur la plus petite fenêtre de temps possible et d'utiliser cette mesure le plus rapidement possible également. De cette logique, nous pouvons qualifier la considération de l'accélération par l'algorithme préalablement présenté de médiocre puisque celui-ci considère la vitesse moyenne sur

une révolution mécanique complète. L'erreur due à l'accélération peut être négligeable si le rotor tourne à très grande vitesse, que l'accélération est petite et que le nombre de pôles est faible. Par contre, sur la bicyclette, la vitesse angulaire et l'accélération sont relativement faibles et le nombre de pôles est passablement élevé. Une faible vitesse angulaire vient affecter davantage l'idée de considérer le temps écoulé entre deux transitions lors de la dernière rotation, car une révolution complète engendre un long délai. Ce délai augmente considérablement l'impact de l'accélération de la vitesse angulaire du rotor. De façon générale et grandement inspiré du développement de (Morimoto, Sanada et Takeda, 1996), nous pouvons quantifier la position en fonction de la vitesse angulaire pour une accélération constante de la façon suivante :

$$\theta_r(t) = P \int_0^t \omega_r dt \quad (5.3)$$

où la vitesse angulaire peut s'écrire sous la forme :

$$\omega_r = \omega_{r0} + At \quad (5.4)$$

où ω_{r0} est la vitesse à l'instant d'une transition de référence et A l'accélération angulaire posée constante. Ainsi :

$$\theta_r(t) = 0.5A \cdot t^2 + \omega_{r0} \cdot t \quad (5.5)$$

En se référant à la Figure 5.1, le temps écoulé depuis une transition antérieure ou ultérieure peut donc s'écrire sous la forme suivante.

$$t = \frac{1}{A} \left(-\omega_{r0} + \sqrt{\omega_{r0}^2 - 2A \cdot \theta_r} \right) \quad (5.6)$$

La vitesse moyenne calculée ($\omega_{ra-1,0}$) dans un intervalle de temps borné par la dernière transition notée -1 et la transition de référence notée 0 équivaut à la vitesse réelle instantanée au centre de cet intervalle ($t_{-1}/2$) puisque l'accélération est posée constante.

De cette assumption, nous pouvons écrire :

$$\hat{\theta}_r(t) = P \int_0^t \omega_{ra-1,0} dt = P(\omega_{r0} + 0.5At_{-1})t \quad (5.7)$$

où t_{-1} est le temps du début de l'intervalle de temps utilisé pour quantifier la vitesse moyenne. En substituant ce t_{-1} par l'équation (5.6), nous obtenons :

$$\hat{\theta}_r(t) = 0.5P \left(\omega_{r0} + \sqrt{\omega_{r0}^2 - \frac{2}{P}A \cdot \theta_{r-1}} \right) t \quad (5.8)$$

où θ_{r-1} est l'angle associé au début de l'intervalle de temps soit t_{-1} . L'erreur engendrée par cette estimation sera maximale à la fin du prochain intervalle de temps nommé t_1 . Ainsi :

$$\Delta\theta_{r,\max} = \theta_r(t_1) - \hat{\theta}_r(t_1) \quad (5.9)$$

$$\Delta\theta_{r,\max} = \theta_{r1} - 0.5 \left(\omega_{r0} + \sqrt{\omega_{r0}^2 - 2A \cdot \theta_{r-1}} \right) \cdot \frac{1}{A} \left(-\omega_{r0} + \sqrt{\omega_{r0}^2 - 2A \cdot \theta_{r1}} \right) \quad (5.10)$$

Il est à noter que l'intervalle de t_{-1} à t_0 et de t_0 à t_1 ne sont pas obligatoirement égaux. Cette formule nous permet d'analyser l'erreur d'estimation de la position due à l'accélération selon l'intervalle de temps utilisé auparavant pour quantifier la vitesse moyenne.

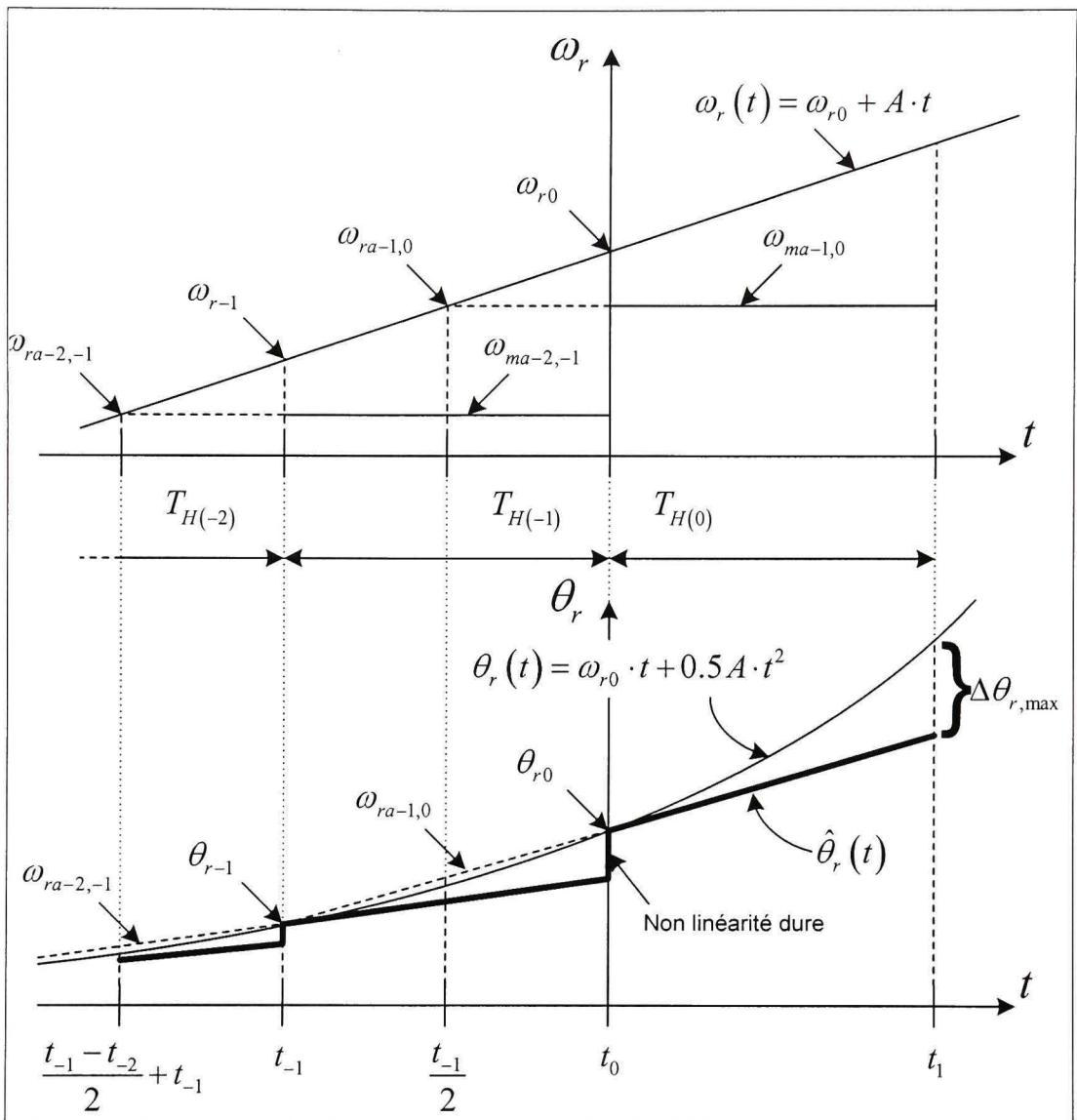


Figure 5.1 Interpolation de la position en fonction de la vitesse pour une accélération posée constante.

Tiré de (Morimoto, Sanada et Takeda, 1996) et (Morimoto, Sanada et Takeda, 2003)

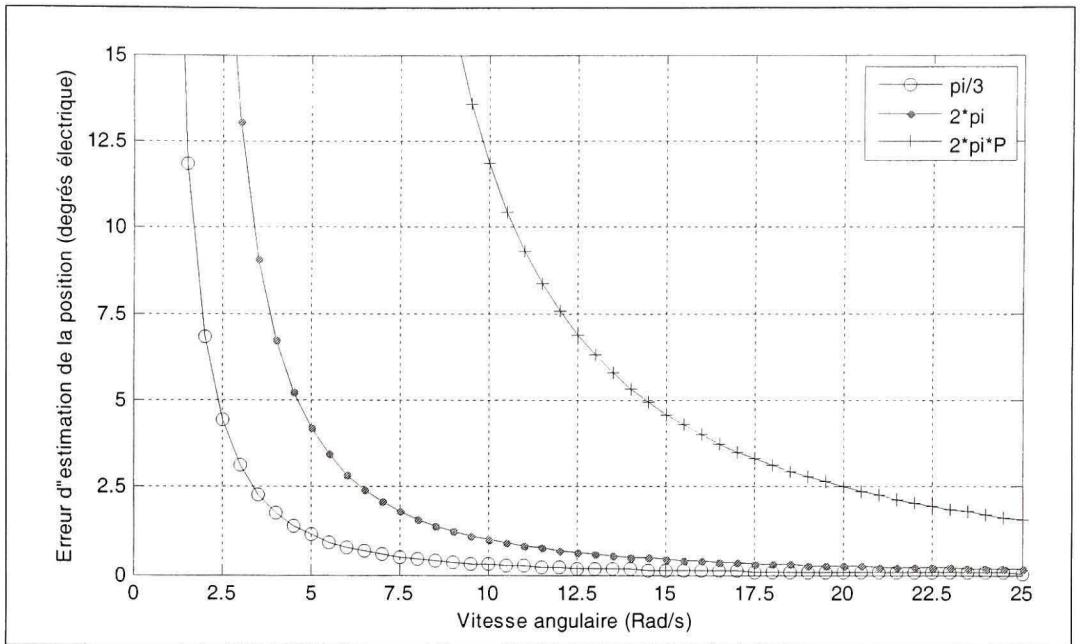


Figure 5.2 Graphique de l'erreur d'estimation de la position du rotor en fonction de la vitesse angulaire selon différentes approches de temps de calcul de la vitesse moyenne pour une accélération posée à 5 Rad/s²
adapté de (Morimoto, Sanada et Takeda, 1996)

La Figure 5.2 démontre clairement que l'utilisation directe de l'algorithme prenant une fenêtre d'une révolution complète pour estimer la vitesse moyenne, n'est pas applicable à cause de l'erreur engendrée par l'accélération. L'utilisation d'une fenêtre de 60° électriques engendre une erreur due à l'accélération très faible dans la plage d'intérêt de 2.5 à 25 Rad/s mais, n'apporte aucune correction quant à l'emplacement des sondes à effet Hall. L'utilisation d'une fenêtre d'un seul cycle électrique permet d'avoir un compromis entre l'erreur de position des sondes et l'erreur due à l'accélération. En effet, l'erreur engendrée par l'accélération est beaucoup plus acceptable selon cette approche et, elle permet également de corriger l'erreur d'emplacement des sondes à effet Hall. Par contre, le fait de ne pas utiliser une révolution mécanique complète comme référence, engendre une source d'erreur potentielle quant à la position des aimants permanents.

Selon le procédé de fabrication des rotors, les aimants ont une tolérance d'emplacement très faible; alors une erreur de position d'un aimant peut être considérée négligeable.

5.3 Interpolation de la position en fonction de la vitesse et de l'accélération

L'accélération est la source d'erreur majeure de la dernière approche. Nous pouvons tenter de minimiser son impact en considérant cette accélération dans l'interpolation de la position. Ainsi, plutôt que de considérer seulement la vitesse moyenne mesurée entre les deux dernières transitions, nous pouvons considérer également la vitesse moyenne mesurée entre les deux transitions précédentes. De ces deux vitesses moyennes, nous pouvons estimer l'accélération survenue entre les deux points de mesure. En posant cette accélération constante, nous pouvons la considérer dans l'interpolation de la position et ainsi tenter d'améliorer l'estimation de celle-ci.

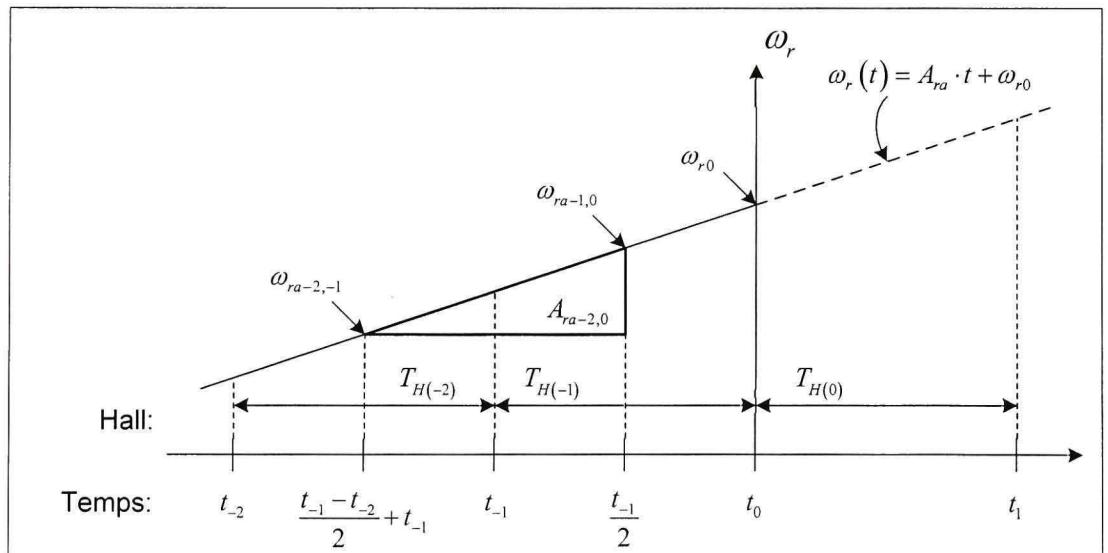


Figure 5.3 Interpolation de la position en fonction de la vitesse et de l'accélération

Nous pouvons modifier l'interpolation de la position présentée à l'équation (5.7) de la façon suivante:

$$\hat{\theta}_r(t) = \int_0^t A_{ra-2,0} + \omega_{ra-1,0} dt = (0.5A_{ra-2,0} \cdot t + \omega_{ra-1,0}) \cdot t \quad (5.11)$$

où :

$$A_{ra-2,0} = \frac{\omega_{ra-1,0} - \omega_{ra-2,-1}}{\frac{t_{-1}}{2} + \frac{t_{-1} - t_{-2}}{2}} \quad (5.12)$$

En posant $\Delta t_{x,y}$ le temps entre la transition de la sonde x et la sonde y:

$$A_{ra-2,0} = \frac{\omega_{ra-1,0} - \omega_{ra-2,-1}}{\frac{\Delta t_{-1,0}}{2} + \frac{\Delta t_{-2,-1}}{2}} \quad (5.13)$$

De cette même façon nous pouvons remplacer les vitesses moyennes par :

$$\omega_{ra_x,y} = \frac{\Delta\theta_{r_x,y}}{\Delta t_{x,y}} \quad (5.14)$$

Ainsi :

$$A_{ra-2,0} = \frac{\frac{\Delta\theta_{r-1,0}}{\Delta t_{-1,0}} - \frac{\Delta\theta_{r-2,-1}}{\Delta t_{-2,-1}}}{\frac{\Delta t_{-1,0}}{2} + \frac{\Delta t_{-2,-1}}{2}} = 2 \frac{\frac{\Delta\theta_{r-1,0}}{\Delta t_{-1,0}} - \frac{\Delta\theta_{r-2,-1}}{\Delta t_{-2,-1}}}{\Delta t_{-1,0} + \Delta t_{-2,-1}} \quad (5.15)$$

En remplaçant l'accélération moyenne et la vitesse moyenne dans l'équation (5.11) :

$$\hat{\theta}_r(t) = \frac{\frac{\Delta\theta_{r-1,0}}{\Delta t_{-1,0}} - \frac{\Delta\theta_{r-2,-1}}{\Delta t_{-2,-1}}}{\Delta t_{-1,0} + \Delta t_{-2,-1}} \cdot t^2 + \frac{\Delta\theta_{r-1,0}}{\Delta t_{-1,0}} \cdot t \quad (5.16)$$

Si nous utilisons cette approche de pair avec le concept d'une fenêtre d'interpolation d'un cycle électrique, les différences de position, $\Delta\theta_{r_x,y}$ seront posées à 360 degrés.

Ainsi :

$$\hat{\theta}(t) = \frac{\frac{360}{\Delta t_{-1,0}} - \frac{360}{\Delta t_{-2,-1}}}{\Delta t_{-1,0} + \Delta t_{-2,-1}} \cdot t^2 + \frac{360}{\Delta t_{-1,0}} \cdot t \quad (5.17)$$

5.4 Performances

Les prochaines figures présentent les performances des trois approches d'estimation de la position en fonction des signaux des sondes à effet Hall. Les trois premières figures (5.4, 5.5 et 5.6) présentent les trois principes d'interpolation en fonction de la vitesse sans considérer l'accélération et, en considérant l'accélération, pour une vitesse constante. Les trois figures suivantes (5.7, 5.8 et 5.9) présentent les performances des trois approches lors d'une forte accélération.

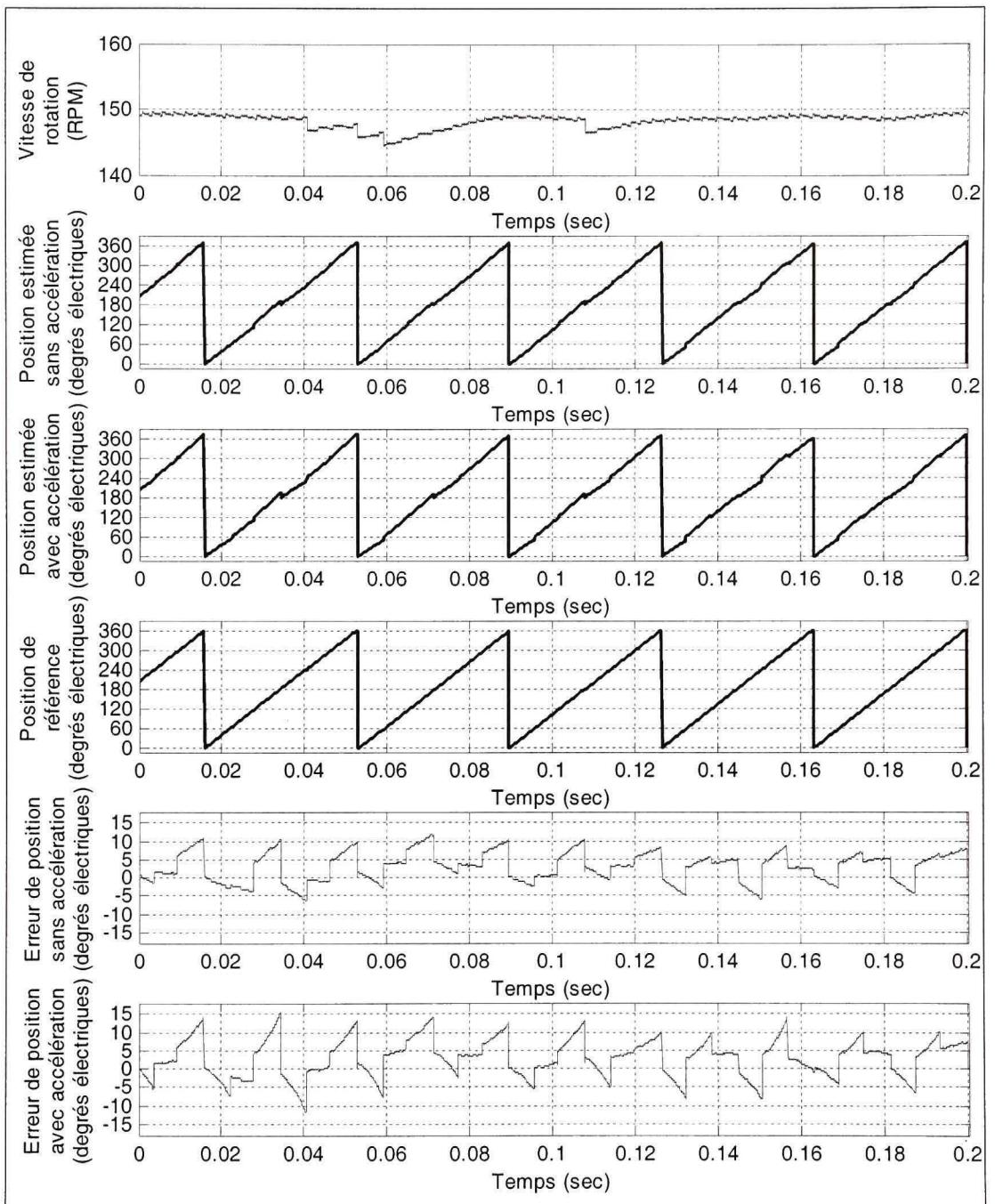


Figure 5.4 Erreur d'interpolation de la position basée sur 60 degrés électriques en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence.

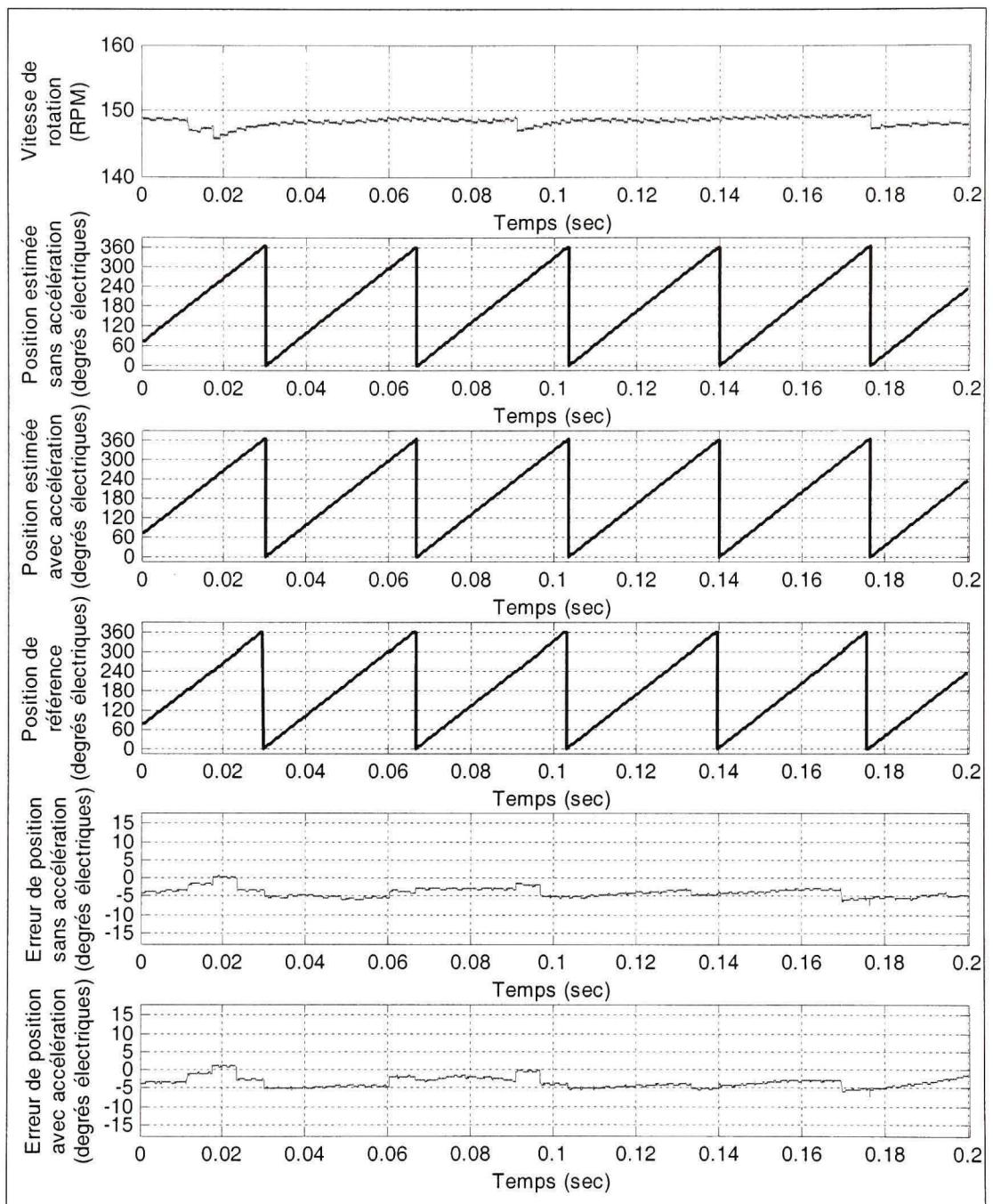


Figure 5.5 Erreur d'interpolation de la position basée sur un cycle électrique en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence.

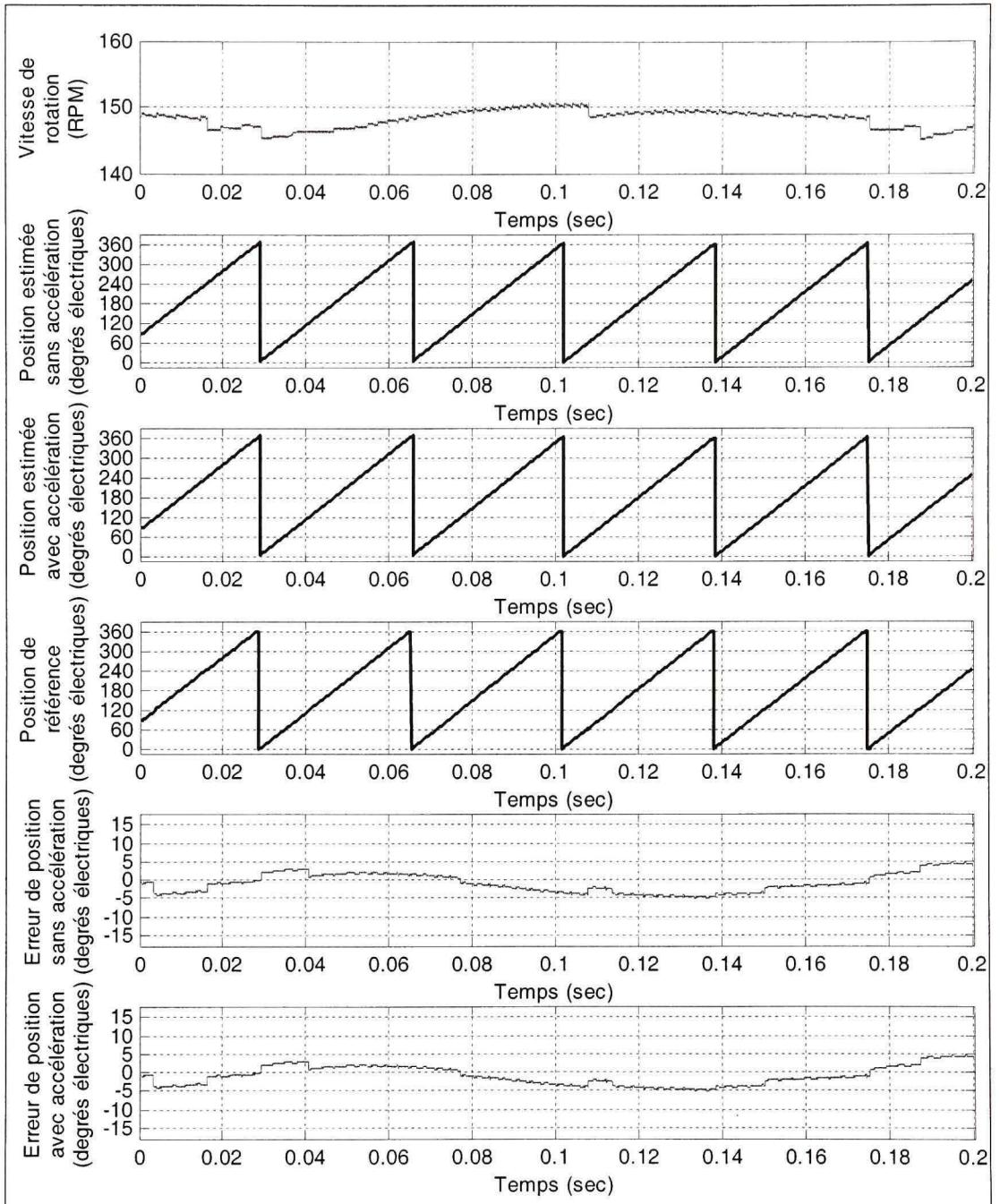


Figure 5.6 Erreur d'interpolation de la position basée sur une rotation mécanique en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence.

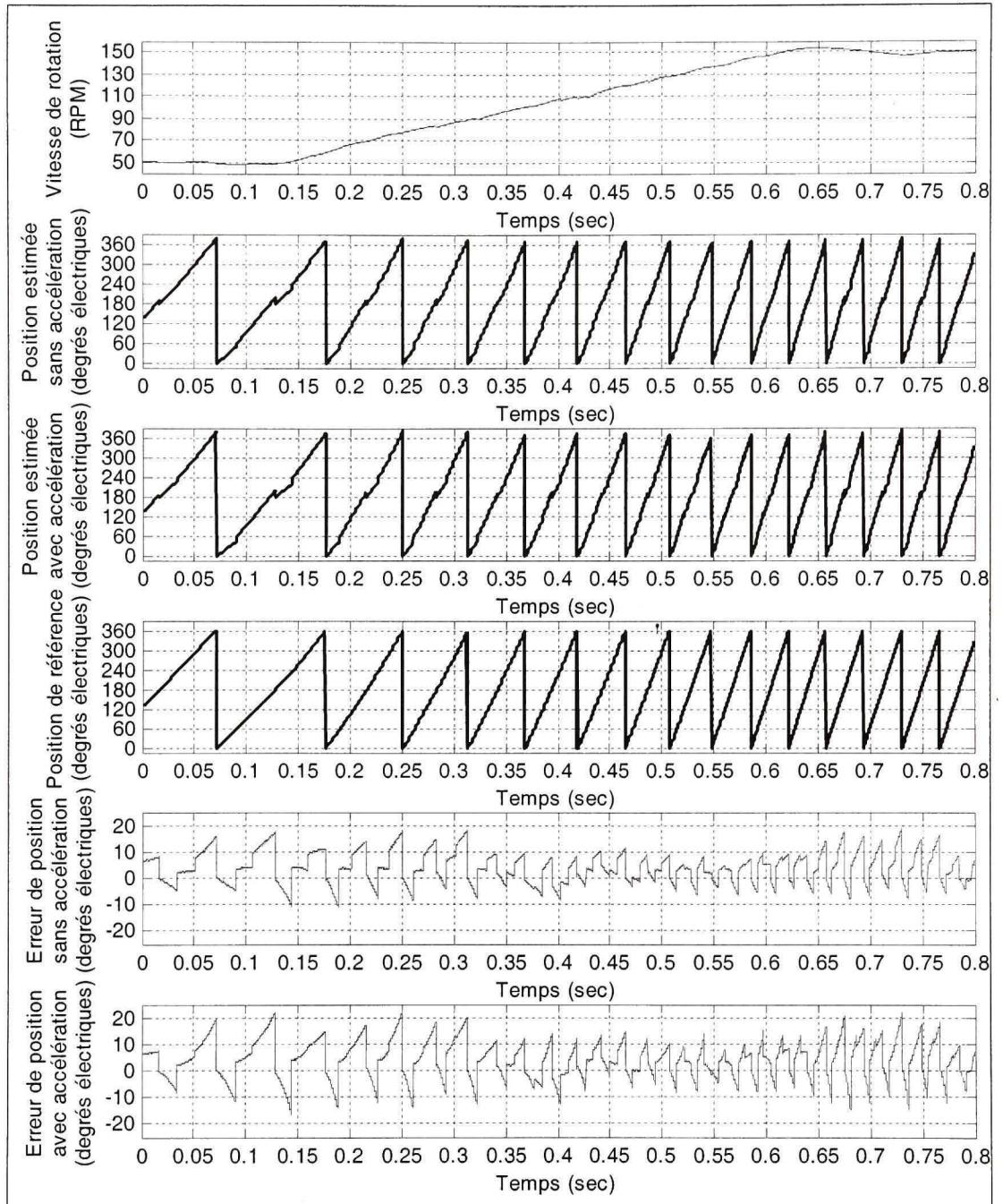


Figure 5.7 Erreur d'interpolation de la position basée sur 60 degrés électriques en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence lors d'une forte accélération.

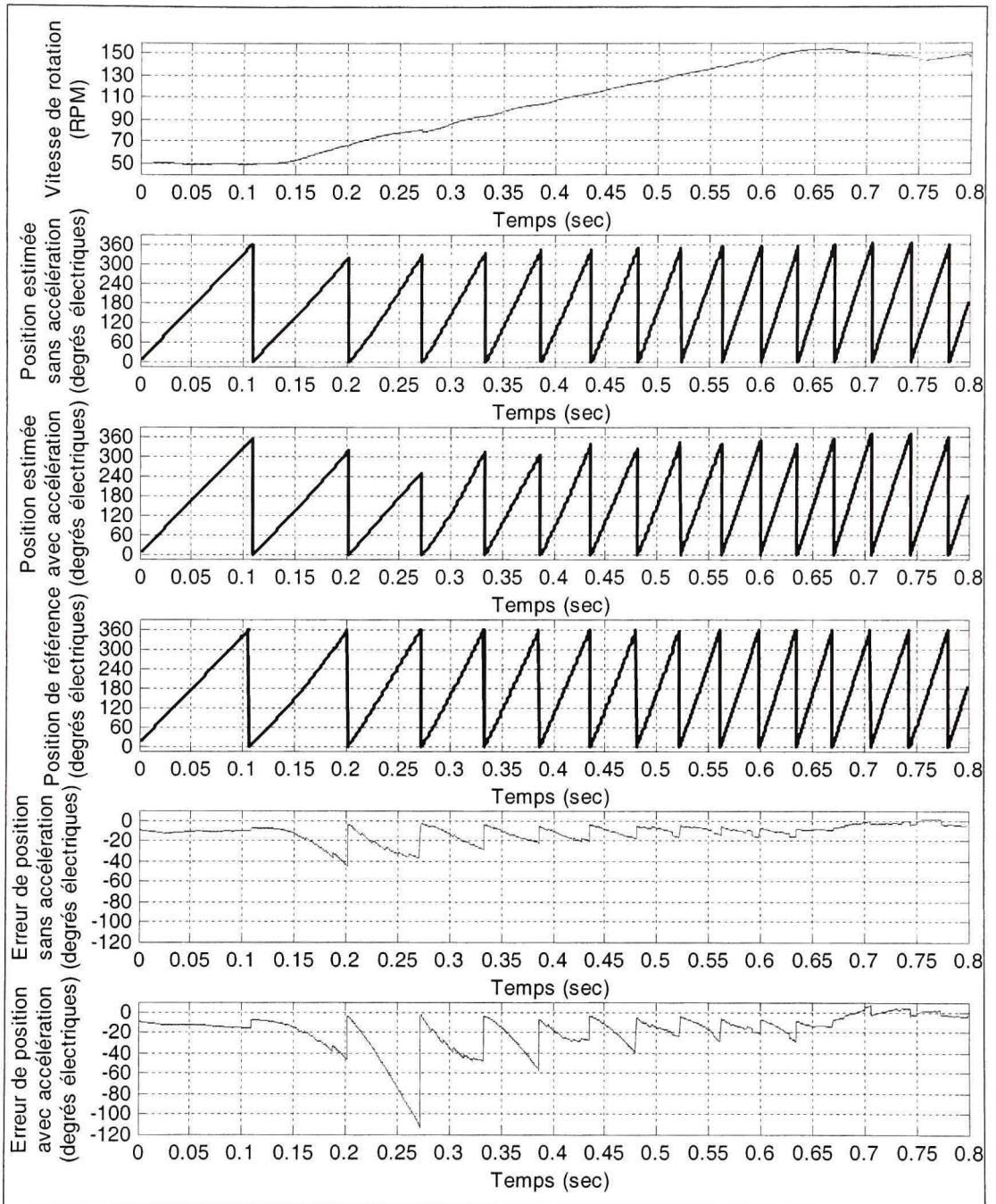


Figure 5.8 Erreur d'interpolation de la position basée sur un cycle électrique en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence lors d'une forte accélération.

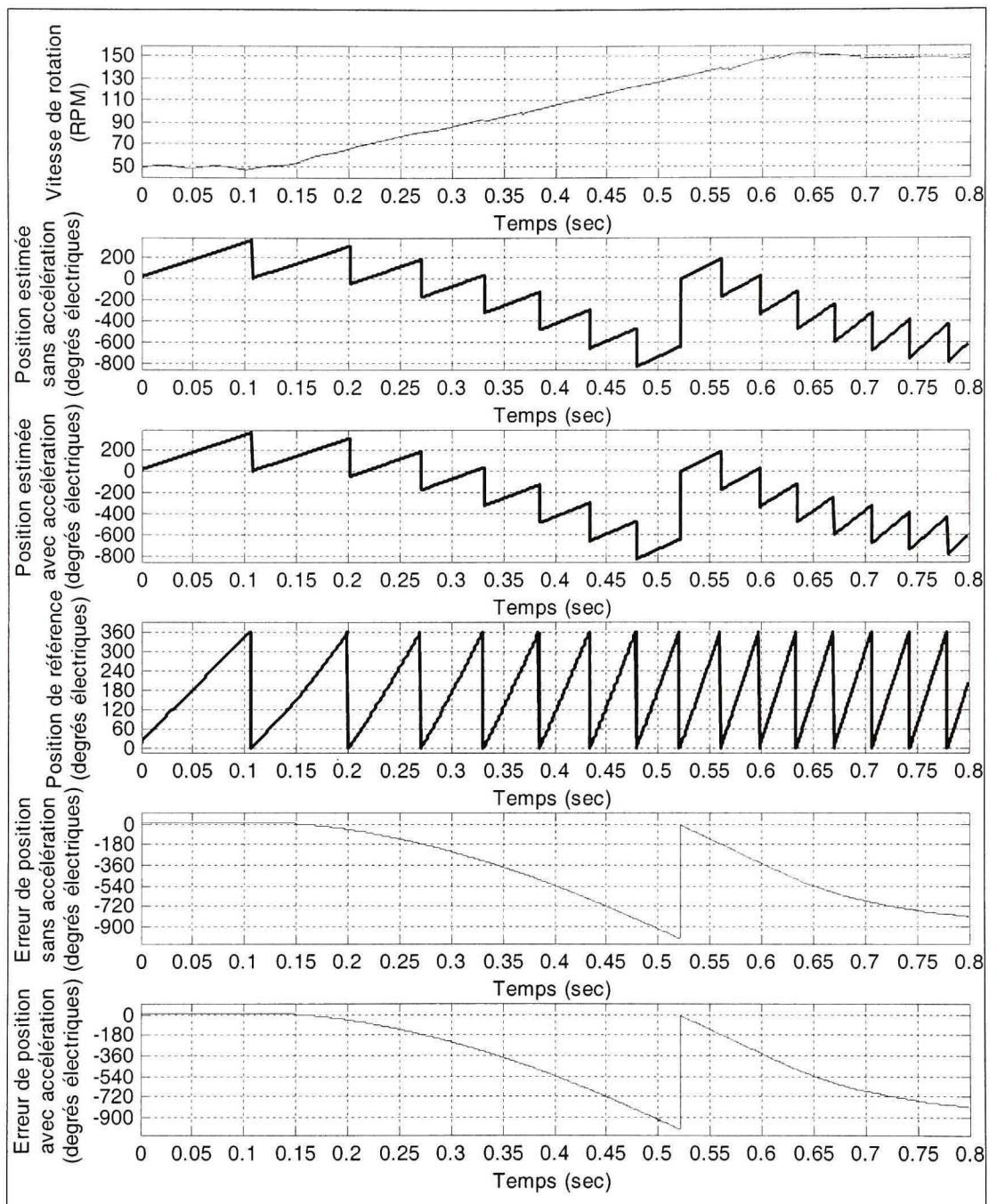


Figure 5.9 Erreur d'interpolation de la position basée sur une rotation mécanique en fonction de la vitesse, sans considérer l'accélération et en considérant l'accélération par rapport à l'encodeur de référence lors d'une forte accélération.

5.5 Interprétation des résultats

Nous pouvons constater en comparant la Figure 5.4 à la Figure 5.5 que l'erreur de l'interpolation en fonction de la vitesse est moins élevée lorsque plus d'une sonde sont considérées pour évaluer la vitesse moyenne. Ce point confirme que des erreurs sont engendrées par la position mécanique des sondes et que l'utilisation de la position d'une sonde par rapport à elle-même corrige cet effet. Ainsi, l'approche de l'interpolation basée sur un cycle électrique est plus précise à vitesse constante. Par contre, contrairement à l'hypothèse de départ, l'accélération vient augmenter l'erreur de position plutôt que la diminuer si on compare les figures 5.5 et 5.7. Une hypothèse pour expliquer ce phénomène est la fluctuation de la vitesse réelle engendrant de brèves accélérations décelées par l'algorithme. Considérer l'accélération demande également un second point de mesure qui est davantage dans le passé. Cette mesure engendre une plus grande possibilité que la vitesse et l'accélération aient changées au moment de l'interpolation. La Figure 5.6 nous démontre que l'interpolation basée sur une rotation mécanique complète offre une précision comparable à l'interpolation basée sur un cycle électrique à vitesse constante. Ainsi, la dernière approche n'apporte pas de gains substantiels justifiant la lourdeur supplémentaire pour son utilisation. L'estimation des trois approches, soumises à une forte accélération aux figures *Figure 5.7*, *Figure 5.8* et *Figure 5.9*, permettent de constater que l'accélération altère davantage les estimations utilisant une plus grande plage de déplacement. Il est vrai que l'accélération soumise, lors de ces essais, est beaucoup plus grande que ce que l'on peut retrouver dans le contexte réel, mais elle a permis de bien évaluer l'impact. L'algorithme utilisant un cycle électrique présente une plus grande altération que l'interpolation basée sur 60 degrés tandis que l'algorithme utilisant une révolution mécanique complète est totalement erroné. La prise en considération de l'accélération dans le calcul de l'interpolation dans tous les cas altère davantage l'estimation. Elle ne sera donc pas retenue.

L'approche sélectionnée est l'estimation sur un cycle électrique puisque le gain à vitesse constante est jugé plus avantageux que l'erreur engendrée lors des accélérations. L'utilisation de cet algorithme permet d'enrayer les erreurs de position des sondes qui engendraient entre autres des harmoniques audibles dans la MSAP.

5.6 Conclusion

Le concept d'estimation de la position par l'interpolation de la position connue des transitions des sondes à effet hall a été étudié. Six variantes ont été expérimentées et comparées. Chacune des variantes a ses avantages. L'interpolation basée sur 60 degrés électriques est simple et peu affectée par l'accélération. L'interpolation basée sur une révolution mécanique a l'avantage d'absorber toutes les erreurs physiques des sondes. Par contre, cette version est très sensible à l'accélération. Ainsi, les deux approches sont complémentaires. Pour tenter de réunir les avantages des deux techniques, une interpolation basée sur un cycle électrique fût développée. Cette approche est plus robuste aux déplacements physiques des sondes par rapport à l'angle désiré comparativement à l'interpolation basée sur 60 degrés électriques. Elle est également plus robuste par rapport à l'accélération que l'approche basée sur un cycle mécanique. Considérer l'accélération dans le calcul de l'interpolation, peu importe la base de l'interpolation diminue la précision de l'estimation plutôt que de l'augmenter contrairement à l'hypothèse initiale. Cela peut s'expliquer par la plage de position nécessaire deux fois plus grande ce qui sensibilise l'interpolation aux changements d'accélération. Bref, l'interpolation basée sur un cycle électrique sans considération de l'accélération a été retenue pour être implémentée dans le système embarqué. Cette section sera présentée au CHAPITRE 8.

CHAPITRE 6

COMMANDÉ PAR MODE DE GLISSEMENT

6.1 Introduction

La commande par mode de glissement est une approche différente de type non linéaire comme présenté au chapitre 1. Elle consiste à appliquer une commande, pour forcer la progression des variables du système à rejoindre une surface de glissement prédéterminée, pour la suivre par la suite. Cette technique est expérimentée sur le système pour tenter de prendre en considération les non linéarités du système.

6.2 Approche de commande

Posons un système de degré un, ayant deux entrées, deux sorties comme la MSAP :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \quad (6.1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Posons l'erreur de courant E :

$$E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1^* - x_1 \\ x_2^* - x_2 \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

La première étape consiste à choisir la surface de glissement. Posons :

$$S : C \int Edt + E = 0 \quad (6.4)$$

où C est une matrice de constantes positives

$$C = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Posons également:

$$\Sigma = C \int Edt + E \quad (6.6)$$

Ainsi, lorsque la dynamique de l'erreur se trouve sur la surface S , $\Sigma = 0$. Selon le théorème de Liapunov, la dynamique de l'erreur est stable si et seulement si :

$$\Sigma \cdot \dot{\Sigma} < 0 \quad (6.7)$$

Une loi de convergence simple pour s'assurer que Σ et $\dot{\Sigma}$ soient de signe opposé est :

$$\dot{\Sigma} = -K \cdot \text{sign}(\Sigma) \quad (6.8)$$

où K est une seconde matrice de gains positifs.

$$K = \begin{bmatrix} k_q & 0 \\ 0 & k_d \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Aussi, de l'équation (6.4) :

$$\dot{\Sigma} = C \cdot E + \dot{E} \quad (6.10)$$

En jumelant les équations (6.8) et (6.10)

$$C \cdot E + \dot{E} = -K \cdot \text{sign}(\Sigma) \quad (6.11)$$

où \dot{E} peut être substitué par sa définition :

$$C \cdot E + (\dot{X}^* - \dot{X}) = -K \cdot \text{sign}(\Sigma) \quad (6.12)$$

En substituant à son tour \dot{X} par l'équation (6.1) :

$$C \cdot E + \dot{X}^* - A \cdot X - B \cdot U = -K \cdot \text{sign}(\Sigma) \quad (6.13)$$

Nous pouvons finalement isoler la commande U et remplacer Σ par sa définition (6.6):

$$U = B^{-1} \left(\dot{X}^* - A \cdot X + C \cdot E + K \cdot \text{sign} \left(C \int E dt + E \right) \right) \quad (6.14)$$

La fonction signe dans l'équation précédente engendre une non linéarité dure dans la commande quand l'erreur change de signe. Lorsque la réponse du système atteint la consigne, l'erreur tend vers zéro mais n'est jamais parfaitement nulle, elle oscille plutôt autour de zéro. Lors de ces oscillations, l'erreur change constamment de signe ce qui engendre le changement constant du signe de la compensation K . Cette variation de signe cause des commutations dans la commande d'amplitude proportionnelle à la grandeur du gain K . Par contre, plus le gain K est élevé, plus la commande est robuste face aux changements des paramètres et plus la surface de glissement est atteinte rapidement. Il est donc intéressant de ce point de vue de choisir un gain K élevé. Il faut

donc poser K en faisant un compromis entre la robustesse, le temps d'atteinte et l'amplitude des commutations lorsque la consigne est atteinte. Pour diminuer l'effet des commutations indésirables lorsque la consigne est atteinte, plusieurs approches proposées dans la littérature sont résumées par (Fallaha, 2007). Ces approches consistent à modifier la loi de convergence de façon à adoucir ou annuler la non linéarité dure qu'engendre la fonction signe. Une approche classique propose l'utilisation d'une fonction de saturation plutôt que la fonction signe. La nouvelle fonction proposée permet d'établir une bande d'hystérésis autour de l'erreur nulle afin de limiter les oscillations. Cette approche engendre par contre une bande où l'erreur n'est pas compensée.

6.2.1 Loi de convergence exponentielle

(Fallaha, 2007) propose une nouvelle approche pour limiter les oscillations en modifiant l'amplitude du gain K de façon exponentielle en fonction de la distance de l'erreur par rapport à la surface de glissement. La loi de convergence selon cette approche est la suivante :

$$\dot{\Sigma} = \frac{-K'}{\delta_0 + (1 - \delta_0) \exp(-\alpha |\Sigma|^P)} \cdot \text{sign}(\Sigma) \quad (6.15)$$

Comparativement à l'approche initiale, celle-ci modifie le gain nommé K à l'équation (6.8) de la façon suivante :

$$K = \frac{K'}{\delta_0 + (1 - \delta_0) \exp(-\alpha |\Sigma|^P)} \quad (6.16)$$

où K' joue le même rôle que K, δ_0 est une constante comprise entre 0 et 1, α est une constante positive tout comme P. Selon cette approche, lorsque l'erreur est nulle, $K = K'$ ce qui permet de choisir un gain K plus petit qu'auparavant et de réduire les oscillations lorsque l'erreur tend vers zéro. Si Σ augmente et tend vers l'infini, alors le gain K tend vers K'/δ_0 ce qui permet d'amplifier le gain K' plus le choix de δ_0 est petit. Les gains α et P quant à eux permettent de jouer sur l'amplitude du gain K selon

le niveau de l'erreur. L'approche classique de la fonction signe devient un cas particulier de cette approche. L'équation (6.15) devient l'équation (6.8) si le gain α est posé nul et δ_0 est posé à un. Considérant cette nouvelle approche, l'équation de la commande présentée en (6.14) devient :

$$U = B^{-1} \left(\dot{X}^* - A \cdot X + C \cdot E + \frac{-K'}{\delta_0 + (1 - \delta_0) \exp(-\alpha |\Sigma|^p)} \cdot \text{sign}(C \int Edt + E) \right) \quad (6.17)$$

Cette modification procure les avantages suivants (Fallaha, 2007) :

- Adaptation dynamique de K face aux fluctuations de Σ
- Amélioration de la robustesse du système
- Augmentation de la vitesse de convergence pour une même amplitude de commutations
- Diminution de l'amplitude des commutations pour une même vitesse de convergence

Par contre, cette technique comporte plusieurs paramètres ajustables et aucune technique analytique n'a été développée jusqu'à ce jour pour quantifier ces gains.

6.3 Commande par mode de glissement avec la MSAP

Dans l'environnement de la MSAP, la commande par mode de glissement vient remplacer les compensateurs PI comme présenté à la Figure 6.1.

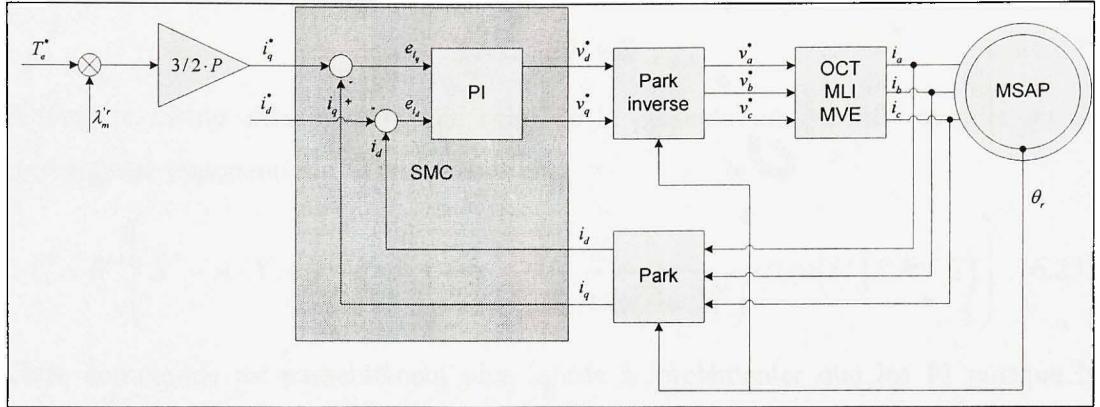


Figure 6.1 Schéma bloc de la commande par mode de glissement comparativement à la commande avec des compensateurs PI.

Le système d'équation de la MSAP représenté dans le référentiel du rotor sous forme de variable d'état est :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U + H \quad (6.18)$$

où la matrice H permet d'ajouter la dynamique de la tension contre-électromotrice. De façon détaillée :

$$\begin{bmatrix} i'_{qs} \\ i'_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_s}{L_q} & -\frac{L_d}{L_q} \omega_r(t) \\ \frac{L_q}{L_d} \omega_r(t) & \frac{-r_s}{L_d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\lambda_m^r}{L_q} \omega_r(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

Posons l'erreur de courant E :

$$E = \begin{bmatrix} e_{qs} \\ e_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{qs}^* - i_{qs} \\ i_{ds}^* - i_{ds} \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

Choisissons la même surface de glissement qu'en (6.4) et la matrice C :

$$C = \begin{bmatrix} c_{qq} & c_{qd} \\ c_{dq} & c_{dd} \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

Posons également:

$$\Sigma = C \int E dt + E \quad (6.22)$$

Suivant le même cheminement que celui de la présentation générale avec la loi de convergence exponentielle, la commande est :

$$U = B^{-1} \left(\dot{X}^* - A \cdot X - H + C \cdot E + \frac{-K'}{\delta_0 + (1 - \delta_0) \exp(-\alpha |\Sigma|^p)} \cdot \text{sign}(C \int E dt + E) \right) \quad (6.23)$$

Cette commande est passablement plus lourde à implémenter que les PI puisque la dérivée de la consigne est nécessaire et plusieurs gains sont à quantifier de façon arbitraire. La quantification des gains de la commande non linéaire n'est pas régie par une procédure comme pour les gains d'un compensateur PI. Il existe des techniques pour quantifier le gain K statique en fonction de la marge d'erreur acceptable des paramètres du système mais pas pour les gains de la loi exponentielle puisqu'elle est récente. Les gains sont donc quantifiés par essais et erreurs de façon expérimentale.

Tableau 6.1

Gains du compensateur non linéaire par mode de glissement avec l'approche classique et exponentielle

C	$\begin{bmatrix} 0.2 & 0.01 \\ 0.01 & 0.2 \end{bmatrix}$	δ_0	0.04
K	250	α	10
K'	25	p	0.5

6.4 Performances

Les figures suivantes présentent les performances du compensateur non linéaire en fonction de l'approche de convergence statique et exponentielle.

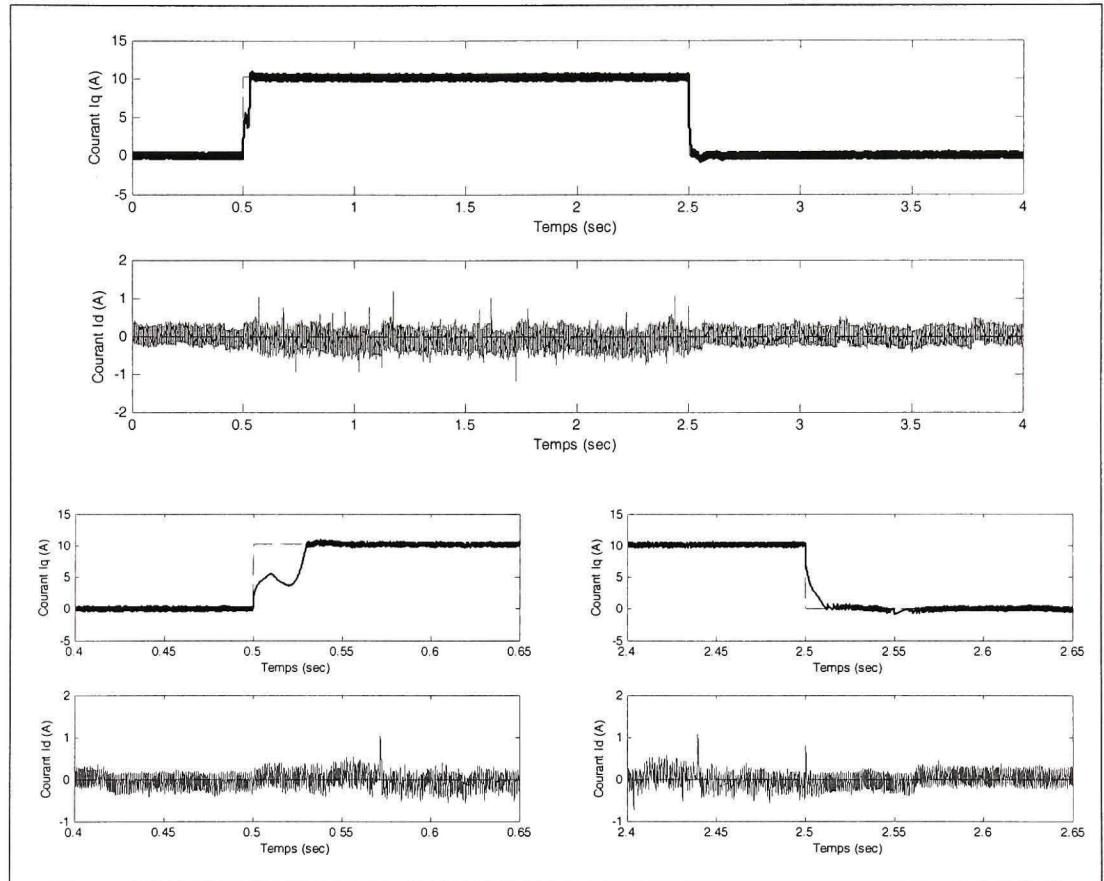


Figure 6.2 Réponse indicielle (à l'échelon) des courants I_q et I_d contrôlés par la commande par mode de glissement avec l'approche classique.

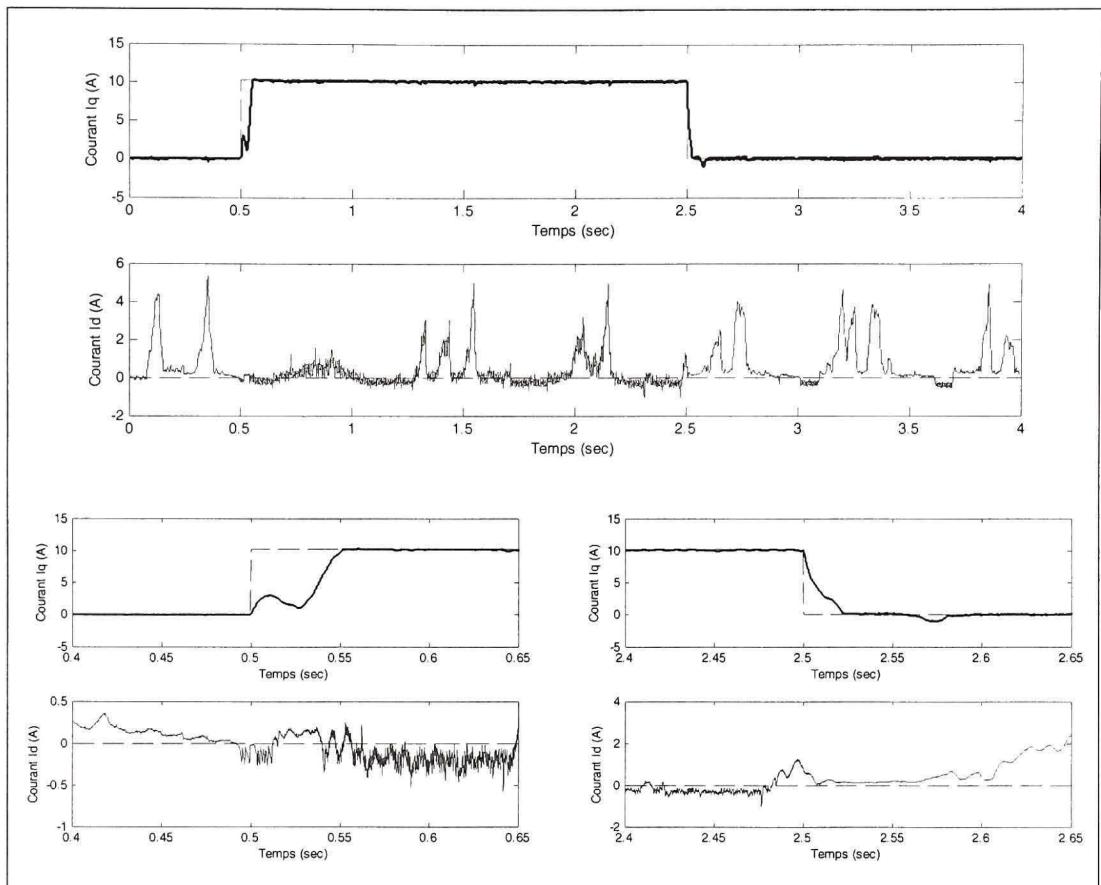


Figure 6.3 Réponse indicielle (à l'échelon) des courants I_q et I_d contrôlés par la commande par mode de glissement avec l'approche exponentielle.

Nous pouvons constater que la commande ne fonctionne pas adéquatement. Une consigne indicielle présente systématiquement un coude dans la réponse du courant avant d'atteindre la consigne. Aussi, la consigne est atteinte beaucoup plus tardivement qu'avec la commande PI comme nous pouvons le constater en comparant les Figure 6.1 et Figure 6.3 à la Figure 4.6. Par contre, l'approche exponentielle permet de diminuer considérablement les oscillations à hautes fréquences présentes lorsque la consigne est atteinte. Cependant, la réponse du courant I_d varie grandement et ce, peu importe la valeur de la consigne du courant I_q avec cette approche. Ceci s'explique en partie du fait que le gain K diminue au dixième de la valeur du gain K statique imposé avec la première approche lorsque le courant I_d atteint la consigne.

6.5 Conclusion

Les expérimentations avec ce type de commande n'ont pas permis d'obtenir des résultats satisfaisants. Les variations du courant laissent croire que la modélisation du système sur lequel est basée la commande ne refléterait pas adéquatement la dynamique de la MSAP. Pourtant, le modèle de la MSAP utilisé est commun. Ce modèle ne tient toutefois pas compte de la variation non sinusoïdale des inductances. Aussi, les pôles regroupés de la machine pourraient peut-être avoir un impact méconnu sur le modèle de la machine. Quoiqu'il en soit, la modélisation de la MSAP par élément fini afin de bien connaître la MSAP utilisée serait un bon point de départ avant de tenter d'exploiter cette commande en profondeur. La quantification des gains de la commande de façon expérimentale est également un point faible. Il serait intéressant de développer une méthode rigoureuse pour quantifier ces gains mais ce développement dépasse le cadre de la présente étude.

CHAPITRE 7

COMPARAISON DES DIFFÉRENTS PRINCIPES DE COMMANDES ÉTUDIÉS

7.1 Introduction

Dans le contexte de propulsion assistée sur une bicyclette, le système utilisé doit fournir une puissance mécanique exempte de vibration et ce, de façon efficace afin de maximiser l'énergie contenue dans les piles comme présenté au chapitre 1. Sur ces objectifs, le présent chapitre présente une comparaison des performances de l'approche vectorielle par rapport à la commande trapézoïdale selon ces critères.

7.2 Efficacité

L'efficacité du système se calcule en fonction de la puissance mécanique mesurée à la roue par rapport à la puissance électrique fournie par les piles. Il est simple de quantifier l'efficacité en temps réel à l'aide de la fonction suivante :

$$\eta = \frac{P_{mec.}}{P_{elect.}} = \frac{T_e \cdot \omega_m}{V_{DC} \cdot I_{DC}} \quad (7.1)$$

où T_e est le couple de la machine, ω_m sa vitesse angulaire, V_{DC} et I_{DC} sont la tension et le courant provenant de l'alimentation continue.

Une étude des pertes en fonction du couple demandé et de la vitesse angulaire permet d'établir le patron d'efficacité du système. Ce patron permet de comparer différents systèmes dans les mêmes conditions. Le système est composé de deux sous-systèmes soit le convertisseur et la MSAP. Le convertisseur transforme l'énergie électrique à courant continu provenant des piles sous forme de courant alternatif tandis que la MSAP convertie l'énergie électrique en énergie mécanique. Le système est bidirectionnel comme déjà mentionné précédemment. En quantifiant les pertes engendrées théoriquement par chacun des sous-systèmes, nous pouvons calculer les efficacités respectives et ainsi l'efficacité globale en sachant où l'énergie est perdue durant la conversion.

7.2.1 Pertes de la MSAP

La MSAP est une machine très efficace comparativement à d'autres technologies. Puisque le flux rotorique est assuré par les aimants permanents, comparativement à la machine asynchrone ou synchrone conventionnelle, aucun courant n'est induit au rotor annulant ainsi les pertes par effet Joule à ce niveau. Il se produit tout de même des pertes de nature ohmique au stator et des pertes magnétiques.

7.2.1.1 Pertes ohmiques des enroulements statoriques

Les pertes ohmiques sont engendrées par la résistance des phases traversées par le courant de commande. Ainsi ces pertes sont facilement quantifiables :

$$P_j = 3 \cdot r_s \cdot i_{s_eff}^2 \quad (7.2)$$

où la résistance de phase, présenté au Tableau 3.1, est de 0.01525 Ohm.

7.2.1.2 Pertes magnétiques

Les pertes magnétiques proviennent de deux phénomènes soit l'hystérésis et les courants de Foucault (Grellet et Clerc, 1997). Les pertes par hystérésis peuvent être calculées avec l'équation (7.3) et les pertes par courant de Foucault par l'équation (7.4).

$$P_H = k_H \cdot f \cdot B_m^2 \cdot V \quad (7.3)$$

$$P_F = k_F \cdot f^2 \cdot B_m^2 \cdot V \cdot e^2 \quad (7.4)$$

où k_H et k_F sont des constantes propres au matériau utilisé, f est la fréquence, B_m est l'induction maximale, V est le volume du matériau et e l'épaisseur des tôles. Nous pouvons constater que ces pertes sont intimement liées au matériau utilisé et au chemin parcouru par le flux magnétique qualifiant le volume à considérer. Ces pertes sont difficilement quantifiables théoriquement sans l'aide d'une analyse du flux magnétique de la machine par éléments finis et cette étude dépasse le cadre de la présente étude. Ces pertes seront donc négligées.

7.2.1.3 Pertes mécaniques

Les pertes mécaniques sont définies par la friction sèche et la friction visqueuse quantifiées lors de la caractérisation des paramètres de la MSAP au chapitre 3. Ces frictions déterminent le couple nécessaire pour contrer la friction statique et la friction dynamique pour faire tourner le rotor à une vitesse donnée. Ce couple a été mesuré expérimentalement et présenté au Tableau 3.1. Ainsi

$$P_{mec} = \omega_m \cdot T_F \quad (7.5)$$

En substituant l'équation (3.69) dans cette équation:

$$P_{mec} = B_m \cdot \omega_m^2 + T_m \cdot \omega_m \quad (7.6)$$

Selon le Tableau 3.1, $B_m = 0.01165$ et $T_m = 0.845$

7.2.1.4 Couple de détente

Le couple de détente, appelé « cogging torque », est engendré par une variation de réluctance dans le circuit magnétique. Le flux des aimants permanents engendre un couple pour s'aligner où la réluctance est la plus faible. Puisqu'une variation de la réluctance a été remarquée par la mesure de la variation de l'inductance des phases au CHAPITRE 3, un couple de détente est généré par cette variation. Lorsque le rotor de la MSAP tourne, le champ des aimants permanents rencontre ces variations de réluctance engendant un couple tantôt positif lorsque la réluctance diminue, tantôt négatif lorsque la réluctance augmente. Ainsi une ondulation de couple, externe aux courants statoriques, est générée. Pour visualiser cette variation, la MSAP a été commandée avec une faible consigne fixe permettant tout juste au rotor de tourner sans charge. La différence entre le couple mesuré par le capteur de couple et le couple théoriquement généré par la MSAP selon le courant I_q injecté a été analysée. Cette variation est présentée à la Figure 7.1. Par contre, la différence entre le couple réel et le couple calculé avec I_q contient également toutes les frictions mécaniques. Ceci explique la composante moyenne négative de la Figure 7.1. L'intérêt est donc la variation de couple et non la valeur en soi. Malheureusement, cette variation de couple est externe à la commande et continuellement présente même si aucun courant n'est injecté. Une analyse approfondie du couple de détente, entrant dans la même veine que la caractérisation des pertes magnétiques, pourrait permettre de concevoir une commande annulant ce couple de détente. Donc, comme cette étude demande une analyse par éléments finis de la MSAP, elle dépasse le cadre de l'étude actuelle.

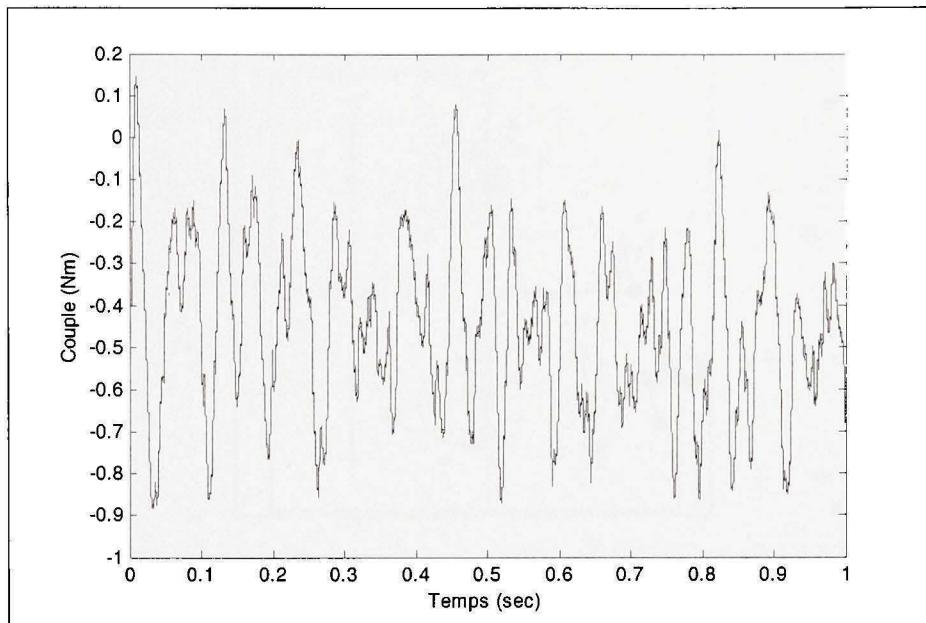


Figure 7.1 Différence de couple entre la lecture du capteur de couple et le couple théorique calculé selon le courant I_q injecté.

7.2.2 Calcul des pertes du convertisseur

La conversion du courant continu des piles en trois sinusoïdes par le convertisseur triphasé engendre également des pertes. Ces pertes peuvent provenir soit de la résistance interne des interrupteurs de puissance lorsque ceux-ci sont fermés, soit de la commutation des interrupteurs ou encore de la chute de tension dans la diode de roue libre des interrupteurs lors des temps morts. Puisque les courants générés ont tous la même amplitude en régime permanent, nous pouvons effectuer l'analyse des pertes pour un demi-pont représenté à la Figure 7.2 et la multiplier par trois, à la fin, pour considérer les pertes engendrées par les trois demi-ponts.

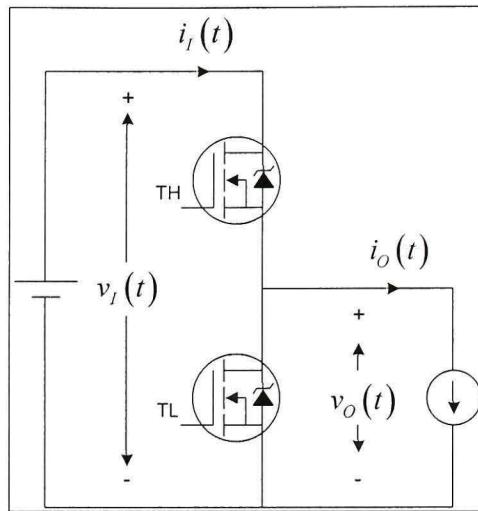


Figure 7.2 Représentation d'un demi-pont alimentant une phase de la MSAP.

7.2.2.1 Pertes ohmiques des interrupteurs de puissance

Tout comme les bobines du stator, les interrupteurs ont une résistance interne qui engendre des pertes lorsqu'un courant les traverse. La résistance interne de l'interrupteur de puissance est normalement donnée par le manufacturier. Puisque le courant est modulé par MLI, cette modulation engendre la fermeture de façon alternative des interrupteurs du haut et du bas du demi-pont. La modulation joue donc sur le temps de conduction d'un interrupteur par rapport à l'autre. Lorsque l'interrupteur du haut est fermé, celui-ci engendre des pertes ohmiques. Durant cet instant, l'interrupteur du bas est ouvert. De l'autre côté, lorsque l'interrupteur du bas est fermé, celui-ci engendre des pertes ohmiques et c'est au tour de l'interrupteur du haut d'être ouvert. Ainsi, les pertes par conduction varient de source selon l'état de la modulation. Lorsque les deux interrupteurs d'un demi-pont sont considérés de pair, les pertes ne sont pas fonction de la consigne de tension et sont quantifiables pour un demi-pont (Synchronous buck MOSFET loss calculations, 2006). Les pertes ohmiques pour le convertisseur peuvent donc être calculées à l'aide de l'équation suivante :

$$P_j = 3 \cdot r_{DS(ON)} \cdot i_{s_eff}^2 \quad (7.7)$$

7.2.2.2 Pertes par commutation

Les pertes par commutation, représentées à la Figure 7.3, sont engendrées par la transition de différence de potentiel aux bornes de l'interrupteur lorsque celui-ci passe de l'état ouvert à l'état fermé. Durant cette transition, un courant traverse l'interrupteur pendant que celui-ci n'est pas complètement fermé, engendrant ainsi une différence de potentiel. Cette présence simultanée du courant non nul et de la tension non nul engendre des pertes par commutation. Les pertes de commutation sont très sensibles au courant transité, à la température de l'interrupteur et à divers facteurs relatifs à la configuration du pont triphasé rendant le calcul de ces pertes très complexe. Cette étude utilise une approche très approximative pour quantifier l'ordre de grandeur de ces pertes; ces chiffres ne doivent pas être considérés autrement. Les pertes de commutation peuvent être divisées en deux sections : soit lorsque le courant augmente pendant que la tension aux bornes reste V_{DS} et soit lorsque la tension diminue durant que le courant nominal circule. Selon la Figure 7.3 ces temps sont qualifiés par t_2 et t_3 . Le délai t_2 couvre la charge d'environ la deuxième moitié de Q_{GS} tandis que t_3 couvre la charge de Q_{GD} . Puisque les variations de tension et de courant sont considérées linéaires durant la commutation, nous pouvons poser :

$$P_{SW} = \left(\frac{V_I \cdot I_O}{2} \right) \cdot (t_2 + t_3) \cdot F_{SW} \quad (7.8)$$

En additionnant les deux charges associées aux deux délais, la charge à considérer est :

$$Q_{G(SW)} = Q_{GD} + Q_{GS}/2 \quad (7.9)$$

Le temps nécessaire au circuit d'attaque pour remplir cette charge est simplement la charge divisée par le courant de charge donné par le manufacturier. Ainsi:

$$P_{SW} = \left(\frac{V_I \cdot I_O}{2} \right) \cdot \left(\frac{Q_{G(SW)}}{I_{DR(L-H)} + I_{DR(H-L)}} \right) \cdot F_{SW} \quad (7.10)$$

Le courant du circuit d'attaque pour fermer l'interrupteur n'est pas le même que lorsque le circuit d'attaque ouvre cet interrupteur. Ainsi, ces deux temps sont considérés et additionnés afin de calculer les pertes d'un cycle de modulation complet. Les deux interrupteurs sont considérés comme ayant les mêmes pertes. Donc, pour calculer les pertes du pont triphasé, il suffit de multiplier les pertes calculées par l'équation (7.10) par le nombre d'interrupteurs.

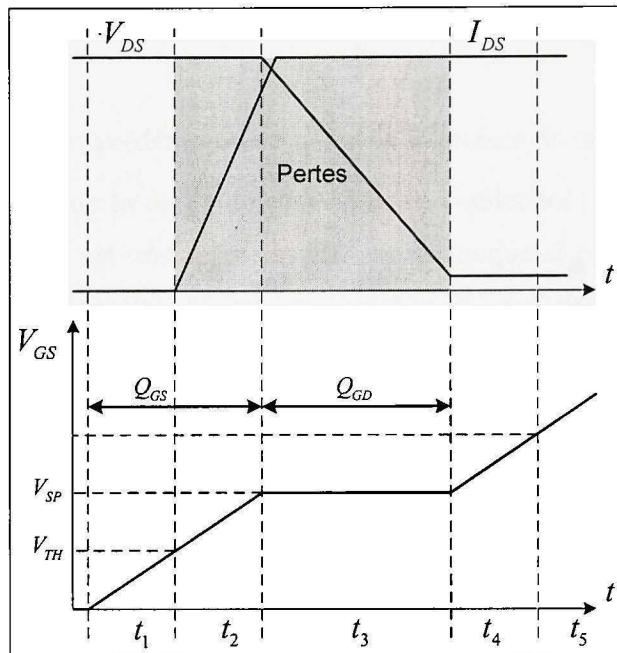


Figure 7.3 Tension et courant d'un interrupteur MOSFET en fonction du niveau de charge de la grille lors de la commutation.

Tiré de (Synchronous buck MOSFET loss calculations, 2006)

7.2.2.3 Pertes dues aux temps morts

Comme les interrupteurs du haut et du bas sont utilisés en mode complémentaire, c'est-à-dire que lorsqu'un est fermé l'autre est ouvert, un certain délai, où les deux interrupteurs sont commandés ouverts, est inséré lors de la commutation. Ce délai assure l'ouverture de l'interrupteur précédemment fermé avant de fermer l'autre interrupteur et ainsi, éviter un court circuit de la source à courant continu. Durant ce délai, le courant circulant dans le circuit des phases statoriques circule dans la diode de roue libre. Ainsi :

$$P_{DT} = T_{DT} \cdot F_{SW} \cdot V_F \cdot I_{s_eff} \quad (7.11)$$

où T_{DT} est le temps mort prédéterminé, F_{SW} est la fréquence de modulation et V_F est la différence de potentiel de la diode de roue libre en conduction. Puisque le calcul des pertes par commutation est très approximatif, une technique expérimentale, permettant d'obtenir une vérification de ces calculs, consiste à comparer la température du dissipateur de chaleur d'un pont fonctionnant dans des conditions données à un dissipateur de chaleur où une résistance de puissance est installée. En ajustant le courant dans la résistance de puissance de façon à obtenir une température équivalente au pont fonctionnel, cela permet de calculer simplement la puissance dissipée. Cette puissance ainsi mesurée comprend toutes les pertes du convertisseur, soit les pertes de conduction des interrupteurs, les pertes de commutation et les pertes des temps morts.

7.2.3 Performances

Il est maintenant possible de calculer le patron d'efficacité théorique du système avec les équations des pertes. Ce patron est présenté à la Figure 7.4. Nous pouvons constater que l'efficacité diminue grandement près des axes puisque la puissance mécanique est la multiplication de ces deux grandeurs. Ainsi, l'efficacité maximale du système est atteinte lorsque la MSAP a une vitesse de rotation de 240RPM et offre un couple de 10Nm, ce qui génère une efficacité de 80.35%.

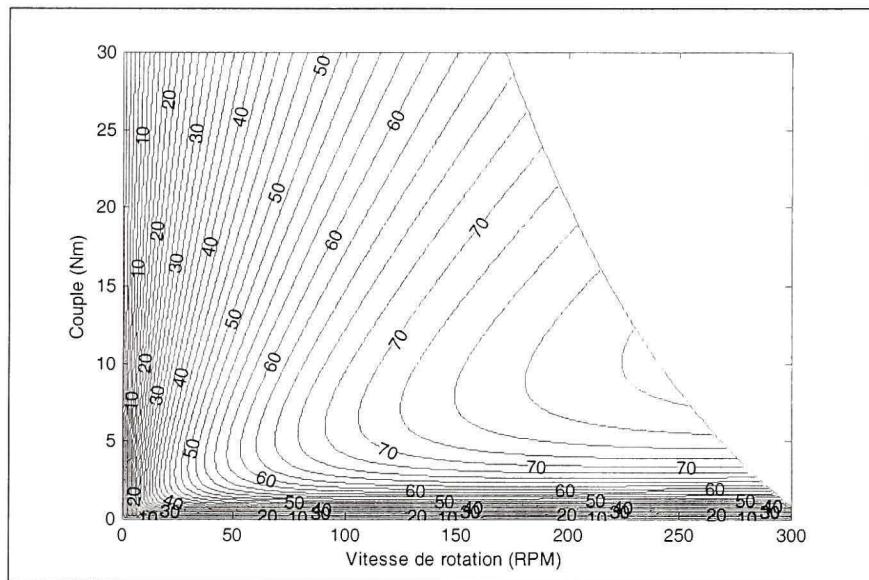


Figure 7.4 Efficacité théorique du système en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation.

Les Figure 7.5 et Figure 7.6 présentent les patrons d'efficacité des deux sous-systèmes. Nous pouvons constater que le convertisseur est très efficace comparativement à la MSAP.

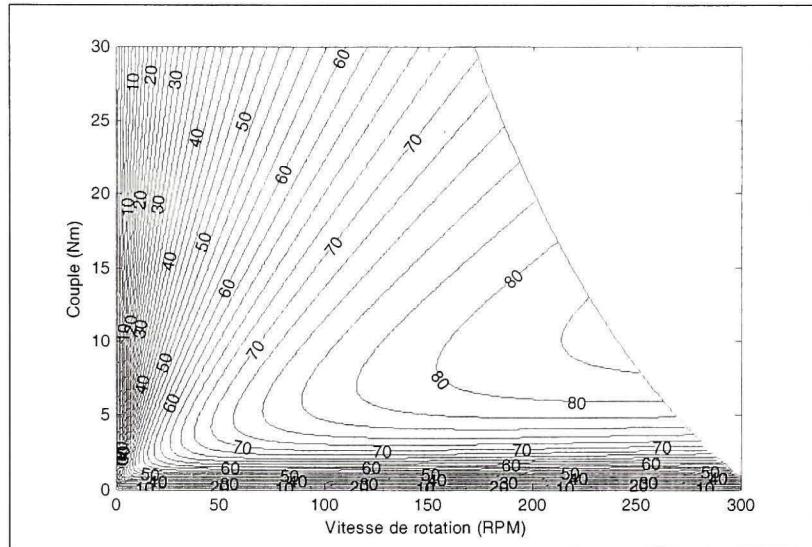


Figure 7.5 Efficacité théorique de la MSAP en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation.

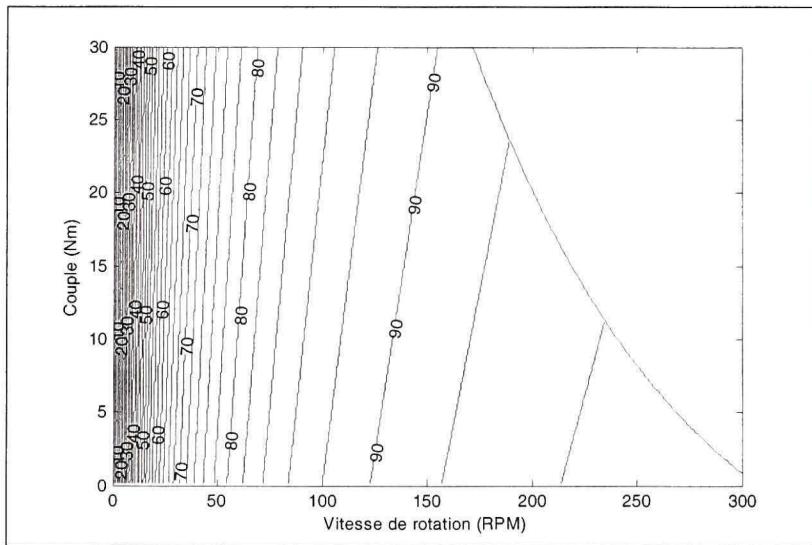


Figure 7.6 Efficacité théorique du convertisseur en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation.

Les Figure 7.7 et Figure 7.8 présentent l'efficacité théorique de la MSAP en considérant les pertes, selon leur source de nature ohmique ou mécanique.

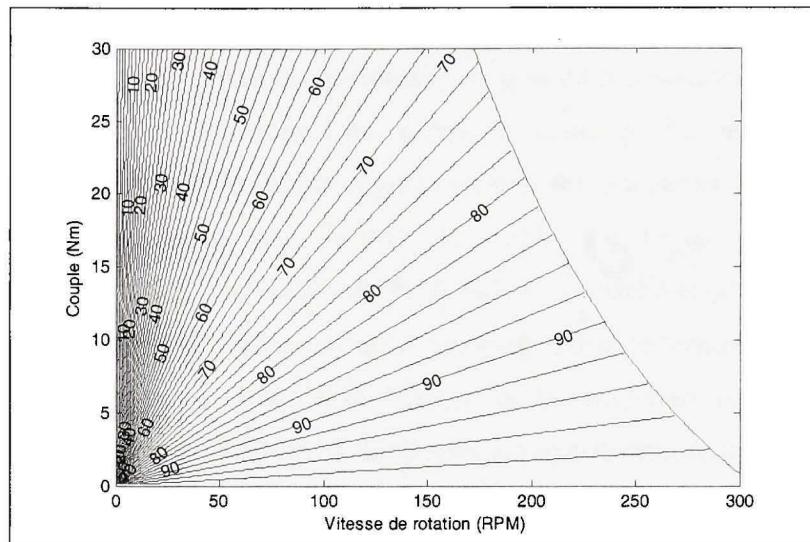


Figure 7.7 Efficacité théorique de la MSAP considérant seulement les pertes par effet Joule en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation.

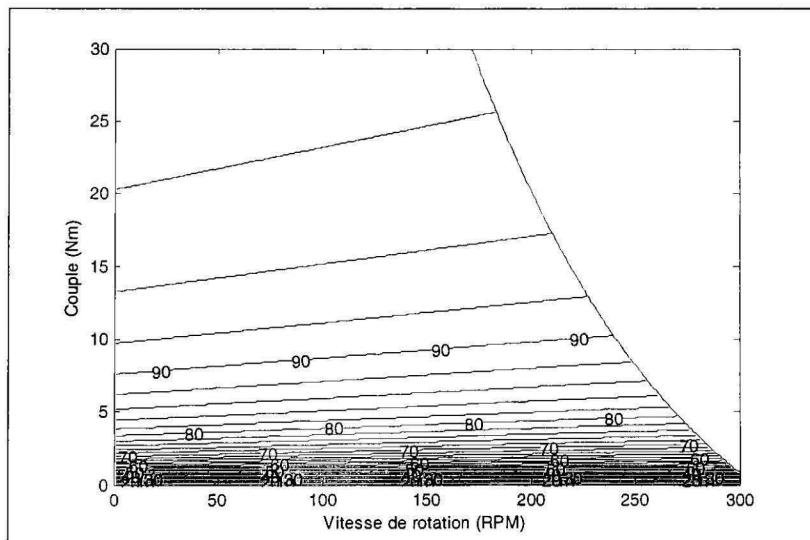


Figure 7.8 Efficacité théorique de la MSAP considérant seulement les pertes mécaniques en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation.

Nous pouvons constater que la majorité des pertes proviennent de l'effet Joule lorsque le couple demandé est élevé, tandis que les pertes mécaniques sont responsables de la majorité des pertes lorsque le couple demandé est faible. Les pertes mécaniques et les pertes ohmiques sont des pertes indépendantes du type de commande utilisé. Puisque le couple est directement proportionnel au courant de phase qui lui engendre des pertes exponentielles, la demande de couple engendrera toujours ces pertes. La Figure 7.10 et la Figure 7.11 présentent une analyse de l'efficacité basée sur des données expérimentales avec une MSAP commandée de façon vectorielle et de façon 180 degrés. La Figure 7.9 présente la différence entre les deux approches en terme d'efficacité. Nous pouvons en conclure que la variation d'efficacité de la commande vectorielle versus la commande 180 degrés est relativement faible avec un gain moyen de 6.53%.

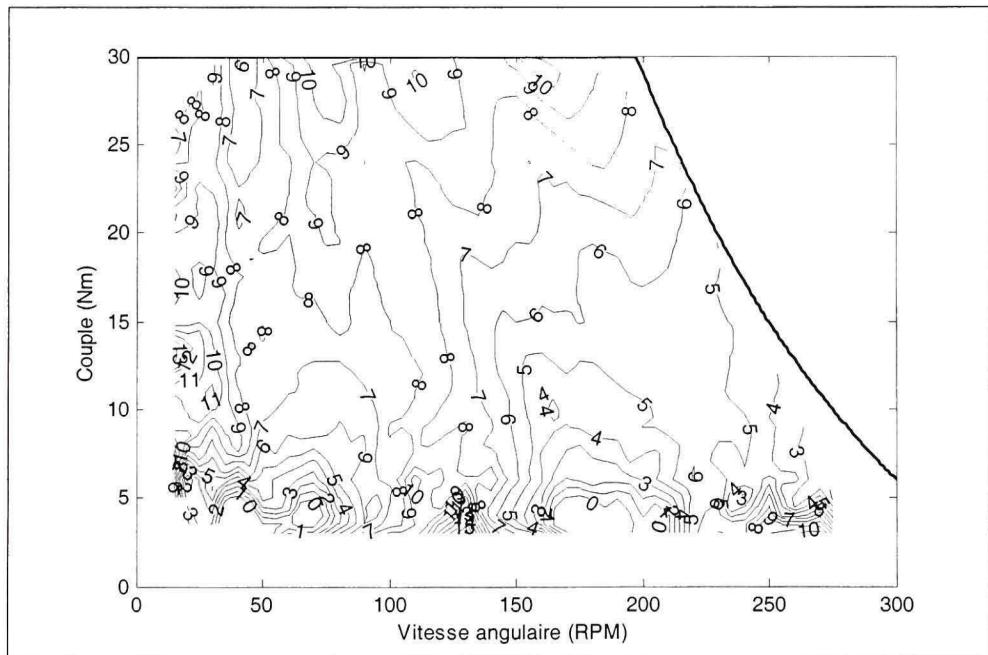


Figure 7.9 Gain d'efficacité de l'approche vectorielle par rapport à l'approche 180 degrés en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation de la MSAP.

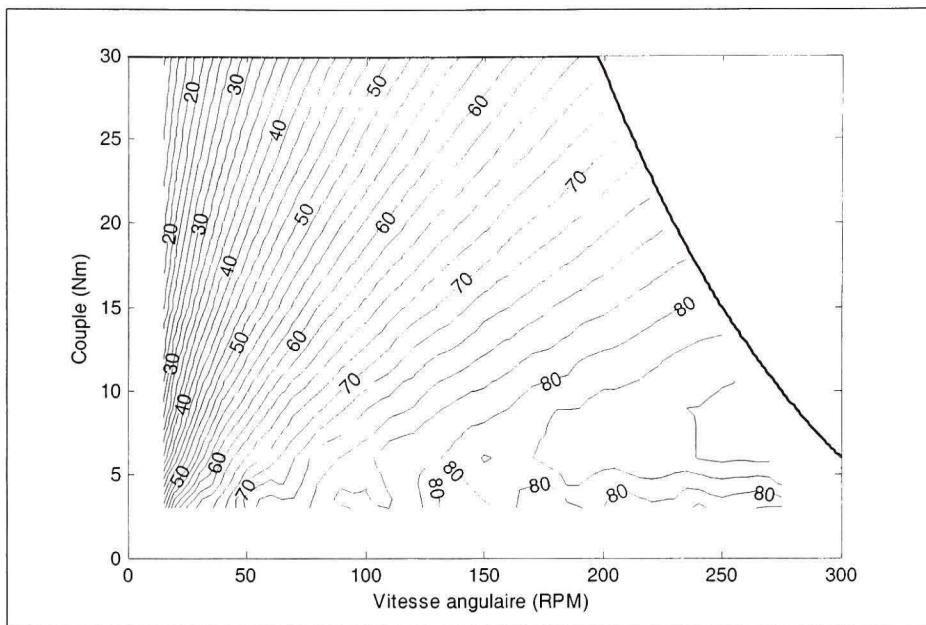


Figure 7.10 Efficacité du système en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation de la MSAP commandée de façon vectorielle.

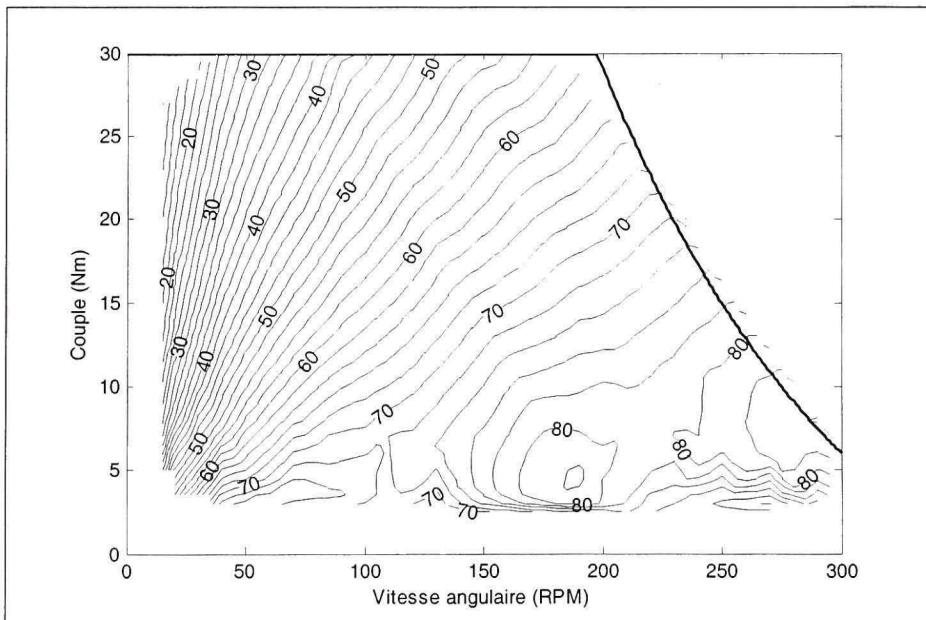


Figure 7.11 Efficacité du système en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation de la MSAP commandée avec l'approche 180 degrés.

7.3 Ondulation du couple

L'ondulation du couple provient de la qualité de l'onde sinusoïdale du courant statorique et de son déphasage par rapport au flux des aimants permanents comme présenté au chapitre 1. L'ondulation de couple engendrée par la commande 180 degrés, présentée à la Figure 1.5, est caractéristique à ce type de commande même si la MSAP utilisée est trapézoïdale (Bose, 2002). Cette ondulation est très perceptible par les vibrations et le bruit engendrés par la MSAP ainsi contrôlée, ce qui constitue le désavantage majeur de ce type de commande. La commande vectorielle a été sélectionnée pour minimiser ces ondulations.

7.3.1 Performances

Les performances de la commande vectorielle et de la commande 180 degrés ont été comparées expérimentalement. Voici un exemple type du couple développé par la MSAP avec les deux types de commande dans des conditions similaires.

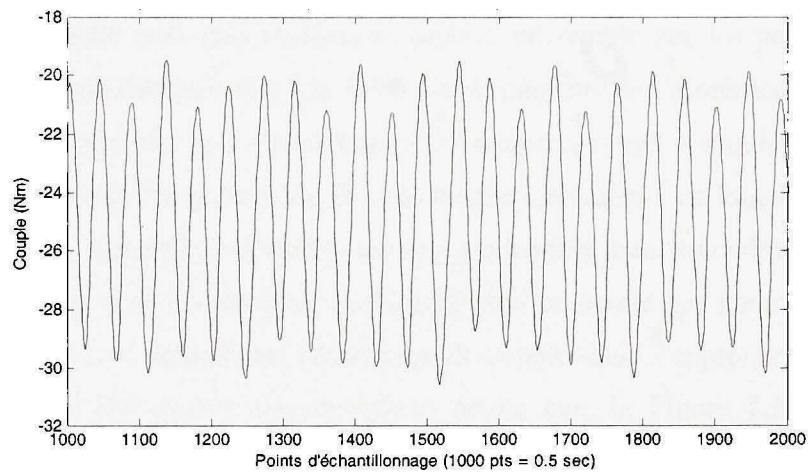


Figure 7.12 Couple généré par la MSAP commandée en 180 degrés avec une consigne de 40% et une vitesse de rotation de 40RPM.

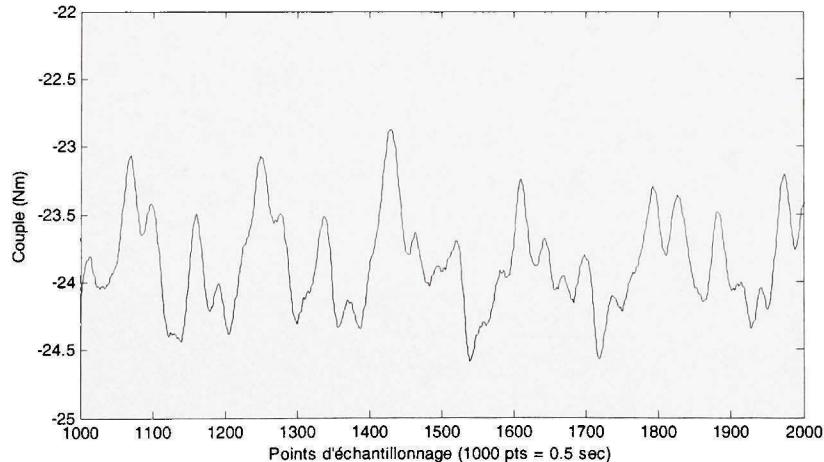
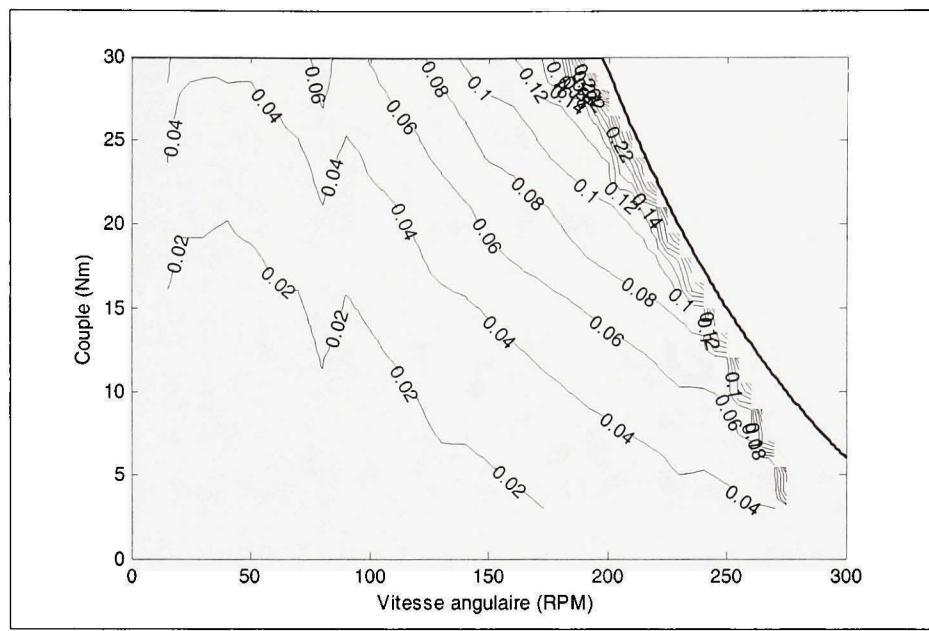


Figure 7.13 Couple généré par la MSAP commandée selon l'approche vectorielle avec une consigne de 25Nm et une vitesse de rotation de 40RPM.

Nous pouvons constater que le gain est incontestable, passant de plus de 10Nm d'oscillations avec une commande 180 degrés à seulement 1.5Nm avec la commande vectorielle. Selon cette dernière approche, les variables contrôlées sont les courants. Le couple de détente et les pertes mécaniques ne sont donc pas compensés ce qui explique l'ondulation mesurée par le capteur de couple à la Figure 7.13. Malheureusement, la mesure du capteur de couple ne reflète pas la réalité à grande vitesse. Lorsque les variations de couple sont trop rapides, le capteur ne semble pas les percevoir. Cette particularité est possiblement due à la faible bande passante de l'amplificateur du signal de la jauge de contrainte. Pour palier à ce problème, les patrons d'ondulation de couple présentés ci-après ont été générés par le couple théorique calculé en fonction du courant I_q mesuré. Ainsi, le problème d'ondulation sera perceptible mais les ondulations dues au couple de détente et des contraintes du banc d'essai ne seront pas perçues. La Figure 7.14 et la Figure 7.15 démontrent l'écart-type du couple selon l'approche vectorielle et selon l'approche 180 degrés respectivement tandis que, la Figure 7.16 présente la différence d'écart type entre les deux approches. Cette dernière figure démontre que l'approche vectorielle supprime pratiquement l'ondulation du couple avec une diminution de 94.32% des ondulations par rapport à l'approche 180 degrés.



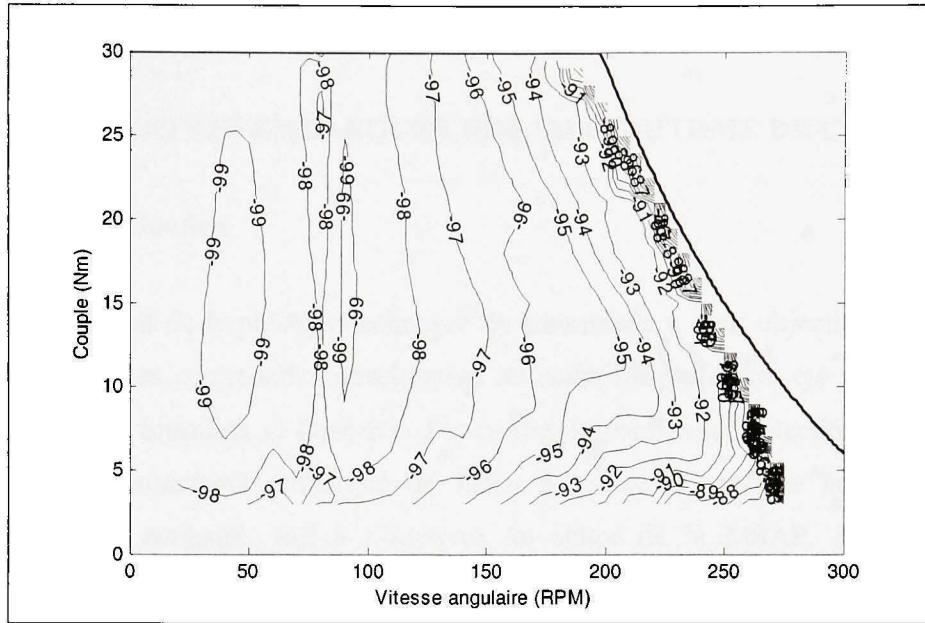


Figure 7.16 Différence d'écart-type entre l'approche vectorielle et l'approche 180 degrés en fonction du couple fourni et de la vitesse de rotation de la MSAP.

7.4 Conclusion

Nous pouvons constater que l'approche vectorielle permet de diminuer d'environ 95% des ondulations de couple tout en procurant un gain d'environ 6.5% d'efficacité. Ces résultats atteignent les deux principaux objectifs de cette étude. La commande ayant fait ses preuves, il est maintenant nécessaire d'adapter le système de contrôle pour le rendre applicable dans son environnement réel sur la bicyclette. Cette étape est critique puisque ce principe de commande est plus exigeant au niveau du calcul par rapport à la commande 180 degrés.

CHAPITRE 8

IMPLÉMENTATION EMBARQUÉE DE L'ALGORITHME DE COMMANDE

8.1 Introduction

Le développement de la présente technique de commande a pour objectif de propulser une bicyclette. Les commandes développées au cours du projet ont été expérimentées rapidement avec Simulink et Opal-RT. Par contre, la commande sélectionnée doit être portée sur un processeur embarqué de façon à rendre le système autonome dans l'environnement souhaité, soit à l'intérieur du stator de la MSAP. Pour ce faire, plusieurs facteurs matériels et logiciels doivent être considérés.

8.2 Conception matérielle

Le système dans lequel la commande vectorielle doit être implémentée est déjà existant. Il faut donc considérer plusieurs critères mécaniques au niveau du convertisseur et du choix du processeur pour faciliter la transition entre les deux versions du contrôleur. Puisque le système est voué à être fabriqué en masse, l'aspect monétaire est prépondérant dans la sélection des composantes.

8.2.1 Critères mécaniques

Le contrôleur étant installé à l'intérieur de la MSAP, l'espace disponible est très limité. Le contrôleur doit conserver les dimensions actuelles, soit un circuit imprimé rond d'un diamètre de 11cm, percé d'un trou concentrique de 4cm de diamètre. Pour ce faire, toute sélection de composantes doit prendre en considération l'espace utilisé. Puisque la configuration du pont triphasé utilisé actuellement a été étudiée de façon à concevoir le support du contrôleur servant également de dissipateur thermique, cette configuration sur le circuit imprimé doit demeurer telle quelle. Aussi, certaines composantes comme

les sondes à effet Hall et les connexions doivent demeurer au même emplacement pour ne pas avoir à modifier quoi que ce soit à l'extérieur du circuit imprimé et demeurer ainsi conforme à la conception actuelle. Il faut donc parvenir à disposer toutes les nouvelles composantes dans l'espace libéré par les anciennes composantes enlevées du circuit.

8.2.1.1 Critères du circuit d'attaque

La modulation vectorielle nécessite le contrôle des trois demi-ponts simultanément pour moduler les courants sinusoïdaux. Ce critère nécessite des modifications majeures au circuit d'attaque actuel puisque celui-ci est conçu pour appliquer la modulation seulement par les interrupteurs de puissance du haut des demi-ponts. Actuellement, le circuit d'attaque est constitué de plusieurs composantes discrètes. Ce circuit a été remplacé par des circuits intégrés IRS2003, de la compagnie International Rectifier, spécialisés pour cette tâche. Ce circuit commande un demi-pont et donc deux interrupteurs de puissance. Le nouveau circuit comporte ainsi un circuit intégré de ce type pour commander chaque demi-pont.

8.2.1.2 Acquisition des courants de phase

Actuellement, le niveau des courants de phase est mesuré par la différence de potentiel aux bornes de l'interrupteur de puissance du bas des demi-ponts lorsque celui-ci est fermé. Ce principe a l'avantage d'utiliser la résistance interne de l'interrupteur comme résistance shunt et ainsi épargner les pertes par effet Joule, qu'une vraie résistance shunt engendrerait. Malheureusement, cette technique n'est pas précise car la résistance interne de l'interrupteur est très sensible à la température et au courant le traversant. Elle varie également d'un interrupteur à l'autre. Ces variations peuvent atteindre le double de la résistance indiquée. L'ajout de résistances shunt est donc de mise. Les résistances shunt vont par contre engendrer des pertes ohmiques supplémentaires. Pour minimiser ces pertes, les résistances doivent être le plus faible possible, mais la différence de

potentiel à leurs bornes doit demeurer mesurable. Une analyse pour sélectionner la résistance a été effectuée en fonction des contraintes d'espace, de puissance à dissiper, de coût et du niveau de potentiel lu pour un courant maximal posé à 50A. Ainsi, la solution proposée est deux résistances de $1\text{m}\Omega$, 2W montées en parallèle et positionnées entre la source de l'interrupteur du bas du demi-pont et la masse. Les différences de potentiel mesurées nécessitent d'être amplifiées par des amplificateurs opérationnels pour que ces mesures soient quantifiables par le convertisseur analogique numérique (CAN) du processeur. Une attention particulière au niveau de la bande passante doit être apportée lors de la sélection de ces amplificateurs opérationnels puisque les courants mesurés peuvent varier rapidement et le contrôleur doit être en mesure de percevoir ces variations pour les compenser.

8.2.2 Sélection du processeur

La commande vectorielle demande une puissance de calcul supérieure à la commande 180 degrés pour compenser les courants dans le référentiel du rotor avec un court délai. Le temps de la boucle de commande du courant a été fixé à $50\mu\text{s}$ durant les simulations permettant ainsi de rafraîchir la commande à chaque cycle de commutation, fréquence fixée à 20kHz. Ainsi, cette nécessité de calcul rend les processeurs de signaux numériques (DSP) attrayants. Par contre, le coût d'un processeur de ce type est relativement élevé. Un large éventail de DSP est offert sur le marché; il faut donc sélectionner le DSP répondant le mieux aux besoins du système. Puisque tous les processeurs utilisés jusqu'à ce jour par EPS sont de marque Microchip, il y a un certain intérêt à utiliser leurs produits pour potentialiser l'expertise développée à l'interne et aussi utiliser les mêmes outils de développement. Microchip produit de petits microcontrôleurs de signaux numériques (DSC). Ce produit est très avantageux au niveau du coût, de la puissance de calcul et de la superficie occupée. Il existe même une gamme de DSC adaptée pour le contrôle de machines électriques. Comme EPS utilise déjà ces processeurs dans leurs plateformes d'assurance qualité, ces processeurs sont

déjà connus par leur équipe de développement. Microchip a également développé une application de contrôle vectoriel fonctionnant sur ce type de microcontrôleur (Zambada, 2007). Ainsi, plusieurs fonctions déjà programmées de façon très efficace sont disponibles. L'utilisation de ce code a permis de diminuer considérablement le temps de développement en utilisant les fonctions utiles pour notre application. Bref, tous ces avantages ont confirmé l'utilisation de ce type de processeur.

8.3 Conception logicielle

Afin d'implémenter la commande vectorielle dans le DSC sélectionné, plusieurs modifications doivent être apportées pour adapter l'algorithme à cet environnement embarqué. Une grande partie des fonctions essentielles déjà présentes dans l'exemple de Microchip ont été utilisées allégeant la tâche à ce niveau. Ainsi, il a seulement été nécessaire d'implémenter les modules complémentaires comme l'interpolation de la position du rotor par les sondes à effet Hall et les fonctions de communication avec les différents modules du système.

8.3.1 Représentation des nombres

Le processeur utilisé fonctionne sur 16 bits à point fixe. La représentation des nombres pour fonctionner avec cette latitude est donc différente. Les nombres entiers sont représentés en binaire signé. La plage de représentation est donc de :

$$-2^{16-1} \Leftrightarrow 2^{16-1} - 1 \quad (8.1)$$

ce qui équivaut à une plage de -32768 à 32767. Pour représenter les nombres réels non entiers, ceux-ci doivent être normalisés. Cette normalisation permet de représenter ces nombres entre -1 et 0.9999 avec une résolution de 1.526×10^{-5} d'une façon simple et efficace selon un standard Q15, également appelé 1.15 (Microchip, 2008).

Cette représentation considère le premier bit comme étant le signe et tous les autres bits, le nombre fractionnaire. Nous pouvons obtenir l'équivalent Q15 d'un nombre normalisé de la façon suivante :

Si x est positif :

$$y = 32767 \cdot x + 0.5 \quad (8.2)$$

Si x est négatif :

$$y = 32768 \cdot x - 0.5 \quad (8.3)$$

Le processeur est conçu pour supporter cette représentation fractionnaire lors des multiplications.

Tableau 8.1

Exemples de représentation de nombres réels normalisés en format Q15

Nombre réel	Représentation Q15
0	0h0000
-1	0h8000
0.99999	0h7FFF
-0.5	0hC000
0.5	0h4000

8.3.2 Déroulement de la boucle de commande de courant

La boucle de commande de courant est effectuée dans l'interruption du CAN qui est lancé par le compteur des modulations MLI. Cette démarche permet de synchroniser les lectures de courant en fonction de l'état des interrupteurs de puissance. Cette synchronisation est capitale puisque les résistances shunt, où le courant est mesuré, sont en série avec les interrupteurs du bas des demi-ponts. Ceux-ci doivent donc être fermés si nous voulons mesurer un courant. Ainsi, l'acquisition est lancée lorsque le compteur des modulations est à son maximum. Lorsque l'acquisition est lancée, le DSP est configuré de façon à lancer l'acquisition des courants simultanément. La Figure 8.1 représente l'organigramme de cette boucle de courant.

8.3.2.1 Formatage des courants Ia et Ib

Puisque le neutre de la MSAP est isolé, la somme des trois courants est toujours nulle. Il est inutile de lire les trois courants dans cette situation puisque le troisième est superflu. L'algorithme mesure donc seulement deux courants. La lecture de la tension aux bornes de la résistance shunt donne une tension positive lorsque le courant se dirige vers la masse, donc sortant de la phase de la machine. Puisque le standard pose que le courant est considéré positif entrant dans la phase, il faut inverser cette mesure.

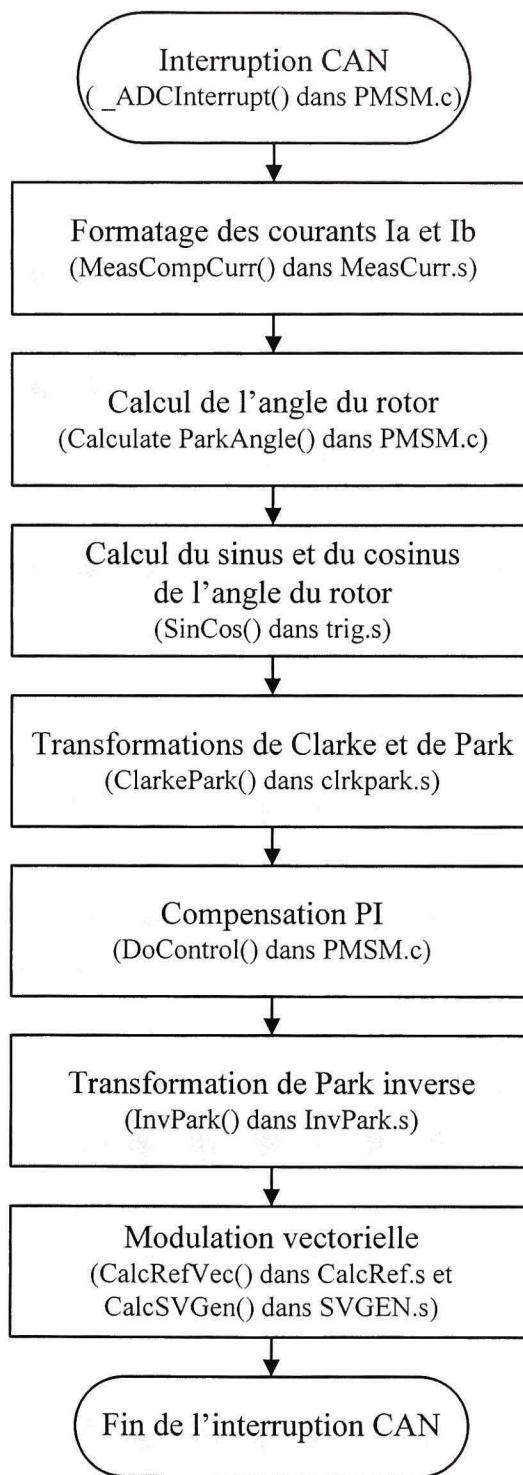


Figure 8.1 Organigramme de la boucle de commande du courant

8.3.2.2 Calcul de l'angle du rotor

Le calcul de la position du rotor est effectué avec l'interpolation des sondes à effet Hall basée sur un cycle électrique puisque c'est cette version de l'interpolation qui a été jugée la plus performante au chapitre 5. La Figure 8.2 présente l'organigramme de l'implémentation de cet algorithme au sein du DSC. Cet algorithme calcule la vitesse moyenne en fonction de la somme des délais mesurés entre les 6 dernières transitions ce qui représente le délai du dernier cycle électrique. Il divise par la suite le niveau du compteur mesurant le temps en continu par le délai précédemment calculé, pour obtenir une notion de ratio du délai écoulé versus le délai du dernier cycle électrique. Ce ratio est finalement multiplié par 360° pour le convertir en angle et additionné à l'angle antérieurement calculé. Lorsque l'algorithme détecte une transition sur une sonde à effet Hall, il mémorise le délai mesuré par le compteur selon le secteur où était le rotor durant cette mesure et réinitialise le compteur. Ainsi, le délai de chaque secteur est rafraîchi lorsque le rotor passe à un autre secteur. En additionnant les 6 secteurs, le délai d'un cycle électrique complet est obtenu. Pour utiliser la notation Q15, l'angle est normalisé entre -1 à 0.99999. Ainsi, -1 représente $-\pi$ et 0.99999, π . Pour borner les mesures dans cette représentation, la référence absolue est basée sur une transition de la sonde A lorsque le niveau de la sonde B est haut et le niveau de la sonde C est bas. Cette référence fixe la position du rotor à π . Bref, quand la MSAP tourne en sens inverse, l'angle diminue et lorsque cette transition de référence survient, l'angle est forcé à π . Dans le sens inverse, lorsque la MSAP tourne dans le sens positif et que cette transition de référence survient, l'angle est forcé à $-\pi$.

8.3.2.3 Calcul du sinus et du cosinus de l'angle du rotor

Le sinus et le cosinus de l'angle mesuré sont nécessaires pour transformer les courants mesurés dans le référentiel du rotor. Pour minimiser le temps de calcul, les conversions trigonométriques sont effectuées à l'aide d'une table de conversion. Ainsi, une table de 128 valeurs pré-calculées d'un sinus est conservée en mémoire et la valeur désirée est interpolée entre les valeurs de cette table.

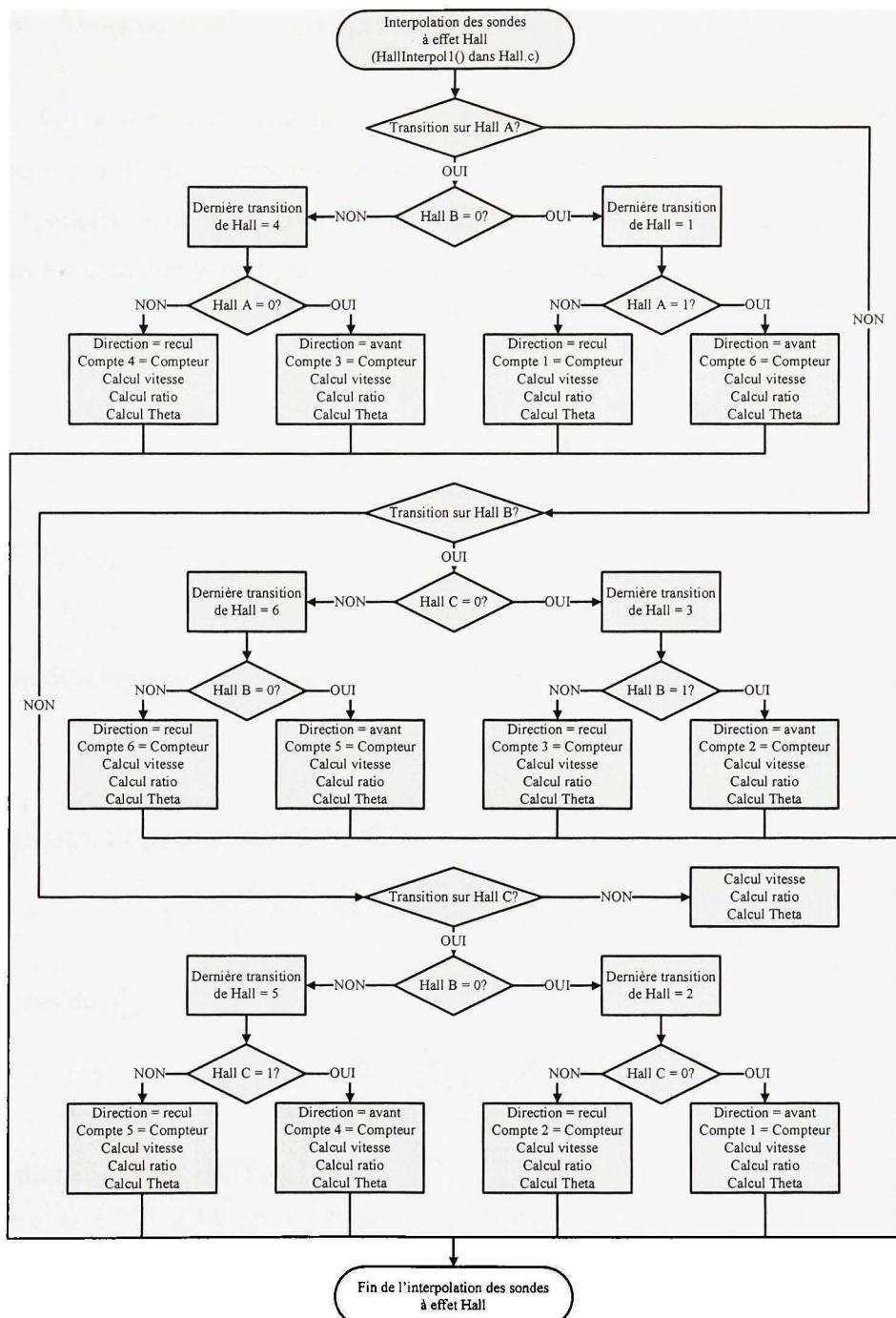


Figure 8.2 Organigramme de la fonction d'interpolation des sondes à effet Hall basée sur un cycle électrique

8.3.2.4 Transformations de Clarke et de Park

Puisque seulement deux courants sont mesurés et que ces mesures doivent être converties avec la transformation de Park, il est possible de modifier la transformation pour considérer seulement deux courants en entrée. Tout d'abord, en choisissant d'utiliser les courants I_a et I_b , la transformation de Clarke peut être modifiée ainsi :

$$f_{\beta\alpha s} = K_s^s \cdot f_{abc s} \quad (8.4)$$

où :

$$K_s^s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (8.5)$$

Comme $f_{as} + f_{bs} + f_{cs} = 0$:

$$f_{cs} = -f_{as} - f_{bs} \quad (8.6)$$

Ainsi, en développant l'équation de $f_{\beta s}$:

$$f_{\beta s} = \frac{2}{3} \left(f_{as} - \frac{f_{bs}}{2} - \frac{f_{cs}}{2} \right) \quad (8.7)$$

En substituant l'équation (8.6) dans (8.7) :

$$f_{\beta s} = \frac{2}{3} \left(f_{as} - \frac{f_{bs}}{2} - \frac{(-f_{as} - f_{bs})}{2} \right) = \frac{2}{3} \left(\frac{3f_{as}}{2} \right) = f_{as} \quad (8.8)$$

Pour le cas de $f_{\alpha s}$:

$$f_{\alpha s} = \frac{2}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} f_{bs} + \frac{\sqrt{3}}{2} f_{cs} \right) \quad (8.9)$$

En substituant l'équation (8.6) :

$$f_{\alpha s} = \frac{2}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} f_{bs} + \frac{\sqrt{3}}{2} (-f_{as} - f_{bs}) \right) = \frac{2}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} f_{as} - \sqrt{3} f_{bs} \right) \quad (8.10)$$

Sous forme matricielle, la nouvelle transformation K_s^s peut s'écrire :

$$K_s^s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 3/2 & 0 \\ -\sqrt{3}/2 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/\sqrt{3} & -2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (8.11)$$

À partir de la transformation de Clarke ainsi modifiée, il est possible de modifier la transformation de Park de la même façon en utilisant simplement la matrice de transformation Clarke vs Park présentée en (1.24)

$$K_s^r = {}^s K_s^r \cdot K_s^s = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/\sqrt{3} & -2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (8.12)$$

Ainsi :

$$K_s^r = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) + \sin(\theta_r)/\sqrt{3} & 2 \cdot \sin(\theta_r)/\sqrt{3} \\ \sin(\theta_r) - \cos(\theta_r)/\sqrt{3} & -2 \cdot \cos(\theta_r)/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (8.13)$$

L'utilisation de cette dernière transformation dans le DSC est beaucoup plus lourde au niveau calcul. Les signaux seront plutôt convertis selon la transformation de Clarke dans un premier temps et par la transformation de référentiel par la suite comme présenté à l'équation (8.12).

8.3.2.5 Compensation proportionnelle intégrale

Les compensateurs de type PI sont programmés suivant le même schéma fonctionnel que celui présenté à la Figure 4.5. Par contre, les gains utilisés sont modifiés pour être bornés entre 0 et 1 pour les rendre quantifiables selon le format Q15. Pour ce faire, les gains sont divisés par une constante de normalisation d'une valeur égale à une puissance de 2 qui est conservée en mémoire. Au cours du calcul de la compensation, le résultat obtenu est multiplié par cette constante de normalisation afin d'annuler la modification. De façon binaire, comme la constante de normalisation est de puissance 2, le résultat obtenu est simplement décalé vers la gauche selon le nombre gardé en mémoire. Cette technique diminue grandement le temps d'exécution. La normalisation des signaux d'entrée et de sortie n'affecte aucunement les gains calculés avec la démarche présentée au chapitre 4.

8.3.2.6 Modulation vectorielle

Au chapitre 1, la modulation vectorielle a été présentée comme une technique de modulation performante mais demandant beaucoup de ressources au niveau calcul. Afin de rendre cette technique de modulation utilisable dans un processeur embarqué, elle doit être modifiée afin de diminuer sa demande en calcul. Microchip (Zambada, 2007) utilise une approche complètement différente à celle présentée au chapitre 1. La base de l'approche réside sur une modification de la transformation de Clarke inverse. La modification consiste à interchanger les axes α et β . Ainsi, la transformation de Clarke modifiée est la suivante :

$$f_{abcs} = \left(K_s^s \right)^{-1} \cdot f_{\beta\alpha s} \quad (8.14)$$

Où $\left(K_s^s \right)^{-1}$ est la même matrice de transformation que celle présentée en (1.8). Cette modification, représentée graphiquement à la Figure 8.3, permet de déterminer le secteur où se trouve la consigne en considérant seulement le signe des tensions de commande puisque les deux vecteurs de tension de commande bornant le secteur sélectionné sont perpendiculaires à l'une des deux tensions de modulation.

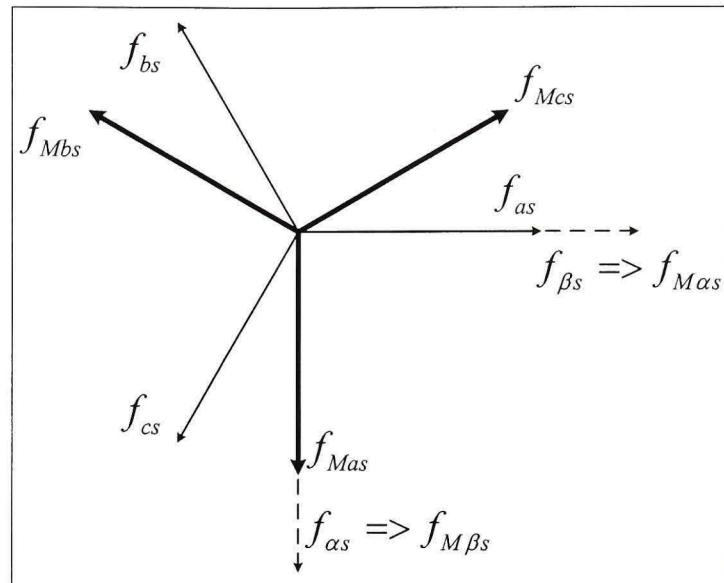


Figure 8.3 Représentation vectorielle de l'inversion des axes α et β et l'impact sur la transformation de Clarke inverse.

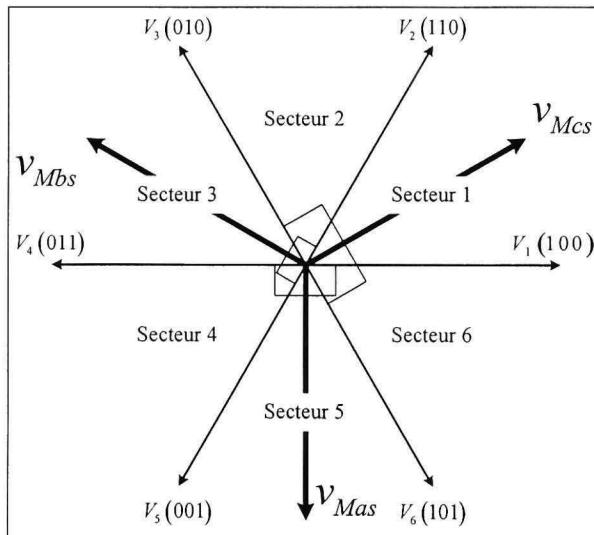


Figure 8.4 Représentation des tensions de commande avec la transformation de Clarke inverse modifiée avec les différents vecteurs de tensions applicables avec la technique de modulation vectorielle.

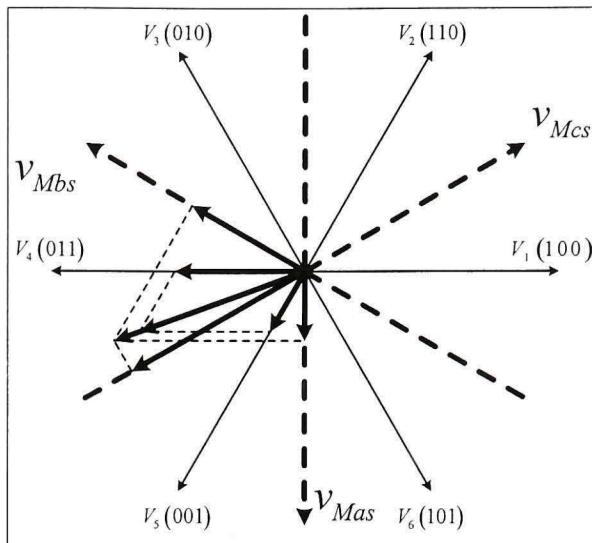


Figure 8.5 Exemple d'association des vecteurs de commande de tension aux vecteurs de modulation.

L’agencement des vecteurs de tensions de commande de façon perpendiculaire aux vecteurs de tension de modulation de la section identifiée, comme présenté à la Figure 8.4, permet d’attirer directement chacun des niveaux de tension de commande au vecteur non perpendiculaire. Cette subtilité, présentée à la Figure 8.5, est très intéressante et épargne toute la lourdeur de calcul nécessaire par la technique de modulation conventionnelle présentée au chapitre 1. Par contre, l’association des niveaux de tensions de commande aux niveaux de tensions de modulation engendre une diminution de la commande de 15.47% due au déphasage de 30° des vecteurs. Cette erreur permet indirectement de s’assurer qu’une commande maximale demeure à l’intérieur de la limite linéaire de la modulation vectorielle. Il faut être conscient que cette approche fonctionne avec des vecteurs normalisés puisque la différence entre le niveau de tension normalisée et le ratio d’application du vecteur par rapport à la période de modulation est nulle. La normalisation du vecteur de tension de commande est le rapport entre le niveau de tension de commande et le niveau de tension maximale. Ainsi tous les vecteurs de tension utilisés sont en fait des ratios de la tension maximale.

La modification de la transformation de Clarke a permis d'attirer les niveaux de tensions de commande aux niveaux des vecteurs de modulation très facilement et sans aucun calcul. Par contre, il est clair que les vecteurs de modulation utilisés pour associer les niveaux de tensions de commande ne sont pas dans la direction souhaitée initialement. Il faut donc attirer les valeurs obtenues aux bons vecteurs et ainsi annuler la modification apportée à la transformation de Clarke. La distribution des bons ratios aux bons vecteurs est effectuée selon le niveau de tension de commande comme présenté au Tableau 8.2.

Tableau 8.2

Association des temps d'application des vecteurs de tensions aux mesures

Secteur	v_{Mas}	v_{Mbs}	v_{Mcs}	t_u	t_v	t_a	t_b	t_c
1	(-)	(-)	(+)	$-v_{Mas}$	$-v_{Mbs}$	t_z	t_y	t_x
2	(-)	(+)	(+)	v_{Mcs}	v_{Mbs}	t_y	t_z	t_x
3	(-)	(+)	(-)	$-v_{Mcs}$	$-v_{Mas}$	t_x	t_z	t_y
4	(+)	(+)	(-)	v_{Mbs}	v_{Mas}	t_x	t_y	t_z
5	(+)	(-)	(-)	$-v_{Mbs}$	$-v_{Mcs}$	t_y	t_x	t_z
6	(+)	(-)	(+)	v_{Mas}	v_{Mcs}	t_z	t_x	t_y

où les temps t_x , t_y et t_z sont calculés, peu importe les secteurs, par les équations suivantes :

$$t_x = (1 - t_u - t_v) / 2 \quad (8.15)$$

$$t_y = t_x + t_u \quad (8.16)$$

$$t_z = t_y + t_v \quad (8.17)$$

Les temps t_a , t_b et t_c ainsi calculés sont les trois ratios auxquels les vecteurs de tension des phases doivent être appliqués. Selon cette approche, la modulation vectorielle est générée par le processeur en seulement 54 instructions, soit moins de 2μs.

8.4 Conclusion

La commande vectorielle implémentée est très rapide demandant environ 15μs des 50μs de la boucle. Cette rapidité laisse suffisamment de temps morts pour permettre au processeur d'accomplir les tâches futures comme la communication ou des estimateurs plus sophistiqués par exemple. Le processeur sélectionné est relativement gros pour la tâche finale. Cette sélection est adéquate à des fins de prototypage mais il sera possible de choisir un processeur plus petit en mémoire sans changer de boîtier puisqu'une gamme de DSC est disponible selon le même format et le même emplacement de pattes. Ce changement pourra potentiellement diminuer les coûts de production.

CONCLUSION

La présente étude a pour but de proposer et d'implémenter une technique de commande efficace permettant de minimiser les ondulations de couple pour un système de propulsion assistée pour bicyclette. Pour ce faire, l'étude a débuté par une revue de la littérature des différents principes de commande applicable à la MSAP. Cette revue de littérature résume également les techniques de contrôle d'un onduleur triphasé puisque c'est par l'intermédiaire de ce système que l'algorithme de commande contrôle la MSAP. La commande vectorielle a été sélectionnée pour tenter de répondre aux objectifs du projet.

Avant de développer la commande proprement dite, deux grands sujets ont été couverts. Premièrement, un banc d'essai a été conçu et fabriqué pour avoir un environnement de développement performant. Par la suite, l'étude de la MSAP utilisée a permis de développer le modèle mathématique de la machine et de mesurer les différents paramètres pour adapter le modèle général à la machine utilisée. Une fois tous ces éléments mis en place, différents principes de commande ont été expérimentés, basés sur le concept vectoriel. Dans un premier temps, une commande vectorielle classique a été implémentée avec l'utilisation d'un capteur de position pour obtenir cette information cruciale pour la commande vectorielle. Motivé par des résultats prometteurs obtenus lors de l'essai de cette approche, des algorithmes d'interpolation des sondes à effet Hall présentes dans la MSAP, ont été développés. Ces algorithmes ont permis d'obtenir la position du rotor avec une marge d'erreur acceptable par rapport à l'information du capteur de position initialement utilisé. Des algorithmes utilisant un cycle électrique complet, soit six transitions de sondes, ont permis d'enlever les erreurs de position des capteurs. La tentative de mesurer l'accélération pour la considérer dans l'interpolation n'a pas été concluante. Cette idée a donc été rejetée. Ainsi, l'algorithme sélectionné a permis d'utiliser la commande vectorielle sans la nécessité du capteur de position coûteux et fragile.

Cet algorithme offre de très bonnes performances à grande vitesse mais devient sensible aux accélérations lorsque la vitesse de rotation est faible. Dans le contexte de la bicyclette, ce désavantage est peu encombrant puisque la vitesse de rotation est suffisante lorsque le cycliste est en équilibre. Pour tenter d'augmenter l'efficacité du système, un algorithme de commande par mode de glissement a été implémenté en remplacement des contrôleurs proportionnel intégral de la technique de commande classique. Cet essai a donné des performances non concluantes. Cette approche n'a donc pas connu de suivi.

Prenant la commande vectorielle avec l'algorithme d'estimation de la position basé sur un cycle électrique comme premier choix, elle a été soumise à une étude de performance comparative avec la commande 180 degrés, utilisée comme référence étant donné son utilisation dans les systèmes BionX actuellement. Cette étude a permis d'obtenir le patron d'efficacité et d'ondulation de couple pour chaque algorithme en fonction de la vitesse de rotation et de la consigne de couple. Les résultats obtenus ont confirmé le déclassement de la commande actuelle avec une réduction des ondulations de couple d'environ 95% et un gain d'efficacité d'environ 6.5%.

Finalement la commande vectorielle fut implantée sur un processeur de type DSP pour rendre cette technique de commande embarquée et utilisable sur la bicyclette. Ainsi, un prototype fonctionnel a été développé et présenté aux dirigeants d'EPS.

Avec du recul, nous pouvons qualifier cette étude comme un défrichage d'un univers de commande et de contrôle performant pour ce type de machine. Une foule de variations de la commande vectorielle existent et permettraient sans doute d'augmenter davantage la performance et la robustesse du système. Ainsi, plusieurs recommandations sont présentées comme pistes pertinentes pour poursuivre les travaux entamés dans le cadre de ce projet.

RECOMMANDATIONS

Le projet a été développé dans un optique fonctionnel. Ainsi, dans le cadre de ce projet de maîtrise et de l'échéancier à notre disposition, plusieurs facettes du projet furent analysées superficiellement. Par contre, quelques-uns de ces champs de recherche semblent être des facettes à développer davantage et où l'amélioration pourrait être intéressante. Les recommandations suivantes sont présentées dans un ordre décroissant de pertinence.

Estimation de la position

La commande vectorielle classique a fait ses preuves. Par contre, l'estimation de la position est encore aujourd'hui un sujet chaud dans la littérature. Cet axe de recherche comprend plusieurs approches énumérées dans la revue de la littérature. L'utilisation des sondes à effet Hall dans le cadre de la présente étude est une approche simple et efficace mais limitée. Ainsi, elle a un désavantage courant des algorithmes proposés dans la littérature; elle fonctionne difficilement à basse vitesse. En fait, seul l'algorithme d'estimation de la position en fonction de la variation de l'inductance semble performant à basse vitesse. Ce concept est très prometteur puisque quelques contrôleurs industriels commencent à l'exploiter. Développer un algorithme efficace à ce niveau permettrait également de supprimer la nécessité des sondes à effet Hall dans la MSAP engendrant un gain en robustesse, en fabrication et en coût.

Modélisation raffinée de la MSAP utilisée

La MSAP utilisée dans ce système est particulière par sa construction à pôles regroupés. L'analyse de ces paramètres a également permis de déceler une variation des inductances due à des phénomènes de saturation. Le modèle utilisé dans le cadre de cette étude ne considère pas les phénomènes de saturation ni l'impact que pourrait comporter les pôles regroupés. Ainsi, tenter de raffiner le contrôle doit commencer par raffiner le modèle utilisé et ainsi connaître davantage le système à contrôler. Pour ce faire, une modélisation mécanique dans un logiciel d'analyse du flux magnétique par élément fini permettra d'obtenir un modèle beaucoup plus près de la machine réelle. Avec ce modèle, il sera beaucoup plus facile de comprendre différents comportements de la machine dont la source des variations des inductances, le couple de détente et potentiellement des pistes pour raffiner la MSAP au niveau mécanique.

Compensation du couple de détente

La MSAP présente un certain couple de détente. Ce dernier est en fait le couple nécessaire pour faire tourner le rotor à vide. Ce couple a été considéré comme de la friction mécanique dans la présente étude et le contrôleur ne peut pas avoir d'impact sur cette ondulation de couple. Par contre, en modélisant ce couple avec l'analyse par éléments finis comme déjà présenté ou par mesures expérimentales précises, il serait possible d'ajouter un système de compensation à ce niveau et gagner la perte de couple engendrée par cet effet.

Niveau de la tension d'alimentation

L'étude théorique de l'efficacité du système a démontré que la majorité des pertes étaient au niveau de l'effet Joule dans les phases statoriques. Ces pertes sont inévitables certes, mais diminuer le courant diminuera exponentiellement le niveau des pertes ohmiques ce qui réduira également l'échauffement de la MSAP. Cette réduction permettrait d'augmenter son couple nominal. Une approche pour diminuer ce courant est d'augmenter le nombre de tours de fil de cuivre dans les phases. Ainsi, le flux utile des aimants permanents sera augmenté, ce qui est bénéfique au niveau du couple mais la tension contre-électromotrice augmentera également. Le désavantage de l'augmentation de la tension contre-électromotrice peut être écarté en augmentant le niveau de tension des piles. Cette augmentation de tension permettra d'avoir le même niveau de couple par rapport à la vitesse de rotation, mais le couple généré pour un même courant sera augmenté. Inversement, le courant injecté sera moindre pour un même niveau de couple, ce qui diminuera les pertes par effet Joule par la même occasion et augmentera l'efficacité du système.

Mesures de courant

Sur le prototype, les courants sont mesurés par deux résistances shunt entre les interrupteurs de puissance du bas des demi-ponts et la masse. Ces résistances engendrent quelques pertes mais augmentent surtout le coût lorsque l'on considère également l'amplificateur nécessaire pour amplifier la mesure. (Zambada, 2007) indique qu'il est possible de contrôler la MSAP en effectuant des lectures de courant seulement sur l'alimentation continue ce qui nécessite ainsi une seule résistance shunt et un seul amplificateur. (Rieder, Schroedl et Ebner, 2004) expliquent en effet que le courant mesuré sur l'alimentation continue circule dans une seule phase sélectionnée selon l'état de commutation des phases. Par exemple, en effectuant des mesures précisément lorsque les phases A et B sont à la borne positive et la phase C à la masse, nous pouvons associer le courant mesurée sur le lien continu comme sortant de la phase C.

En effectuant plusieurs lectures selon différents états de commutation, il est ainsi possible de déduire le courant de deux phases facilement. Cette technique peut être bénéfique au niveau du coût des résistances shunt et des amplificateurs épargnés, mais demande une structure de lecture des courants différente que celle utilisée actuellement sur le prototype où les deux phases sont mesurées simultanément.

Modulation vectorielle

La modulation vectorielle peut être modifiée afin de ne pas commuter la phase où le niveau de tension est minimal ou maximal durant la modulation. Cette technique expliquée par (Yu, 1999) permet ainsi d'épargner le tiers des pertes par commutation puisque deux transitions sur six dans un cycle de modulation sont supprimées. Seul deux phases sur trois sont ainsi modulées pendant que la troisième demeure à la masse ou à la borne positive.

ANNEXE I

Expérimentations avec Opal-RT

Introduction

L'utilisation du système RT-Lab permet de faciliter l'expérimentation des différentes approches de commande. Son utilisation avec des fichiers de commandes et de données permet de créer des patrons d'expérimentations et de recueillir extrêmement facilement des données traitables directement dans Matlab. Par contre, l'utilisation de ce système pour un débutant peut s'avérer périlleux car la documentation du fabricant est peu détaillée. Cette annexe se veut donc un complément d'informations recueillies au cours du projet auprès des membres d'Opal-RT, celles-ci ne se retrouvant malheureusement pas dans leur documentation.

Utilisation des entrées-sorties analogiques et numériques

L'interfaçage du modèle avec les signaux d'entrées-sorties des cartes d'acquisition se fait par l'entremise des blocs *Analog In*, *Analog Out*, *Digital In*, et *Digital Out*. Opal-RT suggère par contre d'utiliser les blocs *Event detector* et *Event Generator* pour interfaçer les entrées-sorties numériques plutôt que les blocs *Digital In* et *Digital Out*. Ceux-ci ont l'avantage de contenir la notion du temps à l'intérieur du pas d'échantillonnage où l'événement est survenu ou doit survenir. Cet aspect est très avantageux lors de la lecture des canaux de l'encodeur par exemple car ils peuvent varier plus rapidement que $50\mu\text{s}$, soit le pas d'échantillonnage utilisé tout au long de l'étude. Les blocs d'entrées-sorties numériques des deux types peuvent être utilisés plusieurs fois pour interfaçonner différents canaux dans des sous-systèmes différents. Par contre, cette souplesse est interdite avec les blocs analogiques.

Utilisation de plusieurs pas d'échantillonnage

Il est possible de cadencer différents sous-systèmes à des pas d'échantillonnage différents. Logiquement, les pas plus lents doivent tout de même être des multiples des pas plus rapides avec lesquels ils communiquent. Il est important dans ce cas de fixer le *tasking mode* dans *Simulation/Configuration Parameters/Solver* à *Single Tasking* pour que le tout soit fonctionnel. Il faut noter également que l'utilisation de plusieurs cadences est régie par la licence alors il faut s'assurer que la licence de RT-Lab le permette.

Utilisation de fichiers de commandes et de données

L'utilisation de fichiers de données *OpWriteFile* permet d'automatiser des expérimentations. Concrètement, le bloc *OpFromFile* permet d'utiliser un fichier *.mat* contenant une matrice de commande utilisée comme entrée dans un système. La première ligne de la matrice est le temps de simulation où les consignes doivent être attitrées et les autres lignes sont les consignes dans l'ordre où elles apparaîtront dans le vecteur de Simulink. Il faut noter que le bloc *OpFromFile* fonctionne uniquement avec des fichiers *.mat* sauvegardés en format *V4*. Pour ce faire, dans un script *.m*, il suffit de sauvegarder la matrice ainsi : `save Commande.mat Commande -v4;` La matrice « Commande » sera ainsi sauvegardée dans le fichier « Commande.mat » en format *V4*. Le contrôleur de RT-Lab doit être informé de télécharger ce fichier sur le simulateur lors des expérimentations. Pour ce faire, les fichiers à télécharger doivent être indiqués dans la fenêtre *Configuration / Advanced / Files & Commands* à l'emplacement *Files to transfer to target*. Le mode du fichier doit être spécifié *binary*.

Module RT-Events

RT-Events est une option du logiciel RT-Lab vendue séparément. Cette option permet d'exploiter davantage les variations pouvant survenir à l'intérieur du pas de calcul. Les signaux *RTE* ainsi utilisés ne sont aucunement restreints par le temps d'échantillonnage. Le bloc *RTE Conversion OpHSDIO* permet de transformer les signaux sortants ou entrants des blocs *Event Generator* ou *Event Detector* en signaux *RTE*. Il est important avec l'utilisation de ce bloc de conversion d'utiliser la représentation temporelle *Time Unit* des blocs *Event Generator* ou *Event Detector* à *Seconds* pour que ce soit fonctionnel. Le module RT-Events est utilisé dans l'étude au niveau de la génération des PWM avec le bloc *RTE SPWM*.

Spécifications du système utilisé

Le système utilisé dans le cadre de l'étude comporte deux simulateurs. Les simulateurs portent les deux adresses IP statiques. Ces adresses sont attribuées par le serveur du département de génie électrique en fonction des adresses physiques des simulateurs. Les simulateurs sont donc configurés pour obtenir une adresse au choix du serveur DHCP même si cette adresse est statique. L'ordinateur console communique ainsi aux simulateurs par réseau via ces deux adresses IP. Les deux adresses doivent être attribuées aux simulateurs dans la console sous : *Configuration/ Advanced/ Hardware Configuration*.

Le logiciel RT-Lab nécessite une licence logicielle. Celle-ci est installée sur un serveur du département de génie électrique. La licence permet l'utilisation simultanée de deux consoles et deux simulateurs avec les options *XHP* et RT-Events. L'utilisation de pas d'échantillonnage différents est admissible entre les deux simulateurs mais doit être le même au sein d'un seul.

Ports entrées-sorties

Les ports d'entrées-sorties analogiques et numériques peuvent supporter différents niveaux de tension. Par défaut, les ports d'entrées analogiques sont configurés pour accepter un niveau de tension de $\pm 20V$. Cette plage n'a pas été modifiée dans le cadre du projet. Les niveaux de tension des ports d'entrées numériques quant à eux ont été modifiés. Le niveau par défaut de 12V a été adapté à 5V pour les huit premiers ports et 24V pour les huit ports suivants. Ces modifications ont été effectuées de façon matérielle en changeant les résistances du diviseur de tension sur les circuits d'acquisition à l'intérieur des simulateurs. La documentation matérielle d'Opal-RT explique clairement la marche à suivre. Par contre, il faut être très vigilant avec l'orientation de la carte dans le système, car celle-ci est symétrique et pourrait être connectée à l'envers.

LISTE DE RÉFÉRENCES

- Åström, Karl Johan, et Tore Hagglund. 1988. *Automatic tuning of PID controllers*. Pittsburgh, Pa.: Instrument Society of America., v, 141 p.
- Bose, Bimal K. 2002. *Modern power electronics and AC drives*. Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall.
- Bose, Bimal K. 2006. *Power electronics and motor drives : advances and trends*. Amsterdam: Elsevier/Academic Press, xvi, 917 p.
- Chan, C. C., et K. T. Chau. 2001. *Modern electric vehicle technology*. Coll. « Monographs in electrical and electronic engineering ; 47 ». Oxford [England] ; New York : Oxford University Press.
- Cros, J., et P. Viarouge. 2002. « Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings ». *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, n° 2, p. 248-253.
- D'Angelo, Giuseppe, et Giovanni Moselli. 2007. « Improve Hall sensor rotor-position measurements ». En ligne. Automotive Design Line. <<http://www.automotivedesignline.com/197001808;jsessionid=MJ5CC52LDHRNEQSNDLOSKHSCJUNN2JVN?printableArticle=true>>. Consulté le 13 juin 2007.
- Dubey, Gopal K. 1989. *Power semiconductor controlled drives*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, xvi, 495 p.
- « Encoder applications handbook ». 2003. Danaher industrial Controls. <www.dynapar.com/uploadedFiles/Products/Danaher_Encoder_Handbook.pdf>. Consulté le 20 septembre 2006.
- Fallaha, Charles. 2007. « Étude de la commande par mode de glissement sur les systèmes mono et multi variables ». Mémoire de maîtrise, Montréal, École de technologie supérieure.
- Fortin-Blanchette, Handy. 2003. « Interfaçage d'une commande externe à un simulateur en temps réel d'entraînements électriques ». Mémoire de maîtrise, Montréal, École de technologie supérieure.
- Gieras, Jacek F., et Mitchell Test Wing. 2002. *Permanent magnet motor technology : design and applications*. Coll. « Electrical and computer engineering ; 113 ». New York : Marcel Dekker.

- Grellet, Guy, et Guy Clerc. 1997. *Actionneurs électriques : principes, modèles, commande*. Coll. « Collection électrotechnique ». Paris: Eyrolles, xxvi, 491, [1] p.
- Krause, Paul C., Oleg Wasyczuk, Scott D. Sudhoff et Ieee Power Engineering Society. 2002. *Analysis of electric machinery and drive systems*. Coll. « IEEE Press series on power engineering ». Piscataway, N.J. : New York : : IEEE Press ; Wiley Interscience.
- Microchip. 2008. « dsPIC30F/33F Programmer's Reference Manual ». <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70157C.pdf>>. Consulté le 30 juillet 2008.
- Miller, John M. 2004. *Propulsion systems for hybrid vehicles*. Coll. « IEE power and energy series ; 45 ». London : : Institution of Electrical Engineers.
- Morimoto, S., M. Sanada et Y. Takeda. 1996. « Sinusoidal current drive system of permanent magnet synchronous motor with low resolution position sensor ». In. Vol. 1, p. 9-14 vol.1.
- Morimoto, S., M. Sanada et Y. Takeda. 2003. « High-performance current-sensorless drive for PMSM and SynRM with only low-resolution position sensor ». *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, n° 3, p. 792-801.
- Ogunnaike, Babatunde A., et W. Harmon Ray. 1994. *Process dynamics, modeling, and control*. Coll. « Topics in chemical engineering ». Oxford ; New York : : Oxford University Press.
- Rieder, U. H., M. Schroedl et A. Ebner. 2004. « Sensorless control of an external rotor PMSM in the whole speed range including standstill using DC-link measurements only ». In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. Vol. 2, p. 1280-1285 Vol.2.
- Sabanovic, A., et F. Bilalovic. 1989. « Sliding mode control of AC drives ». *Industry Applications, IEEE Transactions on*. p. 70-75.
- Sabanovic, Asif, Leonid Fridman, Sarah K. Spurgeon et Engineers Institution of Electrical. 2004. *Variable structure systems : from principles to implementation*. Coll. « IEE control engineering series ; 66 ». London : : Institution of Electrical Engineers.

- Schroedl, M. 1990. « Operation of the permanent magnet synchronous machine without a mechanical sensor ». In *Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1991., Fourth International Conference on*. p. 51-56.
- Schroedl, M. 1996. « Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the “INFORM” method ». In *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*. Vol. 1, p. 270-277 vol.1.
- Shen, J. X., Z. Q. Zhu et D. Howe. 2004. « PM brushless drives with low-cost and low-resolution position sensors ». In. Vol. 2, p. 1033-1038 Vol.2.
- « Synchronous buck MOSFET loss calculations ». 2006. Fairchild semiconductors. <<http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-6005.pdf>>. Consulté le 12 novembre 2007.
- Transport Canada, Gouvernement du Canada. Avril 2007. « Bicyclettes assistées ». In *Medias*. En ligne. <<http://www.tc.gc.ca/medias/documents/b01-R050.htm>>. Consulté le 30 juillet 2008.
- Vas, Peter. 1998. *Sensorless vector and direct torque control*. Coll. « Monographs in electrical and electronic engineering ; 42 ». Oxford ; New York : : Oxford University Press.
- Ying, Yan, Zhu Jianguo, Lu Haiwei, Guo Youguang et Wang Shuhong. 2005. « A PMSM model incorporating structural and saturation saliencies ». In *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*. Vol. 1, p. 194-199 Vol. 1.
- Yu, Zhenyu. 1999. « Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns ». En ligne. Texas Instruments. <<http://focus.ti.com/lit/an/spra524/spra524.pdf>>. Consulté le 26 septembre 2007.
- Zambada, Jorge. 2007. « Sensorless Field Oriented Control of PMSM Motors using dsPIC30F or dsPIC33F Digital Signal Controllers ». En ligne. Microchip. <http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=1824&appnote=en530042>. Consulté le 10 juillet 2007.
- Zhong, L., M. F. Rahman, W. Y. Hu et K. W. A. Lim K. W. Lim. 1997. « Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives ». *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, n° 3, p. 528-536.