

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

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

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
M. MOUSSA ZERBO

IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES ET COMMANDE VECTORIELLE
ADAPTATIVE À ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE À CAGE

Janvier 2008

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

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

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

***IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES ET COMMANDE
VECTORIELLE ADAPTATIVE À ORIENTATION DU FLUX
ROTORIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À CAGE***



Photo No 1 : Banc d'essai de la Commande vectorielle adaptative

© Copyright,
par
Moussa Zerbo,
zerbium@ieee.org

Avant-propos

Inventées par Nikola Tesla à la fin du XIX siècle, les machines à induction (asynchrones) sont des machines dont la conception est basée sur un décalage spatio-temporel identique. En effet, Tesla a découvert que deux armatures peuvent tourner à cause d'un champ magnétique si les courants qui les alimentent sont déphasés de 90° .

Suite à cette découverte les machines asynchrones triphasées ont vu le jour. Elles sont également conçues sur cette base tout en plaçant les différentes phases avec un décalage géométrique de 120° et en alimentant ces phases avec des courants déphasés électriquement entre eux par 120° . Le rotor en court-circuit est mu par les courants induits et il tourne à une vitesse légèrement inférieure à celle du synchronisme. Les machines asynchrones sont généralement constituées d'un rotor cylindrique, bobiné ou non. Celles dont le rotor est non bobiné sont dites à rotor à cage d'écureuil. Ces dernières n'ont ni broches ni commutateurs, ce qui rend *ipso facto* leur utilisation possible dans des milieux explosifs.

Vu leur robustesse, leur poids léger, leur coût d'achat faible, et leur faible sollicitude en entretien, les machines asynchrones ont largement conquis tant les milieux domestiques, industriels que robotiques. En effet, elles sont de nos jours les plus utilisées dans les entraînements électriques à vitesse variable. Lorsqu'elles sont munies d'une commande adéquate, elles remplacent valablement les machines à courant continu à excitation séparée.

Avant le début des années soixante, les machines asynchrones étaient connectées au réseau sans convertisseur statique. Le contrôle de la vitesse se faisait soit de façon mécanique à travers des boîtes de vitesse, soit de façon électrique à travers des transformateurs électriques, soit à travers des groupements de machines en cascade, ou soit en jouant sur le nombre de paires de pôles (cette dernière technique étant réservée aux spécialistes pour des applications spécifiques).

Les réducteurs de vitesse mécanique (engrenages, boîtes de vitesse, ...) avaient des rapports de variation de vitesse fixes et graduels. L'usage des transformateurs ou autotransformateurs permettait de contrôler la vitesse mais la puissance mécanique en était affectée. Quant aux groupements en cascade des machines (groupe Ward-Léonard), ils ont permis de régler la vitesse de la machine principale à une valeur désirée en jouant sur le glissement des autres machines. Les puissances perdues à travers ces anciennes méthodes étaient très importantes d'où un rendement médiocre du système au complet.

Avec l'avènement de l'électronique de puissance au cours des années soixante, très vite, la variation de la vitesse a été assurée par des convertisseurs statiques. Deux catégories de convertisseurs se sont distinguées : les convertisseurs directs courant alternatif en courant alternatif (ca/ca) et ceux à étage intermédiaire à courant continu (ca/cc-cc/ca).

- Convertisseurs directs ca/ca : Ils sont constitués en majorité par des gradateurs qui permettent de varier la valeur efficace du courant fourni à la machine, des cyclo-convertisseurs et des convertisseurs matriciels qui permettent de varier à la fois la fréquence et la valeur efficace des courants et tensions alimentant la machine. Ils sont très dépendants de la fréquence et de la forme d'onde du signal du réseau.
- Convertisseurs à étage intermédiaire continu, ca/cc-cc/ca : Ils sont généralement constitués d'un redresseur commandé ou non, branché en amont d'un onduleur alimentant la machine. La nature du redresseur ou de l'onduleur dépend de l'exigence de l'application.

Concordia, Clark et Park, s'étant penchés sur la modélisation de la machine asynchrone par des transformations triphasées—biphasées, ont pu démontrer qu'il existe une analogie entre la machine à courant continu et la machine asynchrone. Depuis lors, de nombreuses techniques de commande des machines à induction ont vu le jour et se perfectionnent au fur et à mesure que des progrès sont faits au niveau de l'électronique de puissance (Diodes, GTO, IGBT, ...) ou de l'électronique numérique (μ P, DSP,...).

Après les années quatre-vingt, des progrès remarquables ont permis de concevoir des convertisseurs statiques avec des composants de plus en plus performants, tant au niveau

des tensions, courants et puissances supportables, qu'au niveau de la rapidité, de l'efficacité, de la précision et de l'augmentation de la fréquence de commutation. Ainsi, des composants comme les GTO, les IGBT et les diodes ultrarapides, ayant vu le jour ont permis de contrôler la vitesse, le flux et le couple de la machine asynchrone. En effet, les besoins grandissants et de plus en plus ciblés des industries et institutions de recherche, imposent des cahiers de charge de plus en plus complexes et raffinés. Par conséquent, au cours des années quatre-vingt-dix, les topologies des convertisseurs et leurs techniques de commandes ont beaucoup varié. En effet, des convertisseurs classiques à un niveau ont émergé des convertisseurs multi-niveaux; de même, les techniques de *commandes scalaires* ont fait de plus en plus de place à des techniques de *commandes vectorielles* de plus en plus précises et robustes.

Parmi les techniques de commandes vectorielles, on distingue deux grandes catégories:

- La commande vectorielle à flux orienté (stator, entrefer, rotor), basée sur le modèle inverse de la machine;
- La commande directe du flux et du couple, basée sur un estimateur de flux et de couple associé à une table de sélection optimale des commutations.

Jusqu'à présent, toutes ces techniques sont plus ou moins sensibles aux variations des paramètres de la machine. La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est mieux adaptée que les deux autres types d'orientation car elle confère à la machine une commande quasi linéaire, beaucoup plus stable et robuste que les deux autres types. Cependant, elle nécessite une amélioration, d'où les travaux qui se poursuivent encore en industrie et dans des laboratoires pour la rendre encore plus robuste : c'est dans cette optique que s'inscrit ce sujet de recherche doctorale.

Dédicace

À Mes Parents,

À Mes Frères et Confrères,

À Mes Amis,

Au Burkina-Faso,

Au Québec,

Au Canada,

À l'Afrique,

À l'Amérique,

Au Monde Entier,

À la communauté Scientifique en particulier.

Remerciements

Mes remerciements sont adressés très sincèrement à mon directeur de recherche, Monsieur Pierre Sicard qui n'a ménagé aucun effort tant pour ses conseils, son encadrement, sa rigueur dans la qualité du travail effectué, son support technique et financier, que pour son sens d'écoute, de dialogue, de disponibilité et sa fraternité.

Mes remerciements vont également à mon co-directeur M. A. Ba-Razzouk dont le support financier qu'il a obtenu du Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG) a permis de financer en partie ces travaux.

Mes remerciements sincères sont adressés à M. Ahmed Chériti pour sa disponibilité, sa confiance, et pour m'avoir toujours donné libre accès à certains équipements de son laboratoire.

Mes remerciements vont bien entendu à M. Mamadou L. Doumbia pour les différents travaux réalisés ensemble.

Que les ex-membres et ex-collègues de la Chaire Hydro-Québec sur la Puissance et l'Énergie Électrique (CPEE), ainsi que les membres et collègues du Groupe de Recherche en Électronique Industrielle (GREI) trouvent à travers ce travail un message de remerciement pour le plaisir des travaux effectués en équipe.

Grand merci aux professeurs du département de génie électrique et génie informatique, ainsi qu'aux techniciens.

Quant à mes collègues ou amis, un remerciement fraternel vous est adressé, pour les souvenirs mémorables; pour la confiance de m'avoir élu comme membre étudiant du comité de programme des cycles supérieurs (CPCS) du département de génie électrique et génie informatique et aussi pour m'avoir élu au poste de vice-présidence aux affaires académiques des cycles supérieurs de l'Association Générale des Étudiants de l'Université du Québec à Trois-Rivières (AGEUQTR).

Aux personnels administratifs et aux officiers de l'AGEUQTR, merci pour votre collaboration et les défis relevés ensemble.

À mes ex-enseignants et professeurs, ceci est également le fruit de votre enseignement, de votre transfert de savoir, de savoir-faire, et de savoir-être, veuillez recevoir le témoignage de ma profonde gratitude.

À mes très chers frères et parents, ceci est l'atteinte d'un objectif fixé depuis plus d'une quinzaine d'années, et je tiens à vous remercier tous pour les multiples sacrifices, et votre compréhension pour ces longues années passées à la quête du savoir et du perfectionnement des connaissances. Nul mot ne saurait qualifier votre part du travail à travers cette thèse qui est tout en votre honneur et dont vous devriez être fiers.

Merci à l'UQTR pour les bourses d'exemption, à l'AGEUQTR et à la fondation de l'UQTR pour leur bourse de soutien financier, ainsi qu'au CRSNG dont le financement a permis de réaliser une partie de ces travaux de recherche et d'en publier quelques résultats.

À tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ce travail : MERCI.

Hiver 2003-Hiver 2008

Table des matières

Avant-propos.....	ii
Dédicace.....	v
Remerciements.....	vi
Table des matières.....	viii
Liste des abréviations.....	xvi
Résumé.....	xix
Mots Clés.....	xxi
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Problématique	3
1.1.1 Problématique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	3
1.1.2 Problématique liée à l'identification des paramètres dans une commande vectorielle à flux rotorique orienté	4
1.2 Objectifs	7
1.3 État de l'art.....	7
1.4 Synthèse des résultats et contributions scientifiques	11
1.5 Structure de la thèse	13
Chapitre 2 - Régime transitoire et modélisation de la machine asynchrone.....	15
2.1 Régime transitoire de la machine asynchrone.....	15
2.1.1 Description, hypothèses simplificatrices et convention de signe.....	15

2.1.1.1	Description	16
2.1.1.2	Hypothèses simplificatrices	17
2.1.1.3	Convention de signes	17
2.1.2	Équations électriques et magnétiques.....	17
2.1.2.1	Équations électriques	18
2.1.2.2	Équations magnétiques.....	19
2.1.3	Transformation de Park et équations de la machine asynchrone selon les axes d-q.....	20
2.1.4	Puissance et couple	24
2.1.5	Équations mécaniques	25
2.1.6	Choix des référentiels	26
2.1.6.1	Référentiel stationnaire lié au stator.....	26
2.1.6.2	Référentiel stationnaire lié au rotor.....	27
2.1.6.3	Référentiel stationnaire lié au champ tournant.....	28
2.2	Modélisation de la machine asynchrone	29
2.2.1	Modélisation de la machine asynchrone en régime transitoire	29
2.2.1.1	Modélisation d-q de la machine asynchrone alimentée en courant dans le repère stationnaire lié au rotor	29
2.2.1.2	Modélisation d - q de la machine asynchrone alimentée en tension dans le repère stationnaire lié au stator.....	31
2.2.2	Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent	32
2.2.2.1	Notation complexe	33
2.2.2.2	Détermination du schéma équivalent monophasé usuel ..	34
2.3	Conclusion	35

Chapitre 3 - Commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine	
asynchrone	37
3.1 Principe de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique	37
3.1.1 Illustration vectorielle de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique	38
3.1.2 Illustration de la commande vectorielle à flux rotorique orienté à travers l'étude du régime transitoire	39
3.1.3 Illustration graphique du découplage entre le flux et le couple.....	40
3.2 Commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en courant	41
3.2.1 Équations du contrôleur à orientation indirecte du flux rotorique (CIFRO)	41
3.2.2 Sensibilité à la variation de la résistance rotorique	43
3.3 Commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en tension	46
3.3.1 Équations du contrôleur à flux rotorique orienté de la machine alimentée en tension.....	46
3.3.2 Sensibilité à la variation des résistances	47
3.4 Commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant.....	48
3.4.1 Sensibilité à la variation des résistances.....	51
3.5 Conclusion	51
Chapitre 4 - Nouvelles structures de commandes vectorielles adaptatives à flux	
rotorique orienté	53
4.1 Cas d'une machine asynchrone alimentée en courant.....	54
4.1.1 Test de l'estimateur de flux et de couple appliqué à la machine asynchrone alimentée en courant	56
4.1.2 Design du nouveau contrôleur à orientation du flux rotorique.....	59
4.1.3 Commande vectorielle auto adaptative de la machine asynchrone alimentée en courant.....	63
4.2 Cas d'une machine alimentée en tension avec imposition du courant.....	65
4.2.1 Cas d'utilisation des contrôleurs PI	65
4.2.2 Cas d'utilisation des contrôleurs à hystérésis	69

4.3	Amélioration de la fonction génératrice de la position électrique dans le contrôleur à orientation du flux rotorique	72
4.4	Comparaison de nos contrôleurs avec celui de la CDC (DTC)	75
4.5	Conclusion	76
Chapitre 5 - Algorithme d'auto intégration adaptatif (AAIA)		79
5.1	Concept du AAIA	80
5.1.1	Adaptation du <i>gain</i>	81
5.1.2	Adaptation de l' <i>Angle</i>	82
5.1.3	Reconstruction des signaux	84
5.1.4	Résultats de simulation et résultats expérimentaux	85
5.2	Architectures du AAIA	87
5.3	Avantages du AAIA	88
5.3.1	Avantages du AAIA sur l'intégrateur pur	88
5.3.2	Avantage du AAIA sur le filtre passe- bas	89
5.3.3	Avantage du AAIA sur les réseaux de neurones artificiels	89
5.4	Conclusion	91
Chapitre 6 - Estimateurs de vitesse en boucle ouverte (EVBO)		92
6.1	Estimateur de vitesse synchrone basé sur la position du flux	93
6.1.1	Principe	93
6.1.2	Résultats de validation expérimentale	95
6.2	Estimateur de vitesse synchrone basé sur le module du flux	97
6.2.1	Principe	98
6.2.2	Résultat de simulation et validation expérimentale	101
6.3	Estimation de la vitesse mécanique d'une machine	102
6.3.1	Cas d'une machine synchrone	103
6.3.2	Cas d'une machine asynchrone à rotor bobiné et accessible	104
6.3.3	Cas d'une machine asynchrone à cage	106
6.4	Conclusion	107
Chapitre 7 - Algorithmes de filtrage des signaux polyphasés (<i>Hand-Shake-Filtering</i>)		109
7.1	Concept des HSF	110

7.1.1	Équations relatives à la première architecture du HSF à base de FPB	110
7.1.2	Résultats expérimentaux.....	112
7.1.3	Influence de l'ordre du filtre.....	114
7.1.4	Influence de la fréquence de coupure du filtre	115
7.2	Architectures des HSF.....	117
7.3	Notations symboliques et schémas blocs	119
7.4	Extraction du premier harmonique ou fondamental.....	121
7.5	Commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant.....	122
7.5.1	Estimation du premier harmonique des tensions et courants d'axes d et q.....	123
7.5.2	Estimation du flux et du couple	124
7.5.3	Estimation de la vitesse	126
7.6	Conclusion	127

Chapitre 8 - Commande vectorielle adaptative à flux rotorique orienté avec

	capteur mécanique de vitesse	128
8.1	Contraintes usuelles relatives au design optimal du contrôleur Proportionnel Intégral classique	128
8.1.1	Temps de montée et le temps d'établissement du PI.....	129
8.1.2	Dépassement maximum optimal acceptable.....	129
8.1.3	Critère de convergence vers la valeur finale	130
8.2	Méthodes usuelles de design du contrôleur Proportionnel Intégral	130
8.2.1	Méthode des “ <i>essais-erreurs</i> ” de Nichols et Ziegler	131
8.2.2	Méthode de l'annulation exacte du pôle de la fonction de transfert du système	131
8.2.3	Méthode de l'annulation approximative des effets du pôle de la fonction de transfert du système	132
8.2.4	Méthode d'optimisation de Simulink/Matlab.....	132
8.2.5	Remarques	133
8.3	Design du contrôleur Proportionnel Intégral Quasi-Optimal (OPI).....	135
8.3.1	Concept du Design du contrôleur Proportionnel Intégral Quasi-Optimal (OPI)	135
8.3.2	Paramètres des OPI convertisseurs ‘courant-tension’	137

8.3.2.1	Équations électriques de la machine : détermination de quelques grandeurs électriques de bases (vue du stator)	140
8.3.2.2	Modèle rapproché du premier ordre vu du stator : découplage	142
8.3.2.3	Fonction de transfert et techniques d'optimisation des PI	143
8.3.2.4	Techniques d'optimisation des PI : cas particuliers.....	146
8.3.3	Paramètres de l'OPI convertisseur 'vitesse-couple'	149
8.3.3.1	Détermination du coefficient de frottement de base	150
8.3.3.2	Design classique du contrôleur PI de vitesse	152
8.4	Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant utilisant des OPI.....	156
8.4.1	Commande vectorielle sans régulation de vitesse	156
8.4.2	Commande vectorielle avec régulation de vitesse.....	160
8.4.3	Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec régulation de vitesse	163
8.5	Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant utilisant des comparateurs à hystérésis.....	165
8.6	Conclusion	169
Chapitre 9 - Commande vectorielle adaptative à flux rotorique orienté sans capteur mécanique de vitesse		
9.1	Commande vectorielle adaptative sans capteur mécanique de vitesse	172
9.1.1	Design des contrôleurs à flux rotorique orienté sans capteur mécanique de vitesse	174
9.1.2	Résultats expérimentaux : CIFRO explicite avec R_r et R_s connues	177
9.1.3	Résultats expérimentaux : CIFRO implicite avec R_r et R_s connues	181
9.1.4	Commande vectorielle adaptative sans capteur de vitesse	185

9.1.5	Résultats expérimentaux : CIFRO implicite adaptative	190
9.2	Conclusion	192
Chapitre 10 - Identification des paramètres de la machine asynchrone au		
	démarrage et en ligne.....	195
10.1	Identification des paramètres électriques par la méthode des deux wattmètres	196
10.2	Identification des inductances	198
10.3	Identification des résistances au démarrage et en ligne	200
10.3.1	Identification simultanée de R_r et de R_s au démarrage et en ligne	202
10.3.2	Résultats expérimentaux de la commande vectorielle auto adaptative avec identification simultanée de R_r et R_s au démarrage et en ligne.....	210
10.4	CIFRO indépendante de l'estimation au démarrage et en ligne de la résistance rotorique	223
10.5	Conclusion	227
Chapitre 11 - Conclusion		
Bibliographie.....		
Annexes-A: Real Time Flux and Torque Estimator for Induction Machines.....		
Annexe-B: Accurate Adaptive Integration Algorithms for Induction Machine Drive over a Wide Speed Range.....		
Annexe-C: Open-Loop Speed Estimators Design for Online Induction Machine Synchronous Speed Tracking		
Annexe-D: Hand Shake Filters for Signal Smoothing in a Switching Induction Machine Drive		
Annexe-E: Rotor and Stator Resistance Tracking in an Indirect Rotor Flux Oriented Control of an Induction Machine.....		

Annexes-F: Encombrement, étendue de mesure et sensibilité d'un capteur mécanique de vitesse	281
Annexes-G: Paramètres des machines asynchrones à cage	282

Liste des abréviations

CA ou ca	courant alternatif;
CC ou cc	courant continu;
CDC ou <i>DTC</i>	commande directe de couple ou <i>Direct Torque Control</i> ;
CFO	commande à flux orienté;
CIFRO ou <i>IRFOC</i>	commande indirecte à flux rotorique orientée;
f_e	fréquence d'échantillonnage (Hz);
f_s	fréquence des courants au stator (Hz);
$f_r = f_{sl} = g \cdot f_s$	fréquence des courants au rotor (Hz);
g	glissement;
$\overline{i_m}$	phaseur du courant de magnétisation (A);
$\overline{i_r}$	phaseur du courant au rotor référé au stator (A);
$\overline{i_s}$	phaseur du courant au stator (A);
J	inertie propre de la machine ($\text{Kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$);
J_t	inertie totale de la machine et de la charge mécanique ($\text{Kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$);
K_f	coefficient de frottement mécanique de la machine seule ($\text{N}\cdot\text{m}/(\text{rad/s})$);

K_{ft}	coefficient de frottement mécanique total (machine+charge) (N·m/(rad/s));
L_m ou M	inductance de magnétisation (H);
L_{fr}	inductance de fuite du rotor référée au stator (H);
L_{fs}	inductance de fuite du stator (H);
L_r	inductance cyclique du rotor référée au stator (H);
L_s	inductance cyclique du stator (H);
MLI	modulation de la largeur d'impulsion;
$m = M / L_s$	rapport de transformation entre stator et rotor;
n_s	nombre de spires dans l'enroulement du stator;
OP	gain proportionnel quasi-optimal réduit de l' OPI ;
pp	nombre de paires de pôles;
$Quick$	gain intégral réduit de l' OPI
R_f	résistance symbolisant les pertes fer (Ohm);
R_r	résistance du rotor référée au stator (Ohm);
R_s	résistance du stator (Ohm);
s	opérateur de Laplace;
SVM	modulation du vecteur spatial : <i>space vector modulation</i> ;
T	pas d'échantillonnage (s);
T_{em}	couple électromagnétique (N·m);

T_L	couple de charge (N·m);
T_{Lo}	couple de charge initial ou couple de perturbation initial (N·m);
$\overline{V_m}$	phaseur de la tension de magnétisation (Volt);
$\overline{V_s}$	phaseur de la tension au stator (Volt);
X^*	grandeur de référence ou de consigne;
z	opérateur de la transformée en Z;
Ψ_r	flux au rotor (Weber);
Ψ_s	flux au stator (Weber);
$\sigma = 1 - M^2 \cdot L_s^{-1} \cdot L_r^{-1}$	coefficient de dispersion magnétique de la machine;
$\omega_m = pp \cdot \omega_{mec} = \omega_s - \omega_r$	pulsation correspondant à la vitesse mécanique (rad/s);
$\omega_r = \omega_{sl} = 2\pi \cdot f_{sl} = g \cdot \omega_s$	pulsation au rotor (rad/s) ou de glissement (rad/s) ou vitesse synchrone des courants au rotor. (rad/s);
$\omega_s = 2\pi \cdot f_s$	pulsation au stator (rad/s);
$\Omega_{mec} = \omega_{mec}$	vitesse mécanique du rotor (rad/s);
$\Omega_r = \omega_{rsyn} = (2\pi \cdot f_r) / pp = \Omega_{sl} = (\omega_{sl}) / pp$	vitesse angulaire des courants au rotor ou vitesse de synchrone de glissement. (rad/s);
$\Omega_s = \omega_{syn} = (2\pi \cdot f_s) / pp$	vitesse angulaire des courants au stator ou vitesse synchrone des courants au stator. (rad/s).

Résumé

Les techniques de commande de la machine asynchrone se basent sur un modèle électrique approximatif de la machine, obtenu à partir de nombreuses hypothèses simplificatrices. Ce modèle a pour avantage d'être facilement inversible, ce qui permet d'obtenir un contrôleur basé sur le modèle inverse de la machine et une bonne commande vectorielle. Cependant, les paramètres du modèle adopté ne sont malheureusement pas stables à long terme, car ils dépendent de l'état du circuit magnétique, de la température et de la fréquence des courants dans les enroulements. Définir d'autres modèles prenant en compte ces principales grandeurs aboutit à des modèles très complexes et non inversibles, donc non adéquats pour une commande vectorielle. On a donc recours à une commande vectorielle adaptative, ce qui permet d'identifier continuellement les paramètres de la machine afin d'adapter ceux du contrôleur. Les techniques d'identification des paramètres utilisées sont souvent complexes, donnant lieu à des délais d'identification non négligeables et engendrant des retards dans la commande, d'où une perte d'efficacité.

Nos contributions se basent essentiellement sur le traitement des signaux issus des courants, tensions et vitesse de la machine; elles se basent aussi sur l'observation et l'analyse des phénomènes engendrés par des perturbations externes ou internes à la machine. Certaines de nos nouvelles méthodes d'approche sont en elles mêmes des contributions.

Nos travaux de recherche ont contribué à :

- Développer de nouveaux algorithmes auto adaptatifs d'estimation qui respectent les critères de simplicité, de précision et d'exécution en temps réel :
 - Développer un algorithme d'auto intégration adaptatif (AAIA) qui résout le problème lié aux intégrateurs purs et aux filtres passe bas couramment utilisés en substitution aux intégrateurs purs;

- Développer des techniques de lissage des signaux et d'extraction d'harmoniques dans des signaux polyphasés;
 - Développer un estimateur du module et de la phase du flux, ainsi qu'un estimateur du couple, tous indépendants des conditions initiales et robustes face aux variations de la résistance du stator;
 - Résoudre les problèmes pratiques liés aux intégrateurs lors de l'implantation;
 - Développer de nouvelles méthodes d'approche pour l'ajustement avec précision des coefficients de nos estimateurs;
 - Développer des méthodes efficaces d'estimation des résistances et de maintien des inductances de la machine asynchrone.
- Renforcer la précision et la stabilité des estimateurs de vitesse:
 - Développer (améliorer) les algorithmes d'estimation en boucle ouverte de la vitesse électrique et de la vitesse de synchronisme de la machine sur toute sa plage de fonctionnement;
 - Démontrer qu'il est possible d'utiliser, moyennant quelques techniques additionnelles simples, des estimateurs de vitesse en boucle ouverte dans une chaîne de contrôle de vitesse;
- Développer de nouvelles lois de commande adaptative pour la machine asynchrone :
 - Développer de nouvelles méthodes d'approche pour l'optimisation des contrôleurs fonctionnant directement avec les paramètres caractéristiques nominaux ou maximaux fournis par le constructeur;
 - Décrire en quelques étapes simples la réalisation d'un contrôleur à flux rotorique orienté à partir des grandeurs statoriques accessibles;

- Développer de nouvelles topologies de contrôleurs auto adaptatifs à orientation du flux rotorique et entièrement robustes à la variation des paramètres de la machine;
- Démontrer qu'il est possible de réaliser un contrôleur à flux rotorique orienté aussi performant que la commande directe du flux et couple classique.

Les résultats de nos travaux de recherche ont été validés tant par simulation que de façon expérimentale.

À travers cette thèse de doctorat nous présentons des méthodes qui prouvent une originalité d'approche dans le sens où nous apportons des contributions expérimentales majeures à l'identification des paramètres et à l'implantation temps réel de la commande vectorielle adaptative. En outre, nos algorithmes sont simples, les topologies adoptées sont également simples vu qu'elles sont adaptatives, accessibles à tous, et peuvent servir de moyens efficaces dans le transfert de savoir-faire tant industriel que pédagogique (didactique).

Mots Clés

- Machine asynchrone à cage;
- Identification des paramètres;
- Commande vectorielle adaptative;
- Algorithmes auto adaptatifs;
- Estimateur de flux, position, couple, vitesse

Chapitre 1 - Introduction

Les techniques de commandes scalaires basées sur le contrôle du module du vecteur flux électromagnétique dans la machine ont été largement exploitées en industrie où pendant longtemps les applications étaient limitées au contrôle du couple à flux constant [1][2][3].

Les progrès au niveau de l'analyse numérique des signaux [4] et au niveau des microprocesseurs ont vite permis de concevoir des microcontrôleurs qui, étant des systèmes très performants et souples à programmer, ont remplacé les automates programmables conçus avec la logique séquentielle. Ces poussées technologiques ont ouvert des portes au niveau des industries à des applications plus rigoureuses et précises, où le fait de maintenir le module du flux constant n'était plus satisfaisant. Il a fallu alors contrôler, en plus du module du flux, la phase du flux d'où la notion de commande vectorielle [5][6][7].

La commande vectorielle à flux orienté a pour avantage principal de contrôler le flux et le couple de façon indépendante, ce qui veut dire que la variation du couple se fait à flux constant et vice-versa. Le découplage entre le flux et le couple est alors net [8][9].

La commande vectorielle trouve de larges applications dans des domaines comme le bobinage (tout genre : fil, papier, plastique, tôle,...), et les entraînements des servomoteurs (pilotage naval, aéronautique,...).

De nos jours, de nombreuses applications visent à utiliser la machine asynchrone. Hormis celles déjà citées, il faut noter primo les locomotives comme les motos et voitures électriques, secundo les robots et systèmes de conquête spatiale et tertio les parcs éoliens pour la production d'énergie propre [5][9]-[12].

Il est à noter que la commande vectorielle à flux orienté se classe parmi les commandes basées sur un modèle de référence. En d'autres termes, cette commande est réalisée en se basant sur le modèle inverse de la machine [3][5]-[7][9][13][14].

L'orientation du flux se fait selon le champ statorique, d'entrefer ou rotorique. Le mode d'alimentation de la machine se fait quant à lui selon que l'application sollicite une commande en couple ou en vitesse. La première donne lieu à une alimentation en courant tandis que la seconde se prête mieux à une alimentation en tension. Toutefois, vu que le commutateur de courant est beaucoup plus difficile à contrôler (le courant étant la grandeur qui détruit la machine), il est souvent remplacé par un onduleur de tension auquel est ajoutée une boucle de régulation de courant [6][7][9][13].

La machine asynchrone est une machine très fortement non linéaire [6][9]. Sa commande est donc complexe et sollicite encore de la part des chercheurs beaucoup de travail tant sur sa conception, sa modélisation, l'identification de ses paramètres et les techniques de commandes vectorielles adaptées [4]-[14]. Les principaux axes de la recherche sur la machine asynchrone sont donc :

- la conception;
- la modélisation (électrique ou thermique);
- l'identification des paramètres;
- la commande (adaptative) de la machine (autopilotage fréquentiel, commande scalaire ou vectorielle).

Les machines triphasées sont beaucoup plus utilisées que tous les autres types de configurations de phases (polyphasées ou monophasées). De même, les machines à cage (plus robustes) sont plus utilisées que celles à rotor bobiné.

1.1 Problématique

1.1.1 Problématique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

La commande vectorielle de la machine asynchrone nécessite une modélisation et une identification des paramètres de la machine. Mais une fois le modèle établi et les paramètres identifiés, il reste encore une adaptation des paramètres à faire. En effet, pour plusieurs raisons, les paramètres sont variables dans le temps en fonction surtout de la température et de l'état du circuit magnétique (saturation). Étant donné que le rotor n'est très souvent pas accessible, et vu que nous ne disposons généralement pas de capteur de flux inséré dans la machine, nous procédons à une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (CIFRO) connue sous l'appellation anglaise : *Indirect Rotor Field Oriented Control* (IRFOC) [5]-[7][15].

Cette inaccessibilité au rotor, nous amène à utiliser des observateurs ou des estimateurs. Cependant, la sensibilité des estimateurs de flux, couple, résistance statorique ou constante de temps rotorique aux variations des paramètres de la machine impose de mettre en œuvre des systèmes de supervision efficaces pour détecter les dérives et assurer la stabilité de la commande. Ainsi, la commande sera dite **adaptative** vu qu'il y a en place un algorithme d'estimation efficace des grandeurs assujetties à d'éventuelles variations et d'adaptation des paramètres. La commande pourrait tout aussi être dite **robuste** si on y ajoute des boucles de régulation la rendant insensible aux variations des paramètres.

L'utilisation de la machine asynchrone en lieu et place des autres types de machines en industrie, traction ou robotique, fait que de plus en plus, la précision doit être de rigueur sur les valeurs estimées.

1.1.2 Problématique liée à l'identification des paramètres dans une commande vectorielle à flux rotorique orienté

La machine asynchrone, lorsqu'elle est conçue avec beaucoup de rigueur, peut être représentée par le modèle du schéma de la figure 1.1 : c'est le modèle équivalent monophasé le plus usuel obtenu sous un régime de courants sinusoïdaux équilibrés à fréquence constante (50 ou 60Hz) et tenant compte des pertes fer [7][15].

Afin de réaliser une commande vectorielle simple, la machine est modélisée en prenant pour hypothèse que le circuit magnétique est complètement feuilleté, ce qui se traduit par le schéma de la figure. 1.2. Ce modèle est facilement inversible, ce qui le prête mieux à une éventuelle commande si l'évolution des paramètres est connue en fonction de la température et de la fréquence (ou du temps). Une identification des paramètres est donc primordiale.

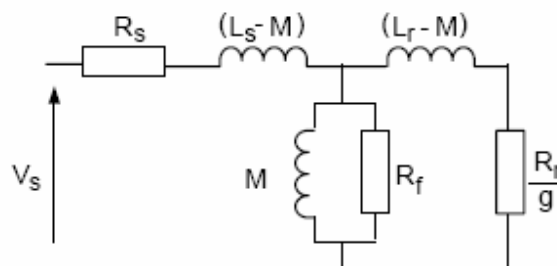


Figure 1.1 Schéma équivalent monophasé du modèle usuel de la machine asynchrone avec les pertes fer

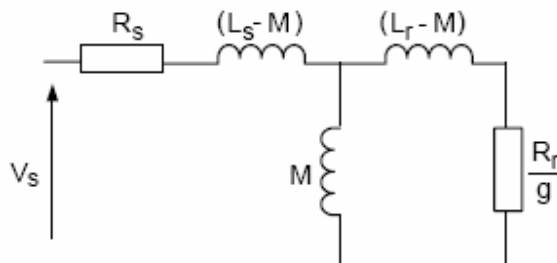


Figure 1.2 Schéma équivalent monophasé du modèle usuel de la machine asynchrone

Les techniques d'identification des paramètres de la machine sont nombreuses. De plus en plus de techniques d'identification des paramètres en régime transitoire sont développées, vu que la machine est le plus souvent alimentée via un onduleur MLI [16]-[20]. On distingue alors des techniques d'identification hors ligne et en ligne. La dernière permet une mise à jour régulière des paramètres du modèle. La machine asynchrone ayant été modélisée de la même façon qu'un transformateur électrique, les premières techniques d'identification de ses paramètres ne sont faites que de façon analogue à celles du transformateur statique [7][9].

Pour la machine asynchrone à rotor bobiné, il est facile de déterminer les résistances statoriques et rotoriques par mesure directe avec un ohmmètre. De même, le rapport de transformation peut être facilement déterminé à rotor ouvert. Aussi, il est facile de déterminer les inductances de fuite et l'inductance mutuelle. La méthode des deux wattmètres est très utilisée pour déterminer les paramètres internes, y compris les pertes fer [5][21]-[24]. En ce qui concerne la machine asynchrone à cage d'écureuil, il est beaucoup plus difficile de déterminer les paramètres internes vu que le rotor n'est pas accessible [7][21][22].

La principale problématique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone est la variation de la constante de temps rotorique au cours du fonctionnement de la machine. Cette variation de la résistance rotorique entraîne un déséquilibre entre le modèle de la machine et celui du contrôleur ou tout simplement un déséquilibre entre la machine réelle et le contrôleur. Il s'en suit alors un déséquilibre sur la phase des courants alimentant la machine qui peut aller jusqu'à la déstabilisation du contrôle du flux. Il advient alors une variation de l'inductance mutuelle et par conséquent des inductances de fuites ; le contrôleur n'est plus optimum. Dans ce cas de figure, l'identification des paramètres en ligne devient laborieuse et il n'est plus possible de certifier que nous avons les bons paramètres vu que le système de paramètres en tant que tel forme une famille liée.

Les essais à vide permettent de déterminer les pertes fer et l'inductance synchrone de la machine asynchrone ; les essais en court-circuit quant à eux permettent de déterminer les inductances de fuite et les pertes joules rotoriques. L'inductance mutuelle obtenue via

lesdits essais est celle que nous utilisons dans le modèle rapproché de la machine asynchrone. Aussi, dans le modèle rapproché nous ne tenons pas en général compte des pertes fers ; il faut se rappeler tout cela lors de l'indentification des paramètres.

Un avantage majeur que nous avons lorsque nous faisons une commande vectorielle à flux orienté est que nous pouvons imposer à la machine un état magnétique ; cela se traduit en d'autres termes par la possibilité de fixer la valeur de l'inductance mutuelle ou tout simplement de l'inductance synchrone. La valeur optimum est celle obtenue lors de l'essai à vide ; en effet la valeur de l'inductance synchrone obtenue lors de l'essai à vide est celle qui correspond au minimum de perte de ladite machine asynchrone. Tout revient donc à la fixation d'un point de fonctionnement magnétique de façon similaire à la polarisation d'un transistor bipolaire.

En partant avec la topologie décrite ci-dessus, la problématique liée à l'identification des paramètres en ligne se résume juste à l'indentification de la valeur de résistance rotorique : c'est un pôle de convergence de la plupart des travaux de recherche. Les chercheurs ne démordent toujours pas à identifier la résistance rotorique. Ils utilisent des algorithmes aussi complexes les uns que les autres tels que : logique floue, mode glissant, réseaux de neurones artificiels,...

En se référant à la commande directe du flux et du couple, il est facile de démontrer que cette dernière technique n'est pas affectée par la variation des paramètres rotoriques. Cela donne une piste très intéressante dans le design d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté insensible (robuste) à la variation de la résistance rotorique et en l'occurrence à la variation de la constante de temps rotorique.

Nous verrons dans le chapitre 4 comment faire un tel design simple, robuste et très stable.

1.2 Objectifs

L'objectif principal de ce travail de recherche est de mettre au point une commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique, qui va permettre d'obtenir un contrôleur de flux et de couple non affecté par la variation des paramètres internes de la machine sur une plage de vitesse allant de 5% à 150% de la vitesse synchrone de base. L'identification des paramètres et la commande adaptative étant des moyens pour y arriver, il va donc falloir mettre au point de nouvelles techniques efficaces d'estimation des paramètres au démarrage et en ligne; et aussi mettre au point des estimateurs précis de la vitesse, du flux (module et position) et du couple de la machine asynchrone à cage à partir des courants et tensions.

Ceci doit permettre d'une part d'avoir à flux constant un asservissement de couple stable avec un temps de réponse acceptable et d'autre part de changer aussi rapidement que possible une machine asynchrone en panne par une nouvelle machine, sans se soucier des paramètres internes de cette dernière. Cela se traduit en milieu industriel par un gain en temps et en argent non négligeable.

1.3 État de l'art

L'identification au démarrage et en ligne des paramètres de la machine asynchrone à cage ainsi que la commande vectorielle adaptative passent par la réalisation d'estimateurs de flux, de position, de vitesse et de couple électromagnétique. La clé de cette identification et de cette commande vectorielle repose sur le développement d'un estimateur ou d'un observateur précis en module et en phase du flux.

Les capteurs de courants et de tensions sont de plus en plus disponibles sur le marché grand public; ils sont précis et de coûts abordables, ce qui permet d'en acquérir très

facilement et de concevoir des estimateurs précis de flux, position, vitesse et couple électromagnétique.

Dans la littérature, plusieurs types d'estimateurs de flux ont été développés. Les estimateurs de flux employant des réseaux de neurones ou la logique floue se sont avérés complexes non seulement dans la conception et le temps d'entraînement mais aussi lors de l'implantation [25]-[28]. Leurs performances se dégradent s'ils sont utilisés sur une machine autre que celle pour laquelle, ils ont été conçus. Quant aux filtres de Kalman, leur implantation correcte implique un modèle d'ordre cinq de la machine rendant ipso facto l'algorithme complexe et onéreux pour une implantation temps réel [29]. Les recherches se sont ensuite retournées vers les filtres passe-bas classiques qui avaient un problème lié au choix de la fréquence de coupure, conférant à la commande une plage de fonctionnement restreinte [références des annexes A et B]. Des algorithmes à base de filtres passe-bas modifiés (pseudo-intégrateurs) ont été développés, donnant lieu à des algorithmes combinant plusieurs filtres [30]-[32]. Les solutions les plus simples et les plus performantes utilisent :

- Des filtres passe-bas en cascades : cette méthode réduit l'influence de la fréquence de coupure sur le module du flux, cependant la phase du flux reste affectée [33]. Il advient que cette solution, quoique utilisée, n'est pas propice à une estimation exacte du couple en régime harmonique.
- Des filtres passe-haut : récemment, ils ont été utilisés pour filtrer la force électromotrice avant et après son intégration [34]. La précision au niveau de la phase demeure là encore un problème, ce qui engendrera une erreur sur le couple en régime harmonique.

Dans la chronologie de cet état de l'art, nous y apportons les points suivants :

- Des filtres passe-haut en cascade avec auto adaptation du gain et de la phase (AAIA) : ces algorithmes sont très précis pour l'estimation en ligne du flux et du couple électromagnétique en régime harmonique. Combinés avec les algorithmes des filtres passe-bas *hand-shake* (FPB-HSF), ces algorithmes peuvent même être

utilisés en régime non harmonique tout en conservant la fréquence de coupure des filtres identique à celle de la fréquence nominale de la machine [35][36].

- Des filtres *hand-shake* en cascade : un intégrateur pur peut aussi être utilisé en série avec un FPH-HSF placé en cascade avec un FPB-HSF sans affecter le module et la phase du flux estimé [36][annexe D].

La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (CIFRO) se fait généralement avec une chaîne de retour de la vitesse ou de la position du rotor. Cependant, les capteurs précis de vitesse et de position sont très onéreux, alors avec les DSP de plus en plus performants et moins chers, la CIFRO sans capteur est de plus en plus développée. L'estimation de la vitesse se fait alors, à travers des grandeurs électriques de la machine (tensions, courants, force électromotrice, flux, positions) et des paramètres de la machine (inductances, résistances, constante de temps). On distingue deux grandes catégories à savoir ***les estimateurs de vitesse*** et ***les observateurs de vitesse*** [5, pp. 406].

Dans la littérature, les commandes vectorielles sans capteur mécanique de vitesse ont une stabilité assurée par la boucle de régulation de la vitesse. Dans la plupart des cas, la vitesse est estimée soit en dérivant directement la position du flux ou indirectement à travers le rapport entre le module de la force contre électromotrice et le module du flux. Le flux étant estimé à partir d'intégrateur pur ou de filtre passe-passe, alors les problèmes de dérive et de fréquence de coupure des filtres posent là encore des problèmes [5] (contrairement aux EVBO, [37]). Dans la littérature, les différentes méthodes estiment la vitesse mécanique à partir de la pulsation électrique et des paramètres de la machine. En général l'expression de la pulsation électrique obtenue est fonction de la résistance statorique, ce qui ne facilite pas l'estimation de la vitesse mécanique d'autant plus que la résistance statorique (R_s) est variable [5].

L'un des meilleurs algorithmes pour l'estimation en ligne des résistances statoriques et rotoriques [38], utilise une structure de réseau de neurones floue (*Fuzzy-Neural-Network*). Cette structure est complexe et utilise également la connaissance des constantes de temps rotorique et statorique ainsi que les valeurs initiales des résistances.

Plusieurs travaux démontrent déjà qu'à flux constant les inductances varient très peu lors d'une commande vectorielle avec une boucle de courants et ces variations n'affectent que très peu la commande à flux orienté. D'ailleurs, lors de l'identification des paramètres de la machine asynchrone à cage, l'inductance statorique (L_s) est supposée égale à l'inductance rotorique (L_r); cette valeur n'affecte pas pour autant la commande à flux orienté (CFO).

L'inertie et le frottement n'interviennent pas dans le contrôleur à flux rotorique orienté. Dans la littérature, seules les commandes à base d'encodeurs optiques de faibles précisions opérant en basses vitesses ont besoin d'une estimation de l'inertie pour faire des interpolations correctes lors de l'estimation de la vitesse. Aussi, certaines commandes sans capteur à base de filtre de Kalman nécessitent la connaissance de l'inertie et du coefficient de frottement [39]. Nous, n'aurons donc pas à estimer l'inertie et le frottement mécanique, étant donné que nous ne travaillons pas avec des encodeurs optiques ou avec des filtres de Kalman. En outre, l'inertie et le coefficient de frottement ne sont pas toujours nécessaires lors du design du contrôleur de vitesse à base de PI surtout que de nos jours les PI de vitesse sont très souvent adaptatifs [40].

L'état de l'art en matière d'estimation du flux et de commande vectorielle sans capteur mécanique se trouve être fait à travers plusieurs publications du chercheur J. Holtz [41][42].

N.B. : Le domaine des très faibles vitesses n'est pas traité dans cette thèse. La plage de vitesse couverte par ce travail de recherche va des faibles vitesses aux hautes vitesses (de 5% à 150% de la vitesse synchrone de base). Les capteurs de vitesse mécanique grand public ont généralement une étendue de mesure commençant à 100 tours/minute et allant jusqu'au delà la vitesse de base (annexe F). En outre, à courant nominal et en très faible vitesse (machine mécaniquement chargée), la vitesse de glissement devient alors non négligeable, voire supérieure à la vitesse mécanique : les pertes sont alors très importantes. Toutefois, tout en conservant un bon rendement, des réducteurs de vitesse peuvent être utilisés afin d'obtenir des vitesses très faibles (cf. chapitre 9 et annexe F).

1.4 Synthèse des résultats et contributions scientifiques

La commande de la machine asynchrone se fait en se basant sur de nombreuses hypothèses simplificatrices (linéarité du circuit magnétique, ...). En outre, plusieurs techniques de commandes vectorielles sont développées en fonction du type d'orientation du flux (statorique, champ tournant, rotorique) ou du mode d'alimentation (tension, courant). Toutes ces techniques arrivent à assurer une commande vectorielle plus ou moins linéaire ou stable. En partant d'une analyse qualitative de ces différentes structures de contrôleurs, nous avons opté de développer de nouvelles topologies de contrôleurs faisant intervenir le moins de paramètres possible, voire indépendantes de ceux-ci.

La machine asynchrone étant fortement non linéaire, les techniques de commande vectorielle adaptative couramment utilisées lors de sa commande se trouvent imbriquées dans des algorithmes d'adaptation complexes. Afin d'éviter d'être pris à notre tour dans ce labyrinthe d'équations mathématiques, nous procédons à une observation et une analyse des tensions, courants et vitesse de la machine pour y trouver des solutions simples et indépendantes aboutissant à des algorithmes peu complexes respectant le critère de temps réel à la fois pour l'identification et l'adaptation des paramètres de la machine.

Pour ce qui concerne nos contributions en matière de commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse, nous ouvrons la voie à la réalisation d'une commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse, stable et fonctionnelle sans la boucle de régulation de la vitesse. Pour ce faire, nous utilisons les AAIA, HSF et le principe des estimateurs de vitesse en boucle ouverte (EVBO, [37]) basé sur le module (cf. chapitres 6 et 9). En outre, la machine doit être chargée avec un couple mécanique (proportionnel à la vitesse) afin d'assurer l'équilibre des couples électromagnétique et mécanique. Dans la commande sans capteur, le plus important est d'assurer le niveau de flux nécessaire au bon fonctionnement de la machine, en contrôlant la pulsation électrique. Avec nos nouvelles méthodes, la variation de la résistance statorique a un effet très négligeable sur l'estimation de la pulsation électrique.

Pour ce qui concerne l'estimation en ligne des résistances rotoriques et statoriques, nous avons développé des méthodes qui sont très simples. Étant donné que nous estimons correctement le flux et le couple, nous utilisons le retour du flux pour estimer et corriger en ligne les variations de la résistance rotorique et quant à la variation de la résistance statorique, nous utilisons le retour du couple pour l'estimer et la compenser. En outre, nos méthodes sont basées sur l'emploi de PI classiques et aucune estimation préalable de la valeur des résistances n'est nécessaire.

Pour contribuer au maintien des inductances (L_s , L_s , M), en plus de la boucle de courant, nous introduisons une boucle de régulation du flux rotorique, ceci ayant pour avantage de renforcer la stabilité de la CFO et aussi de forcer l'inductance mutuelle à être quasi-identique à celle dans le contrôleur à flux orienté. En effet, les essais à vide et en court-circuit donnent les valeurs des inductances à implanter dans le contrôleur à flux orienté. Cette valeur de l'inductance de magnétisation est celle qui correspond au minimum de perte. De ce fait, il faut contraindre la machine à fonctionner avec cette valeur d'inductance. Les fuites ayant déjà été déterminées lors du test à rotor bloqué, alors l'inductance rotorique restera aussi quasiment identique à celle dans le contrôleur (cf. chapitre 10).

Ainsi nos contributions peuvent se regrouper comme suit :

- 1 Développer des méthodes simples de commande vectorielle à orientation du flux rotorique, adaptatives à la variation des paramètres rotoriques et mécaniques de la machine;
- 2 Développer des estimateurs précis de flux et de couple insensibles à la variation des paramètres de la machine;
- 3 Développer des estimateurs précis de la vitesse mécanique à partir des tensions et courants mesurés;
- 4 Développer des algorithmes de lissage des signaux et d'extraction des harmoniques dans un signal polyphasé;
- 5 Améliorer les techniques d'estimation de la résistance statorique et de la résistance rotorique;

- 6 Développer une technique de maintien des inductances (L_s , L_r , M) dans la machine quasiment aux mêmes valeurs que celles obtenues à partir des essais à vide et en court-circuit et qui sont utilisées dans le contrôleur à flux orienté (cf. chapitre 10).

Nous invitons le lecteur à consulter les différents travaux de J. Holtz afin de se faire une idée plus complète sur la portée de nos contributions tant à l'estimation des flux, positions, vitesses, qu'à l'estimation des paramètres [41][42].

1.5 Structure de la thèse

Cette thèse est structurée en onze chapitres qui décrivent les étapes nécessaires pour bâtir une commande vectorielle à flux orienté qui fonctionne, non seulement en simulation, mais surtout de façon expérimentale.

Le deuxième chapitre est un rappel en matière de régime transitoire et de modélisation de la machine asynchrone. C'est là où se concentrent les équations mathématiques, électromagnétiques et mécaniques de la machine asynchrone.

Le troisième chapitre est une synthèse des types de techniques de commande vectorielle à flux rotorique orienté et une mise en évidence de l'influence de la variation des résistances (par effet joule) sur la commande vectorielle. Ce chapitre permet de mieux saisir les innovations développées dans le chapitre quatre.

Le quatrième chapitre est une étude qualitative qui présente les nouvelles structures de commandes vectorielles adaptatives qui ont été développées. Une description de la méthodologie et de l'amélioration du contrôleur à orientation du flux rotorique est également faite à partir des modèles en courant puis en tension de la machine asynchrone.

Le cinquième chapitre est consacré à la réalisation effective d'un estimateur de flux et de couple en régime harmonique qui est exempt des problèmes liés aux filtres passe bas ou

aux intégrateurs purs. Ainsi, le développement d'un algorithme d'auto intégration adaptatif (AAIA) s'avère être la contribution majeure, car c'est le défi principal auquel les chercheurs et ingénieurs ont souvent été confrontés.

Le sixième chapitre traite des techniques d'estimation de la vitesse synchrone de la machine asynchrone à partir des estimateurs de vitesse à boucle ouverte. Nous y proposons des méthodes simples et efficaces avec des validations expérimentales.

Le septième chapitre traite des techniques de lissage et d'extraction des harmoniques d'un signal polyphasé, ce qui permet d'une part d'améliorer les estimateurs de flux, couple et vitesse et d'autre part de faciliter l'estimation des paramètres de la machine via la reconstitution et la mesure des signaux injectés.

Le huitième chapitre est d'une part un retour sur l'optimisation des contrôleurs PI pour l'alimentation en tension de la machine vu au chapitre quatre, et d'autre part l'introduction d'une méthode de choix quasi-optimal des paramètres du contrôleur PI de vitesse mécanique.

Le neuvième chapitre introduit de nouvelles topologies de commande sans capteur mécanique de vitesse dans une structure de commande vectorielle à flux orienté.

Le dixième chapitre est consacré aux différentes techniques d'identification des paramètres de la machine asynchrone au démarrage et en ligne.

Le dernier chapitre est la conclusion.

Chapitre 2 - Régime transitoire et modélisation de la machine asynchrone

La machine est souvent connectée au réseau via un commutateur de courant ou un onduleur de tension. Les onduleurs fonctionnent par commutations successives des interrupteurs électroniques qui les composent créant ainsi des tensions ou courants d'amplitudes et de fréquences variables qui sont nécessaires pour la commande de la machine [43][44]. Le régime de fonctionnement de la machine dans de telles conditions est donc une succession de régimes transitoires [45]. Ce chapitre est un rappel des hypothèses, conventions, équations et modèles simplifiés de la machine asynchrone. Il est donc important de garder en vue ces aspects de régime transitoire et modélisation de la machine asynchrone afin de saisir plus tard la portée de nos contributions.

2.1 Régime transitoire de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée est la plus utilisée des machines à induction, elle est fortement non linéaire ; cependant moyennant quelques hypothèses simplificatrices, son étude en régime transitoire permet de voir sa similarité avec la machine à courant continu [5]-[9][13]-[15][21]-[24][46][47].

2.1.1 Description, hypothèses simplificatrices et convention de signe

2.1.1.1 Description

Une machine asynchrone peut être schématisée par trois axes portant ses enroulements statoriques (A, B, C) et trois autres axes portant ses enroulements rotoriques (a, b, c) comme l'indique la figure 2.1 où les axes d-q statorique et rotorique sont identiques.

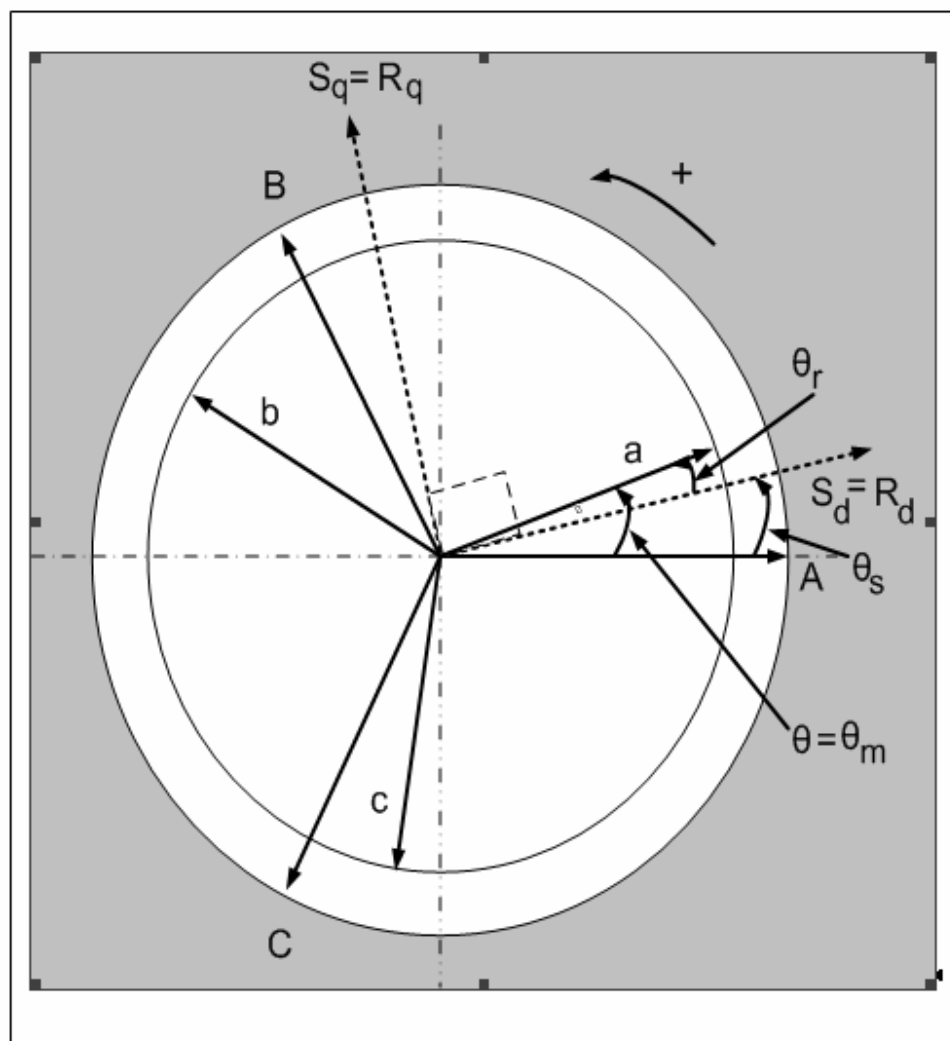


Figure 2.1 Représentation de la machine asynchrone triphasée (ABC/DQ)

2.1.1.2 Hypothèses simplificatrices

- Le circuit magnétique est non saturé et parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants);
- La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs;
- Seul le premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice créée par chaque phase est considéré;
- L'entrefer est constant;
- Les inductances propres sont constantes;
- Les inductances mutuelles entre deux enroulements sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre leurs axes magnétiques;
- La symétrie de construction est parfaite;
- La machine est ramenée à sa forme bipolaire pour fins d'étude, les paires de pôles étant introduites de façon judicieuse et intelligible.

2.1.1.3 Convention de signes

- Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif;
- Une tension positive fait circuler un courant positif;
- Les angles et les vitesses de rotation sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.

2.1.2 Équations électriques et magnétiques

2.1.2.1 Équations électriques

Les équations électriques de la machine asynchrone sont celles d'un circuit mobile dans un champ tournant, où le flux est fonction du temps et de l'angle entre les enroulements (2.2) [7][15].

$$v_j = R_j \cdot i_j + \frac{d\Psi_j}{dt} \quad (2.1)$$

avec

$$d\Psi_j = \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} d\theta + \frac{\partial \Psi_j}{\partial t} dt \quad (2.2)$$

au stator :

$$\begin{cases} v_{as} = R_s \cdot i_{as} + \frac{d\Psi_{as}}{dt} \\ v_{bs} = R_s \cdot i_{bs} + \frac{d\Psi_{bs}}{dt} \\ v_{cs} = R_s \cdot i_{cs} + \frac{d\Psi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (2.3)$$

au rotor :

$$\begin{cases} v_{ar} = R_r \cdot i_{ar} + \frac{d\Psi_{ar}}{dt} \\ v_{br} = R_r \cdot i_{br} + \frac{d\Psi_{br}}{dt} \\ v_{cr} = R_r \cdot i_{cr} + \frac{d\Psi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad 2.4)$$

2.1.2.2 Équations magnétiques

Conformément aux hypothèses, le flux est linéairement relié aux courants via les matrices d'inductance (2.5)-(2.10).

$$[\Psi] = [L] \cdot [I] \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \\ \Psi_{ar} \\ \Psi_{br} \\ \Psi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \\ & [L_{rs}] & \\ & & \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$[L_{sr}] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$M_{sr} = M_{rs} \quad (2.9)$$

$$[L_{sr}] = [L_{rs}]^t \quad (2.10)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$[R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$T_{em} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}^t \cdot \frac{\partial}{\partial t} \left(\begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \right) \quad (2.14)$$

2.1.3 Transformation de Park et équations de la machine asynchrone selon les axes d-q

Dans le cas de la machine asynchrone, les transformations de Park pour les grandeurs statoriques s'obtiennent en substituant θ par θ_s et pour les grandeurs rotoriques, θ par θ_r . L'application de la transformation de Park aux équations électriques donne:

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$[X_{dqh}] = [P] \cdot [X_{abc}] \quad (2.16)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$[X_{abc}] = [P]^{-1} \cdot [X_{dqh}] \quad (2.18)$$

Au stator tout comme au rotor, l'application de la transformée de Park simple donne :

$$[V_{abc}] = [R][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{abc}] \quad (2.19)$$

$$[V_{dqh}] = [P(\theta)][V_{abc}] = [P(\theta)][R][I_{abc}] + [P(\theta)]\frac{d}{dt}[\Psi_{abc}] \quad (2.20)$$

$$[V_{dqh}] = [P(\theta)][R][P(\theta)]^{-1}[I_{dqh}] + [P(\theta)]\frac{d}{dt}([P(\theta)]^{-1}[\Psi_{dqh}]) \quad (2.21)$$

$$[V_{dqh}] = [P(\theta)][R][P(\theta)]^{-1}[I_{dqh}] + \frac{d}{dt}([\Psi_{dqh}]) + [P(\theta)]\frac{d}{dt}([P(\theta)]^{-1})[\Psi_{dqh}] \quad (2.22)$$

or

$$[P(\theta)][R][P(\theta)]^{-1} = [R] \quad (2.23)$$

$$[P(\theta)]\frac{d}{dt}[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.24)$$

D'où :

$$[V_{dqh}] = [R][I_{dqh}] + \frac{d}{dt}([\Psi_{dqh}]) + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\Psi_{dqh}] \quad (2.25)$$

Dans le cas où les tensions alimentant la machine sont équilibrées, les composantes homopolaires au stator et au rotor sont nulles. L'application de la transformée de Park aux matrices inductances donne les équations (2.26)-(2.27) :

$$\begin{cases} L_{hs} = L_{as} + 2 \cdot M_{as} \\ L_{hr} = L_{ar} + 2 \cdot M_{ar} \end{cases} \quad (2.26)$$

$$\begin{cases} L_s = L_{as} - M_{as} \\ L_r = L_{ar} - M_{ar} \end{cases} \quad (2.27)$$

Les inductances étant placées à 120° l'une de l'autre au stator ainsi qu'au rotor alors les inductances mutuelles sont [14] :

$$\begin{cases} M_{as} = M_{sr} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -M_{sr} / 2 \\ M_{ar} = M_{rs} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -M_{rs} / 2 \end{cases} \quad (2.28)$$

$$M = \frac{3}{2} M_{rs} \quad (2.29)$$

La matrice des inductances devient alors une matrice carrée d'ordre quatre (2.30) facilement inversible (2.31)

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \\ \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\sigma \cdot L_s)^{-1} & 0 & -(1-\sigma)(\sigma \cdot M)^{-1} & 0 \\ 0 & (\sigma \cdot L_s)^{-1} & 0 & -(1-\sigma)(\sigma \cdot M)^{-1} \\ -(1-\sigma)(\sigma \cdot M)^{-1} & 0 & (\sigma \cdot L_r)^{-1} & 0 \\ 0 & -(1-\sigma)(\sigma \cdot M)^{-1} & 0 & (\sigma \cdot L_r)^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \\ \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

avec

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (2.32)$$

En général, le coefficient de dispersion magnétique σ est tel que : $0.04 \leq \sigma \leq 0.15$ [15].

Toutes les matrices se trouvent alors réduites, ce qui simplifie énormément les calculs :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} [v_{dr}] \\ [v_{qr}] \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$[R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$[L_{sr}] = [L_{rs}]^t = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

$$[\omega_m] = \begin{bmatrix} [\omega_s] & 0 \\ 0 & [\omega_r] \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$[\omega_s] = \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$[\omega_r] = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + [L] \cdot \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \right) + [\omega_m] \cdot [L] \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

2.1.4 Puissance et couple

En général une machine asynchrone fonctionne en moteur; elle est alimentée au stator par une source triphasée et l'enroulement du rotor est fermé en court-circuit. Les puissances actives et réactives valent respectivement (2.45) et (2.46) dans le repère ABC. La puissance active peut être réécrite après une transformation de Park sous la forme de (2.47). L'expression de la puissance peut aussi se mettre sous la forme de (2.48) où : le 1^{er} crochet représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée, le 2^{ème} crochet représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique à l'intérieur de la machine et le 3^{ème} crochet représente les pertes joules. Tenant compte de l'application des matrices (2.30), le 2^{ème} crochet peut se mettre sous la forme donnée par (2.49) d'où le couple électromagnétique (2.50) est déduit. Cette expression du couple électromagnétique peut se mettre sous les formes (2.51)-(2.54) en combinant (2.30) et (2.50).

Les puissances actives et réactives consommées par la machine sont données par :

$$P_a = v_{as} \cdot i_{as} + v_{bs} \cdot i_{bs} + v_{cs} \cdot i_{cs} = v_{ar} \cdot i_{ar} + v_{br} \cdot i_{br} + v_{cr} \cdot i_{cr} \quad (2.45)$$

$$Q_a = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{bs} - v_{cs}) \cdot i_{as} + (v_{cs} - v_{as}) \cdot i_{bs} + (v_{as} - v_{bs}) \cdot i_{cs}] \quad (2.46)$$

L'application de la transformée de Park simple sur la puissance active donne :

$$P_a = \frac{3}{2} (v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{bs} + 2 \cdot v_{hs} \cdot i_{hs}) = \frac{3}{2} (v_{dr} \cdot i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{br} + 2 \cdot v_{hr} \cdot i_{hr}) \quad (2.47)$$

qui devient (2.48) en supposant que la machine est alimentée à fois au stator et au rotor et en tenant compte de (2.26)-(2.30).

$$P = \frac{3}{2} \left(\left[i_{ds} \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + 2i_{hs} \frac{d\Psi_{hs}}{dt} - i_{dr} \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - i_{qr} \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - 2i_{hr} \frac{d\Psi_{hr}}{dt} \right] + \right. \quad (2.48)$$

$$\left. + [(\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \frac{d\theta_s}{dt} + (\Psi_{dr} i_{qr} - \Psi_{qr} i_{dr}) \frac{d\theta_r}{dt}] + \right.$$

$$\left. + [R_s \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + 2i_{hs}^2) + R_r \cdot (i_{dr}^2 + i_{qr}^2 + 2i_{hr}^2)] \right)$$

Le bilan des puissances transmises de part et d'autre de l'entrefer permet d'écrire :

$$\frac{3}{2}(\Psi_{ds}i_{qs} - \Psi_{qs}i_{ds})\left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}\right) = \frac{3}{2}(\Psi_{dr}i_{qr} - \Psi_{qr}i_{dr})\omega_m = \frac{3}{2}pp \cdot (\Psi_{dr}i_{qr} - \Psi_{qr}i_{dr}) \cdot \Omega_m \quad (2.49)$$

Le couple électromagnétique peut alors se mettre sous les formes (2.50)-(2.54)

$$T_{em} = \frac{3}{2} pp \cdot (\Psi_{ds}i_{qs} - \Psi_{qs}i_{ds}) \quad (2.50)$$

$$T_{em} = -\frac{3}{2} pp \cdot (\Psi_{dr}i_{qr} - \Psi_{qr}i_{dr}) \quad (2.51)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{M}{L_r} pp \cdot (\Psi_{dr}i_{qs} - \Psi_{qr}i_{ds}) \quad (2.52)$$

$$T_{em} = -\frac{3}{2} \frac{M}{L_s} pp \cdot (\Psi_{ds}i_{qr} - \Psi_{qs}i_{dr}) \quad (2.53)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} M \cdot pp \cdot (i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds}) \quad (2.54)$$

Enfin les puissances actives et réactives côté stator sont données par (2.55)-(2.56), en régime équilibré.

$$P_a = \frac{3}{2} (v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) \quad (2.55)$$

$$Q_a = \frac{3}{2} (v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) \quad (2.56)$$

2.1.5 Équations mécaniques

Pour une machine multipolaire l'équation mécanique générale est donnée par l'équilibre des couples électromagnétique et mécanique (2.57) ; elle peut également s'écrire sous la forme (2.58) lorsque la machine est à vide et le couple de charge est proportionnel à la vitesse. Dans le cas où la machine est chargée, l'équation du couple (2.59) tient compte de l'inertie totale, du coefficient de frottement total et d'un éventuel couple de perturbation.

$$T_{em} - T_L = \frac{J}{pp} \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.57)$$

$$T_{em} = J \frac{d\omega_{méc}}{dt} + K_f \omega_{méc} \quad (2.58)$$

$$T_{em} = J_t \frac{d\omega_{méc}}{dt} + K_{ft} \omega_{méc} + T_{Lo} \quad (2.59)$$

2.1.6 Choix des référentiels

2.1.6.1 Référentiel stationnaire lié au stator

Ce référentiel est obtenu en faisant coïncider l'axe d du repère (d-q) avec celui de la phase 'A' du stator, de façon à ce que le système d'axes (d-q) soit immobile par rapport au stator. Ce référentiel permet d'étudier des variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

$$\begin{cases} \theta_s = 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = 0 \end{cases} \quad (2.60)$$

d'où :

$$\theta_r = -\theta_m = -pp \cdot \theta_{méc} \quad (2.61)$$

et

$$\omega_r = -\omega_m = -pp \cdot \omega_{méc} = -pp \cdot \Omega_m \quad (2.62)$$

car

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_m \quad (2.63)$$

d'où les équations électriques :

$$\begin{cases} v_{ds} = \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} \\ v_{qs} = \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (2.64)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \omega_m \Psi_{qr} + R_r i_{dr} \\ v_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - \omega_m \Psi_{dr} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (2.65)$$

2.1.6.2 Référentiel stationnaire lié au rotor

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

$$\begin{cases} \theta_r = 0 \\ \theta_s = \theta_m \Rightarrow \omega_s = \omega_m \end{cases} \quad (2.66)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad (2.67)$$

d'où les équations électriques :

$$\begin{cases} v_{ds} = \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_m \cdot \Psi_{qs} + R_s \cdot i_{ds} \\ v_{qs} = \frac{d\Psi_{qs}}{dt} - \omega_m \cdot \Psi_{ds} + R_s \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (2.68)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + R_r \cdot i_{dr} \\ v_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + R_r \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (2.69)$$

2.1.6.3 Référentiel stationnaire lié au champ tournant

Ce référentiel n'introduit pas de simplification. Cependant c'est le référentiel le plus utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable et dans l'étude de la transmittance du moteur relativement à de petites variations autour d'un régime de fonctionnement donné.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r; \quad \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_m \quad (2.70)$$

D'où les équations électriques :

$$\begin{cases} v_{ds} = \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_s \Psi_{qs} + R_s i_{ds} \\ v_{qs} = \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_s \Psi_{ds} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (2.71)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Psi_{qr} + R_r i_{dr} \\ v_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Psi_{dr} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (2.72)$$

2.2 Modélisation de la machine asynchrone

Seuls les modèles de la machine asynchrone alimentée en courant dans le référentiel lié au rotor et de la machine alimentée en tension dans le référentiel lié au stator seront abordés pour alléger le document et aussi pour mieux faire ressortir nos contributions à partir du chapitre 4. Nous introduisons d'ores et déjà le modèle de la machine en régime permanent qui va servir à l'identification des paramètres dans le chapitre 10.

2.2.1 Modélisation de la machine asynchrone en régime transitoire

2.2.1.1 Modélisation d-q de la machine asynchrone alimentée en courant dans le repère stationnaire lié au rotor

Lorsque la machine asynchrone est alimentée en courant, elle peut être modélisée dans le référentiel lié au rotor par (2.66)-(2.69). En prenant Ψ_{dr} , Ψ_{qr} et ω_m comme variables d'états et les courants statoriques comme entrées, le rotor étant en court-circuit, on obtient une équation d'état linéaire (2.80). Le module et la position du flux rotorique sont donnés par les équations (2.81) et (2.82). Les composantes d - q du flux statorique exprimées dans le repère lié au rotor sont ramenées dans le repère stationnaire lié au stator par (2.83), ce qui permet de calculer le module (2.84) et la position (2.85) du flux statorique. L'équation du couple électromagnétique (2.52) et l'équation mécanique (2.59) ne changent pas, d'où les équations électriques du modèle de la machine alimentée en courant dans le repère lié au rotor (2.73)-(2.85).

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{dr} \\ \dot{\Psi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} + M \cdot \frac{R_r}{L_r} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Posons :

$$X = \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

$$U = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

$$V = \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.77)$$

$$B = \frac{M}{\tau_r} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

L'équation d'état (2.80) est bien linéaire :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ y = CX \end{cases} \quad (2.80)$$

$$\Psi_r = |\overline{\Psi}_r| = \sqrt{(\Psi_{dr})^2 + (\Psi_{qr})^2} \quad (2.81)$$

$$\theta_r = a \tan 2(\Psi_{qr}, \Psi_{dr}) \quad (2.82)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ds}^r \\ \Psi_{qs}^r \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

$$\Psi_s = |\overline{\Psi_s}| = \sqrt{(\Psi_{ds})^2 + (\Psi_{qs})^2} \quad (2.84)$$

$$\theta_s = a \tan 2(\Psi_{qs}, \Psi_{ds}) \quad (2.85)$$

NB : L'utilisation d'un dérivateur (2.44) est incontournable dans la modélisation de la machine alimentée en courant.

2.2.1.2 Modélisation d - q de la machine asynchrone alimentée en tension dans le repère stationnaire lié au stator

Pour modéliser la machine asynchrone alimentée en tension, les équations (2.60) à (2.65) sont employées ; il en est de même pour les équations (2.30) et (2.31). En combinant les équations (2.62) et (2.65) nous obtenons les équations (2.86) et (2.87) au rotor. L'équation du couple électromagnétique (2.54), l'équation mécanique (2.59) et les équations des flux (2.81), (2.82), (2.84) et (2.85) restent inchangées.

$$\begin{cases} v_{dr} = \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \omega_m \Psi_{qr} + R_r i_{dr} \\ v_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - \omega_m \Psi_{dr} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (2.86)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + pp.\Omega_m \Psi_{qr} + R_r i_{dr} \\ v_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - pp.\Omega_m \Psi_{dr} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (2.87)$$

Les modèles électriques et mécaniques sont représentés aux figures 2.2 à 2.4.

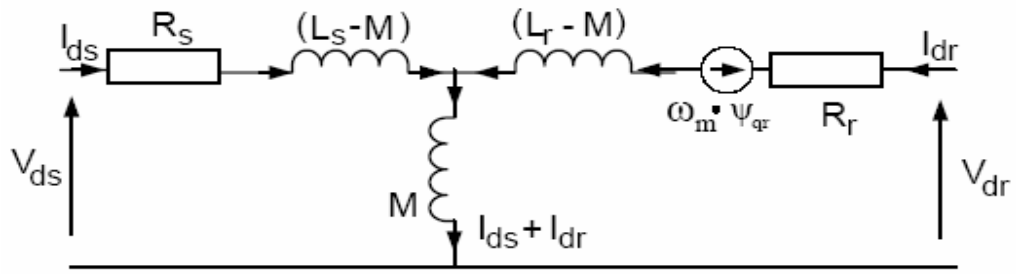


Figure 2.2 Modèle électrique selon l'axe d

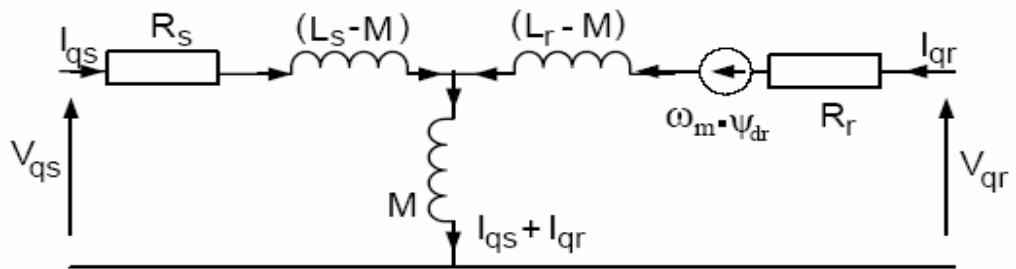


Figure 2.3 Modèle électrique selon l'axe q

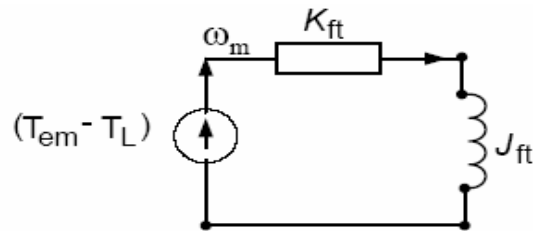


Figure 2.4 Modèle mécanique de la machine

2.2.2 Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent

Le régime permanent de la machine peut être vu comme une succession de régimes transitoires dans le domaine des petites variations autour d'un régime de fonctionnement donné. Cela se démontre aisément à partir des équations du régime transitoire avec le référentiel lié au champ tournant.

2.2.2.1 Notation complexe

Les tensions, courants et flux de la machine asynchrone sont des grandeurs vectorielles ; nous utiliserons beaucoup plus la représentation cartésienne, afin de faciliter les démonstrations ci-dessous.

$$|\overline{V_s}| = |v_{ds} + j \cdot v_{qs}| = \sqrt{(v_{ds})^2 + (v_{qs})^2} = V_{seff} \cdot \sqrt{2} = V_s \cdot \sqrt{2} \quad (2.88)$$

$$|\overline{\Psi_s}| = |\Psi_{ds} + j \cdot \Psi_{qs}| = \sqrt{2} \cdot \Psi_s \quad (2.89)$$

$$|\overline{\Psi_r}| = |\Psi_{dr} + j \cdot \Psi_{qr}| = \sqrt{2} \cdot \Psi_r \quad (2.90)$$

$$|\overline{I_s}| = |i_{ds} + j \cdot i_{qs}| = \sqrt{2} \cdot I_s \quad (2.91)$$

$$|\overline{I_r}| = |i_{dr} + j \cdot i_{qr}| = \sqrt{2} \cdot I_r \quad (2.92)$$

$$\begin{bmatrix} \overline{\Psi_s} \\ \overline{\Psi_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{I_s} \\ \overline{I_r} \end{bmatrix}; \quad (2.93)$$

Le flux nominal dans la machine est le flux composé :

$$\Psi_{s,nom,comp} = \frac{U_s}{\omega_s} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_s}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (2.94)$$

Le flux nominal dans une phase de la machine est le flux simple :

$$\Psi_{s,nom} = \frac{V_s}{\omega_s} = \frac{V_s}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (2.95)$$

$$\Psi_{s,Max} = \frac{V_{s,Max}}{\omega_s} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (2.96)$$

Étant donné que nous utilisons le modèle de Park simple, nous retenons le flux simple maximal (2.96) utilisé dans le calcul du circuit magnétique.

2.2.2.2 Détermination du schéma équivalent monophasé usuel

Le schéma équivalent monophasé usuel de la machine asynchrone avec le rotor en court-circuit (figure 2.3) découle des équations du régime transitoire avec le référentiel lié au champ tournant. Ainsi, en régime établi, les grandeurs sont continues et les dérivées des flux sont quasi nulles; les équations (2.97) et (2.98) sont obtenues à partir de (2.52) et (2.53). Une application de la notation complexe au stator donne (2.99); en l'appliquant de même au rotor, nous obtenons (2.100), qui est bien connue de tous. L'application linéaire des flux et des courants (2.30) permet alors d'obtenir les équations (2.101) et (2.102), l'équation (2.102) étant une notation matricielle.

$$\begin{cases} v_{ds} = -\omega_s \Psi_{qs} + R_s i_{ds} \\ v_{qs} = \omega_s \Psi_{ds} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (2.97)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = -g \omega_s \Psi_{qr} + R_r i_{dr} \\ v_{qr} = g \omega_s \Psi_{dr} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (2.98)$$

$$\overline{V}_s = v_{ds} + j v_{qs} = R_s (i_{ds} + j \cdot i_{qs}) + j \cdot \omega_s (\Psi_{ds} + j \cdot \Psi_{qs}) \quad (2.99)$$

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \cdot \overline{I}_s + j \cdot \omega_s \cdot \overline{\Psi}_s \\ 0 = R_r \cdot \overline{I}_r + j \cdot g \cdot \omega_s \cdot \overline{\Psi}_r \end{cases} \quad (2.100)$$

$$\begin{cases} \underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + j \cdot \omega_s (L_s \cdot \underline{I}_s + M \cdot \underline{I}_r) \\ 0 = \frac{R_r}{g} \underline{I}_r + j \cdot \omega_s (M \cdot \underline{I}_s + L_r \cdot \underline{I}_r) \end{cases} \quad (2.101)$$

d'où finalement

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + j \cdot \omega_s \cdot L_s & j \cdot \omega_s \cdot M \\ j \cdot \omega_s \cdot M & \frac{R_r}{g} + j \cdot \omega_s \cdot L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

Nous obtenons ainsi le schéma de la figure 2.5.

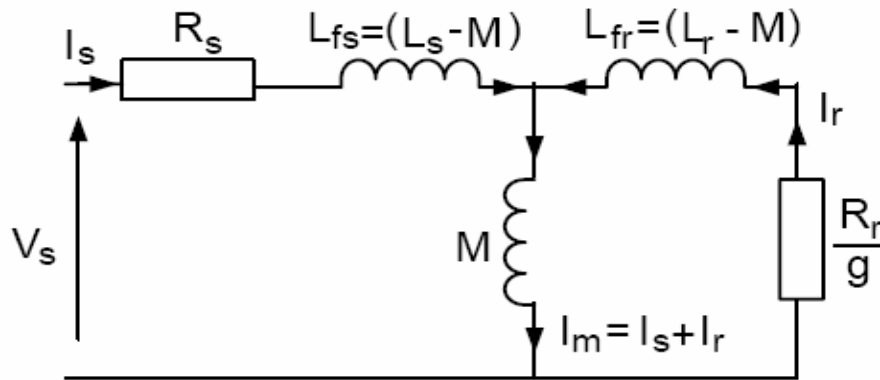


Figure 2.5 Schéma équivalent monophasé usuel de la machine asynchrone en régime permanent avec rotor en court-circuit, pertes fer négligeables.

NB : en régime permanent avec rotor en court-circuit, le modèle mécanique demeure celui de la Figure 2.4.

2.3 Conclusion

Les modèles d-q de la machine asynchrone permettent de simuler le comportement de la machine en régime permanent équilibré. De façon rigoureuse, ils ne permettent pas d'analyser les défauts et les cas anormaux de fonctionnement.

Le choix du référentiel est lié à la disposition du convertisseur qui commande la machine. Dans le cas où le convertisseur est lié au stator, le référentiel peut être soit le repère

stationnaire lié au stator, soit le repère synchrone lié au stator où les grandeurs sont continues.

Il existe d'autres méthodes de modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension ou en courant, à savoir le modèle hybride, le modèle de Bolognani et le modèle de Ghani [48]-[50]. Le modèle hybride est obtenu en appliquant la transformation $d-q$ seulement sur une armature. Le modèle de Bolognani est également bâti autour de la transformation $d-q$; cependant il préserve les phases statoriques et rotoriques. Quant au modèle de Ghani de la machine asynchrone, il est beaucoup plus proche du modèle réel de la machine asynchrone. Il permet, en outre, de simuler des fonctionnements en régime déséquilibré ou en présence de défauts. Cependant, lorsque la machine est alimentée en tension, ce modèle est complexe à utiliser vu que la matrice de conversion qu'il utilise passe par des points singuliers rendant difficile son inversion. En régime équilibré, le modèle $d-q$ de la machine asynchrone alimentée en courant dans le repère stationnaire lié au rotor est identique à celui du modèle Ghani courant; ces deux modèles, entre autres, donnent des résultats précis même quand l'algorithme de résolution des équations différentielles est le plus élémentaire possible (Euler1) [51].

Les pertes fer ne sont pas prises en compte dans ces modèles suite aux hypothèses simplificatrices émises au départ qui permettent d'avoir des modèles simples et facilement inversibles pour une éventuelle commande vectorielle. Quelle que soit la technique de conception du rotor de la machine asynchrone à cage, il reste tout de même difficile d'estimer avec exactitude l'inductance cyclique au rotor, la résistance au rotor, le rapport de transformation et les pertes dues aux courants de Foucault, aux hystérésis et à l'effet de peau [52]. Notons cependant que lors du design du circuit magnétique ou de la conception de la machine asynchrone une attention particulière est portée sur la minimisation des pertes fers [53].

La machine asynchrone est une machine fortement non linéaire, cependant il est possible de la commander à travers des techniques de commandes dites vectorielles qui seront abordées dans le chapitre 3.

Chapitre 3 - Commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

Par rapport à la machine à courant continu, la machine asynchrone est plus robuste, peu encombrante, nécessite peu d'entretien et n'a pas de problèmes d'usure des balais et d'étincelles quand son rotor est à cage. La machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil est même utilisable en milieu explosif. Vu les nombreux avantages liés à l'utilisation de la machine asynchrone par rapport aux machines à courant continu, en industrie, les machines asynchrones tendent à remplacer les machines à courant continu. Cependant, un problème de commande de la machine asynchrone se pose vu qu'elle est fortement non linéaire par rapport à la machine à courant continu en excitation séparée. Pour parer à ce problème, il a été introduit la notion de commande vectorielle de la machine asynchrone afin de pouvoir contrôler indépendamment le flux et le couple de la machine. Ceci amène donc la machine asynchrone à se comporter comme une machine à courant continu à excitation séparée dont la commande est linéaire (couple proportionnel au courant induit $T_{em} = K.\phi.I_a$ avec $\phi = L_f.I_f$).

3.1 Principe de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique

Toute grandeur vectorielle est caractérisée par son module et son argument (phase) qui sont des scalaires. Le principe du contrôle vectoriel d'une grandeur repose sur une

commande basée sur la connaissance quasi instantanée de cette grandeur en module et en phase [5][21].

En ce qui concerne la commande vectorielle de la machine asynchrone, elle repose sur la commande en module et en phase du vecteur flux. Le choix du vecteur flux à orienter peut porter indépendamment sur le vecteur flux statorique, flux d'entrefer ou flux rotorique. La commande vectorielle à flux rotorique orienté est celle qui donne une équation d'état linéaire et donc facile à contrôler. La commande vectorielle indirecte à orientation du flux rotorique s'impose ici étant donné que le flux dans la machine ne sera pas directement mesuré dans la machine [9][15].

3.1.1 Illustration vectorielle de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique

Une transformation de Clark ou de Park convenablement appliquée à la machine, donne :

- Deux axes α_s et β_s fixes par rapport au stator, pour les grandeurs statoriques;
- Deux axes α_r et β_r fixes par rapport au rotor, pour les grandeurs rotoriques;
- Deux axes d et q fixes par rapport au champ tournant, pour les grandeurs fictives relatives au champ tournant.

Pour chacune de ces paires d'axes, les deux axes sont en quadrature (figure 3.1).

L'orientation du flux rotorique revient à pivoter les axes α_r et β_r de θ_r pour qu'ils coïncident avec les axes d et q du référentiel fixe lié au champ tournant. Il faut dans ce cas que l'axe α_r coïncide avec l'axe a_r et l'axe α_s avec l'axe a_s des enroulements fixes. En d'autres termes, cela revient à annuler la composante d'axe q du flux (3.1) [5][15][21][23][24].

L'orientation du flux revient donc à annuler l'effet de la machine en inversion de sorte que l'expression du couple électromagnétique résultant soit de la forme de celle d'une machine à courant continu en excitation séparée (3.3).

$$T_{em} = K \cdot \phi \cdot I_a = K \cdot \Psi_r \cdot i_{qs} \quad (3.3)$$

3.1.3 Illustration graphique du découplage entre le flux et le couple

Comme illustré sur les figures 3.3 et 3.4, la commande vectorielle permet de faire un découplage entre le flux et le couple : en régime permanent la variation du couple n'affecte pas le flux et vice-versa.

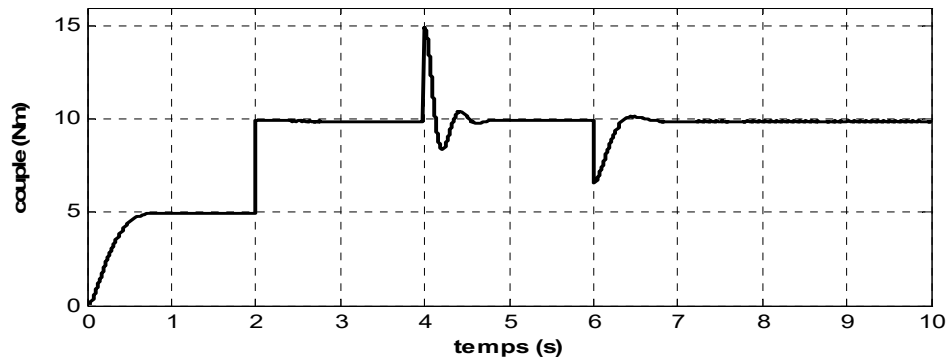


Figure 3.3 CFO, commande du couple à flux rotorique constant

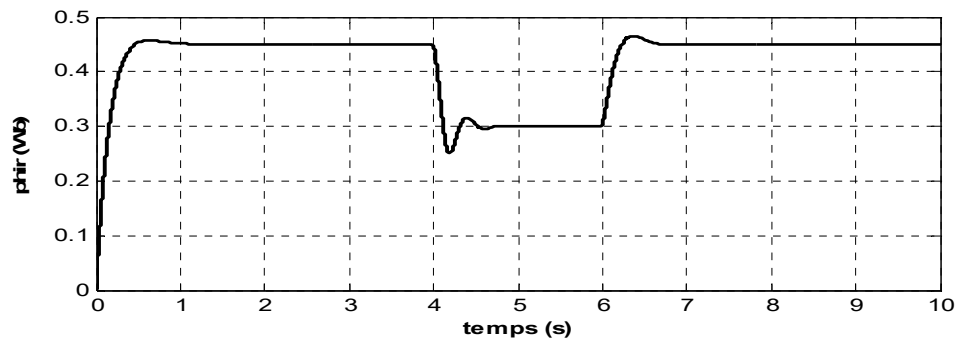


Figure 3.4 CFO, commande du flux rotorique à couple constant

3.2 Commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en courant

En ce qui concerne la machine asynchrone alimentée en courant, nous nous intéressons particulièrement à la commande vectorielle indirecte à orientation du flux rotorique, le référentiel étant lié au champ tournant. En effet, il y a alors un découplage du couple et du flux ; le couple est contrôlé par la composante en quadrature I_{qs} et le flux par la composante d'axe direct I_{ds} . Le comportement de la machine asynchrone est alors similaire à celui de la machine à courant continu en excitation séparée.

3.2.1 Équations du contrôleur à orientation indirecte du flux rotorique (CIFRO)

En modélisant la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant, le flux rotorique d'axe d' et le courant d'axe d' se trouvent liés par la relation (3.4) lorsque l'orientation du flux est respectée.

En faisant une commande avec un modèle inverse, il advient que l'inverse de (3.4) n'a pas de pôle, par conséquent la présence du "zéro" au numérateur de ladite expression implique la présence d'un dérivateur pur, le signal (anticipatif) n'est pas causal [54, pp. 178-184][55]. En général, la consigne du flux étant constante, l'inverse de (3.4) peut être simplement approximé par (3.5).

Ainsi les équations (3.5)-(3.12) du contrôleur à orientation du flux rotorique sont obtenues à partir du modèle inverse de la machine dans le référentiel lié au champ tournant, où les grandeurs sont continues.

$$\Psi_r = \frac{M}{1 + s \tau_r} \cdot i_{dse} \quad (3.4)$$

$$i_{dse} \cong \frac{1}{M} \cdot \Psi_r \quad (3.5)$$

$$i_{qse} = \frac{2}{3} \frac{L_r}{pp \cdot M} \frac{T_{em}}{\Psi_r} \quad (3.6)$$

$$\omega_{sl} = \omega_r = \frac{M}{\tau_r \cdot \Psi_r} \cdot i_{qse} \quad (3.7)$$

$$\theta_e = \theta_m + \theta_r = pp \cdot \theta_{mec} + \theta_r \quad (3.8)$$

$$\theta_{sl} = \theta_r = \int \omega_r \cdot dt \quad (3.9)$$

$$\theta_m = \int \omega_m \cdot dt = \int pp \cdot \omega_{mec} \cdot dt \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dse}^* \\ i_{qse}^* \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Remarque :

À travers les équations d'orientation du flux ci-dessus, il est évident que la commande ne sera sensible qu'aux variations des inductances mutuelle et cyclique au rotor et de la résistance rotorique. Les grandeurs statoriques et mécaniques n'affectent aucunement les performances de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.

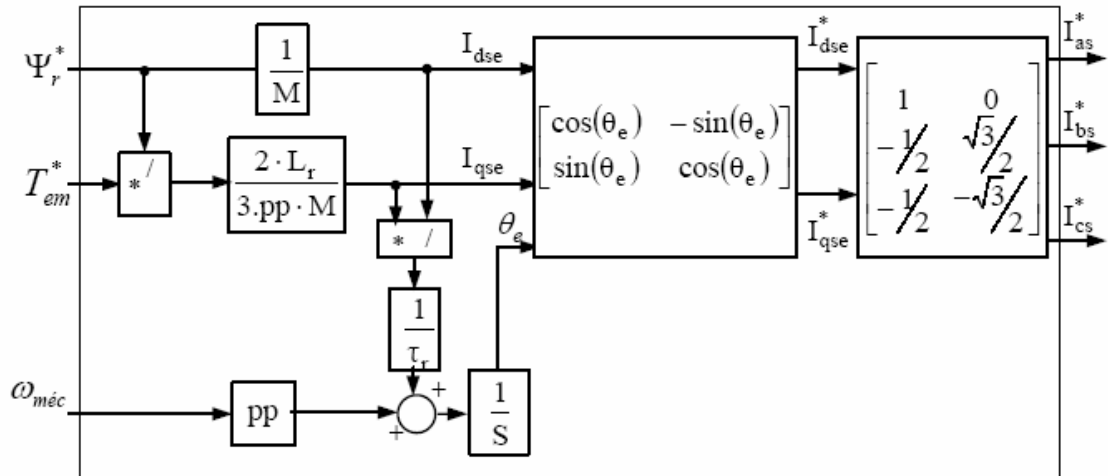


Figure 3.5 Schéma de réalisation du contrôleur indirect à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en courant

3.2.2 Sensibilité à la variation de la résistance rotorique

Lorsque la machine est alimentée par une source idéale de courant, la commande à flux rotorique orienté (CFRO) est sensible à la variation de la résistance rotorique et par conséquent à la constante de temps rotorique ((2.73), (2.77), (2.78), (3.4) et (3.7)).

En combinant les équations (3.6) et (3.7), nous obtenons l'équation (3.13) qui peut être écrite sous la forme (3.14) afin de mettre en évidence la présence de la résistance rotorique dans le calcul de la pulsation de glissement, d'où une influence directe de la variation de la résistance rotorique sur la précision de la CFRO. Notons également que toute variation de R_r dans la machine peut être compensée en réajustant la valeur de la résistance R_r dans le contrôleur de flux ; cependant cette compensation n'est instantanée en théorie que si l'on maintient le courant de consigne d'axe "d" constant dans le référentiel lié au champ tournant et que seule la pulsation de glissement est affectée par la variation de R_r (3.14).

$$\omega_{sl} = \omega_r = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{pp} \frac{L_r}{\tau_r \cdot \Psi_r} \frac{T_{em}}{\Psi_r} \quad (3.13)$$

$$\omega_{sl} = \omega_r = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{pp} \frac{R_r}{\Psi_r^2} T_{em} \quad (3.14)$$

Les figures 3.3 et 3.4 représentant le découplage entre le flux et le couple pour une machine alimentée en courant montrent également qu'à couple constant, la réponse du flux à un échelon du flux de consigne a une allure d'un second ordre avec un léger dépassement et un temps de stabilisation ; il en est ainsi pour le couple.

La figure 3.6 représente un gabarit de variation de la résistance rotorique, qui permet de tester l'impact de la variation de R_r sur le flux (figure 3.7) et le couple électromagnétique (figure 3.8) à basses et hautes vitesses de fonctionnement. En pratique, les résistances rotoriques et statoriques varient avec un profil lent; aussi la variation de l'une engendre au fur du temps une variation de l'autre. Quelle que soit la variation de la résistance rotorique dans la machine, il est toujours possible de compenser ces effets sur le flux (figure 3.7) et le couple (figure 3.8) en corrigeant la valeur de R_r dans le contrôleur de flux orienté. Notons que les effets de la variation de R_r sont prédominants sur le flux lorsque la machine fonctionne à moyen et fort couple (figure 3.7), cependant lorsque le couple est très faible, le couple est plus sensible à la variation de R_r que le flux (figure 3.8). La variation du flux se fait dans le même sens que la variation de R_r dans la machine ; ceci sera utilisé au chapitre suivant pour le design d'un contrôleur auto adaptatif très simple et robuste.

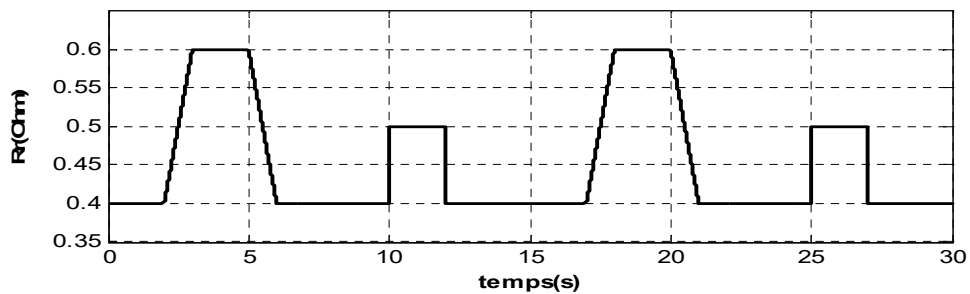


Figure 3.6 CFO, Exemple de profil de variation de la résistance rotorique à faible et fort couple

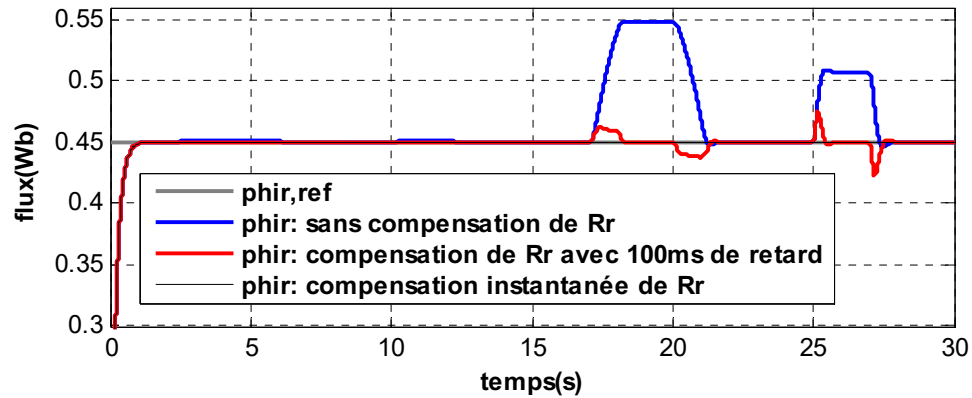


Figure 3.7 CFO, compensation de la variation de la résistance rotorique : effet sur le flux

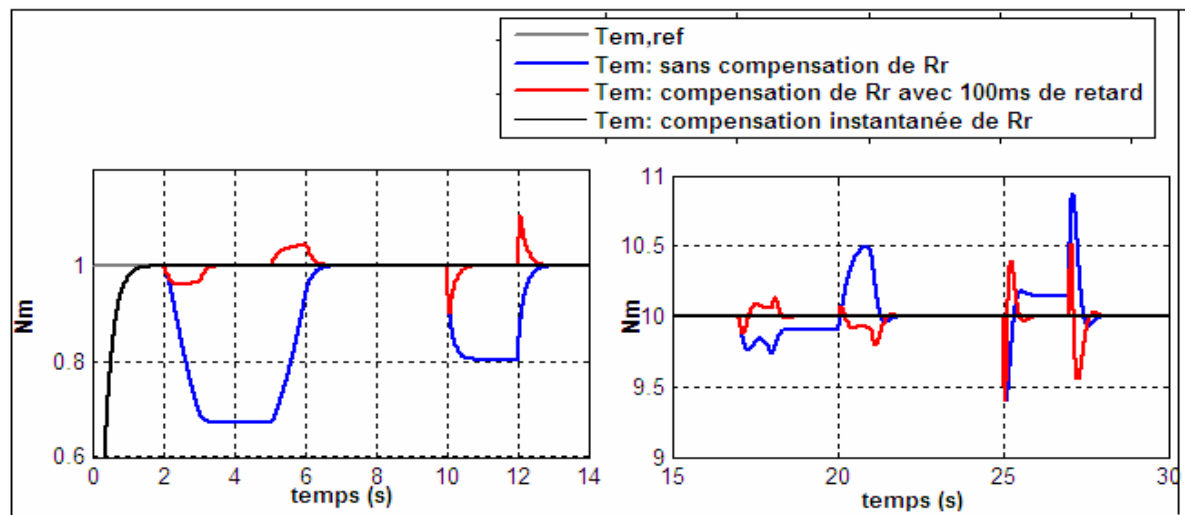


Figure 3.8 CFO, compensation de la variation de la résistance rotorique : effet sur le couple

Remarques : Si le couple électromagnétique est inférieur au dixième du couple nominal, alors le couple est plus sensible à la variation de la résistance rotorique. En pratique la machine entraîne toujours une charge et il y a toujours un minimum de couple résistant à vaincre pour faire tourner la machine. Donc à moyen et fort couple, c'est le flux qui est plus sensible à la variation de la résistance rotorique.

3.3 Commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en tension

Il est beaucoup plus facile de réaliser une source de tension qu'une source de courant. On introduit alors la commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en tension.

3.3.1 Équations du contrôleur à flux rotorique orienté de la machine alimentée en tension

Le contrôleur à orientation du flux est conçu à partir du modèle inverse de la machine. Les équations (3.4) à (3.10) s'ajoutent aux équations (3.15) à (3.17) pour la réalisation du contrôleur de flux de la figure 3.9.

$$\begin{cases} v_{dse} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_s) \cdot i_{dse} - \omega_e \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qse} + \omega_e \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Psi_r}{dt} \\ v_{qse} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_s) \cdot i_{qse} + \omega_e \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{dse} + \omega_e \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_r \end{cases} \quad (3.15)$$

$$\begin{cases} v_{dse} = R_s \cdot i_{dse} - \omega_e \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qse} \\ v_{qse} = R_s \cdot i_{qse} + \omega_e \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{dse} + \omega_e \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_r \end{cases} \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{dse}^* \\ v_{qse}^* \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} v_{as}^* \\ v_{bs}^* \\ v_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Remarque : Par rapport à l'alimentation en courant, le contrôleur à flux rotorique orienté de la machine alimentée en tension est en plus sensible aux variations de la résistance et de l'inductance statoriques.

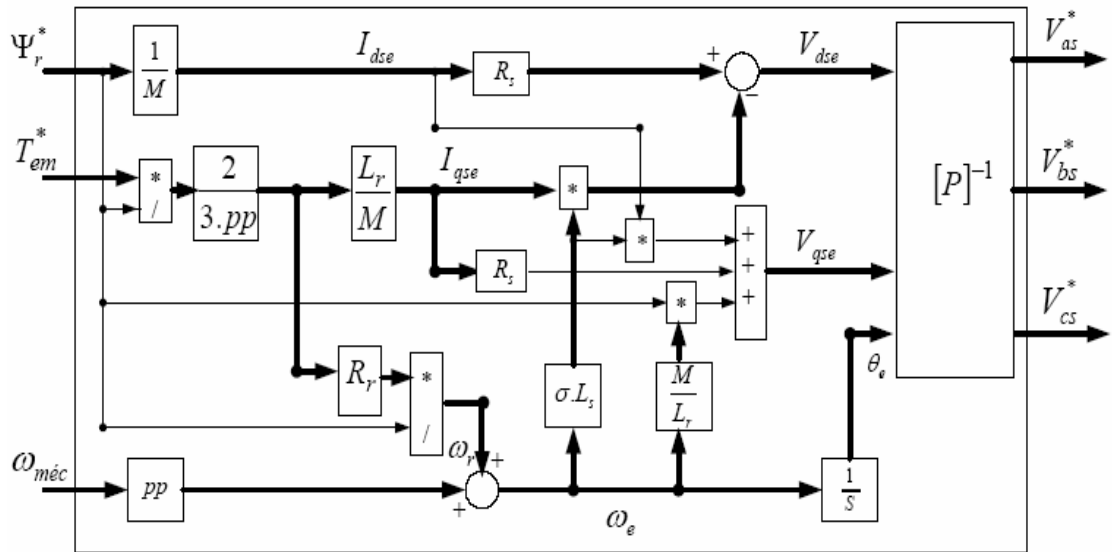


Figure 3.9 Schéma de réalisation du contrôleur indirect à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en tension

3.3.2 Sensibilité à la variation des résistances

Le contrôleur de flux et de couple de la figure 3.9 est sensible aux variations des paramètres statoriques en plus de l'être déjà aux variations des paramètres rotoriques de la machine. Ce contrôleur utilise plusieurs dérivateurs dans son design, cependant la figure 3.9 ne représente qu'une version simplifiée causale. Ce contrôleur n'est pas utilisé en général car il nécessite une source de tension idéale, et aussi une connaissance précise des paramètres de la machine. C'est une structure abandonnée car il est plus facile et plus fréquent d'utiliser une alimentation en tension avec une imposition du courant : d'où la description des deux méthodes permettant d'y parvenir (section 3.4).

3.4 Commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant

L'alimentation en courant de la machine n'est pas sensible aux variations des grandeurs statoriques ; par contre l'alimentation en tension l'est. La difficulté à concevoir et contrôler les sources de forts courants entraîne une alimentation de la machine en tension avec imposition du courant. Ceci est beaucoup moins sensible aux variations des paramètres statoriques que ne l'est l'alimentation en tension pure. Pour ce faire, il faut introduire une boucle de retour des courants statoriques mesurés afin de les comparer aux courants de consigne générés par le contrôleur à orientation du flux. Il est alors possible d'utiliser des contrôleurs PI (proportionnel-intégral) ou des comparateurs (contrôleurs) à hystérésis pour le contrôle de la machine. Le premier problème de limitation qui se pose à ce niveau est de choisir les gains P et I du PI pour avoir un contrôle efficace sur une large plage de vitesse tout en étant moins affecté par les variations éventuelles des grandeurs rotoriques. Le second problème de limitation est lié à l'usage du contrôleur à hystérésis qui engendre des fréquences de commutation variables et parfois élevées et non supportables par les semi-conducteurs des convertisseurs statiques.

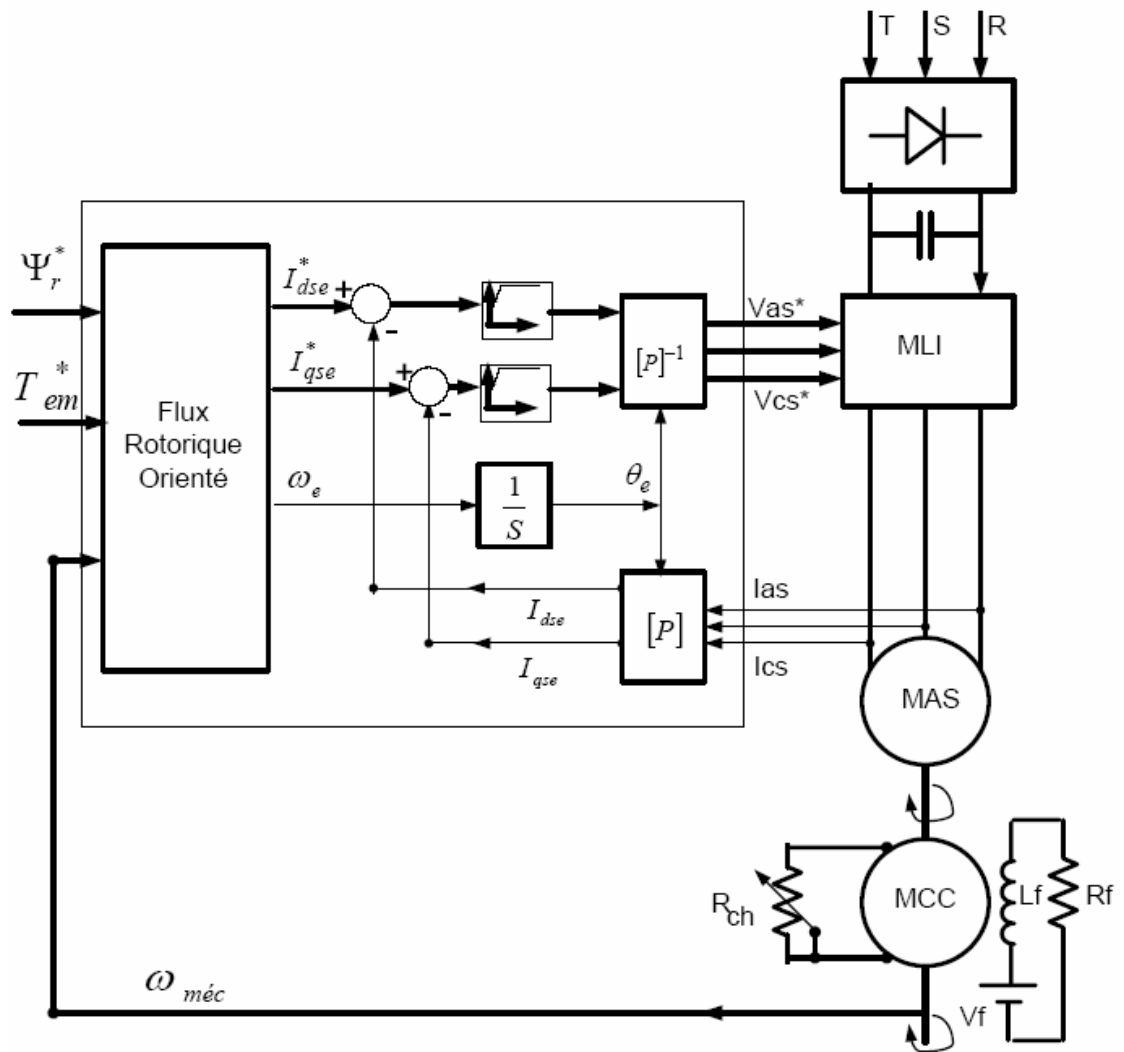


Figure 3.10 Schéma de réalisation d'une commande indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant à base de contrôleurs PI

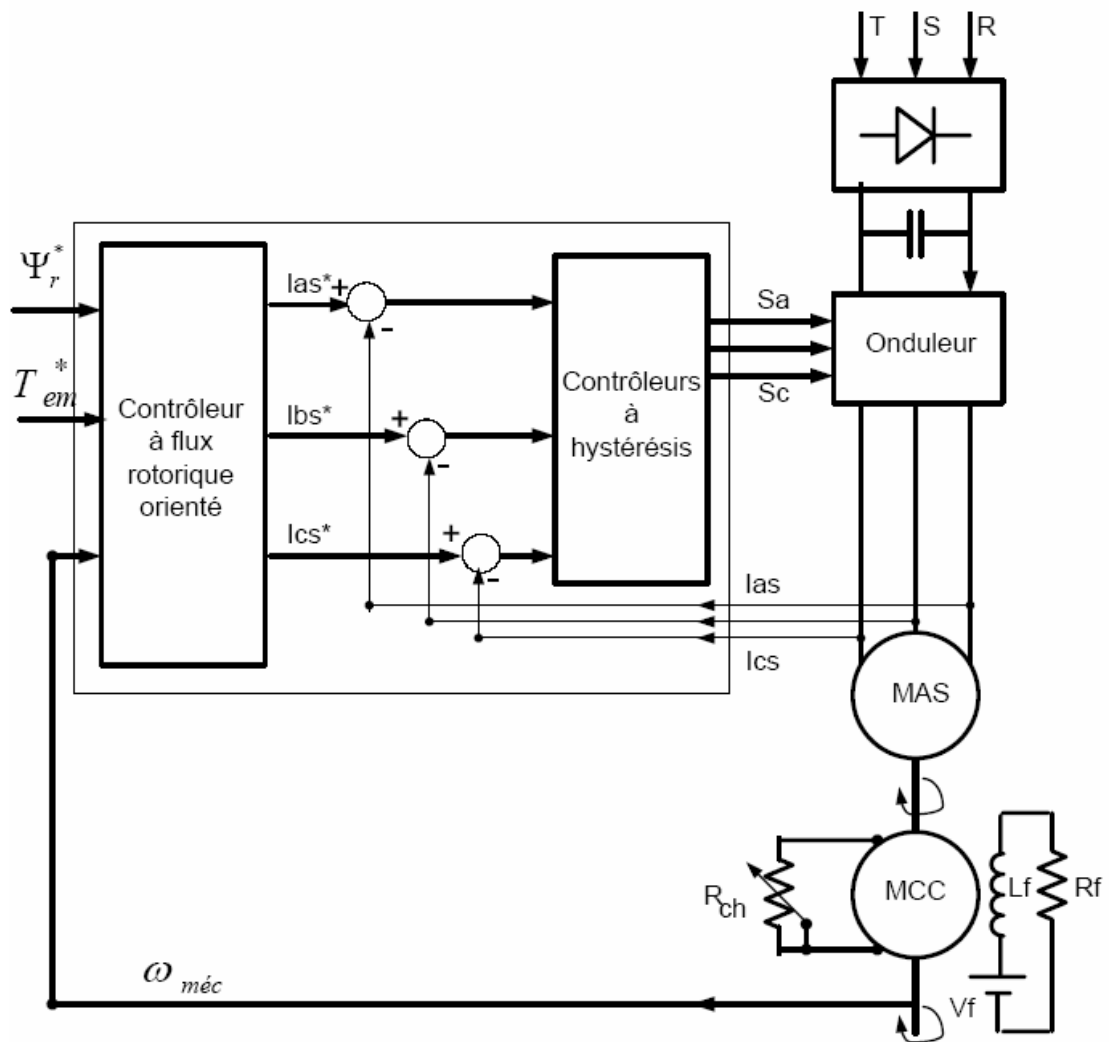


Figure 3.11 Schéma de réalisation d'une commande indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant à base de contrôleurs à hystérésis.

3.4.1 Sensibilité à la variation des résistances

Ces techniques de commande vectorielle sont basées également sur l'usage d'un contrôleur de flux et de couple dans leur design. Il est donc évident que les commandes vectorielles de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant demeurent sensibles à la variation de la résistance rotorique.

En outre, la machine étant alimentée en tension, les résistances statoriques interviennent donc dans la dégradation du couple et du flux. Cependant cette sensibilité à la variation de la résistance statorique est moindre que dans le cas d'une alimentation en tension sans imposition du courant.

3.5 Conclusion

La commande vectorielle est une technique qui permet de commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation séparée. La commande vectorielle de la machine asynchrone est donc une méthode efficace pour contraindre ladite machine à avoir une caractéristique couple vitesse quasi-linéaire. Cependant cette technique souffre de la variation des paramètres de la machine avec le temps. En effet, la température, la fréquence des courants statoriques et le niveau de saturation du circuit magnétique dégradent les caractéristiques électriques et magnétiques. Pour y remédier, la technique de commande vectorielle adaptative a été introduite.

Parmi les techniques de commandes vectorielles, il y a également la commande directe du flux et du couple qui repose sur l'orientation du flux statorique, et une table de sélection optimale des commutations. Cette dernière méthode est beaucoup plus robuste que la commande vectorielle (*feedforward*); en effet, elle ne dépend pas du modèle inverse de la machine et c'est une commande avec une chaîne de retour (*feedback*) et

sans capteur mécanique de vitesse. La CDC ou DTC (Commande directe de couple ou *Direct Torque Control*) n'est affectée que par la variation de la résistance statorique, et en l'occurrence par l'estimateur de flux et de couple [5].

Avec les techniques de commandes adaptatives, il est possible d'estimer les paramètres de la machine afin de les mettre à jour dans la structure du contrôleur à flux rotorique orienté. Il est important que la structure du contrôleur adopté ainsi que les techniques d'estimation ou d'identification des paramètres soient simples, avec des algorithmes facilement implantables et exécutables en temps réel.

Dans le chapitre suivant, nous démontrerons donc comment réaliser une CIFRO avec un minimum de paramètres à estimer et complètement indépendante de la variation des résistances statoriques et rotoriques d'une part et de la variation des paramètres mécaniques de la machine d'autre part. Nous démontrerons également que cette méthode est aussi robuste que la DTC.

Chapitre 4 - Nouvelles structures de commandes vectorielles adaptatives à flux rotorique orienté

Les commandes vectorielles classiques à orientation du flux rotorique étant très sensibles aux variations de la température, il est donc important de mettre en place une commande vectorielle robuste aux variations dues aux effets joules.

Ainsi, à travers ce chapitre nous montrerons des méthodes très simples qui permettent d'aboutir à des contrôleurs de flux rotorique orienté auto adaptatifs aux variations de la résistance rotorique. Ceci est fait en partant du principe bien connu et bien maîtrisé qui est celui de fixer le niveau de flux dans la machine et celui d'un fonctionnement non saturé de la machine. Étant donnée cette possibilité d'imposer à la machine asynchrone un point de fonctionnement sur sa caractéristique de magnétisation, il vient alors que le flux et le courant sont linéaires et que l'inductance est fixe audit point de fonctionnement.

Nos contributions sont apportées dans le cas de la machine alimentée en courant où nous démontrons la possibilité de rendre la commande à flux rotorique orienté complètement robuste à la variation de la résistance rotorique. Ce même contrôleur est ensuite appliqué à la machine alimentée en tension et régulée en courant (via des contrôleurs PI ou à hystérisis) afin de le valider. En outre, nous donnons une méthode simple permettant d'optimiser les contrôleurs PI (convertisseurs courants-tensions) afin de rendre leur utilisation possible quelle que soit la gamme de puissance ou de vitesse de la machine.

Pour clore, nous présentons un générateur de rampe pour remplacer l'intégrateur pur qui génère la position dans le contrôleur à flux rotorique orienté afin de palier à la divergence continue de ce dernier et les aléas de fonctionnement à long terme. Finalement, une brève comparaison de nos contrôleurs et celui de la DTC (cf. sections 3.5 et 4.4) sera faite.

4.1 Cas d'une machine asynchrone alimentée en courant

Afin de mieux faire ressortir nos contributions, nous proposons l'utilisation du modèle de la machine asynchrone dans le repère lié au rotor avec des intégrateurs utilisant la méthode rectangulaire (Euler *backward*). Ceci permet d'avoir les intégrateurs comme inverses directs des dérivateurs (4.1) et (4.2). Ainsi, il est possible d'estimer le flux, la position et le couple de la machine, car l'estimateur ainsi conçu est aussi utilisable sur le modèle de la machine alimentée en tension; en outre, il est sensible aux variations des résistances rotoriques et statoriques de la machine.

$$y_n = y_{n-1} + T \cdot x_n \quad (4.1)$$

$$x_n = \frac{1}{T} (y_n - y_{n-1}) \quad (4.2)$$

À priori, ce que nous énonçons ici est simple et peut être évident, cependant lors des études sur la machine asynchrone, personne n'en fait mention ou n'en tient compte. La présence des dérivateurs dans le modèle de la machine asynchrone alimentée en courant fait qu'en utilisant la méthode trapézoïdale d'intégration une erreur systémique affecte d'office la position des tensions; par conséquent, il n'est plus possible d'estimer avec précision le flux et le couple de la machine avec un estimateur classique ((4.3) à (4.7)).

Le flux rotorique peut être estimé à partir du flux statorique via la relation (4.8). En régime permanent, les flux du stator et du rotor sont quasiment proportionnels; nous utilisons l'approximation (4.9) afin de simuler un fonctionnement où le flux est estimé avec une erreur relative faible. Il est donc possible d'utiliser cette relation afin de se servir du flux statorique pour compenser les variations de la résistance rotorique. Les équations d'orientation du flux rotorique (4.10) à (4.12) montrent que les effets de la variation de la résistance rotorique se répercutent beaucoup plus sur la pulsation de glissement ((4.12), figures 4.1, 4.4, 4.7 et 4.8). Ainsi cette pulsation est proportionnelle à la consigne du couple électromagnétique et à la valeur de la résistance rotorique. Elle est inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles et au carré du flux rotorique de

consigne. La pulsation de glissement est une fonction monotone de la résistance rotorique ((4.12), figures 4.7 et 4.8), ce qui revient à dire qu'en remplaçant R_r par un système auto adaptatif à base d'un PI (figure 4.9) il n'y a qu'un seul point de stabilisation correspondant en l'occurrence à la valeur de R_r en régime permanent.

$$\Psi_{ds} = \int (v_{ds} - R_s \cdot i_{ds}) dt \quad (4.3)$$

$$\Psi_{qs} = \int (v_{qs} - R_s \cdot i_{qs}) dt \quad (4.4)$$

$$\Psi_s = \sqrt{(\Psi_{ds})^2 + (\Psi_{qs})^2} \quad (4.5)$$

$$\theta_s = a \tan 2(\Psi_{qs}, \Psi_{ds}) \quad (4.6)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot (\Psi_{ds} \cdot i_{qs} - \Psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (4.7)$$

$$\psi_r = \frac{L_r}{L_m} \cdot \sqrt{(\psi_{ds} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds})^2 + (\psi_{qs} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs})^2} \quad (4.8)$$

$$\Psi_r \cong \frac{M}{L_r} \Psi_s \quad \text{d'où} \quad \Psi_{r,estimé} \cong \frac{M}{L_r} \Psi_{s,estimé} \quad (4.9)$$

$$i_{dse} = \frac{1}{M} \Psi_r \quad (4.10)$$

$$i_{qse} = \frac{2}{3} \frac{L_r}{pp \cdot M} \frac{T_{em}}{\Psi_r} \quad (4.11)$$

$$\omega_{sl} = \omega_r = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{pp} \frac{R_r}{\Psi_r^2} T_{em} \quad (4.12)$$

$$\Psi_{s,Max} = \frac{V_{s,Max}}{\omega_s} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (4.13)$$

$$Z_b = \frac{V_s}{I_s} \quad (4.14)$$

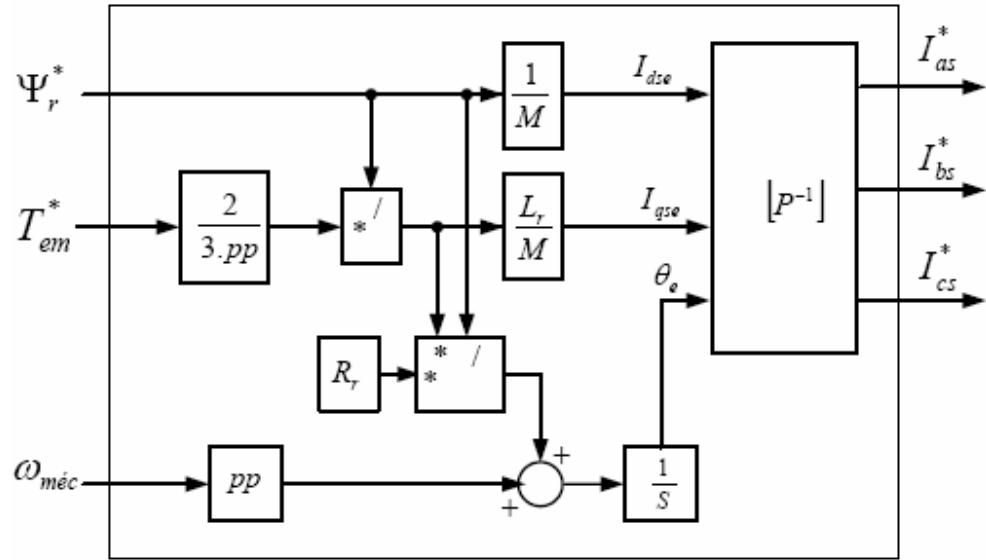


Figure 4.1 Schéma de réalisation du contrôleur indirect à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en courant

4.1.1 Test de l'estimateur de flux et de couple appliqué à la machine asynchrone alimentée en courant

Afin de vérifier la performance de l'estimateur de flux et de couple (4.3)-(4.7), nous donnons sur les graphiques ci-après (figures 4.2 à 4.6) les performances de l'estimateur et aussi l'erreur commise sur le flux et le couple par l'approximation en (4.9) (cette erreur est inférieure à 1% (4.15), figure 4.4), dans un cas de variation de la résistance rotorique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \left| \left(\Psi_r - \frac{M}{L_r} \Psi_s \right) / \Psi_r \right| < 1\% \\ \left| (T_{em} - T_{em,estimé}) / T_{em} \right| < 1\% \end{array} \right. \quad (4.15)$$

Cette petite erreur se répercutera sur la précision d'estimation de R_r . Cependant, nous la maintenons, quoiqu'on puisse l'éliminer en simulation, car nous travaillons en tenant compte du cas pratique où toute mesure ou estimation est faite avec une erreur ; aussi cela nous permet de bien faire le design du contrôleur (figure 4.9).

L'estimateur ainsi réalisé est aussi efficace en basse ou haute vitesse, faible ou fort couple électromagnétique qu'en flux nominal ou défluxé. Aussi, nous savons bien, que plus le pas d'échantillonnage est faible plus les méthodes rectangulaire et trapézoïdale d'intégration tendent à être identiques ; ainsi, cet estimateur est aussi bien applicable à la machine alimentée en tension.

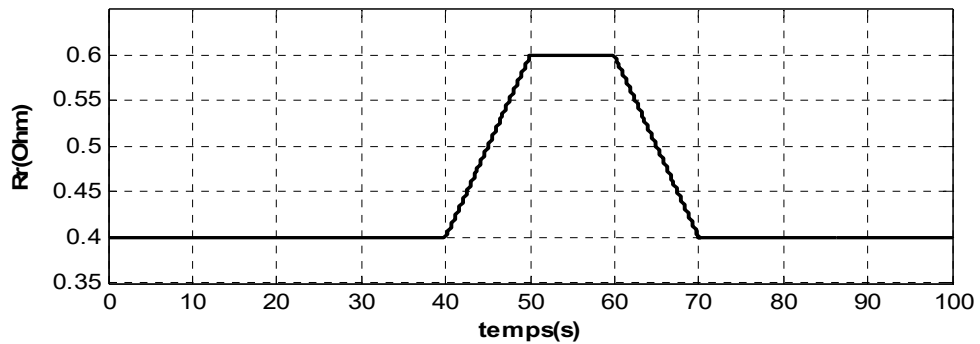


Figure 4.2 Exemple de profil de variation de R_r dans la machine asynchrone

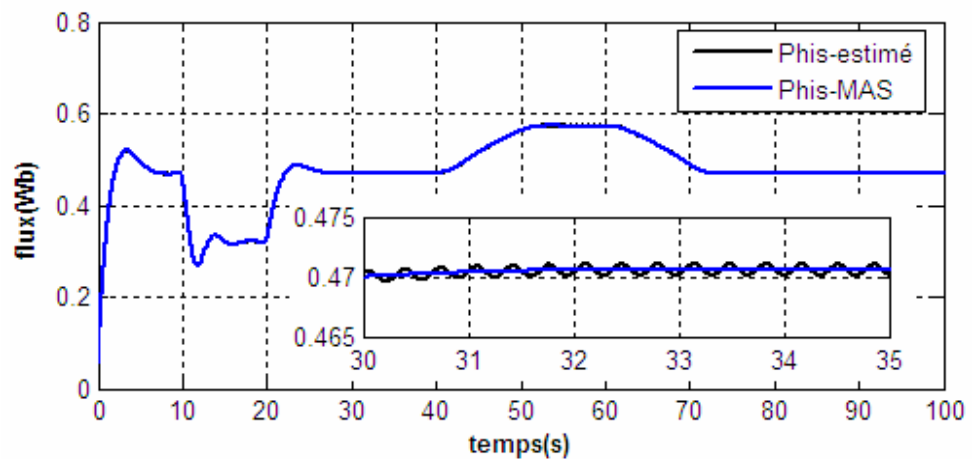


Figure 4.3 Estimation de module du flux statorique

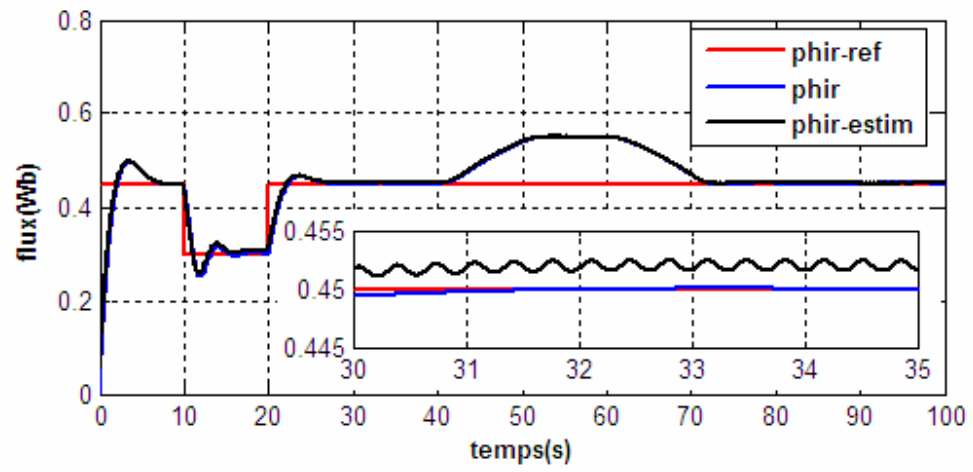


Figure 4.4 Estimation du module du flux rotorique à partir du flux statorique

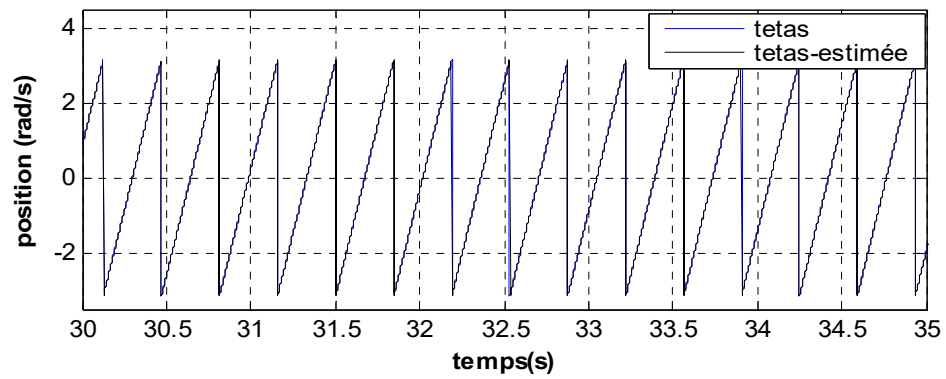


Figure 4.5 Estimation de la position du flux statorique

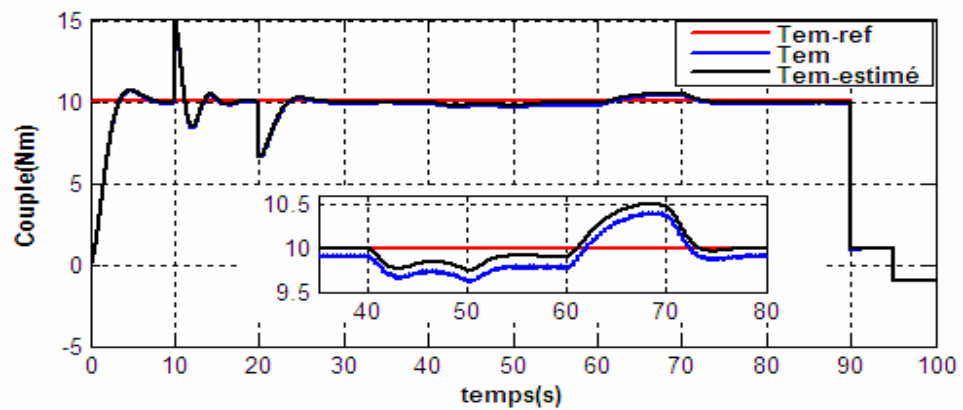


Figure 4.6 Estimation du couple électromagnétique

4.1.2 Design du nouveau contrôleur à orientation du flux rotorique

Après avoir vu l'évolution monotone de la pulsation de glissement en fonction de la variation de la résistance rotorique au niveau du contrôleur (R_{rc}), nous dressons le tableau 4.1 ainsi que les courbes de l'erreur simple (figure 4.7) puis de l'erreur quadratique (figure 4.8) faites sur le flux lors de la variation de la résistance rotorique dans la machine (R_{rm}).

Les deux dernières colonnes du tableau permettent de tracer les courbes relatives à l'erreur simple (figure 4.7) et à l'erreur quadratique (figure 4.8) sur le flux. Le minimum de l'erreur quadratique sur le flux est un point d'équilibre stable; il est unique et correspond à la bonne valeur de R_r dans le contrôleur. En outre, la monotonie de la courbe de l'erreur faite sur le flux démontre qu'il est possible d'utiliser un simple retour du flux pour procéder à l'adaptation de la valeur de R_r dans le contrôleur à celle contenue dans la machine (figure 4.9).

Le tableau 4.1 a été dressé avec un flux de référence $\Psi_{r_ref} = \Psi_r^* = 0.45$ Wb et un couple de référence $T_{em_ref} = 10$ Nm; l'erreur sur le flux est donnée par $\Delta\Psi_r = \Psi_r^* - \Psi_r$, de plus $T_L = 0.055\omega_{mec}$.

Tableau 4.1 Erreur sur le flux en fonction de la variation du R_r dans la machine asynchrone

$\frac{R_{rm}}{R_{rc}}$	Ψ_r	$\Delta\Psi_r = \Psi_r^* - \Psi_r$	$\frac{\Delta\Psi_r}{\Psi_r}$	$(\Delta\Psi_r)^2$
1/8	0.07137	0.3786	84,133%	0.1434
2/8	0.1433	0.3067	68,155%	0.09406
4/8	0.2705	0.1795	39,666%	0.0322
6/8	0.3727	0.07732	17,182%	0.005978
7/8	0.4142	0.03579	7,953%	0.001281
1	0.45	0	0	0
9/8	0.4807	-0.03068	-6,817%	0.0009413
10/8	0.5069	-0.05693	-12,651%	0.00324
12/8	0.5486	-0.09859	-21,908%	0.00972
14/8	0.5793	-0.1293	-28,733%	0.01672
2	0.6022	-0.1522	-33,822%	0.02317
4	0.6723	-0.2223	-49,400%	0.04944

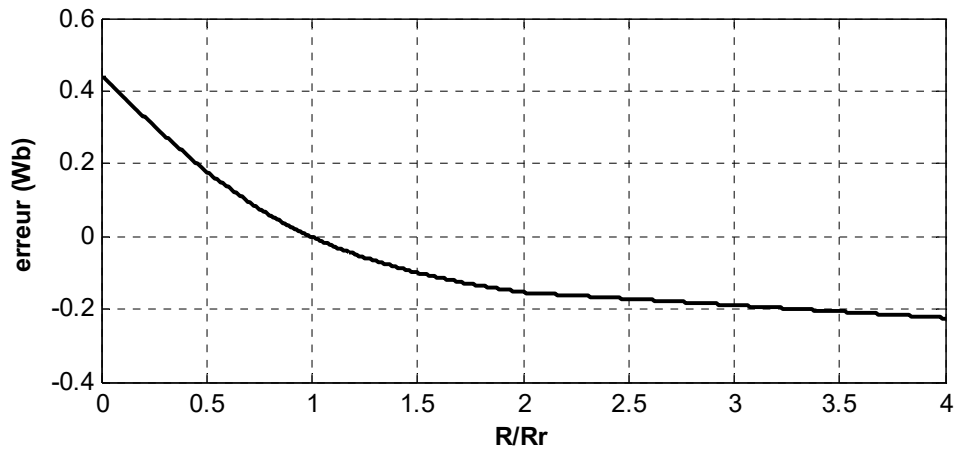


Figure 4.7 Courbe de l'erreur sur le flux en fonction de la variation de R_r dans la machine asynchrone

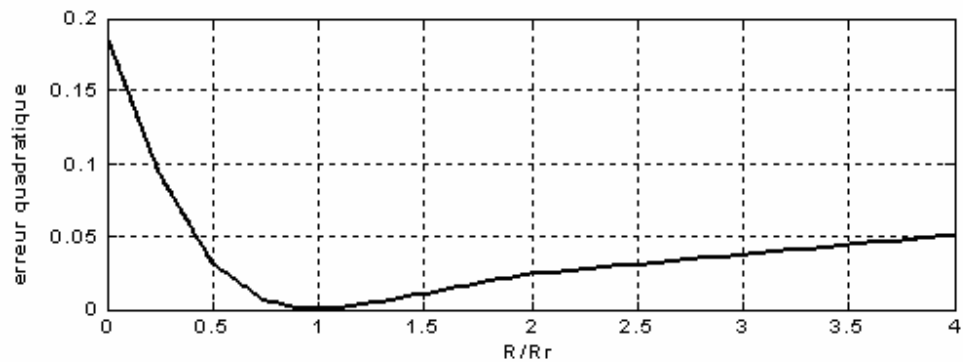


Figure 4.8 Erreur quadratique sur le flux en fonction de la variation de R_r dans la machine asynchrone

L'adaptation de la résistance rotorique proposée ci-dessous (figure 4.9) se veut simple et stable. Un simple intégrateur avec une constante d'intégration (K_I) faible est suffisant pour assurer un bon démarrage et une adaptation de R_r en ligne vu que l'évolution de R_r en fonction de la température est lente. La classe de la machine est caractérisée par la température maximale admissible de fonctionnement (Classe H : 115°C), d'où la limitation implicite de la variation acceptable de ses résistances sous l'effet joule. Cette variation de température entraîne souvent des variations inférieures à $\pm 50\%$ des

résistances même pour les machines de classe H [22]. En général, les électrotechniciens donnent la résistance nominale de la machine à 40°C. Aussi, une bonne machine doit avoir un facteur de puissance supérieur à 0,8 (4.16). La résistivité (ρ) et le coefficient de température (a_θ) du cuivre sont donnés en (4.17) et ceux de l'aluminium en (4.18). En tenant compte du fait que le circuit rotorique soit en cuivre (4.17) ou en aluminium (4.18), alors, la valeur maximale de la résistance rotorique sera toujours inférieure au quart de l'impédance de base (4.19). De ce fait, un choix du coefficient intégral (K_I) inférieur ou égal au quart de l'impédance de base d'une phase statorique est suffisant.

Aussi étant donné que la valeur de la résistance rotorique est toujours inférieure au quart de l'impédance de base par phase, il est donc possible de prendre également cette valeur comme valeur absolue maximale à mettre dans le saturateur (4.19). Quant à la valeur minimale à mettre dans le saturateur nous la bornerons à un cinquantième de l'impédance de base (4.20). R_{ro} est une valeur initiale de la résistance rotorique (4.20). La valeur de la résistance est toujours positive d'où la fonction valeur absolue en guise de rappel et de protection.

Une zone morte est introduite après la comparaison des flux pour renforcer la stabilisation de la valeur de R_r pour des erreurs inférieures aux seuils en arrêtant tout simplement l'intégrateur à une valeur de R_r tolérée. Le seuil de la zone morte peut être pris comme $\pm 1\%$ du flux maximal statorique ((4.13) et (4.21)). L'erreur commise sur la valeur de R_r en régime permanent dépendra tout simplement du seuil de la zone morte (*dead zone*) (4.21). Les résultats de simulations seront présentés à la section suivante.

Il est aussi possible d'adjoindre à cette structure une boucle d'anti-saturation (*anti-windup*) un gain proportionnel fixe ou une variation des gains du PI par logique floue ; cependant, nous ne présentons ici que le design de base montrant la possibilité de compenser en ligne la variation de la résistance rotorique.

$$\cos \varphi \geq 0.8 \quad (4.16)$$

$$\begin{cases} \rho_{cu} \approx 1.68 \cdot 10^{-8} & \Omega \cdot m \quad \text{à } 0^\circ C \\ a_\theta \approx 3.9 \cdot 10^{-3} & ^\circ C^{-1} \end{cases} \quad (4.17)$$

4.1.3 Commande vectorielle auto adaptative de la machine asynchrone alimentée en courant

L'auto adaptation de R_r dans le contrôleur à flux rotorique se fait bien à l'aide d'un simple intégrateur (figure 4.10). En outre, le découplage entre le flux et le couple est maintenu aussi bien à flux nominal ou défluxé (figures 4.11- 4.12) qu'en faibles et forts couples (figures 4.12-4.13). Les sections zoomées illustrent bien la précision d'estimation sur les différentes courbes.

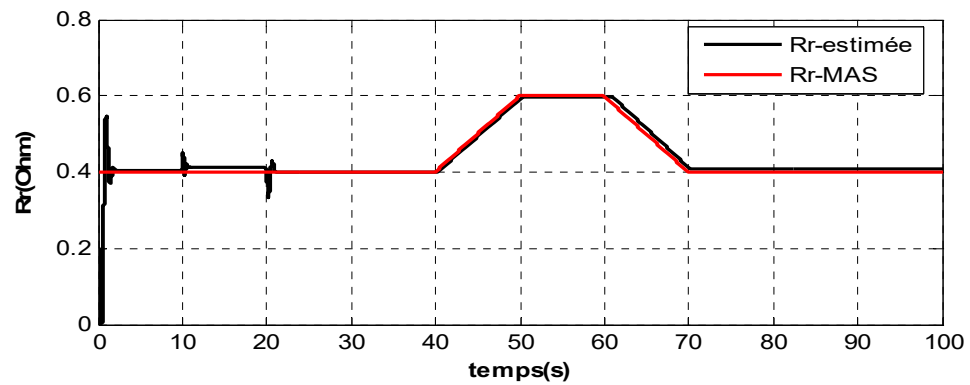


Figure 4.10 CFO- Auto Adaptation de R_r dans le contrôleur

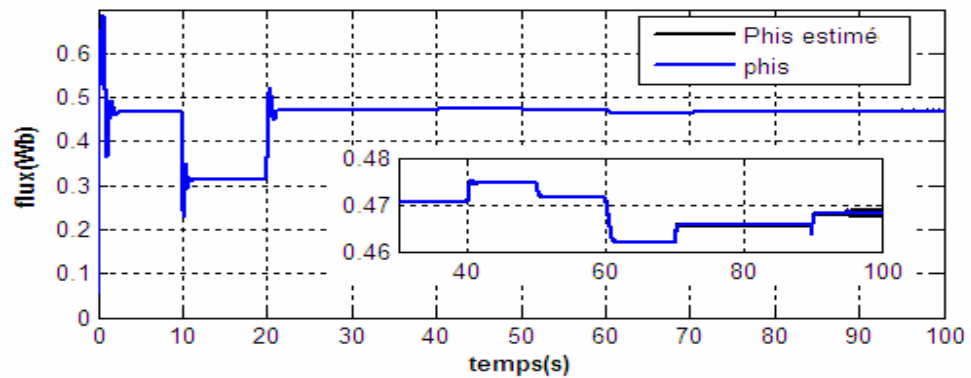


Figure 4.11 CFO- flux statoriques pendant l'adaptation de R_r

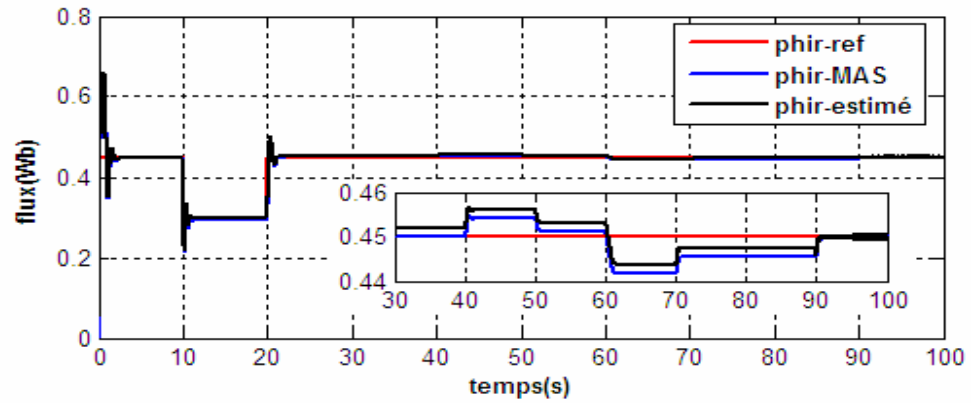


Figure 4.12 CFO- asservissement du flux rotorique

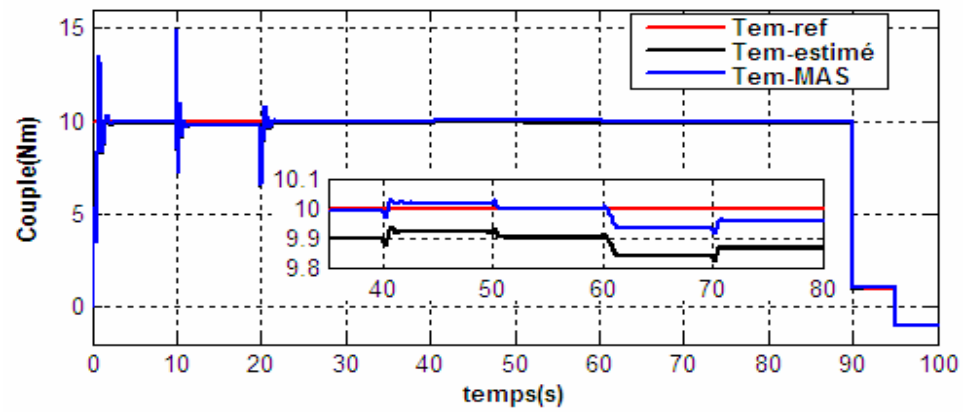


Figure 4.13 CFO- précision d'adaptation pour de forts et faibles couples

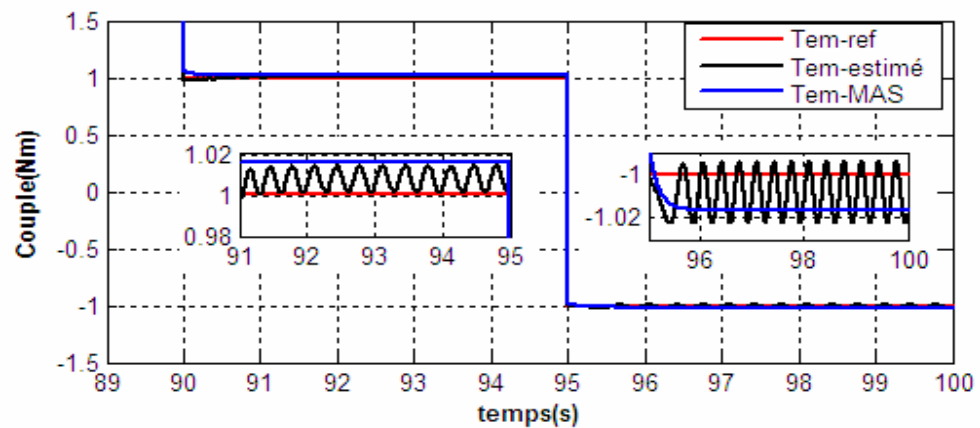


Figure 4.14 CFO- précision d'adaptation pour de faibles couples

4.2 Cas d'une machine alimentée en tension avec imposition du courant

Comme précédemment vu au chapitre 3, il y a deux méthodes pour faire une commande à flux rotorique orientée de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant. La première consiste à utiliser des contrôleurs PI pour générer les consignes des tensions des axes d et q et la seconde consiste à l'utilisation des comparateurs à hystérésis. Dans les deux cas l'imposition du courant est faite par un retour des courants dans la chaîne du contrôleur. Ce retour a pour but, rappelons le, de renforcer la stabilité du point de fonctionnement magnétique de la machine, les inductances mutuelles et rotoriques servant dans le contrôleur à définir ledit point désiré.

4.2.1 Cas d'utilisation des contrôleurs PI

Comme mentionné au chapitre précédent (cf. figure 3.10), le choix des paramètres K_P et K_I des contrôleurs PI dans ce cas de design est important (figure 4.15). Aucun travail de recherche précédent ne traite de cette problématique et n'y apporte une solution claire au problème. Très peu de chercheurs s'y sont frottés sans y apporter une solution simple [56]-[58]. La plupart des travaux sur les PI sont appliqués à la commande de la vitesse. Dans le cas des contrôleurs PI des courants d - q , il y a deux contrôleurs à commander ; on ne peut pas tirer une fonction de transfert claire afin de procéder analytiquement au design individuel des PI (3.15). Une solution d'approche est proposée par [23, pp.5-14 et 5-15] dans le cas où l'on tient compte des équations de découplage. La méthode des essais-erreurs de Ziegler et Nichols ne s'applique pas non plus étant donné qu'en commençant par le gain proportionnel, toute erreur s'avère fatale pour la machine [5, pp. 388-389]. Les techniques de placement des pôles [56][57] réalisées en théorie et en simulation sont dans ce cas-ci inefficaces en pratique et ne garantissent pas toujours un

bon contrôle sur toute la gamme de vitesse ou de puissance de la machine asynchrone. La plupart du temps, les ingénieurs passent du temps à calibrer lesdits PI une fois le système implanté en temps réel.

Nous apportons, ici une méthode simple qui permet d'utiliser seulement le gain intégral (4.22) et de faire un contrôleur totalement indépendant du type de machine à induction, de sa gamme de vitesse et de sa puissance : c'est une méthode qui utilise les tensions et courants nominaux de la machine ainsi que la fréquence d'échantillonnage (f_e). Un avantage de cette méthode est qu'elle est aussi bien fonctionnelle et vérifiée en simulation qu'en pratique. Cela se traduit, par une certitude du bon fonctionnement et un gain de temps énorme lors de l'implantation en temps réel. Cependant, cette méthode n'est valide que pour des fréquences d'échantillonnages supérieures à 1kHz ($f_{e,min}$). En général, les fréquences d'échantillonnage utilisées pour les traitements numériques dans des entraînements électriques à vitesse variable sont bien supérieures à 1kHz, de ce fait, notre approche demeure valide et justifiée. À la limite acceptable, une simulation du modèle de la machine alimentée en courant avec l'utilisation de l'algorithme d'intégration d'Euler requiert un pas d'échantillonnage inférieur à 1ms. En effet, pour un pas d'échantillonnage de 1ms, cela donne lieu à 16 échantillons par période si la machine roule à 60 Hz, ce qui n'est d'ailleurs pas satisfaisant pour une commande haute performance. Au passage par zéro, entre deux échantillons, l'erreur commise sur la tension n'est pas négligeable. En outre, en comparant les méthodes d'intégration continues et les méthodes d'intégration discrètes (rectangulaire (Euler) ou la méthode trapézoïdale) nous constatons qu'une bonne précision d'estimation est obtenue avec 1000 échantillons par cycle. Une mention spécifique a déjà été faite sur l'influence du pas de calcul dans la simulation des machines à courant alternatif (cf. [46, pp. 9]).

Cette section servira de tremplin pour le développement d'une méthode quasi-optimale du design et du paramétrage des contrôleurs PI (cf. chapitre 8).

NB : La tension sinusoïdale triphasée de consigne générée à l'aide desdits contrôleurs PI doit avoir un profil lent de sorte à éviter de fortes oscillations de la consigne de la tension au démarrage et aussi assurer le bon fonctionnement de l'onduleur PWM. Ainsi, le rapport des fréquences (4.22) assurera un tel profil en simulation et en pratique.

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p = 0 \\ K_I = \left(\frac{1}{\sqrt{2} \cdot I_s} \right) \cdot \left(\frac{f_e}{f_{e,\min}} \right) \cdot (\sqrt{2} \cdot V_s) \\ f_e = \frac{1}{T} \\ f_{e,\min} = 1000 \end{array} \right. \quad (4.22)$$

La figure 4.15 est celle d'un contrôleur à flux rotorique orienté utilisant une adaptation de la résistance rotorique et une imposition des courants des axes d et q via un régulateur PI. Nous pouvons constater qu'il y a une bonne adaptation au démarrage et en ligne de la valeur de la résistance rotorique (figure 4.16). Cette adaptation est maintenue à flux nominal ou à faible flux (figure 4.17), à fort couple ou à faible couple (figure 4.18-19). En outre, le découplage entre le flux et couple est maintenu (figure 4.17-4.18).

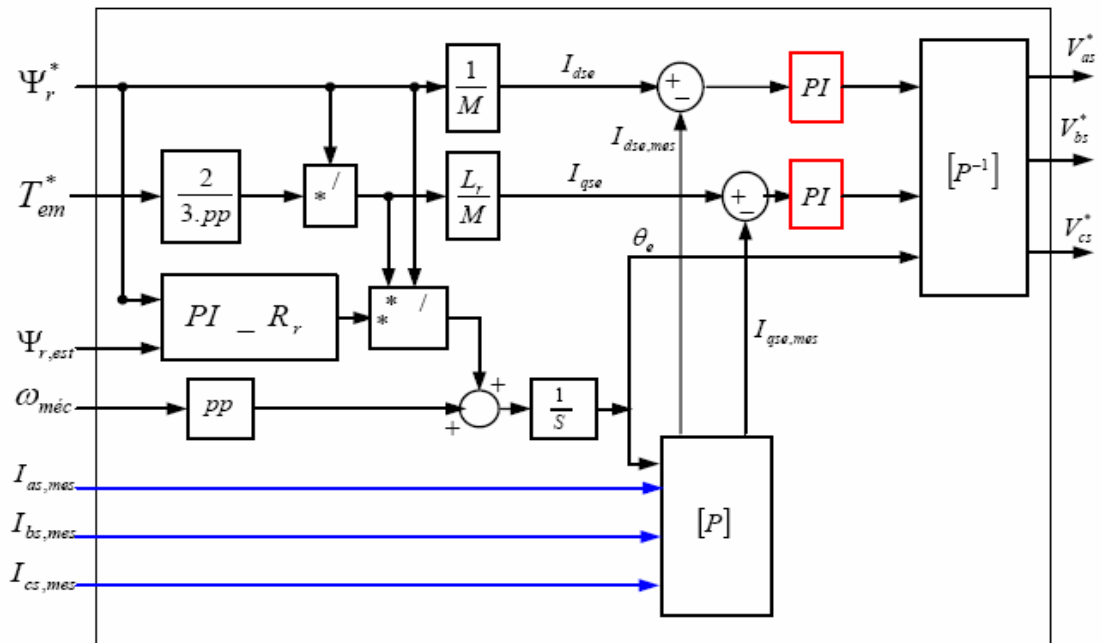


Figure 4.15 CFO tension, Contrôleur auto adaptatif : optimisation des PI

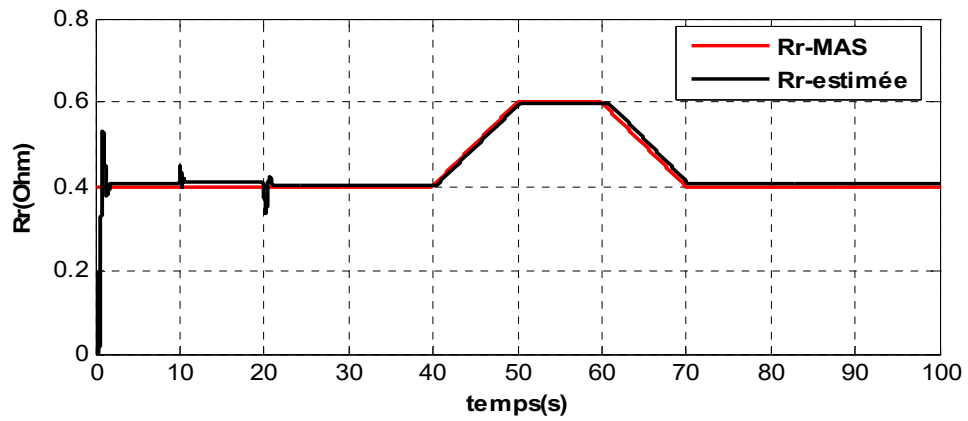


Figure 4.16 CFO tension, Adaptation de R_r au démarrage et en ligne

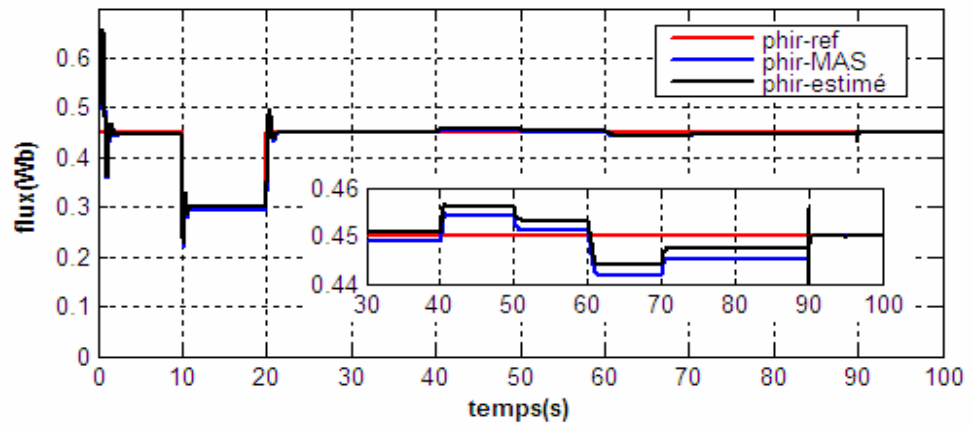


Figure 4.17 CFO tension, asservissement du flux rotorique

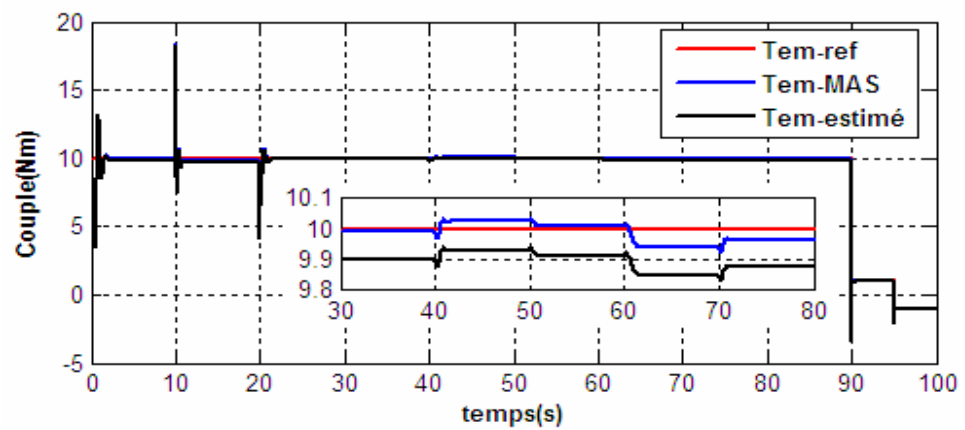


Figure 4.18 CFO tension, adaptation pour de forts et faibles couples

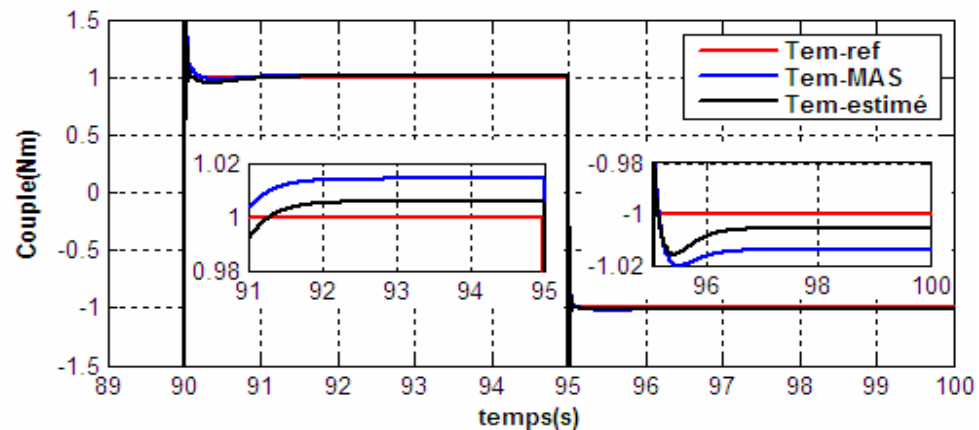


Figure 4.19 CFO tension, adaptation pour de faibles couples

4.2.2 Cas d'utilisation des contrôleurs à hystérésis

Dans le cas d'utilisation des comparateurs à hystérésis (cf. figure3.11), la commande à flux rotorique orienté de la machine alimentée en tension devient plus facile. En effet, les courants des phases statoriques de la machine sont directement modulés autour des courants de consignes issus du contrôleur à flux rotorique orienté. Plus la bande d'hystérésis est étroite plus les fréquences de commutations sont élevées. Nous recommandons de limiter la fréquence maximale des commutations en insérant une temporisation supérieure au temps de commutation maximal d'un semi-conducteur entre les commutations des semi-conducteurs commandés du même bras (empiètement) [43][44][59]. Cela évite la destruction rapide des semi-conducteurs qui sont bien entendu supposés identiques. Toujours dans la même optique, les comparateurs à hystérésis doivent être programmés sur un circuit à part (analogique ou numérique : PIC, DSPIC, FPGA [59]) afin d'être plus rapide. Cela facilite l'utilisation d'un DSP de moyenne gamme pour l'implantation temps réel du contrôleur à flux rotorique orienté et de l'estimateur du flux et du couple.

Ce sont ces petits détails qui font la différence entre la théorie et la pratique et il faut en tenir compte lors de l'implantation des algorithmes de commande, si l'on veut renforcer la durée de vie des semi-conducteurs qui sont onéreux en fonction du niveau de courant, de tension, etc. [59]-[61].

L'adaptation automatique de R_r dans le contrôleur à la variation de la résistance rotorique dans la machine est illustrée ici encore sur les figures 4.20 à 4.23. Nous constatons une fois de plus que le design du contrôleur est efficace et robuste aux modes d'utilisations de la machine. L'intégrateur a une erreur intrinsèque d'estimation à une rampe de variations de R_r (figures 4.20 à 4.21). Toutefois notons qu'en régime établi l'erreur faite sur le flux est inférieure à 1% (fixé), et l'erreur sur R_r est également inférieure à 1%. L'erreur sur le couple électromagnétique instantané est inférieure à 5%. Cependant, à charge mécanique nominale et à une consigne de couple très faible ($<0.1T_{em,nom}$), l'erreur sur le couple électromagnétique instantané est importante. C'est d'ailleurs cette erreur qui cause le plus de problème pour le contrôle de la machine à très basse vitesse. Étant donné que les DSP ou les semi-conducteurs sont toujours limités en fréquence, lorsque l'on dispose d'une tension de bus constante, il advient que le système devienne incapable de réguler le flux d'énergie dans la machine entre deux commutations successives.

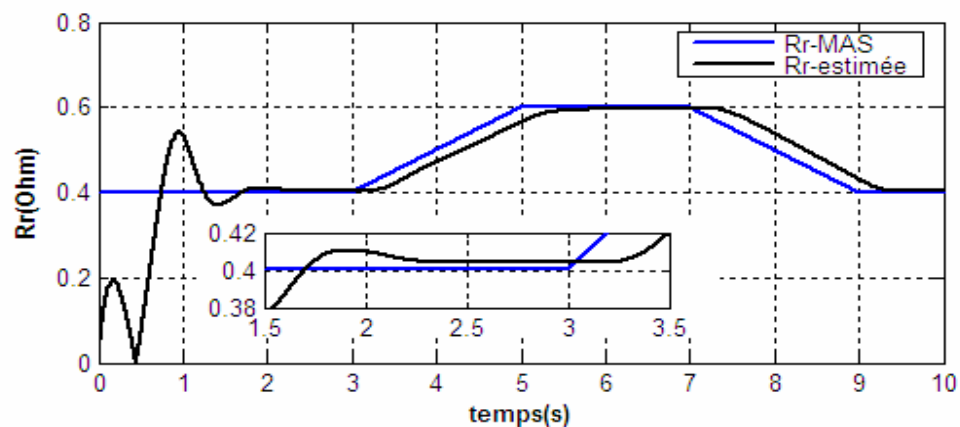


Figure 4.20 CFO- hystérésis, adaptation de R_r dans le contrôleur

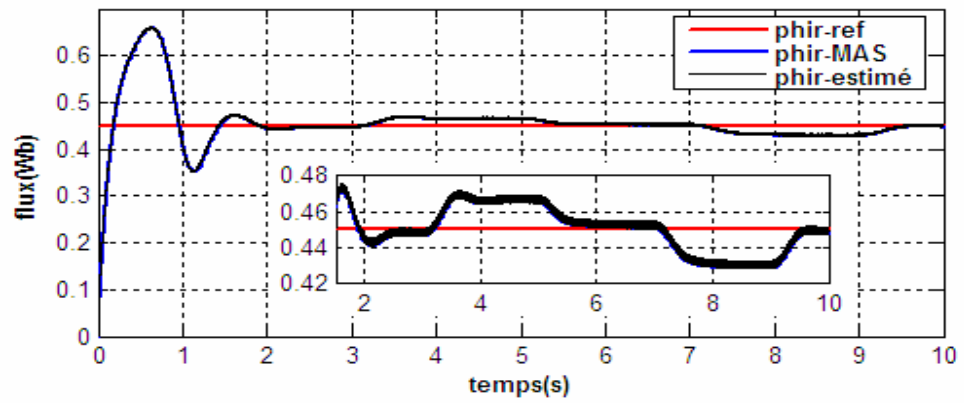


Figure 4.21 CFO- hystérésis, asservissement du flux rotorique

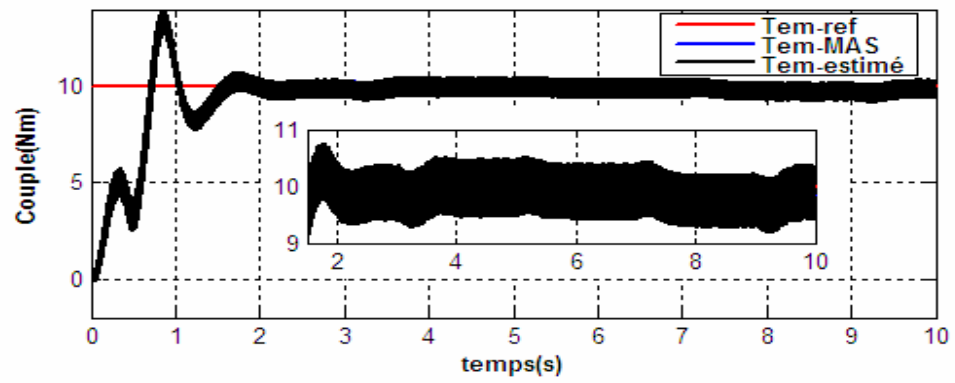


Figure 4.22 CFO- hystérésis, adaptation pour de forts et faibles couples

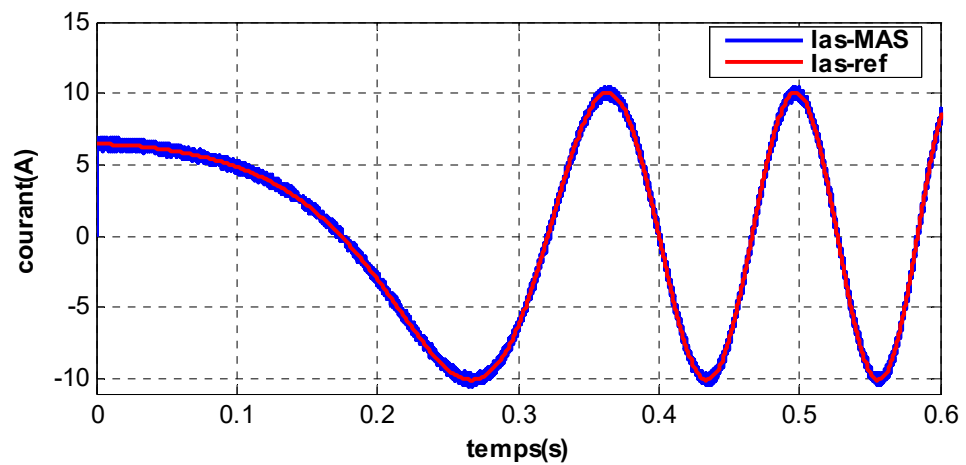


Figure 4.23 CFO- hystérésis, modulation du courant dans la machine autour du courant de consigne issue du contrôleur à flux rotorique orienté

4.3 Amélioration de la fonction génératrice de la position électrique dans le contrôleur à orientation du flux rotorique

La présence des intégrateurs dans le contrôleur de flux orienté pose des problèmes lors de l'implantation temps réel, pour la simple raison que le système mémorise les états finaux lors de l'arrêt logiciel de l'entraînement alors que les consignes issues desdits intégrateurs et du contrôleur sont non nulles. Pour éviter d'avoir à faire des remises à zéro laborieuses en téléchargeant régulièrement le programme dans le processeur de signal digital (DSP), nous conseillons l'utilisation d'intégrateurs avec un niveau logique de remise à zéro logiciel. Ainsi, à chaque démarrage le système part de l'état initial zéro.

Un autre phénomène lié à la divergence de l'intégrateur qui génère la position des courants ou tensions dans le contrôleur à flux orienté peut être source de problème vu que les DSP sont limités (calcul à point fixe ou représentation par des entiers) et il n'est pas optimal de l'occuper inutilement avec un nombre de plus en plus croissant pouvant entraîner des dépassements de capacité (*overflow* or *task overrun*). Ainsi, pour générer les premiers harmoniques des courants ou des tensions, nous conseillons de profiter du fait que la position angulaire d'une machine rotative est périodique. Par conséquent, la position pourrait être simplement une rampe périodique en régime permanent, respectant les limitations mathématiques du DSP (figure 4.24).

L'exemple le plus simple permettant d'illustrer le principe de conception de ce générateur de position en rampe est donné sur la figure 4.24 où les courbes de l'intégrateur pur et du générateur de rampe sont identiques au départ et par la suite, la rampe se différencie de l'intégrateur pur. Cependant, la pente de la rampe est identique à celle de l'intégrateur (même dérivée par rapport au temps). Le maximum de la rampe est fonction du DSP, c'est une valeur qui peut être prise comme multiple pair de la pulsation électrique de la machine à sa fréquence nominale (4.23); quant au minimum de la rampe, il peut être pris égal à la moitié du maximum de la rampe (4.24). En régime permanent c'est toujours mieux d'avoir la vitesse de glissement de la machine très inférieure à la valeur de la position issue du générateur de rampe (4.25).

$$\begin{cases} W_{\max} = 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot N_0 \\ N_0 = 2 \cdot n \quad n \in N \end{cases} \quad (4.23)$$

$$W_{\min} = W_{\max} / 2 \quad (4.24)$$

$$\omega_{sl} \ll \int \omega_e dt \quad (4.25)$$

La transition du maximum au minimum est faite lorsque l'on détecte le passage par zéro du sinus de la rampe au voisinage à gauche du maximum de la rampe. Ceci se détecte tout simplement en utilisant le théorème de la valeur intermédiaire.

Un léger retard d'une période d'échantillonnage est introduit à chaque transition (figure 4.25); cependant, ceci n'est guère problématique vu que la commande vectorielle demeure adaptative et que cet intégrateur modifié (générateur de rampes de position (figure 4.26)) fait une auto-correction de l'erreur sur le couple (figure 4.27); il en est de même sur la correction de l'erreur sur le flux (non représentée). Nous en déduisons donc que cette modification n'introduit qu'une erreur transitoire de 1% sur le couple aussi bien à forts qu'à faibles couples (figure 4.27). Ceci démontre aussi que, quoique, la position soit très importante dans la commande à flux orienté, nous sommes en mesure d'y faire des modifications sans pour autant réduire la stabilité et les performances de la CIFRO.

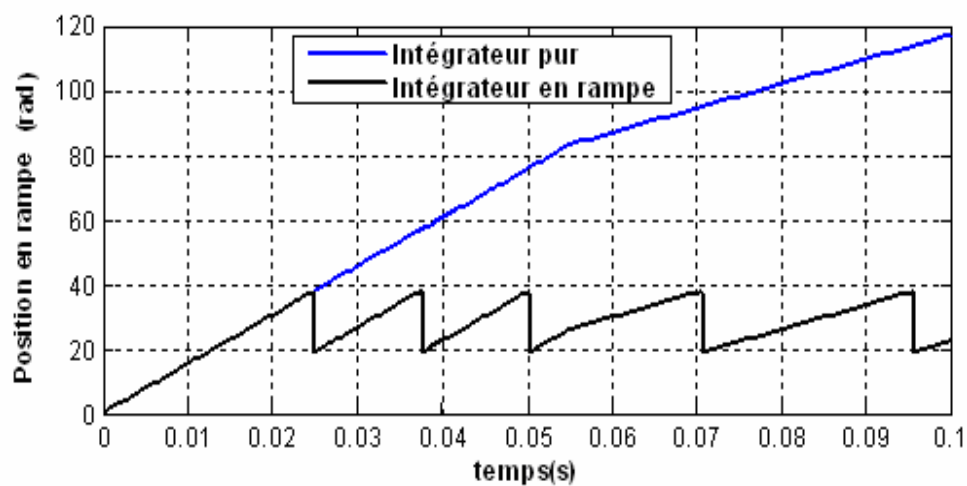


Figure 4.24 Design : Comparaison de l'intégrateur pur et du générateur de rampe

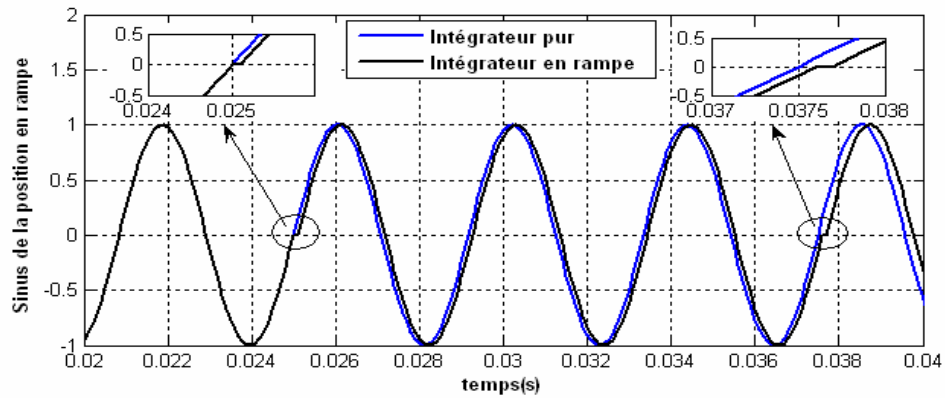


Figure 4.25 Design : Comparaison de l'intégrateur pur et du générateur de rampe. Erreur de position d'un pas d'échantillonnage par période de rampe

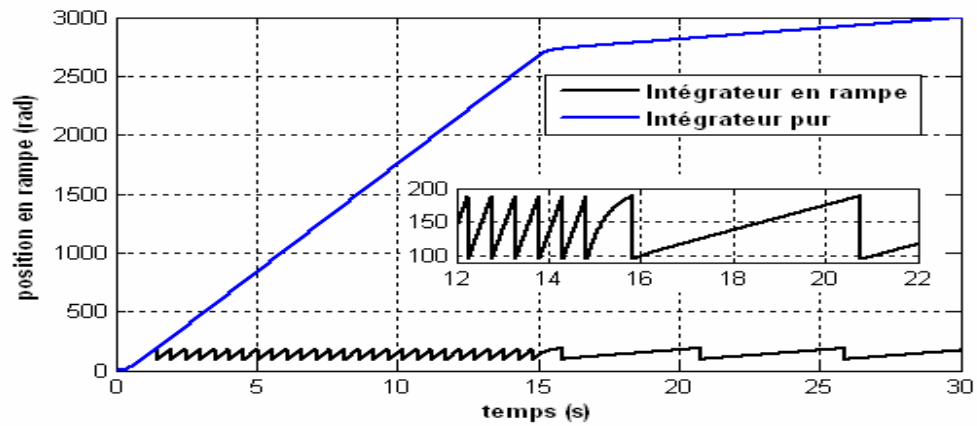


Figure 4.26 Simulation CIFRO : Comparaison de l'intégrateur pur et du générateur de rampe

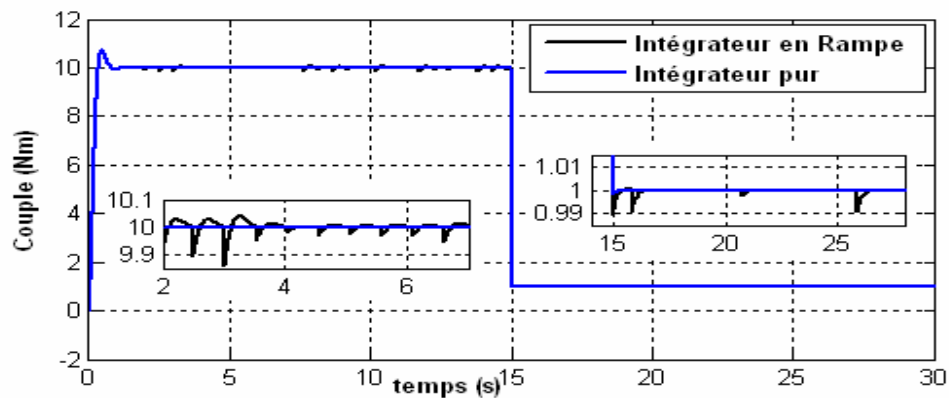


Figure 4.27 Simulation CIFRO: Comparaison de l'intégrateur pur et du générateur de rampe. Erreur sur le couple à fortes et faibles vitesses, dans le pire cas

Remarque : Le générateur de rampe aura en pratique des périodes de quelques centaines voire des milliers de secondes.

4.4 Comparaison de nos contrôleurs avec celui de la CDC (DTC)

La structure de commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant est robuste. Elle impose à la machine un point de fonctionnement magnétique. Étant donné la non linéarité de la caractéristique magnétique ($B=f(H)$; matériau ferromagnétique [52]), ce point de fonctionnement se trouve alors dans une région appartenant à ladite courbe de magnétisation.

Avec la DTC, la position du flux statorique n'a pas besoin d'être estimée avec précision car le secteur (1,2,..., ou 6) dans lequel se trouve l'angle du flux est suffisant. Dans notre cas nous n'avons besoin ni du retour de la position du flux statorique ni du secteur dans lequel se trouve cette position.

Avec la DTC, le module du flux statorique est utilisé pour la régulation du niveau du flux dans la machine. Dans notre cas, le module du flux statorique est également utile pour le maintien du niveau de flux désiré dans la machine et pour l'estimation en ligne de la valeur de la résistance rotorique.

Avec la DTC, toute la stabilité du système repose sur la régulation du couple obtenue grâce aux commutations intempestives dépendant de la précision. En ce qui nous concerne, nous avons une topologie de contrôleur à flux orienté complètement indépendant du retour du couple. Ce contrôleur utilise uniquement le retour du module du flux et arrive à contrôler correctement la machine; c'est un avantage sur la DTC. De plus les fréquences de commutation sont moindres.

Avec la DTC l'erreur admise sur le couple est imposable, plus cette erreur est faible plus les fréquences de commutation sont élevées. Quand la fréquence d'échantillonnage maximale du DSP est plus faible que celle requise par la précision de la DTC alors la DTC est médiocre. En d'autres termes, plus la fréquence d'échantillonnage est faible plus la DTC est médiocre [62]. Dans ce cas de figure, un contrôleur proportionnel intégral (PI) ne peut être utilisé pour estimer (ou compenser) la variation de la résistance statorique afin d'avoir une estimation du flux et du couple correcte dans l'estimateur classique du flux et du couple [62]. Avec nos contrôleurs, nous ne fixons pas l'erreur admissible sur le couple, cependant nous savons que plus le pas d'échantillonnage est faible, plus l'erreur sur le couple est faible. Aussi, plus la bande d'hystérésis du courant est étroite, plus l'erreur sur le couple électromagnétique est faible. Nous avons cependant l'avantage de pouvoir estimer au démarrage et en ligne la résistance statorique via un simple gain Intégral (I) tout comme nous l'avons fait pour l'estimation en ligne de la résistance rotorique. En outre, dans le cas où la source de tension utilisée est idéale, nous obtenons directement un couple électromagnétique lisse avec des pas d'échantillonnage inférieurs à $250\mu\text{s}$.

Les nouveaux contrôleurs à flux rotorique orienté ainsi conçus sont tous aussi robustes que les contrôleurs destinés à la commande directe du flux et du couple. Certes, ils ont en commun l'utilisation d'un estimateur de flux et de couple qui est sensible à la variation de la résistance statorique, mais nous verrons aux chapitres 5 et 7 comment rendre cet estimateur robuste à la variation de la résistance statorique.

4.5 Conclusion

À travers nos travaux de recherche, les différents problèmes reliés à l'adaptation de la résistance rotorique par la méthode des perturbations ont été étudiés. Le fait de rechercher

des solutions fiables, nous a conduit à choisir le pire des cas et à trouver les signaux sur lesquels doivent être détectées les variations de la résistance rotorique de façon simple et efficace sans avoir à injecter des signaux perturbateurs dans le système. Ayant retenu principalement le flux pour compenser les variations de la résistance rotorique, nous avons aussi montré comment concevoir un estimateur de flux et de couple qui permet d'obtenir des estimations précises. Nous avons mis en évidence les problématiques liées au choix de la méthode d'intégration et apporté des solutions efficaces aux dites problématiques.

Retenons que d'autres fonctions peuvent être ajoutées à la structure d'adaptation de la résistance rotorique afin de conserver la même valeur de la résistance rotorique pendant les laps de temps correspondant aux variations brusques des consignes de flux ou de couple. Il est aussi possible en régime permanent de bloquer la chaîne de retour afin de vérifier si la valeur de la résistance statorique dans l'estimateur permet effectivement d'avoir le niveau de flux et de couple désiré. Notons que notre méthode d'adaptation de la résistance rotorique permet à la fois d'identifier la valeur de R_r avec précision pour un banc de test rapide et aussi une identification en ligne de la valeur de R_r . C'est une solution simple et importante que nous apportons à l'identification de la résistance rotorique de la machine asynchrone à cage.

À travers nos investigations sur les travaux antérieurs qui vont dans le sens des nôtres, nous avons trouvé un article [63] (Ezio Bassi, S. Bolognani) qui traite de cette possibilité de faire une commande à flux rotorique orienté utilisant un estimateur de la position statorique afin de contrôler l'angle du couple électromagnétique et qui :

- n'a aucunement besoin d'une détection du flux rotorique par un capteur ou un estimateur complexe;
- est insensible aux variations des paramètres de la machine, avec une réjection complète des variations de la résistance rotorique;
- n'a aucunement besoin d'un générateur spécifique des phases et fréquences des tensions statoriques;

- a la possibilité de fonctionner sans capteur mécanique de vitesse;
- a la possibilité de reconstruire l'angle du couple électromagnétique à travers les courants issus de la source de courant.

Les travaux dudit article n'ont pas suscité beaucoup d'intérêt auprès des chercheurs; cela peut être dû au fait que l'article ne présente pas suffisamment une démarche claire, ou encore dû au fait que les sources de courant sont moins utilisées en pratique que les sources de tensions.

D'autres travaux ont démontré la possibilité de faire une commande haute performance juste en contrôlant l'angle de charge [64], où la méthode s'avérait robuste aux variations des paramètres et de la vitesse de la machine. En outre, il n'est pas non plus nécessaire d'avoir une estimation exacte des paramètres pour faire la commande.

Les nouvelles techniques de commandes vectorielles adaptatives à orientation du flux rotorique que nous avons introduites dans ce chapitre sont certes claires, précises et meilleures. Cependant, elles demeurent encore théoriques à cette étape, vu que l'estimateur de flux et de couple utilisé dans l'élaboration du concept est très sensible à la variation de la résistance statorique et aux biais (*offsets*). Il va donc falloir résoudre les problèmes de l'estimateur du flux et du couple pour être en mesure de valider expérimentalement cette approche. C'est la partie la plus complexe et nous y avons apporté des solutions simples, efficaces, précises et exécutables en temps réel dans les chapitres 5 et 7.

Chapitre 5 - Algorithme d'auto intégration adaptatif (AAIA)

Les estimateurs de flux et de couple utilisent souvent dans leur design des intégrateurs purs. L'inconvénient majeur de l'utilisation des intégrateurs purs est la divergence du flux si la force contre électromotrice contient une composante continue aussi faible soit elle. En pratique les signaux alimentant la machine n'étant ni sinusoïdaux ni équilibrés, alors les intégrateurs purs divergent; cela donne lieu à une mauvaise estimation du module et de la position du flux et par conséquent du couple électromagnétique.

Certains travaux de recherche ont proposé l'utilisation d'un filtre passe-bas (FPB) [Bibliographie des annexes A et B][34]; cependant cette solution n'est pas convenable si la fréquence de fonctionnement de la machine est inférieure à la fréquence de coupure du filtre qui dépend de la constante de temps statorique. D'autres algorithmes basés sur l'utilisation de filtres passe-bas programmables ont été proposés afin d'avoir une fréquence de coupure variable, mais ces dits algorithmes se heurtent à un besoin d'estimation de la fréquence de fonctionnement de la machine, en plus de l'identification en ligne de la constante de temps statorique [28][34].

Afin de résoudre les problèmes liés à la divergence des intégrateurs purs et au choix des fréquences de coupure des filtres passe-bas (FPB), nous proposons une solution efficace, tant en simulation qu'en pratique, qui permet une estimation du module du flux, de la position du flux et du couple électromagnétique avec précision. Ladite solution est un algorithme d'auto intégration adaptatif (AAIA) dont le concept, les topologies de design et les avantages sont mis en relief tout au long de ce chapitre [35][Annexe B].

5.1 Concept du AAIA

Le concept du AAIA est simplement basé sur une association judicieuse de filtres passe haut (FPH) élémentaires, d'intégrateurs purs et de compensation des erreurs de phase et de gain introduites par les filtres. Les filtres passe haut se chargeront d'éliminer la composante continue contenue dans la force électromotrice, ce qui évite toute divergence de l'intégrateur; aussi l'intégrateur pur peut alors jouer son rôle aussi bien en faibles fréquences qu'en fréquences élevées, offrant ainsi une estimation précise du flux et du couple sur toute la plage de fonctionnement de la machine.

Afin de mieux comprendre le concept du AAIA, il est préférable de se référer à la figure 5.1 qui est la représentation de la première architecture du AAIA. Le design expliqué est basé sur la notion du premier harmonique de distribution des vecteurs forces électromotrices. Ainsi, la première colonne de FPH va introduire une erreur de phase et d'amplitude sur le signal d'entrée, une seconde colonne de FPH placée en sortie immédiate de la première colonne de FPH va également introduire une erreur de phase et d'amplitude sur les signaux issus de la première colonne. Les FPH utilisés dans cette architecture étant tous identiques (filtres numériques), alors les erreurs de phase et d'amplitude introduites par chaque colonne sont également identiques. Il est alors possible de faire une compensation de la phase en faisant tout simplement un calcul de l'*Angle* entre les deux colonnes de FPH afin de corriger ladite erreur de phase. Aussi la compensation de l'amplitude se fait par un simple calcul de module aux sorties de FPH de chaque colonne et du rapport entre lesdits modules; ainsi le coefficient de compensation d'amplitude (*Gain*) est tout simplement le rapport entre les modules des signaux issus de chaque colonne de FPH.

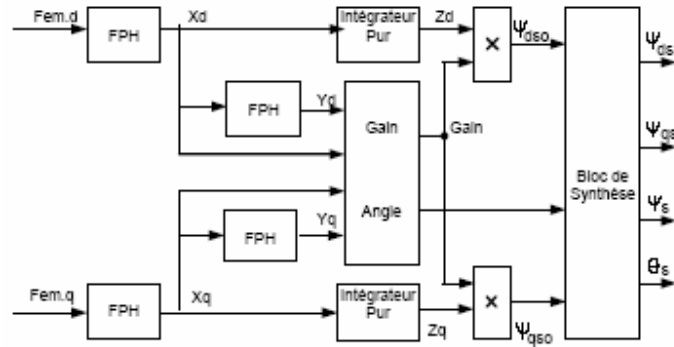


Figure 5.1 Première architecture du AAIA

5.1.1 Adaptation du *gain*

Les filtres passe-haut utilisés pour démontrer le concept du AAIA sont du premier ordre avec la fonction de transfert donnée par les équations (5.1) et (5.2), avec la fréquence de coupure f_c . Pour fin de simulation et d'implantation numérique en temps réel, les équations numériques des FPH et des intégrateurs purs sont données avec une période d'échantillonnage T ((5.3) à (5.9)). Il est alors possible de calculer le *Gain* (5.10) nécessaire à la compensation de l'amplitude du flux.

$$FPH(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (5.1)$$

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c; \quad (5.2)$$

$$\frac{X_d(z)}{Fem_d(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (5.3)$$

$$\frac{X_q(z)}{Fem_q(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (5.4)$$

$$\frac{Y_d(z)}{X_d(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (5.5)$$

$$\frac{Y_q(z)}{X_q(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (5.6)$$

$$z_o = \exp(-\omega_c \cdot T) \quad (5.7)$$

$$\frac{Z_d(z)}{X_d(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.8)$$

$$\frac{Z_q(z)}{X_q(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.9)$$

$$Gain = \sqrt{\frac{X_d \cdot X_d + X_q \cdot X_q}{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}} \quad (5.10)$$

Remarque: Il est clair que le *gain* s'adapte automatiquement à une variation de la fréquence. Par conséquent les composantes *d-q* du flux ainsi que le module du flux s'adaptent par un simple calcul du gain instantané.

5.1.2 Adaptation de l'Angle

L'Angle est la différence entre la position du signal issu de la seconde colonne de FPH et celle du signal issu de la première colonne de FPH. Afin d'avoir une variation périodique de chaque position entre $-\pi$ et π , la fonction atan2 est utilisée ((5.11) et (5.12)). La différence directe entre lesdites positions donne une position résultante saccadée (Figure 5.2) ce qui noie l'information utile (*Angle*). En faisant un zoom sur une portion de la Figure 5.2, il est visible que les parties manquantes aux courbes sont décalées plus bas dues aux discontinuités (figure 5.3); la discontinuité est due au passage de l'un des angles par $-\pi$ ou π . Profitant du fait que les fonctions sinus et cosinus sont des fonctions circulaires (trigonométriques), nous introduisons une technique de lissage de l'Angle grâce à l'équation (5.13), d'où la figure 5.4.

$$\theta_x = \text{atan2}(X_q, X_d) \quad (5.11)$$

$$\theta_y = \text{atan2}(Y_q, Y_d) \quad (5.12)$$

$$\text{Angle} = \text{atan2}(\sin(\theta_y - \theta_x), \cos(\theta_y - \theta_x)) \quad (5.13)$$

Remarque : L'angle s'adapte également aux variations de fréquences et par conséquent la position exacte du flux s'auto adapte par un simple calcul de l'angle d'erreur instantanée. L'estimateur d'angle ainsi constitué est valide sur toute la plage de fonctionnement de la machine.

Cet estimateur d'angle peut également être utilisé pour mesurer le déphasage entre tensions et courants statoriques ou en général entre des signaux polyphasés.

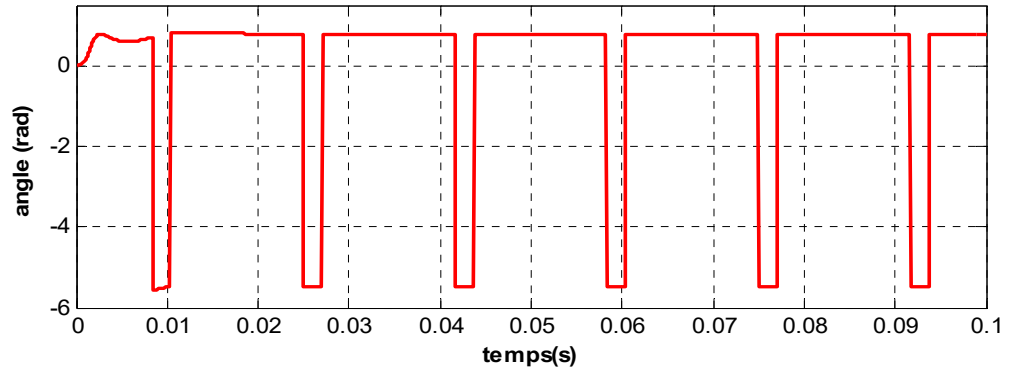


Figure 5.2 Courbe de la différence des positions : $\theta_y - \theta_x$

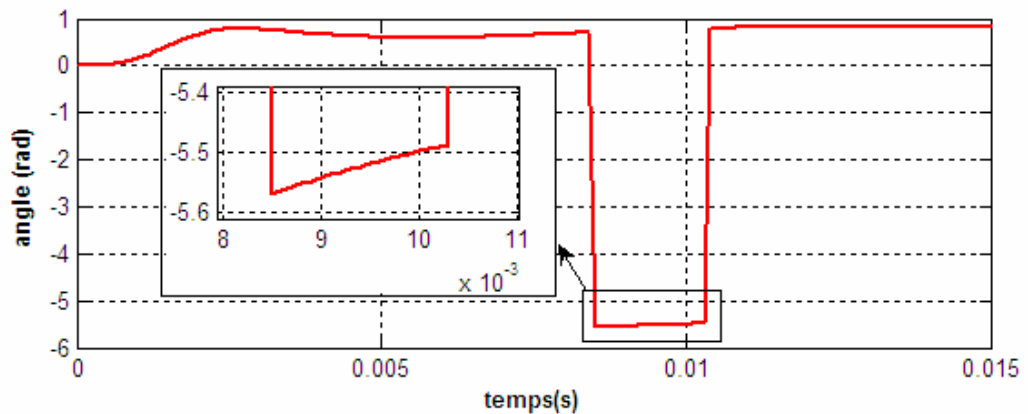


Figure 5.3 Zoom sur la courbe de différence des positions : $\theta_y - \theta_x$

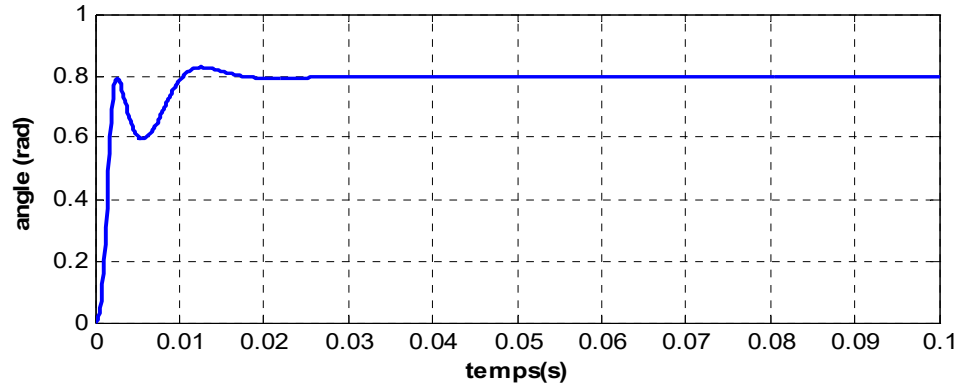


Figure 5.4 Réponse avec l'estimateur d'erreur de phase.

5.1.3 Reconstruction des signaux

Une reconstitution rapide et précise se fait en utilisant les équations (5.14) et (5.15) qui assurent la compensation d'amplitude et les équations (5.16) et (5.17) qui assurent la compensation de phase. Il est donc possible de retrouver exactement la position et le module du flux ((5.17) et (5.18)).

$$\Psi_{dso} = Gain \cdot Z_d \quad (5.14)$$

$$\Psi_{qso} = Gain \cdot Z_q \quad (5.15)$$

$$\theta_{so} = \text{atan2}(\Psi_{qso}, \Psi_{dso}) = \text{atan2}(Z_q, Z_d) \quad (5.16)$$

$$\theta_s = \text{atan2}(\sin(\theta_{so} - Angle), \cos(\theta_{so} - Angle)) \quad (5.17)$$

$$\Psi_s = \Psi_{so} = \sqrt{\Psi_{dso}^2 + \Psi_{qso}^2} \quad (5.18)$$

$$\Psi_{ds} = \Psi_s \cdot \cos(\theta_s) \quad (5.19)$$

$$\Psi_{qs} = \Psi_s \cdot \sin(\theta_s) \quad (5.20)$$

5.1.4 Résultats de simulation et résultats expérimentaux

Les simulations dont les résultats sont présentés précédemment et ci-dessous (figures 5.2 à 5.7) ont été effectuées sur des tensions triphasées équilibrées (120V) dont les composantes d'axes d et q sont additionnées chacune à un offset constant de 0.1V. Pour les résultats pratiques (figures 5.8 à 5.10), la connexion de la machine ¼ HP (cf. annexe G) entraîne un léger déséquilibre mis en évidence par une composante homopolaire non nulle d'environ 5V. Toutefois, dans un pire cas en régime harmonique, même le AAIA avec l'architecture de base (figure 5.12) arrive à donner des résultants stables et précis.

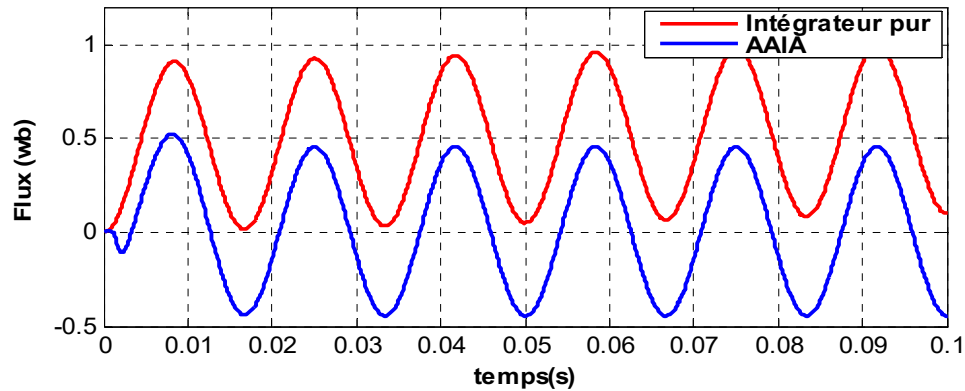


Figure 5.5 Estimation du flux d'axe "d" avec un intégrateur pur ou avec un AAIA basic, $V_a=V_d=120V$; offset $E_d=E_q=0.1V$

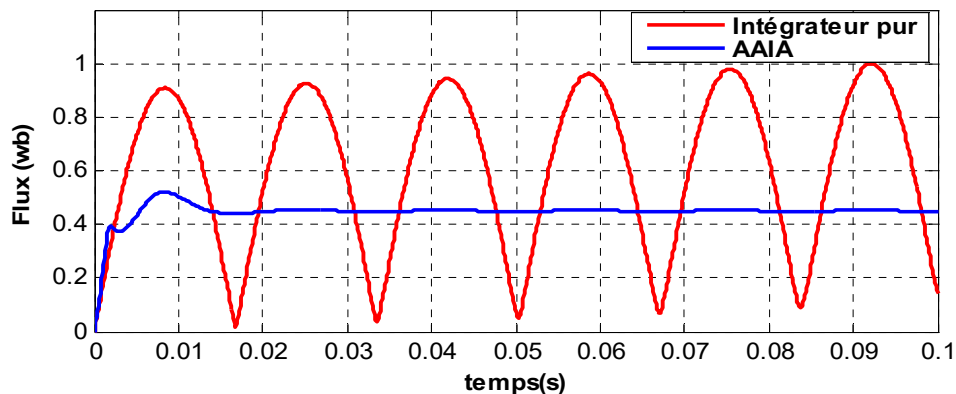


Figure 5.6 Estimation du module du flux avec un intégrateur pur ou avec un AAIA basic, $V_a=V_d=120V$; offset $E_d=E_q=0.1V$

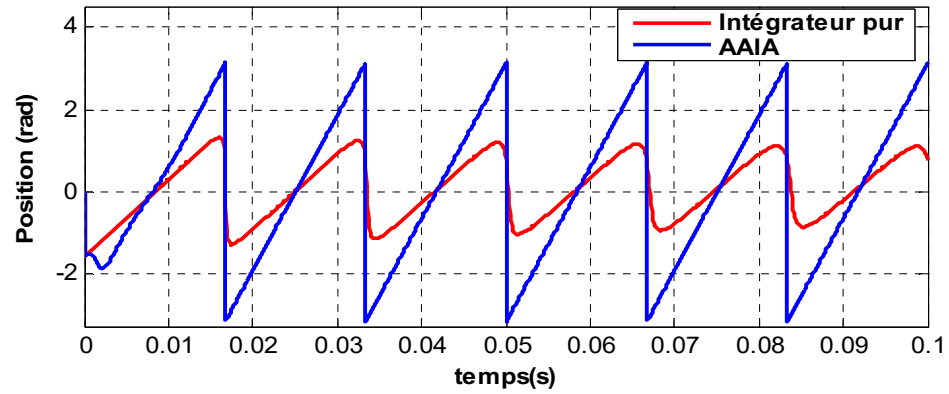


Figure 5.7 Estimation de la position du flux avec un intégrateur pur ou avec un AAIA basic, $V_a=V_d=120V$; offset $E_d=E_q=0.1V$

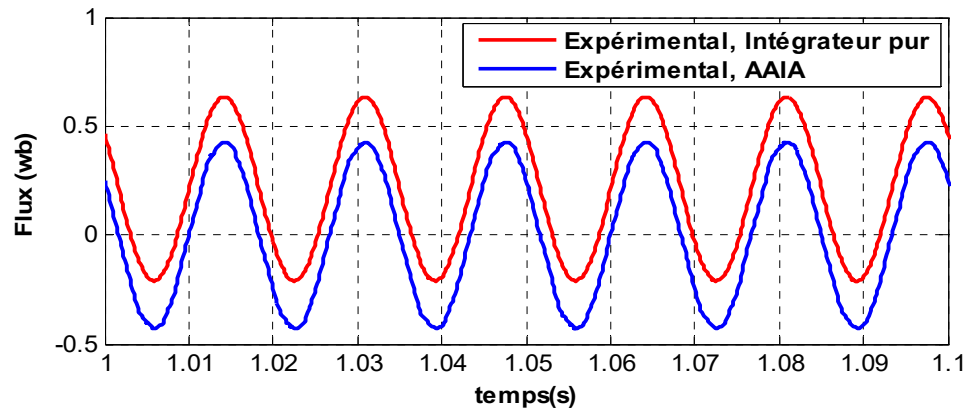


Figure 5.8 Estimation expérimentale du flux d'axe "d"

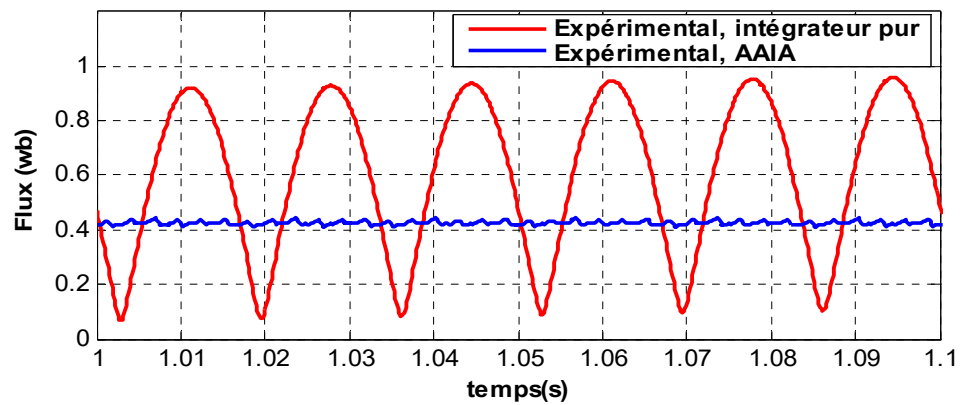


Figure 5.9 Estimation expérimentale du module du flux

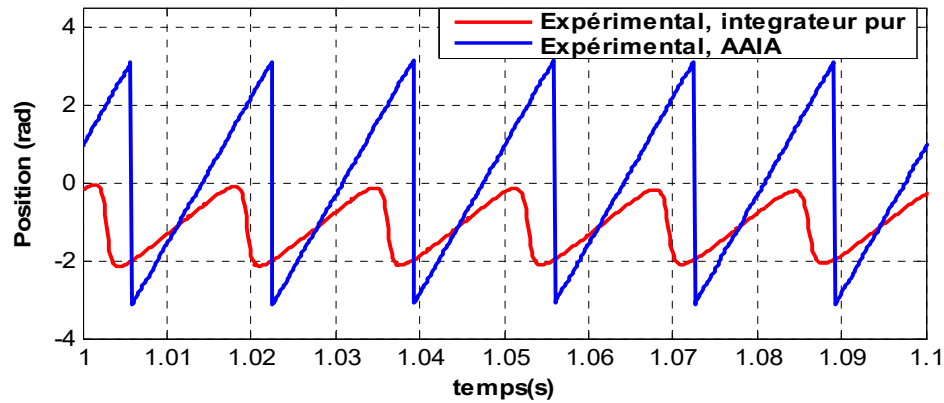


Figure 5.10 Estimation expérimentale de la position du flux

5.2 Architectures du AAIA

Afin de démontrer la différence nette qu'il y a entre la structure du AAIA et la structure d'estimateur de flux basé sur le filtre passe bas, nous introduisons une deuxième et une troisième architecture du AAIA.

La deuxième architecture du AAIA (figure 5.11) est une topologie basée sur la mise en série de deux colonnes de filtres passe haut. Il y a donc deux étages de filtres avant chaque intégrateur, ce qui revient à dire que le coefficient de *Gain* est le carré du précédent (5.10) et que le coefficient d'*Angle* est le double de celui vu à l'équation (5.13).

Quant à la troisième architecture du AAIA (figure 5.12), dite architecture de base, c'est une autre topologie de design qui prouve bien que l'algorithme est adaptatif, mais dans ce cas ci, la sortie est très sensible aux perturbations d'entrée si la fréquence de coupure du filtre n'est pas faible par rapport à celle du signal traité. Cette topologie est une solution suffisante pour l'estimation du flux dans le régime du premier harmonique d'où l'appellation architecture de base.

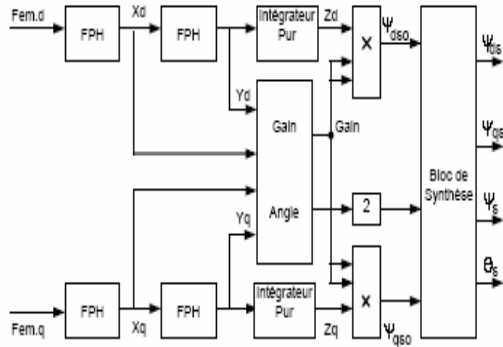


Figure 5.11 Deuxième architecture du AAIA

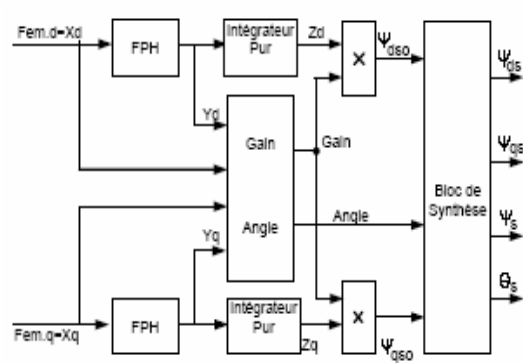


Figure 5.12 Architecture de base

5.3 Avantages du AAIA

5.3.1 Avantages du AAIA sur l'intégrateur pur

Les avantages majeurs du AAIA sur l'intégrateur pur sont d'une part la non divergence du AAIA et d'autre part l'indépendance du AAIA face à la condition initiale. En effet, la condition initiale étant très importante dans le cas de l'estimation du flux à partir d'un intégrateur pur, il advient que toute perturbation ou variation de la résistance statorique affecte l'estimation du flux. Cependant avec le AAIA, il est possible de le connecter à tout moment sur une machine en rotation et d'arriver à estimer le flux et le couple. En d'autres termes, en utilisant un intégrateur pur, (5.21) est identique à (5.22) si et seulement si R_s est une constante; l'utilisation du AAIA nous affranchit de cette condition.

$$\Psi_{ds} = \int (v_s - R_s \cdot i_{ds}) \cdot dt \quad (5.21)$$

$$\Psi_{ds} = \int v_s \cdot dt - R_s \cdot \int i_{ds} \cdot dt \quad (5.22)$$

5.3.2 Avantage du AAIA sur le filtre passe- bas

Le principal avantage du AAIA est qu'il n'est pas contraint de respecter une fréquence de coupure donnée. Il n'est donc pas nécessaire de connaître les paramètres internes de la machine comme l'exige l'utilisation des filtres passe-bas (FPB). L'AAIA fonctionne donc sur une plage de variation de la vitesse beaucoup plus large que celle offerte par les FPB [30]-[33].

5.3.3 Avantage du AAIA sur les réseaux de neurones artificiels

Il existe une grande similitude entre un intégrateur pur et un neurone artificiel simple. La grande différence est que de neurone artificiel a un poids et un biais ajustables : il est adaptable. Les équations d'un intégrateur pur et d'un neurone artificiel avec un biais sont données en (5.23) et (5.24), en considérant l'égalité des expressions il vient qu'un neurone artificiel peut jouer le rôle d'un intégrateur à condition que l'équation (5.25) soit respectée. En d'autres termes l'intégrateur pur est un neurone autonome à topologie figée dont l'intelligence est minimale et repose sur le seul fait qu'il mémorise l'état précédent de sa sortie, il s'en souvient et s'en sert comme biais.

Les estimateurs de flux à base de réseau de neurones sont faits avec un design complexe, tâtonné, des couches d'entrée et de sortie, et couches cachées; en outre, ils ne sont pas applicables à toutes les sortes de machine à induction, sans oublier le temps d'apprentissage [5][26]-[28][65]-[67].

L'AAIA est simple dans son concept et compréhensible par quiconque. Du point de vue neuronal c'est le réseau de neurones le plus approprié pour estimer le flux et le couple de la machine à induction [27][28][68]-[71].

En somme, les AAIA appliqués à l'estimation du flux et du couple sont stables, que les signaux triphasés soient équilibrés ou pas, et avec ou en absence des *offsets* (figure 5.13 et figure 5.14). En outre, l'absence ou la présence de résistance statorique n'affecte que très peu l'estimation du flux lorsque l'estimateur est basé sur un AAIA.

$$y_n = y_{n-1} + T \cdot x_n \quad (5.23)$$

$$y_n = b + W \cdot x_n \quad (5.24)$$

$$\begin{cases} b = y_{n-1} \\ W = T \end{cases} \quad (5.25)$$

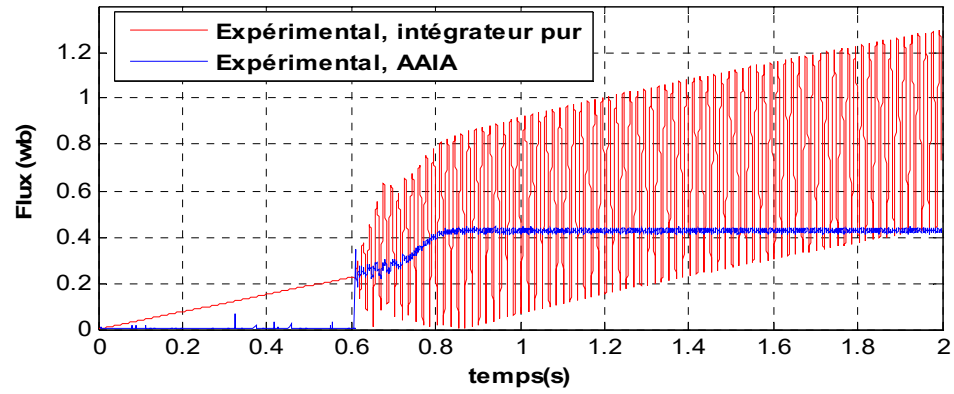


Figure 5.13 Estimation expérimentale du flux au démarrage

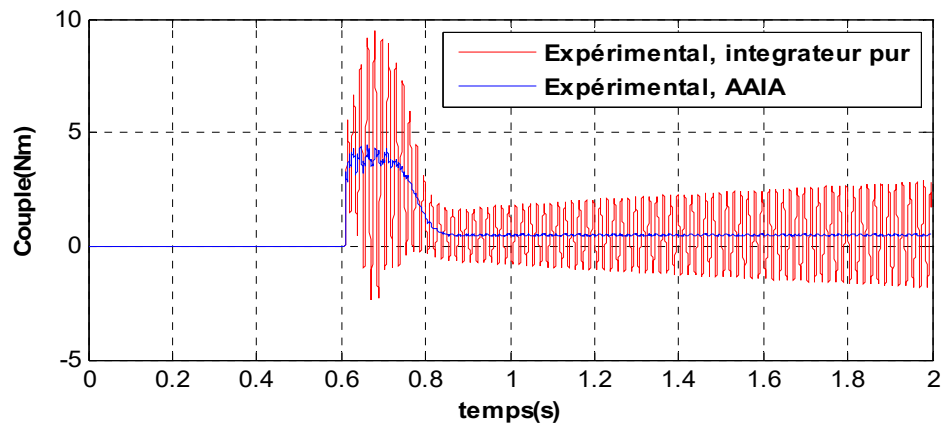


Figure 5.14 Estimation expérimentale du couple électromagnétique au démarrage

5.4 Conclusion

Les AAIA décrits dans ce chapitre permettent une très bonne estimation du module du flux, de la position du flux et aussi du couple électromagnétique. En régime du premier harmonique, la précision est très bonne. En outre, les topologies de AAIA sont flexibles et peuvent employer des filtres d'ordres supérieurs, la condition sine qua non étant d'utiliser strictement des filtres identiques.

La mise au point de ces différents designs de AAIA constitue un élément clé dans le traitement des signaux issus de la machine à induction en régime harmonique et ouvre en même temps plusieurs autres portes de solutions.

Les résultats de simulation et d'expérimentation montrés dans ce chapitre ont été obtenus avec des signaux de 60Hz, ce qui correspond à la fréquence nominale de machine; aussi les fréquences de coupure des filtres ont été fixées ici à la fréquence nominale de la machine, sans oublier que ce sont les équations de Park simple qui sont utilisées ici. D'autres informations sont disponibles en annexe [annexe B] où la fréquence de coupure est de 600Hz avec l'utilisation de Park normé, ce qui démontre la flexibilité du choix de la fréquence de coupure, l'essentiel étant d'avoir une fréquence d'échantillonnage élevée.

Afin d'améliorer la qualité de l'estimateur de flux et de couple, de nouvelles topologies d'extraction des harmoniques dans un signal polyphasé sont introduites dans le chapitre 7.

Chapitre 6 - Estimateurs de vitesse en boucle ouverte (EVBO)

Lorsque la machine asynchrone à vide est alimentée à fréquence fixe, elle tourne quasiment à sa vitesse synchrone. Au fur et à mesure qu'elle est chargée, sa vitesse de rotation diminue; ainsi à couple de charge maximal, le glissement est aussi maximum. Le glissement est synonyme d'écart de vitesse et aussi de perte quand la machine fonctionne en moteur.

Les techniques de commande des machines à induction utilisent des convertisseurs statiques afin d'optimiser les pertes de ladite machine sur une large plage de vitesse. Les convertisseurs imposent donc en tout temps à la machine une fréquence telle que la vitesse de synchronisme se trouve le plus proche possible de la vitesse mécanique.

Ainsi, dans un entraînement à vitesse variable, il est possible d'estimer la vitesse de la machine en passant par une estimation de la vitesse de synchronisme de celle-ci. La vitesse mécanique de la machine asynchrone est quant à elle obtenue après avoir retranché la vitesse de glissement qui est souvent de 5% pour les machines de grand public et inférieure à 3% pour les machines de conception rigoureuse.

Les estimateurs de vitesse en boucle ouverte (EVBO) sont des estimateurs du type chaîne d'action directe. Par contre les estimateurs de vitesse en boucle fermée sont des estimateurs avec une chaîne de rétroaction (très souvent dépendant des paramètres de la machine) connus sous le nom d'observateurs (exemples : Luenberger, Kalman,...).

Les EVBO souffrent d'imperfections liées aux intégrateurs purs et aux filtres (FPB) utilisés dans leur conception [5], (cf. bibliographie, annexe C). Nous apporterons tout au long de ce chapitre deux contributions qui améliorent nettement la qualité de ces EVBO.

6.1 Estimateur de vitesse synchrone basé sur la position du flux

La vitesse électrique de la machine est en principe la dérivée de la position (6.1). Il est donc primordial de connaître la position du flux avec exactitude afin d'en déduire la vitesse de synchronisme. Les intégrateurs étant très sensibles aux *offsets* contenus dans les forces électromotrices (fem), il advient donc que les anciennes techniques utilisant les intégrateurs purs se butent aux problèmes d'implantation temps réel où les *offsets* sont récurrents. Les techniques basées sur les FPB sont quant à elles sévèrement affectées par la fréquence de coupure des filtres. Ainsi, ces anciennes structures n'étant pas en mesure de donner la position exacte du flux, elles ne sont bien évidemment pas en mesure de donner une bonne estimation de la vitesse de synchronisme de la machine et par conséquent de la vitesse mécanique de celle-ci.

$$\omega_{\text{élect}} = \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (6.1)$$

$$\omega_{\text{syn}} = \frac{1}{pp} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{\omega_{\text{élect}}}{dt} \quad (6.2)$$

Ayant mis au point des algorithmes d'auto intégration adaptatifs (AAIA), et ayant démontré au chapitre précédent que lesdits algorithmes sont à la fois stables en simulation tout comme en expérimentation dans l'estimation de la position du flux, nous sommes actuellement donc en mesure d'estimer la vitesse de synchronisme de la machine avec une précision jamais atteinte auparavant.

6.1.1 Principe

En utilisant les AAIA, la position du flux varie régulièrement entre $-\pi$ et $+\pi$, ce qui est déjà un avantage face aux autres techniques. En dérivant la position, la vitesse de synchronisme (6.2) se trouve affectée par des discontinuités (figure 6.1). Nous proposons une technique simple qui permet de retrouver la vitesse synchrone avec le plus de précision possible surtout en régime transitoire, sans avoir à trop réduire la période d'échantillonnage.

Pour nous affranchir de la discontinuité due aux passages réguliers de la position de $-\pi$ à $+\pi$, nous profitons du fait que les fonctions tangente et cotangente sont telles que, quand l'une est infinie, l'autre est automatiquement zéro. Ces deux fonctions (6.3 et 6.4), constamment déphasées de $\pi/2$, auront donc la même dérivée sauf aux points de discontinuité. Nous ne considérons donc à tout instant que la fonction ayant une dérivée finie et raisonnable (figure 6.2), ce qui nous permet d'avoir la vraie vitesse synchrone de la machine (figure 6.3).

$$\theta_s = \text{atan2}(\sin(\theta_s), \cos(\theta_s)) \quad (6.3)$$

$$\theta_s + \frac{\pi}{2} = -\text{atan2}(\cos(\theta_s), \sin(\theta_s)) \quad (6.4)$$

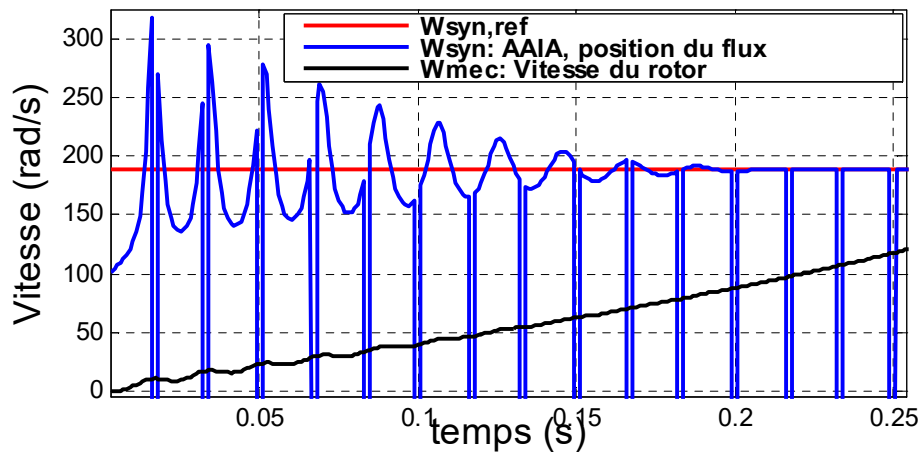


Figure 6.1 **Discontinuité des estimateurs de vitesse synchrone basés sur la position du flux**

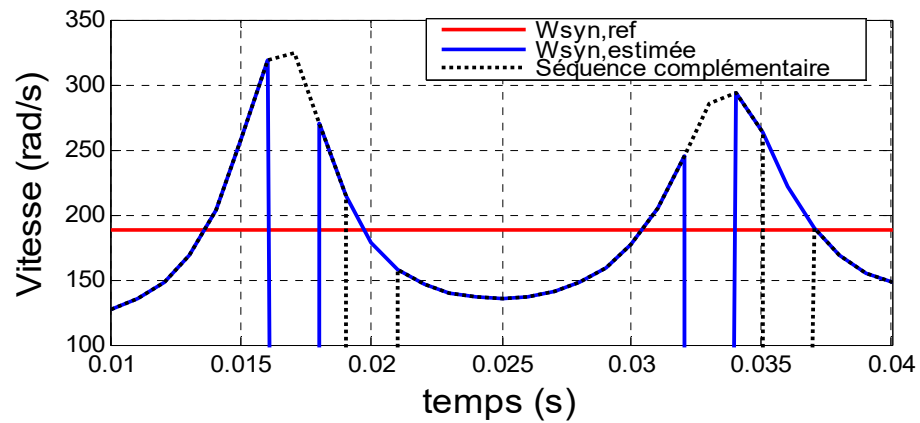


Figure 6.2 Technique de lissage en régime transitoire

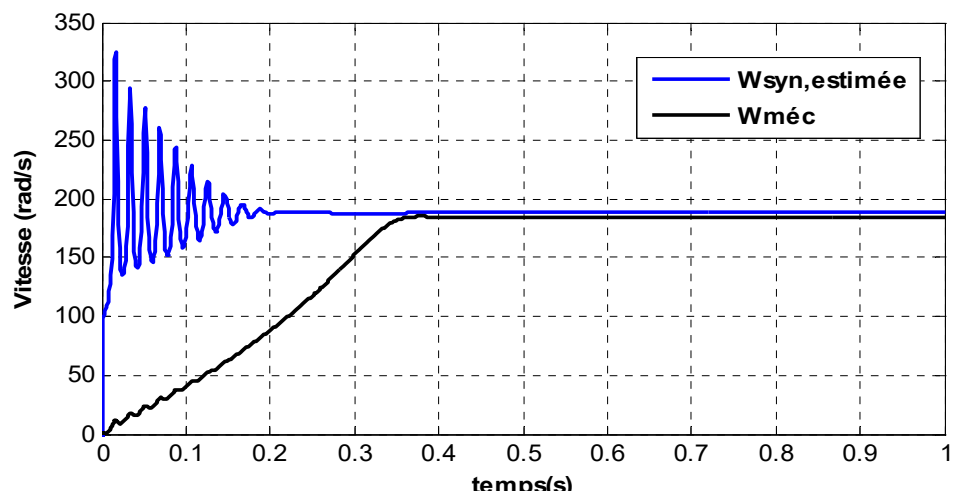


Figure 6.3 Estimateur de vitesse synchrone basé sur la position du flux

6.1.2 Résultats de validation expérimentale

Les estimateurs de vitesse synchrone basés sur la dérivée de la position sont très sensibles aux signaux parasites à l'entrée du processeur de signal car, pour chaque faible valeur du signal mesuré, il existe toujours une valeur correspondante de la position donnée par les

fonctions arc tangentes ($\text{atan}(y/x)$ et/ou $\text{atan2}(y,x)$). Il suffit donc d'en tenir compte dans l'algorithme de traitement des signaux afin d'éviter les divisions par zéro, et aussi de se définir un seuil de tension et un seuil de courant (*dead zone*). Cela permet d'imposer la vitesse synchrone estimée nulle quand la machine est hors tension. Il est aussi possible d'ajouter un circuit électronique à base d'amplificateurs opérationnels montés en suiveurs pour assurer une bonne adaptation d'impédance et éliminer les interactions électromagnétiques connues souvent sous le nom de « phénomènes d'antenne ». En effet, les commutations successives du courant dans les phases de la machine entraînent des perturbations électromagnétiques dans un voisinage immédiat, cela d'autant plus que le courant commuté est fort. Il est donc important de protéger les cartes de commande, les cartes d'acquisition et de traitement par des blindages (*shields*) : cages de faraday.

En pratique, les vitesses synchrones estimées sans filtrage sont affectées par les harmoniques (des flux, des tensions, courants ou d'encoches) comme l'indique la figure 6.4. Ceci est aussi conforme avec ce que l'on mesure avec un capteur de vitesse précis (très sensible) et sans filtrage. Par habitude et par simplification, nous représentons toujours la vitesse moyenne ou filtrée pour fin de commande et d'analyse; la figure 6.5 est le résultat d'un filtrage avec un filtre passe-bas de fréquence de coupure égale à la fréquence nominale de la machine, soit 60Hz.

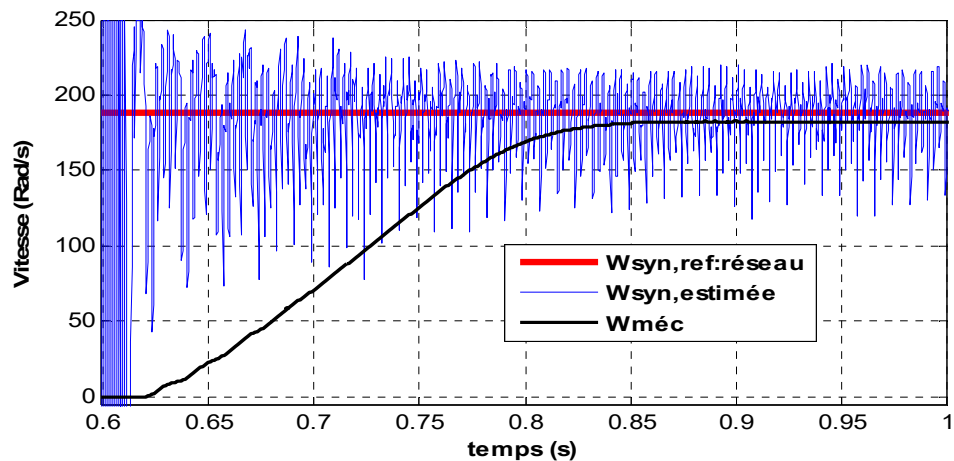


Figure 6.4 Estimateur de vitesse synchrone, basé sur la position du flux (sans filtrage)

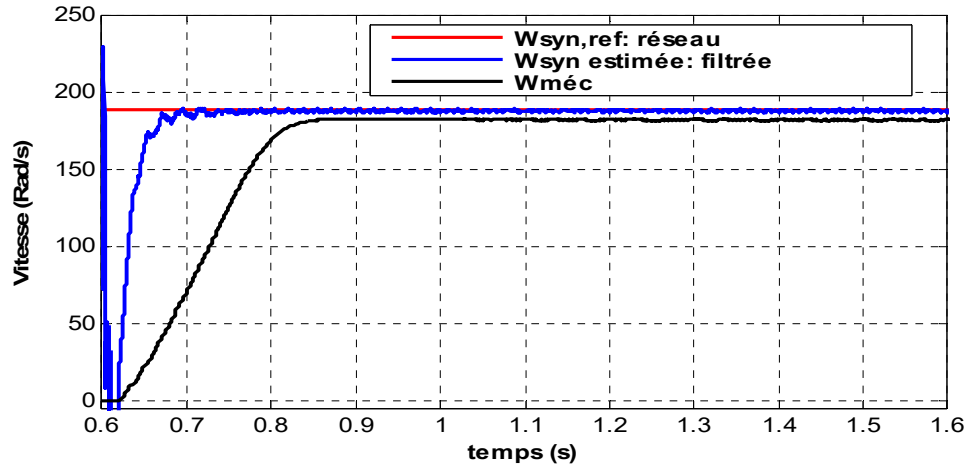


Figure 6.5 Estimateur de vitesse synchrone basé sur la position du flux (avec filtrage léger par un FPB)

6.2 Estimateur de vitesse synchrone basé sur le module du flux

En régime du premier harmonique, les tensions, courants, fems et flux sont sinusoïdaux. La dérivée directe de la position de ces signaux permet d'obtenir la vitesse électrique de synchronisme, d'où l'on déduit la vitesse mécanique de synchronisme en faisant intervenir le nombre de paires de pôles (6.5) et (6.6). Le flux étant l'intégrale de la fem, ils sont liés en module par la vitesse électrique de synchronisme. Il est donc possible d'obtenir un estimateur de la vitesse synchrone de la machine asynchrone en faisant tout simplement le rapport entre le module de la force électromagnétique et celui du flux, tout en tenant compte des paires de pôles (6.7). L'estimateur ainsi obtenu est dit basé sur le module.

$$\omega_{syn} = \frac{1}{pp} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{\omega_{elect}}{dt} = \frac{1}{pp} \cdot \frac{d}{dt} \left[\tan^{-1} \left(\frac{\Psi_{qs}}{\Psi_{ds}} \right) \right] \quad (6.5)$$

$$\omega_{syn} = \frac{1}{pp} \cdot \frac{\left(\Psi_{ds} \cdot \frac{d\Psi_{qs}}{dt} - \Psi_{qs} \cdot \frac{d\Psi_{ds}}{dt} \right)}{\Psi_{ds}^2 + \Psi_{qs}^2} \quad (6.6)$$

$$|\omega_{syn}| = \frac{1}{pp} \cdot \sqrt{\frac{F_{em_{ds}}^2 + F_{em_{qs}}^2}{\Psi_{ds}^2 + \Psi_{qs}^2}} \quad (6.7)$$

Lorsque l'estimation du flux est faite à base d'un intégrateur pur, un *offset* aussi faible soit-il devant la force électromotrice entraîne une divergence de l'intégrateur pur et une oscillation croissante de l'estimation de la vitesse synchrone (figure 6.6).

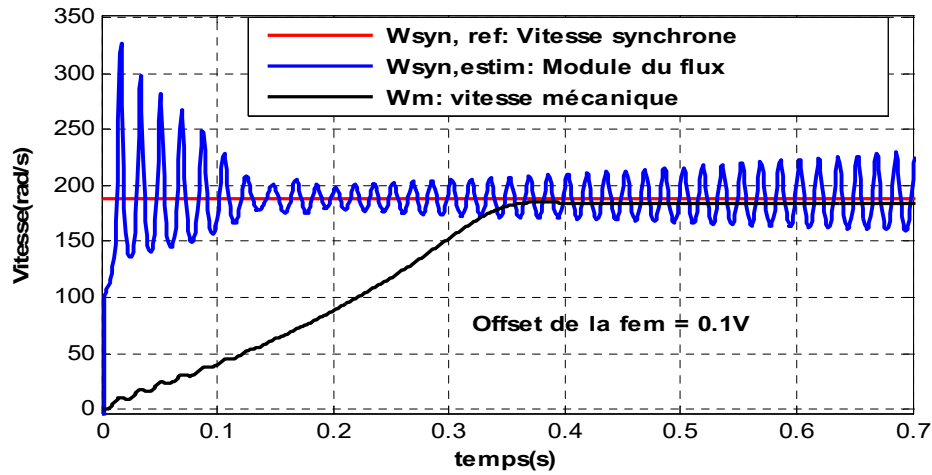


Figure 6.6 Divergence des anciens EVBO basés sur le module du flux utilisant des intégrateurs purs

6.2.1 Principe

D'une manière générale, il est possible d'estimer la vitesse électrique d'un signal sinusoïdal polyphasé à partir de ses composantes *d-q* en procédant selon les topologies des figures 6.7 et 6.8.

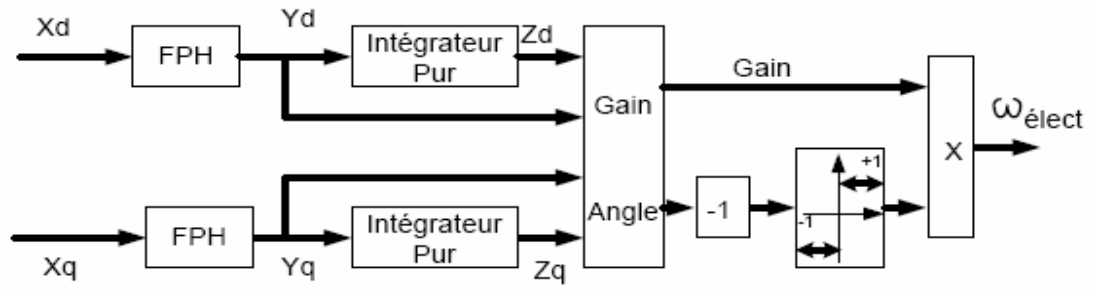


Figure 6.7 Estimateur de vitesse synchrone à base du module du flux utilisant un comparateur à hystérésis pour l'inversion de la vitesse

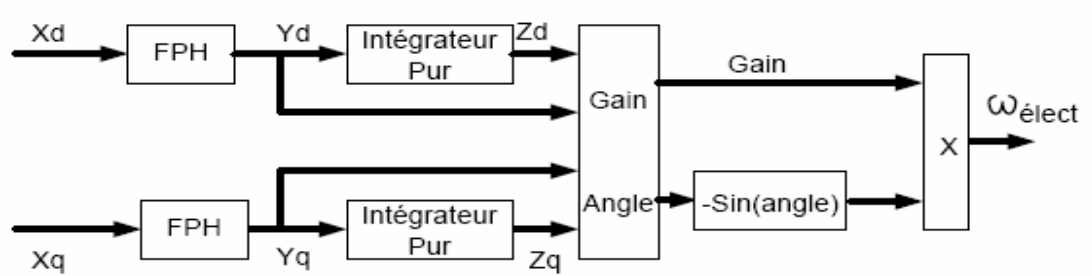


Figure 6.8 Estimateur de vitesse synchrone à base du module du flux utilisant une fonction sinus pour l'inversion douce de la vitesse

$$FPH(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (6.8)$$

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad (6.9)$$

$$\frac{Y_d(z)}{X_d(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (6.10)$$

$$\frac{Y_q(z)}{X_q(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (6.11)$$

$$z_o = \exp(-\omega_c \cdot T) \quad (6.12)$$

$$\frac{Z_d(z)}{Y_d(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (6.13)$$

$$\frac{Z_q(z)}{Y_q(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (6.14)$$

$$Gain = \sqrt{\frac{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}{Z_d \cdot Z_d + Z_q \cdot Z_q}} \quad (6.15)$$

$$\theta_y = \text{atan2}(Y_q, Y_d) \quad (6.16)$$

$$\theta_z = \text{atan2}(Z_q, Z_d) \quad (6.17)$$

$$Angle = \text{atan2}(\sin(\theta_z - \theta_y), \cos(\theta_z - \theta_y)) \quad (6.18)$$

$$\omega_{elect} = -\sqrt{\frac{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}{Z_d \cdot Z_d + Z_q \cdot Z_q}} \cdot \sin(\theta_z - \theta_y) \quad (6.19)$$

$$\sin(\theta_z - \theta_y) \cong 1 \quad \text{si} \quad Angle \geq 0 \quad (6.20)$$

$$\sin(\theta_z - \theta_y) \cong -1 \quad \text{si} \quad Angle \leq 0 \quad (6.21)$$

En régime du premier harmonique :

$$|\theta_z - \theta_y| = \frac{\pi}{2} \quad (6.22)$$

$$\omega_{syn} = \omega_{elect} / pp \quad (6.23)$$

$$\sin(\theta_z - \theta_y) = \sin(\theta_z) \cos(\theta_y) - \cos(\theta_z) \sin(\theta_y) \quad (6.24)$$

$$\sin(\theta_z) = \frac{Z_d}{\sqrt{Z_d \cdot Z_d + Z_q \cdot Z_q}} \quad (6.25)$$

$$\cos(\theta_z) = \frac{Z_q}{\sqrt{Z_d \cdot Z_d + Z_q \cdot Z_q}} \quad (6.26)$$

$$\sin(\theta_y) = \frac{Y_d}{\sqrt{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}} \quad (6.27)$$

$$\cos(\theta_y) = \frac{Y_q}{\sqrt{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}} \quad (6.28)$$

$$\sin(\theta_z - \theta_y) = \frac{Z_d \cdot Y_q - Z_q \cdot Y_d}{\sqrt{Z_d \cdot Z_d + Z_q \cdot Z_q} \cdot \sqrt{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}} \quad (6.29)$$

D'où la vitesse de synchronisme de la machine

$$\omega_{syn} = \frac{1}{pp} \cdot \frac{Z_d \cdot Y_q - Z_q \cdot Y_d}{Z_d \cdot Z_d + Z_q \cdot Z_q} \quad (6.30)$$

6.2.2 Résultat de simulation et validation expérimentale

Les résultats de simulation et d'expérimentation d'un démarrage à vide de la machine asynchrone sont donnés sur les figures 6.9 et 6.10. Le démarrage de la machine crée une oscillation de la fréquence des courants et tensions alimentant la machine et par conséquent une fluctuation de la vitesse synchrone. Le DSP est d'une grande sensibilité, si aucun filtrage n'est mis en œuvre, l'estimation de la vitesse synchrone de la machine à l'arrêt est fortement perturbée due à la division par zéro ($0 \leq t \leq 0.6$ figure 6.10). Ce résultat est moins perturbé que dans le cas de l'estimation par dérivation de la position figure 6.4.

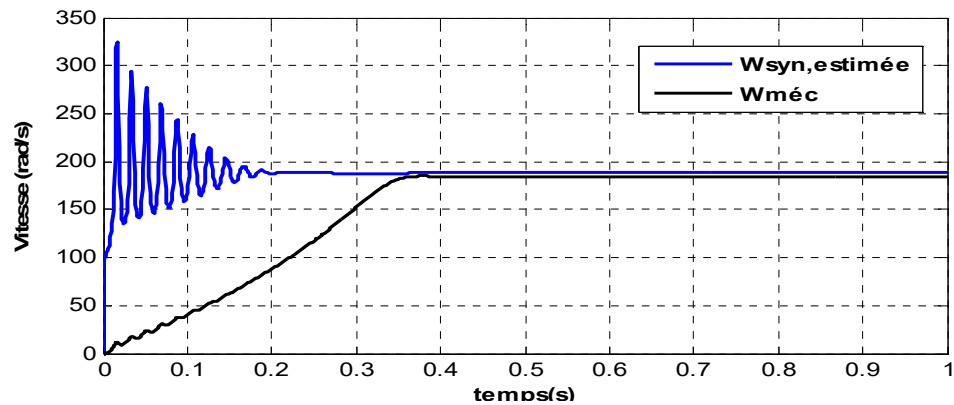


Figure 6.9 Simulation - Estimateur de vitesse synchrone basé sur le module du flux - MAS 3HP

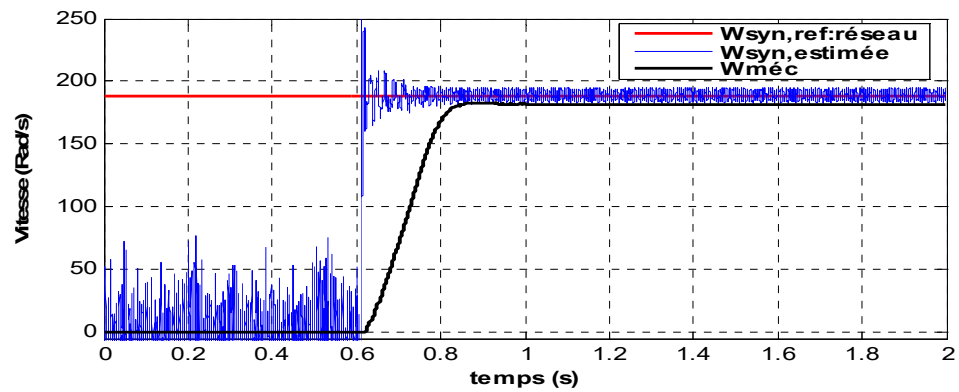


Figure 6.10 Expérimentation - Estimateur de vitesse synchrone basé sur le module du flux (sans filtrage) - MAS ¼ HP

N.B. : Les paramètres des machines sont disponibles à l'annexe G.

6.3 Estimation de la vitesse mécanique d'une machine

Les estimateurs de vitesse synchrone que nous avons améliorés peuvent également servir pour l'estimation de la vitesse mécanique d'une machine synchrone, d'une machine

asynchrone à rotor bobiné ou encore pour donner une estimation à moins de 5% d'erreur de la vitesse mécanique de la machine asynchrone à cage à vide raccordée au réseau ou sous contrôle vectoriel.

6.3.1 Cas d'une machine synchrone

La machine synchrone par définition est une machine qui tourne à la vitesse synchrone du réseau ou de l'onduleur qui l'alimente. Étant donné que chacun de nos EVBO estime la vitesse synchrone imposée par la fréquence des courants, tensions ou flux statoriques, c'est également la vitesse électrique de la machine synchrone qui est estimée et d'où la vitesse mécanique (synchrone) est déduite (figure 6.11).

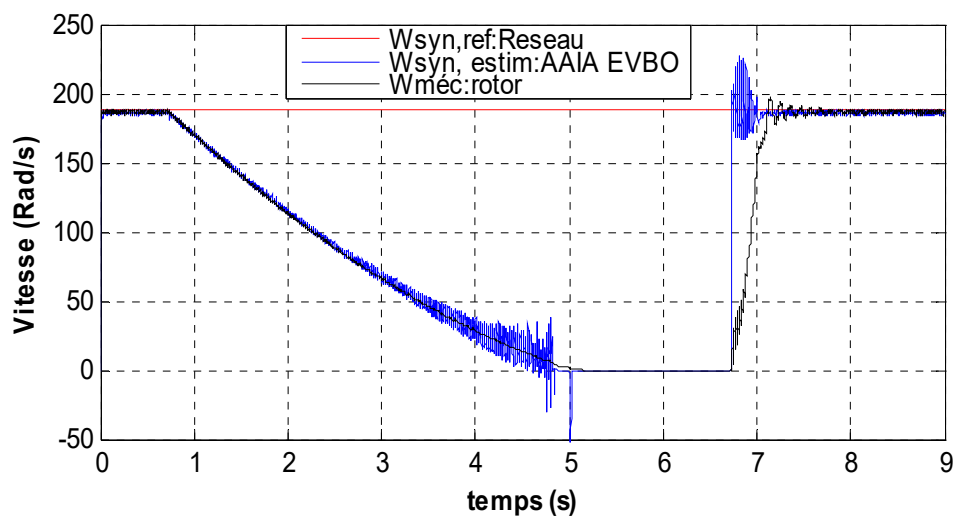


Figure 6.11 Vitesse mécanique d'une machine synchrone estimée par un EVBO durant une coupure de tension

Il est donc possible d'estimer la vitesse mécanique de la machine en régime permanent et aussi durant des creux de tension ou la phase d'arrêt de la machine; pour cela, il est nécessaire de maintenir le flux inducteur (ici $I_f=0.5A$).

6.3.2 Cas d'une machine asynchrone à rotor bobiné et accessible

Étant donné que le rotor est accessible et sachant que nos AAIA-EVBO permettent l'estimation de la vitesse synchrone à partir des flux, tensions, ou courants, il nous est maintenant possible d'estimer la vitesse synchrone des courants au stator (figure 6.12), et celle des courants au rotor (figure 6.13), la vitesse mécanique du rotor n'étant que la différence des vitesses synchrones au stator et au rotor (figure 6.14). En outre, l'estimation de la vitesse mécanique au démarrage de la machine est impeccable. La vitesse mécanique ainsi estimée est d'une très grande précision si les fréquences de coupure au stator tout comme au rotor des AAIA-EVBO sont identiques et supérieures ou égales à la fréquence nominale, pour des designs à base de filtres de 1^{er} ordre.

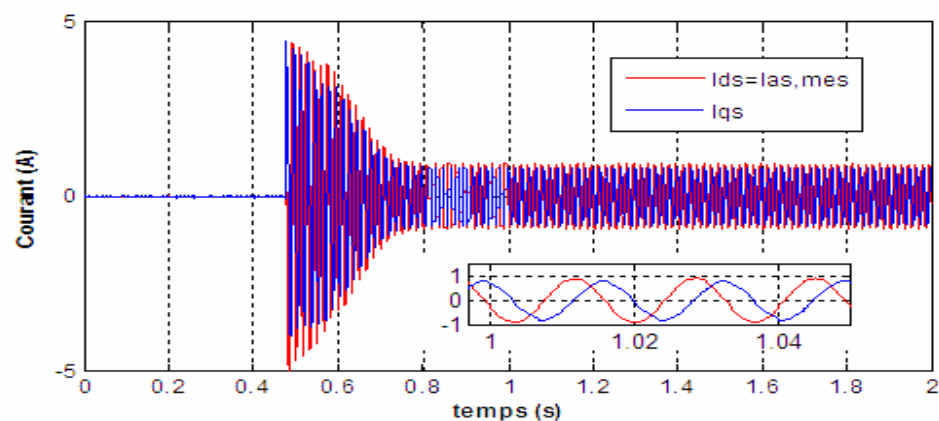


Figure 6.12 Courants statoriques des axes d-q obtenus à partir des courants mesurés au stator d'une machine asynchrone à rotor bobiné

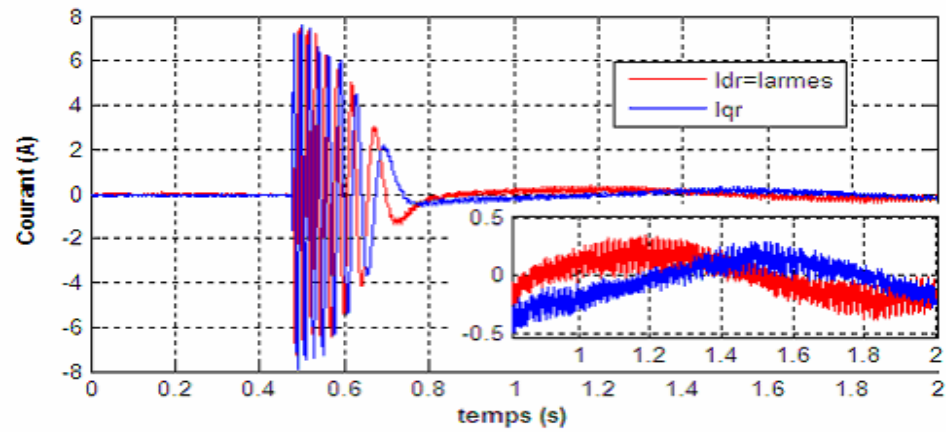


Figure 6.13 Courants rotoriques des axes d-q obtenus à partir des courants mesurés au rotor sur une machine asynchrone à rotor bobiné

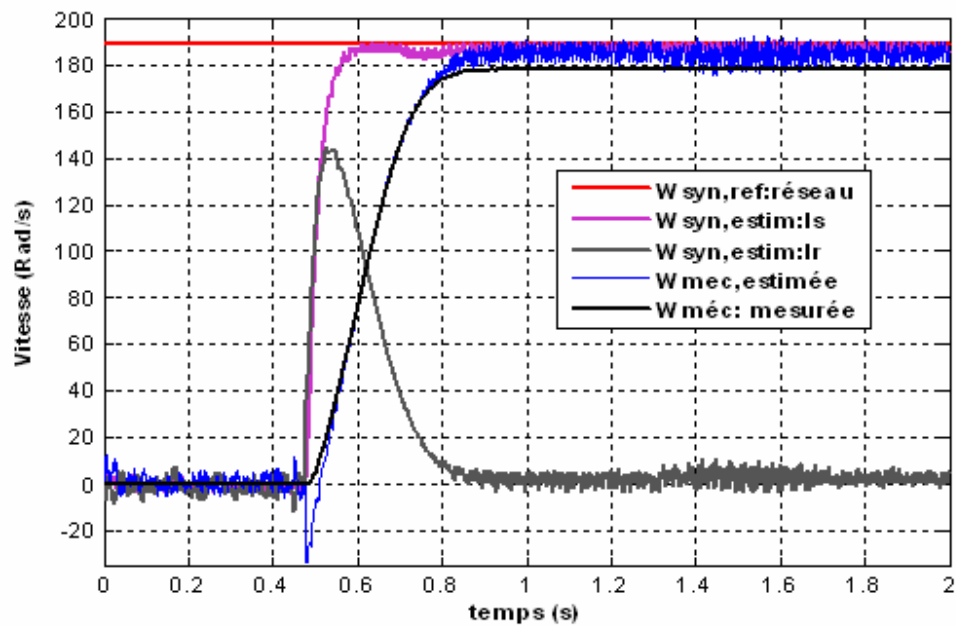


Figure 6.14 Vitesse mécanique d'une machine asynchrone à cage estimée par un EVBO basé sur la position du flux

6.3.3 Cas d'une machine asynchrone à cage

La vitesse de synchronisme d'une machine asynchrone est différente de la vitesse mécanique suite au glissement qui est nécessaire au maintien de la rotation. Dans un entraînement à vitesse variable, le glissement est optimisé vu que l'entraînement vise à réduire les pertes de puissance en imposant une fréquence appropriée à la machine asynchrone. Les estimateurs de vitesse en boucle ouverte sont donc efficaces pour l'estimation de la vitesse synchrone. En outre, nos estimateurs étant précis sur une large plage de vitesse, au glissement (g) près, la vitesse synchrone est donc plus élevée que la vitesse mécanique de la machine en régime permanent (de $g \leq 3\%$ pour les machines bien conçues et pouvant aller à 5% pour les machines moins précises).

Les résultats obtenus pour l'estimation de la vitesse synchrone de la machine asynchrone en temps réel sont identiques à ceux déjà vus (figure 6.5 et figure 6.10). Quelques tests de robustesse de cet estimateur ont été réalisés pendant des coupures de tension, prouvant ainsi la possibilité d'une estimation de la vitesse mécanique pendant des creux de tension allant de quelques cycles à quelques centaines de cycles selon les capteurs de tension et de courant utilisés (figure 6.15 où la vitesse mécanique est en rouge alors que celle estimée est en cyan).

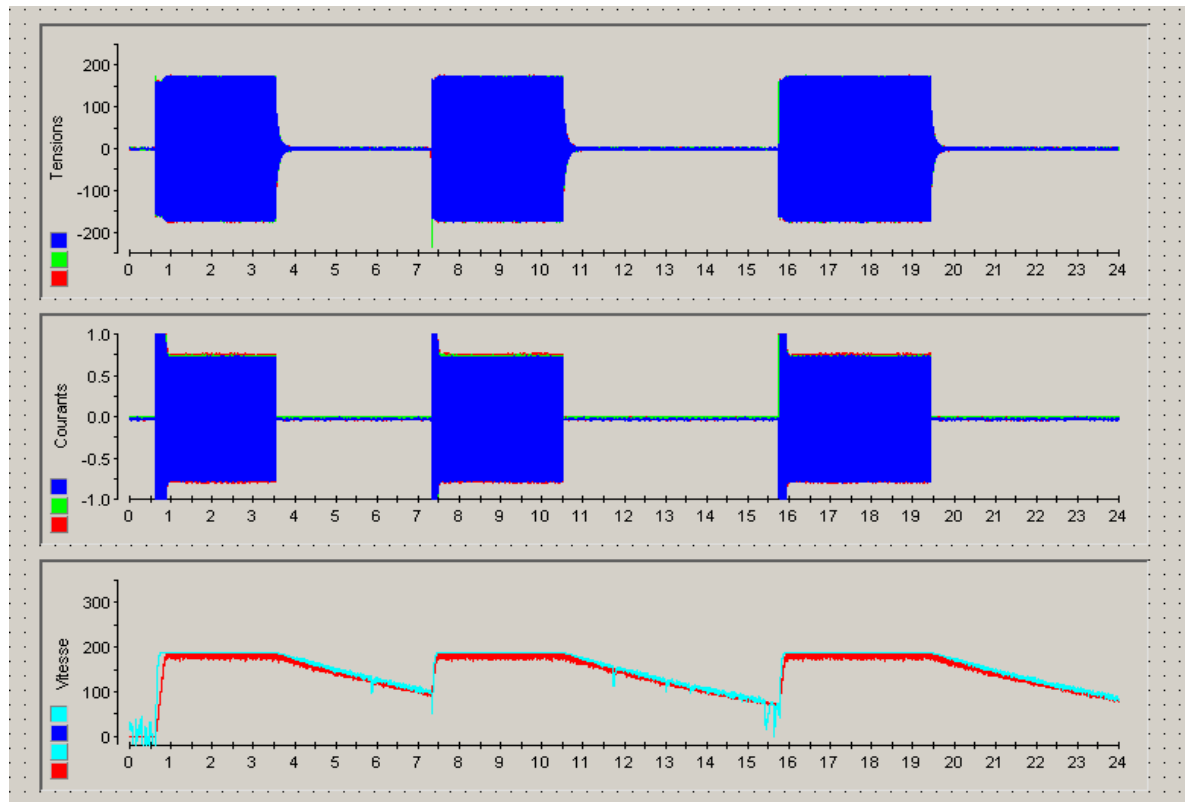


Figure 6.15 Test de robustesse : estimation de la vitesse mécanique d'une machine asynchrone pendant une coupure de tension (la vitesse mécanique est en rouge alors que celle estimée est en cyan)

6.4 Conclusion

A travers ce chapitre nous venons de remédier aux grandes anomalies des estimateurs de vitesse en boucle ouverte. Les EVBO basés sur des intégrateurs purs sont affectés par les offsets qui causent une divergence d'où une imprécision d'estimation. Quant aux EVBO basés sur les filtres passe-bas, le choix de la fréquence de coupure affecte énormément les estimations en basse vitesse [5]. Les nouvelles techniques que nous venons d'introduire permettent d'améliorer nettement la qualité des EVBO. Les estimateurs ainsi conçus sont indépendants des paramètres de la machine et du type de machine à induction.

Les EVBO basés sur la dérivée de la position du flux ou le module du flux sont mieux indiqués pour l'estimation de la vitesse pendant le fonctionnement de la machine et aussi pendant les creux de tension de plus de quelques centaines de cycles moyennant de bons capteurs de tension [Annexe C].

Les algorithmes d'auto intégration adaptatifs (AAIA) ainsi que les estimateurs de vitesse en boucle ouverte (EVBO) sont des algorithmes auto adaptatifs de par leur structure. Ils sont destinés à l'estimation du flux et de la vitesse en régime du premier harmonique; de ce fait nous introduirons au chapitre suivant de nouvelles techniques d'extraction des harmoniques. Lesdites techniques permettent l'application en temps réel des AAIA et EVBO, que la machine soit alimentée par une source purement sinusoïdale ou qu'elle soit alimentée tout simplement par un onduleur de tension ou de courant du type 120° , 180° ou MLI.

Nos méthodes rigoureuses de design, la simplicité de nos algorithmes temps réel, leur précision et leur robustesse dans les cas les plus défavorables démontrent très clairement leur efficacité dans une commande à flux orienté ou dans une commande directe du flux et du couple [Annexe C].

Chapitre 7 - Algorithmes de filtrage des signaux polyphasés (*Hand-Shake-Filtering*)

Les algorithmes d'auto intégration adaptatifs ainsi que les algorithmes d'estimation de la vitesse synchrone de la machine à induction développés dans les chapitres précédents ont été élaborés dans le cadre du régime du premier harmonique où les estimations étaient d'une très grande précision. Lorsque ces algorithmes sont utilisés sur des signaux très pollués en harmoniques, les harmoniques affectent la précision desdits algorithmes d'estimation.

Afin de pouvoir rapprocher le modèle réel de la machine au modèle simplifié, nous devons arriver à séparer les harmoniques des signaux alimentant la machine à induction, ceci que la machine soit alimentée avec une source polyphasée déséquilibrée ou riche en spectre.

De ce fait, nous introduisons de nouvelles techniques d'extraction des harmoniques dans un signal polyphasé. Lesdites techniques découlent des mêmes topologies des AAIA. Le fondamental ou premier harmonique ainsi extrait assurera la précision des estimateurs de vitesse, position, flux, et couple. Les filtres ainsi obtenus sont baptisés *hand-shake-filters* (HSF) pour la simple raison qu'ils fonctionnent en mode complémentaire, du fait de l'interaction entre les composantes d'axes d et q .

Les HSF peuvent avoir un design à base de filtres passe-bas, de filtres passe-haut, de filtres passe-bande ou de filtres coupe-bande. Une supériorité des HSF est la particularité qu'ils ont de pouvoir être associés pour estimer en temps réel les harmoniques d'un signal donné. Tout ceci sera abordé dans ce chapitre afin de permettre à quiconque de pouvoir implanter sur un système quelconque les algorithmes des HSF, AAIA et EVBO.

7.1 Concept des HSF

Le concept du HSF à base de filtres passe-bas (FPB-HSF) est introduit ici afin de montrer qu'un lissage rapide des signaux peut-être obtenu avec le FPB-HSF et que ce lissage est de loin meilleur au lissage classique avec des FPB seuls. Un onduleur de tension 120° est utilisé pour entraîner la machine asynchrone à cage. Le nouvel algorithme de filtrage (figure 7.1) est donc appliqué aux tensions aux bornes de la machine afin de montrer que même dans le pire des cas d'alimentation de la machine par un onduleur, nos algorithmes s'avèrent efficaces dans le lissage des signaux et dans l'estimation du premier harmonique avec très peu de distorsion, d'erreur d'amplitude ou de phase. Ainsi, une amélioration notable est apportée à l'estimation de la position, de la vitesse, du flux et du couple.

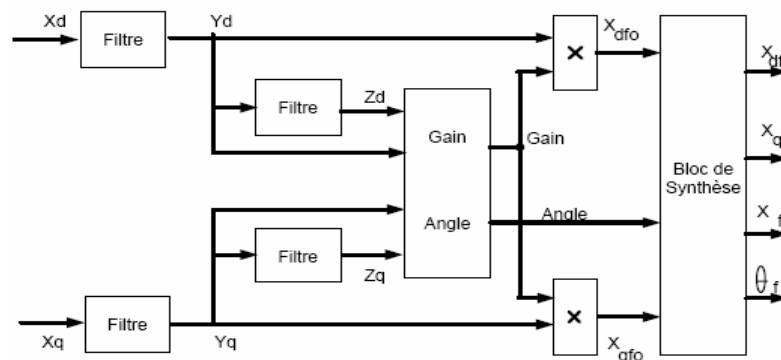


Figure 7.1 Première architecture du *Hand-Shake-Filter*

7.1.1 Équations relatives à la première architecture du HSF à base de FPB

Les équations (7.1)-(7.11) décrivent en quelques étapes simples la réalisation de la première architecture du HSF à base de filtres passe-bas du premier ordre.

$$\begin{cases} FPB(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \\ \omega_c = 2\pi \cdot f_c \end{cases} \quad (7.1)$$

$$\begin{cases} \frac{Y_d(z)}{X_d(z)} = \frac{(1-z_0)z^{-1}}{1-z_o \cdot z^{-1}} \\ z_o = \exp(-\omega_c \cdot T) \end{cases} \quad (7.2)$$

T : Période d'échantillonnage

$$\frac{Y_q(z)}{X_q(z)} = \frac{(1-z_0)z^{-1}}{1-z_o \cdot z^{-1}} \quad (7.3)$$

$$\frac{Z_d(z)}{Y_d(z)} = \frac{(1-z_0)z^{-1}}{1-z_o \cdot z^{-1}} \quad (7.4)$$

$$\frac{Z_q(z)}{Y_q(z)} = \frac{(1-z_0)z^{-1}}{1-z_o \cdot z^{-1}} \quad (7.5)$$

$$\begin{cases} \theta_x = \text{atan } 2(X_q, X_d) \\ \theta_y = \text{atan } 2(Y_q, Y_d) \\ \theta_z = \text{atan } 2(Z_q, Z_d) \end{cases} \quad (7.6)$$

Le *Gain* et l'*Angle* sont déterminés par simples calculs :

$$Gain = \sqrt{\frac{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}{Z_d \cdot Z_d + Z_q \cdot Z_q}} \quad (7.7)$$

$$Angle = a \tan 2(\sin(\theta_z - \theta_y), \cos(\theta_z - \theta_y)) \quad (7.8)$$

La reconstitution des composantes d-q filtrées du signal de base est donnée par :

$$\begin{cases} X_{dfo} = Gain \cdot Y_d \\ X_{qfo} = Gain \cdot Y_q \\ X_{fo} = \sqrt{X_{dfo}^2 + X_{qfo}^2} \end{cases} \quad (7.9)$$

$$\theta_{fo} = \text{atan } 2(X_{qfo}, X_{dfo}) = \text{atan } 2(Y_q, Y_d) \quad (7.10)$$

d'où :

$$\begin{cases} X_f = X_{fo} \\ X_{df} = X_f \cdot \cos(\theta_f) \\ X_{qf} = X_f \cdot \sin(\theta_f) \\ \theta_f = \text{atan } 2(\sin(\theta_{fo} - \text{Angle}), \cos(\theta_{fo} - \text{Angle})) \end{cases} \quad (7.11)$$

NB: L'indice f signifie "filtré".

7.1.2 Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux obtenus étant très similaires à ceux obtenus en simulation, nous ne présentons donc que les résultats expérimentaux validant le concept du *hand-shake-filtering* (figure 7.2 à 7.10). Dans les commandes à vitesse variable, les courants dans les inductances de la machine sont des variables d'état. Par contre, les tensions aux bornes de la machine subissent beaucoup de discontinuités, d'où une focalisation des résultats présentés portant spécifiquement sur les tensions (figure 7.2) et la qualité du traitement des dites tensions (figure 7.3 à 7.10). Les figures 7.3 et 7.4 démontrent très clairement que les FPB-HSF ont moins d'erreur de position et d'amplitude que les FPB simples.

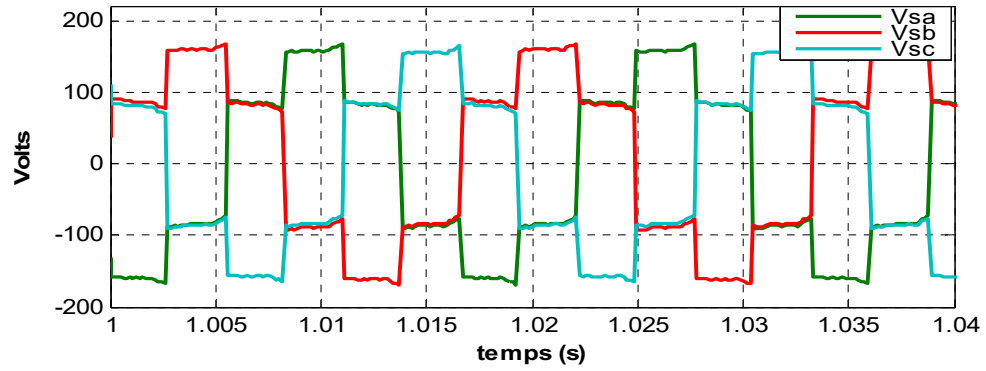


Figure 7.2 Tensions triphasées mesurées aux bornes de la machine asynchrone

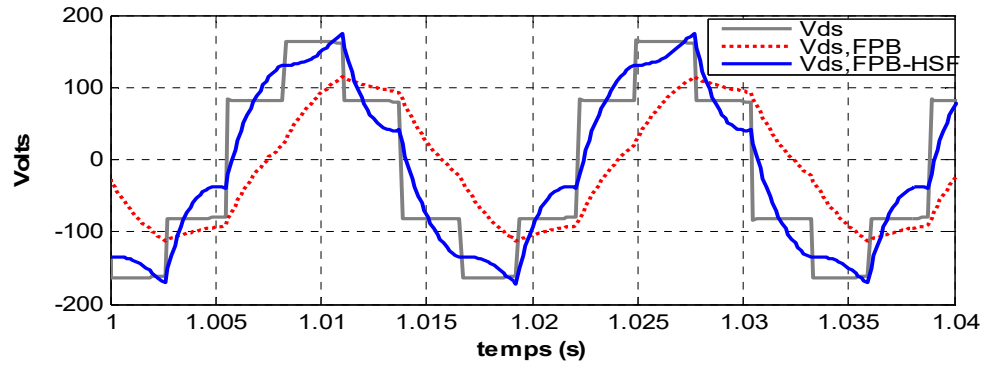


Figure 7.3 Filtrage de la tension d'axe d : comparaison du FFB-HSF et du FFB

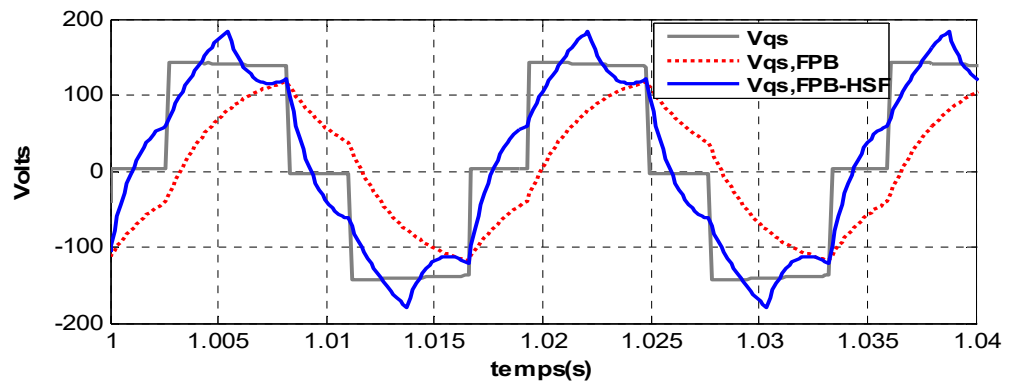


Figure 7.4 Filtrage de la tension d'axe q : comparaison du FFB-HSF et du FFB

La fréquence de coupure des filtres a été fixée à 60Hz qui est la fréquence nominale de la machine. L'influence du choix de la fréquence de coupure sera abordée dans la section 7.1.4.

7.1.3 Influence de l'ordre du filtre

Il est aussi possible d'utiliser des filtres d'ordre élevé dans l'architecture des HSF. En régime établi, plus l'ordre du filtre (FPB-HSF) est élevé, plus le signal est lisse et tend vers le fondamental. Les erreurs de position et d'amplitude sont très faibles (figures 7.5 à 7.6). Cependant, la lourdeur du traitement augmente avec l'ordre du filtre. Pour toujours respecter le critère temps réel, nous conseillons l'utilisation des filtres de premier et de second ordre dont l'association formera l'ordre du filtre désiré. Aussi, plus l'ordre du filtre augmente, plus le régime transitoire est long et les pics élevés au départ. En général, les filtres de premier ordre et de second ordre ont une très bonne tenue que ce soit en régime transitoire ou en régime établi. En outre, leur utilisation dans des techniques de commande à base de modulation de la largeur de l'impulsion (MLI, PWM) ou de modulation du vecteur spatial (SVM) donne des résultats très satisfaisants.

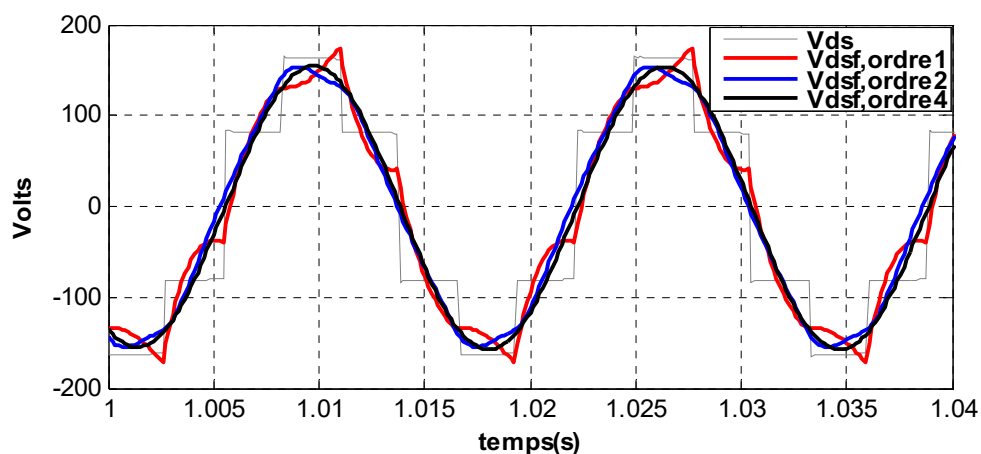


Figure 7.5 FPB-HSF, influence de l'ordre du filtre sur l'axe d (fréquence de coupure = 60Hz)

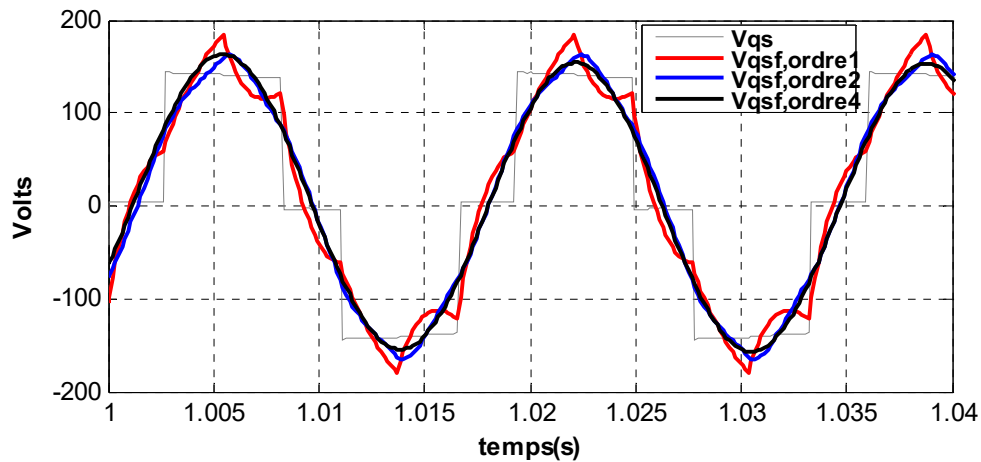


Figure 7.6 FPB-HSF, influence de l'ordre du filtre sur l'axe q (fréquence de coupure = 60Hz)

7.1.4 Influence de la fréquence de coupure du filtre

La machine asynchrone est toujours conçue avec une fréquence de fonctionnement nominale. Les entraînements à vitesse variable fonctionnent en théorie sur des plages de vitesse allant de la vitesse nulle (0Hz) à deux fois la vitesse nominale (deux fois la fréquence nominale). En utilisant des FPB du premier ordre, la structure des FPB-HSF admet une grande flexibilité quant au choix de la fréquence de coupure. Ainsi, pour les fréquences de coupure de 6Hz à 120 Hz, les résultats en régime établi obtenus en pratique sont relativement semblables pour un onduleur 120° (figures 7.7 et 7.8). Ils sont identiques dans le cas d'une alimentation via des structures MLI ou SVM.

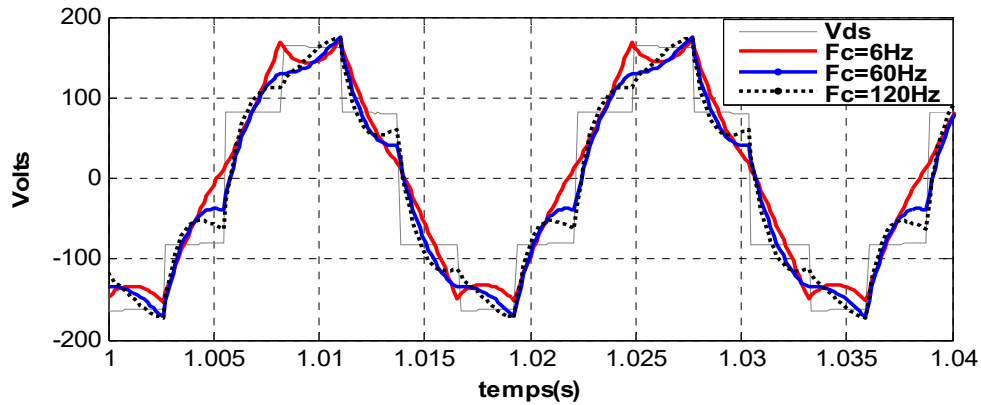


Figure 7.7 FPB-HSF d'ordre 1, influence de la fréquence de coupure, axe d

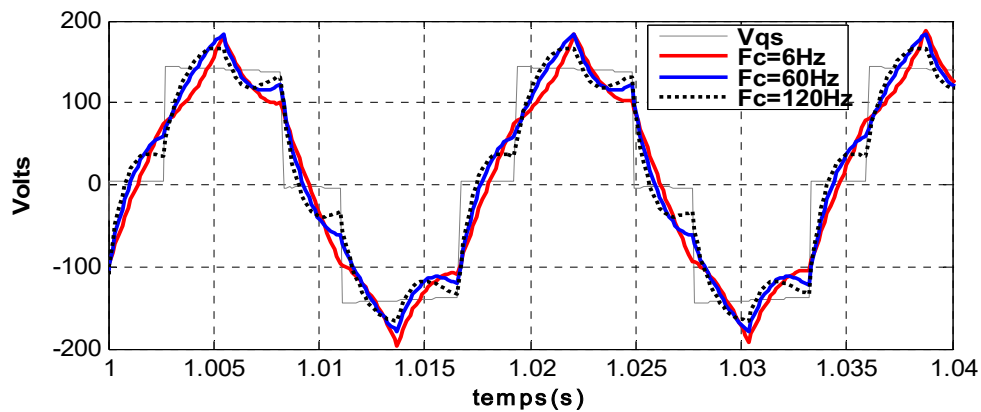


Figure 7.8 FPB-HSF d'ordre 1, influence de la fréquence de coupure, axe q

Il y a évidemment une influence de la fréquence de coupure et de l'ordre du filtre. Plus l'ordre du filtre est élevé plus il est meilleur de choisir la fréquence de coupure au moins égale à la fréquence nominale de fonctionnement. En prenant la fréquence de coupure égale au double de la fréquence nominale, il est garanti d'avance que le système pourra fonctionner en basses et hautes vitesses sans problème, quelque soit l'ordre du filtre. Les tests des figures 7.7 et 7.8 étant refaits avec un FPB-HSF d'ordre 4, l'influence de l'ordre du filtre et de la fréquence de coupure se voient bien. En effet, la fréquence de coupure à 6 Hz entraîne une atténuation de 80dB par décade ce qui revient à dire que la sortie du filtre est quasiment nulle pour le fonctionnement nominal de la machine; par conséquent

la deuxième colonne de filtres dans l'architecture des HSF ne joue pas son rôle (figures 7.9 et 7.10).

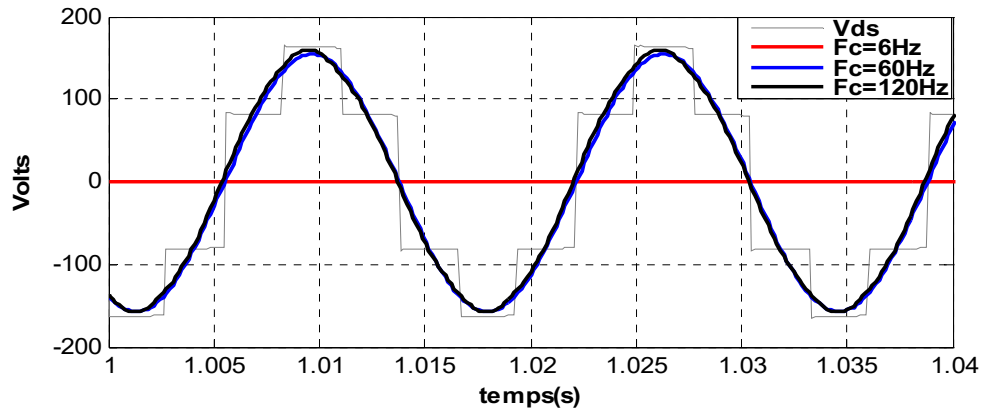


Figure 7.9 FPB-HSF d'ordre 4, influence de la fréquence de coupure, axe d

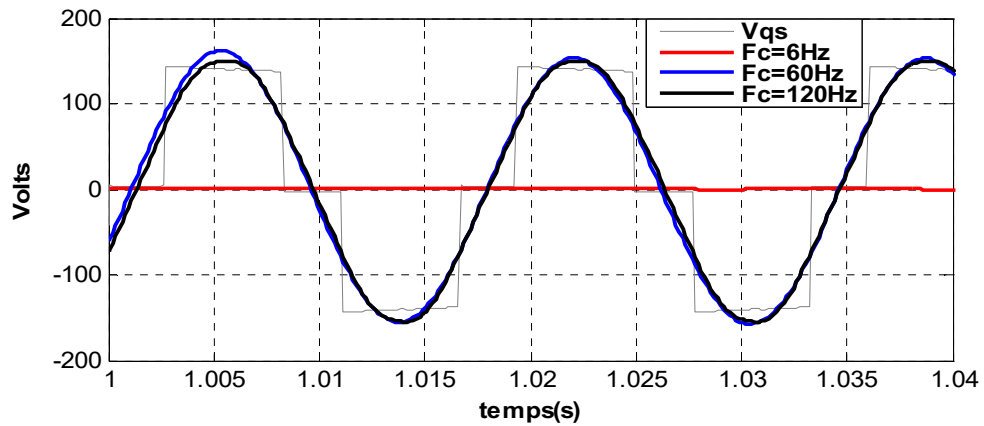


Figure 7.10 FPB-HSF d'ordre 4, influence de la fréquence de coupure, axe q

7.2 Architectures des HSF

Tout comme dans le cas des AAIA, nous introduisons une deuxième architecture de design des *hand-shake-filters* (HSF) (figure 7.11). Nous présentons aux figures 7.12 et 7.13 les différents HSF qui sont les plus utiles à connaître. Les architectures sont

identiques mais c'est la nature seule du filtre qui change. Les associations des architectures à base de FPB et de FPH peuvent être effectuées pour reconstruire un autre type de filtre ou extraire les harmoniques d'un signal polyphasé.

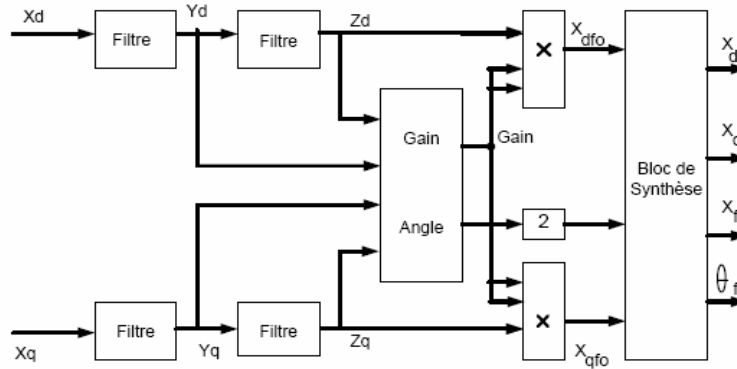


Figure 7.11 Deuxième architecture du *Hand-Shake-Filter*

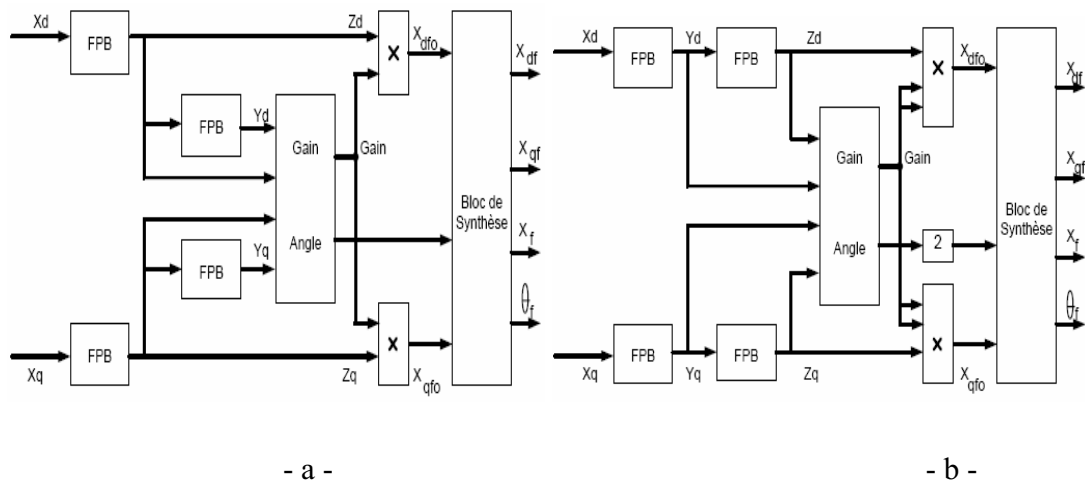


Figure 7.12. *Hand-Shake-Filter* à base de FPB – a et b

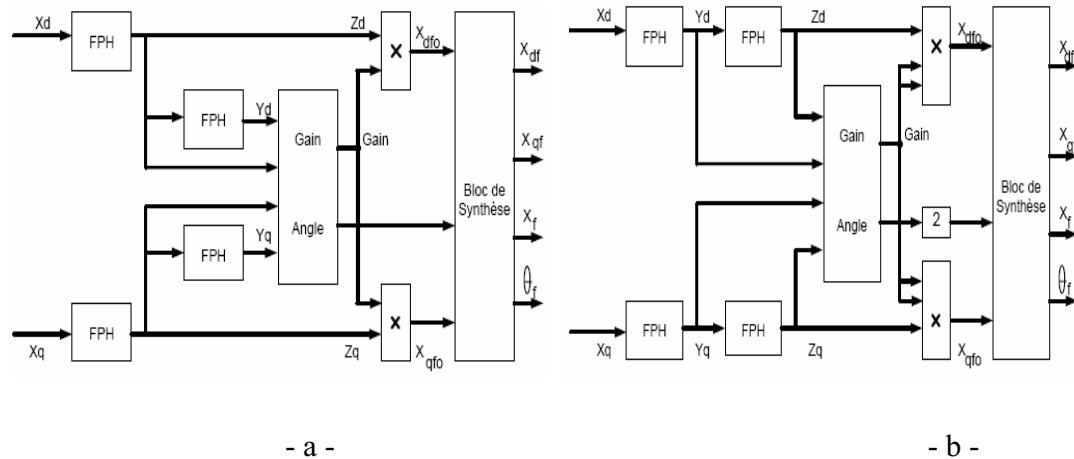


Figure 7.13. *Hand-Shake-Filter* à base de FPH – a et b

7.3 Notations symboliques et schémas blocs

Étant donné que nous sommes les premiers à introduire ces genres de filtres HSF, nous introduisons également des notations symboliques et schémas blocs afin d'avoir une représentation claire et une lecture aisée des schémas contenant des HSF. Ainsi, nous avons convenu les notations suivantes :

Type + Ordre du filtre+ Nature du filtre – HSF+Architecture – fréquence de coupure

Type : A ou L désigne filtre linéaire analogique ; N ou D désigne Numérique ou digital

Ordre du filtre : 1^{er}, 2^{ème}, ... ; seul le chiffre sera écrit

Nature du filtre : FPB, FPH, ou en anglais LPF, HPF

Architecture du HSF : 1 ou 2 indique l'architecture utilisée dans le design du HSF.

Fréquence de coupure : en hertz

Ainsi :

A1LPF-HSF2-60-, L1LPF-HSF2-60-, A1FPB-HSF2-60-et A1FPB-HSF2-60

désignent un HSF de la deuxième architecture utilisant un FPB linéaire analogique de premier ordre et dont la fréquence de coupure est de 60Hz. Il sera représenté comme l'indique le schéma de la figure 7.14 si ses coordonnées polaires et cartésiennes sont requises. Pour une représentation où seules les coordonnées cartésiennes sont requises, la figure 7.15.a. sera utilisée; quand à la représentation polaire simple en sortie, ce sera la figure 7.15.b. qui sera utilisée. Par simplification, la représentation de la figure 7.15.c. sera celle utilisée par défaut.

Les notations et schémas blocs introduits dans cette section permettront de reconnaître plus facilement et de comprendre les structures des techniques de filtre qui seront introduites dans l'extraction des harmoniques dans la section 7.4.

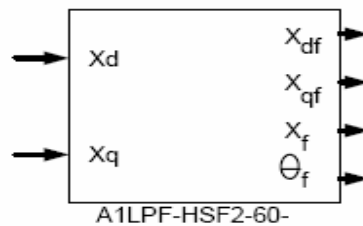


Figure 7.14. Schéma bloc d'un HSF linéaire analogique à base de FPB

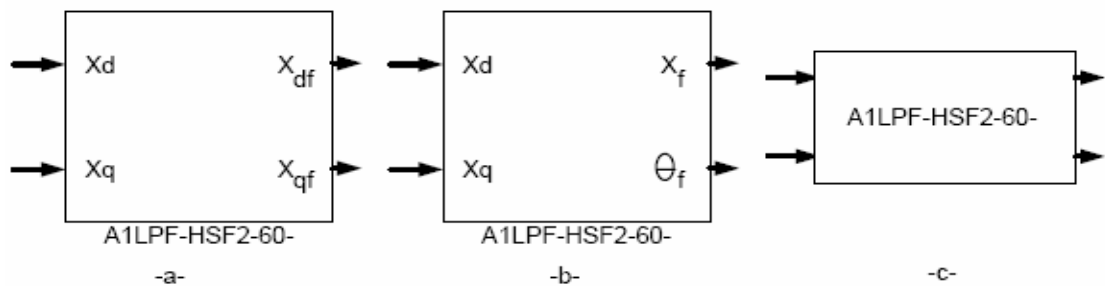


Figure 7.15. Schémas blocs usuels d'un HSF linéaire analogique à base de FPB

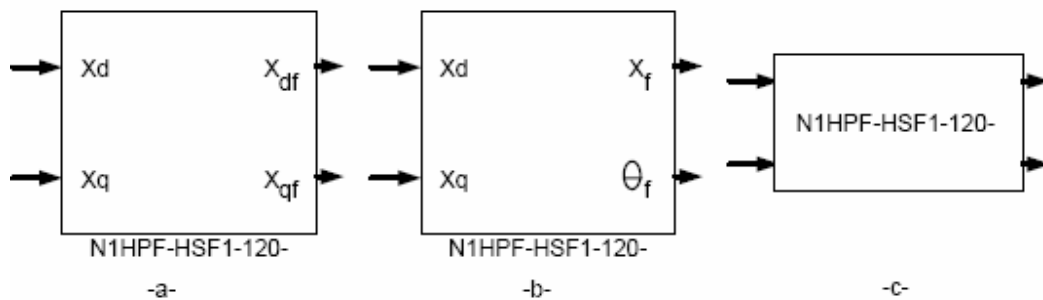


Figure 7.16. Schémas blocs usuels d'un HSF linéaire analogique à base de FPH

7.4 Extraction du premier harmonique ou fondamental

L'extraction des harmoniques d'un signal peut se faire en associant uniquement des HSF basés sur des FPB et des FPH.

Les FPB-HSF sont pratiques pour le lissage des signaux, ils donnent en sortie des signaux pouvant contenir de faibles *offsets*. Aussi, plus l'ordre du filtre est élevé, plus les signaux en sortie mettent du temps à se stabiliser (pour une même fréquence de coupure). Pour se débarrasser des *offsets* et aussi assurer une stabilisation rapide des signaux avec des amplitudes crête-à-crête symétriques, il faut tout simplement ajouter un FPH-HSF en sortie du FPB-HSF. Plus l'ordre du FPH-HSF utilisé est grand, plus les signaux en sortie tendront vers une sinusoïde, et cette sinusoïde tend vers le fondamental si la fréquence de coupure du FPB-HSF est supérieure et sensiblement égale à celle du fondamental.

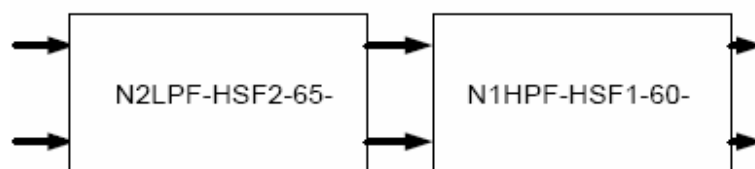


Figure 7.17. Schémas blocs pour l'extraction du premier harmonique

7.5 Commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant

Lorsque la machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension régulé en courant, les tensions aux bornes de la machine sont assimilables à des trains d'impulsions par moment, d'autant plus que la fréquence de commutation imposée par les comparateurs à hystérésis est élevée. Au fur et à mesure que la bande d'hystérésis diminue, cette fréquence augmente; il faut donc la limiter par de simples temporisateurs de sorte à laisser un temps mort entre l'arrêt et l'enclenchement des semi-conducteurs du même bras, surtout pour les onduleurs 180°. Le temps mort doit être supérieur au temps de commutation du semi-conducteur, limitant ainsi les destructions par claquage (di/dt) et la fréquence maximale des commutations.

Les AAIA conçus dans le cadre du régime du premier harmonique avec une fréquence de coupure égale à la fréquence nominale ne sont donc pas adaptés pour estimer le flux, la position, le couple ou la vitesse dans un régime impulsionnel. Il est donc nécessaire de filtrer ces trains d'impulsions afin d'en tirer le fondamental. Pour ce faire, il est donc possible d'utiliser un FPB-HSF en amont d'un AAIA-EVBO.

Quel que soit le type d'alimentation de la machine et la fréquence de commutation, le module du flux, la position, le couple électromagnétique ainsi que la vitesse synchrone peuvent être estimés avec grande précision.

7.5.1 Estimation du premier harmonique des tensions et courants d'axes d et q

Par les figures 7.18 à 7.21, nous démontrons par simulation qu'effectivement les HSF permettent de lisser et d'extraire d'un train d'impulsions un signal continu et dérivable qui est lisse et quasi-équivalent au premier harmonique d'espace, tant sur les tensions que sur les courants des axes d et q.

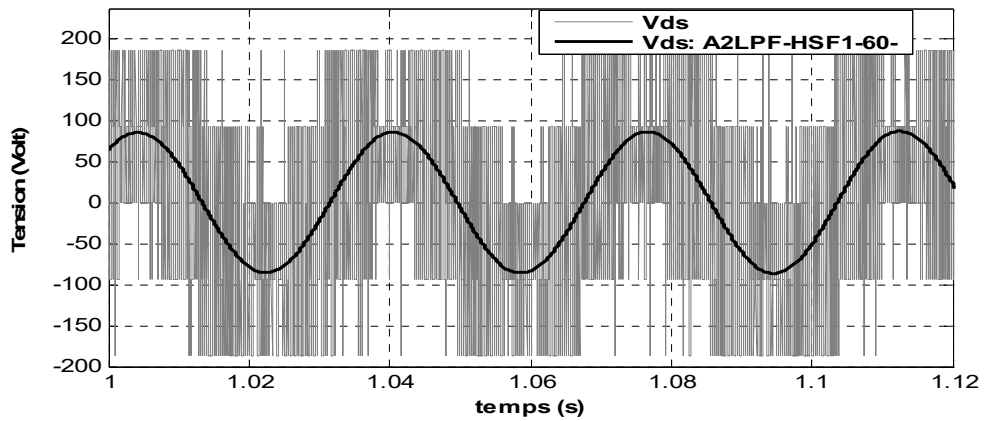


Figure 7.18 Estimation du premier harmonique de la tension : LPF-HSF, axe d

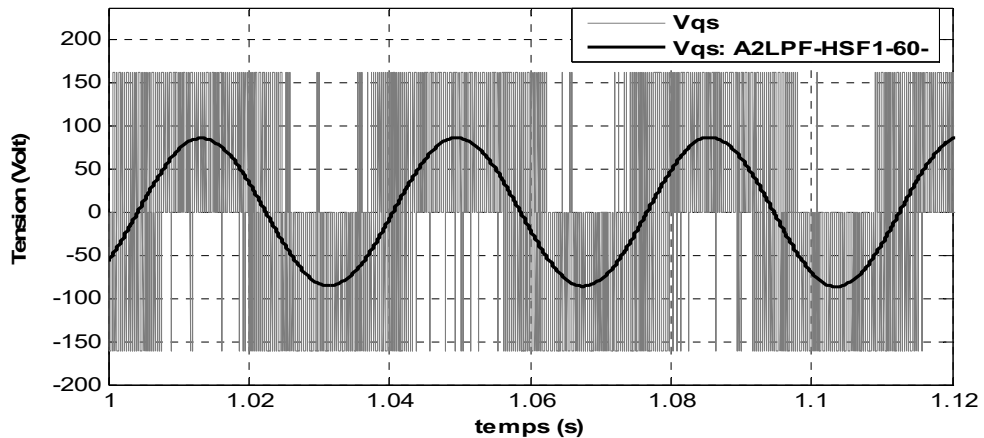


Figure 7.19 Estimation du premier harmonique de la tension : LPF-HSF, axe q

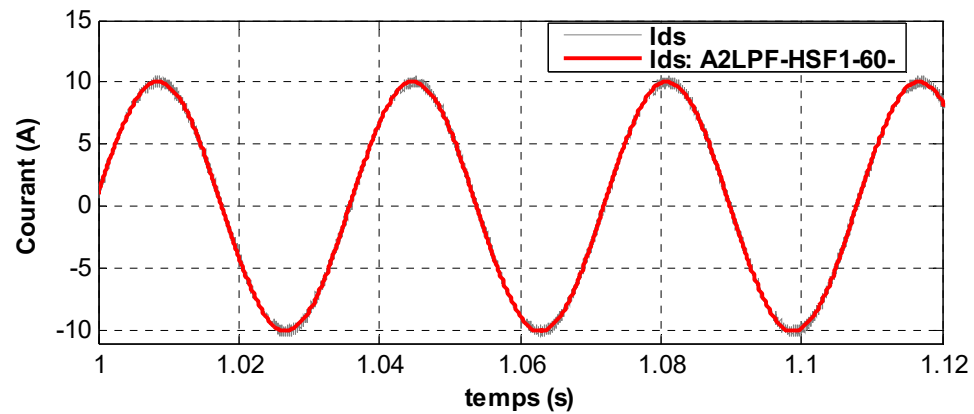


Figure 7.20 Estimation du premier harmonique du courant : LPF-HSF, axe d

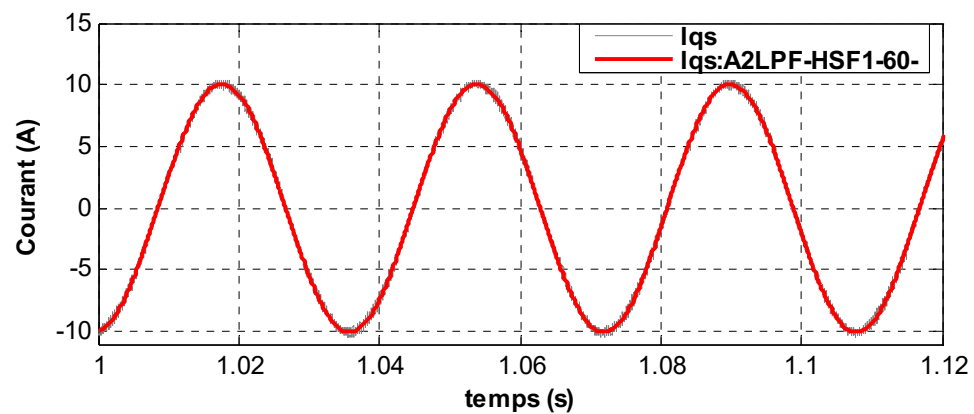


Figure 7.21 Estimation du premier harmonique du courant : LPF-HSF, axe q

7.5.2 Estimation du flux et du couple

Étant donné que les HSF ont effectué un premier conditionnement du signal (lissage), les AAIA peuvent être utilisés pour estimer avec précision le module flux (figure 7.22), la position du flux (figure 7.24) et le couple électromagnétique (figure 7.23). Les simulations ont été effectuées avec des consignes de couple et de flux constantes, avec un filtrage du flux et du couple.

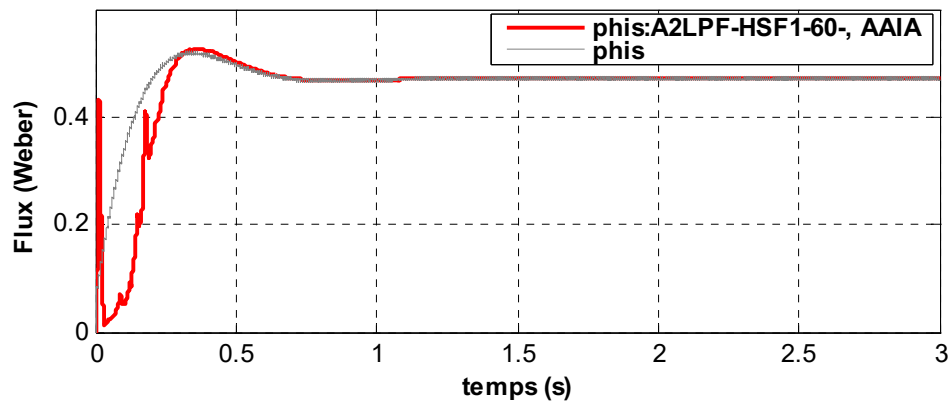


Figure 7.22 Estimation du module du flux : LPF-HSF & AAIA

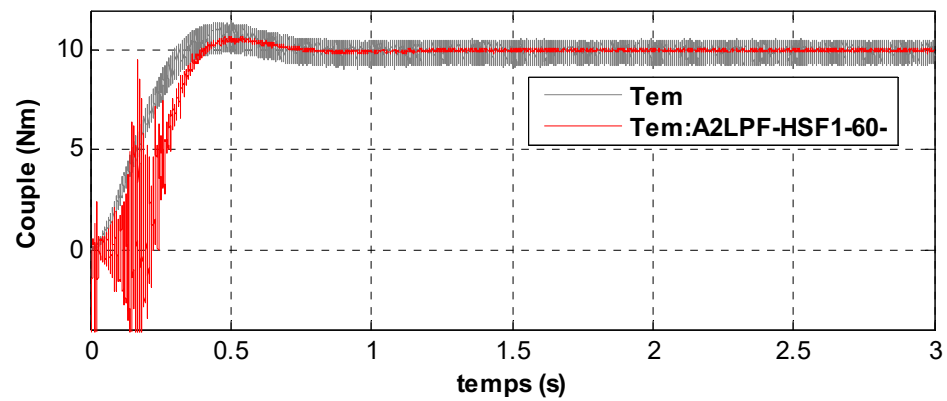


Figure 7.23 Estimation du couple électromagnétique

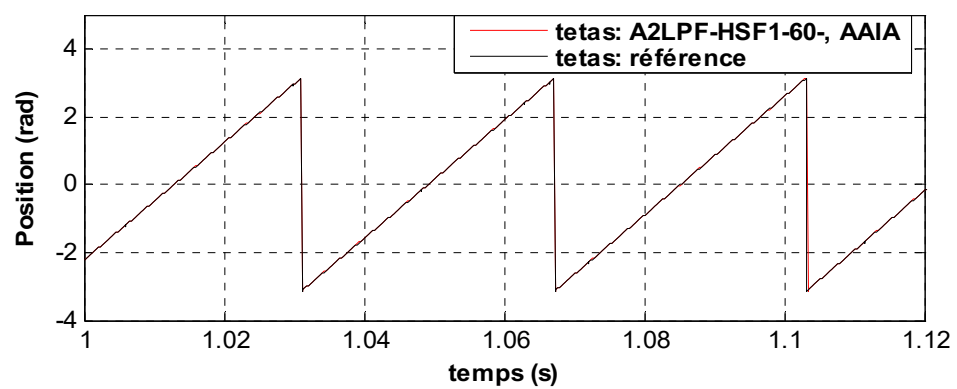


Figure 7.24 Estimation de la position du flux : FPB-HSF & AAIA

7.5.3 Estimation de la vitesse

Quel que soit le régime de fonctionnement de la machine asynchrone, les HSF permettent un lissage rapide du signal donnant lieu à des variations continues de la position entre $-\pi$ et $+\pi$, ce qui rend ladite fonction dérivable sur $]-\pi; +\pi[$ (figure 7.24) et donne la possibilité d'en extraire la vitesse synchrone (figure 7.25). La vitesse synchrone est légèrement supérieure à la vitesse mécanique comme l'illustre la figure 7.25 ; ceci est normal car la machine asynchrone tourne grâce à ce glissement de vitesse qui est ici optimal et connu dans le contrôleur à flux orienté.

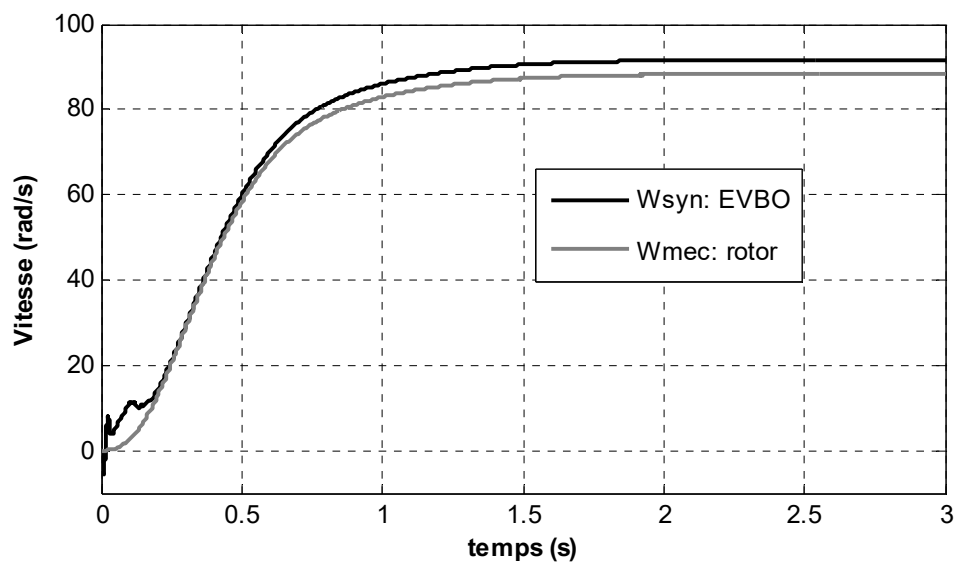


Figure 7.25 Estimation de la vitesse synchrone

7.6 Conclusion

Les HSF ont des architectures très simples à comprendre et à implanter, ils sont en outre très efficaces dans le lissage des signaux, dans l'extraction du premier harmonique sur lequel sont fondées les théories de design ou de commande des machines à induction [Annexe D]. Ils se sont aussi avérés très efficaces dans l'estimation des harmoniques d'ordre élevé contenus dans un signal, ce qui leur permet de faciliter l'identification des paramètres de la machine, l'amélioration de l'estimation du flux, du couple, de la position et de la vitesse.

Ces algorithmes de filtrage permettent aussi de faciliter la détection du passage par zéro pour la commande des convertisseurs statiques, ce qui évite ipso facto des amorçages intempestifs des semi-conducteurs dus aux harmoniques. Ils permettent également de compenser les retards de commutation qui sont des inconvénients majeurs pour les filtres actifs.

Les FPB-HSF permettent d'outrepasser les non linéarités en lissant les signaux affectés par des discontinuités introduites par exemple par des comparateurs à hystérésis, des zones mortes, ...

D'autres concepts de filtres aussi intéressants ont été développés pour des dérivées exactes et pour des signaux monophasés. Les concepts présentés dans cette thèse apportent également une amélioration dans la modélisation des machines à induction.

Dans le chapitre 8 nous verrons la commande vectorielle sans capteur de vitesse utilisant les algorithmes de filtrage et d'estimation (HSF, AAIA, et EVBO) que nous venons de voir.

Chapitre 8 - Commande vectorielle adaptative à flux rotorique orienté avec capteur mécanique de vitesse

Dans son aspect théorique et pratique, en générale, la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone à cage se fait avec un capteur de vitesse qui est très souvent une génératrice tachymétrique.

Aussi, dans les entraînements électriques à vitesse variable, les contrôleurs PI sont les plus utilisés [22][72][73]. Les PI à gains fixes sont toujours testés dans un premier temps pour tenter de satisfaire différentes contraintes de contrôle et l'usage des contrôleurs PI à gains variables ne se justifie que si les PI à gains fixes n'arrivent pas à satisfaire lesdites contraintes. Les PI à gains fixes sont très souvent difficiles à paramétrer pour satisfaire diverses contraintes de commande [74]. Lorsque les contraintes sont nombreuses, il y a des compromis à faire étant donné qu'il peut arriver qu'une des contraintes ne soit pas rigoureusement respectée. Quoique la détermination du gain proportionnel (K_P) et du gain intégral (K_I) ne soit pas facile à priori vu que le PI est une fonction à deux variables, il existe tout de même des couples de valeurs (K_P, K_I) *optimaux* ou *quasi-optimaux* qui permettent de respecter totalement ou quasiment toutes les contraintes relatives à la commande vectorielle de la machine asynchrone.

8.1 Contraintes usuelles relatives au design optimal du contrôleur Proportionnel Intégral classique

Les contraintes d'optimisation que l'on se fixe lors du design d'un contrôleur PI, sont souvent le temps de montée, le temps d'établissement, le dépassement maximum et bien entendu le critère de convergence vers la valeur finale [74][75][76].

8.1.1 Temps de montée et le temps d'établissement du PI

En général, la contrainte porte sur l'un des deux dans le design d'un PI et l'objectif est souvent d'avoir une réponse en boucle fermée plus rapide que celle en boucle ouverte. En pratique, cette contrainte varie souvent de 1 à 10 fois plus rapide tout en demeurant objectif et sans dépasser les limites physiques du système sous contrôle et les limites de stabilité. La fonction de transfert en boucle ouverte n'est généralement pas connue surtout lors des entraînements à vitesse variable; à cela il faut ajouter également les retards des fonctions de transfert des capteurs, des filtres, des redresseurs et des onduleurs.

8.1.2 Dépassement maximum optimal acceptable

Rappelons que lors du démarrage des machines électriques connectées au réseau, elles supportent de 2 à 8 fois le courant nominal sans problème. En outre, les machines et les onduleurs sont conçus de sorte à supporter des tensions supérieures à la tension nominale crête.

En industrie, le dépassement maximal optimal toléré pendant le régime transitoire est de 25% pour les entraînements électroniques des machines électriques. Lors du contrôle de la machine on veillera toujours à ce que le dépassement de la grandeur contrôlée soit inférieur à 25% de sa consigne. Pour des plages de variation restreintes de la vitesse, les électrotechniciens et automaticiens augmentent davantage la contrainte d'optimisation en

réduisant le dépassement à 7% ou mieux à 4,3%. Ceci est souvent fait à partir du modèle ou des fonctions de transfert, l'idée étant de ramener la fonction de transfert en boucle fermée sous la forme d'un filtre passe-bas du type Butterworth d'ordre deux en général. Ceci donne lieu à une réponse plate optimale [77, pp.285-287]. Cette dernière contrainte n'est pas nécessaire, toutefois, elle s'applique assez bien dans le cadre de la commande linéaire de la vitesse de la machine à courant continu à excitation séparée [22, pp.73-88], ce qui n'est pas forcément le cas dans la commande de la machine asynchrone.

8.1.3 Critère de convergence vers la valeur finale

Le choix des paramètres K_P et K_I d'un PI se fait théoriquement entre une infinité de valeurs; cependant, le critère de convergence restreint énormément cet intervalle. Ce critère de convergence sous entend que l'erreur entre le signal et sa consigne tend vers zéro, ainsi que la dérivée de l'erreur : *c'est un critère d'optimisation*. L'optimisation du design des contrôleurs PI vise donc à trouver les valeurs optimales des gains K_P et K_I qui permettent de minimiser l'erreur, au mieux de l'annuler tout en respectant les contraintes supplémentaires de temps de montée, de dépassement maximum ou de temps d'établissement. Certes les couples de valeurs (K_P, K_I) *optimaux* sont difficiles à trouver et dépendent très souvent de l'expérience acquise par l'ingénieur ou le chercheur qui fait le design du PI.

8.2 Méthodes usuelles de design du contrôleur Proportionnel Intégral

Dans la littérature on retrouve plusieurs techniques de design optimal des contrôleurs PI à gains fixes dont les plus usuelles sont décrites dans cette section.

8.2.1 Méthode des “essais-erreurs” de Nichols et Ziegler

Cette méthode s'avère assez longue à mettre en œuvre pour déterminer les valeurs optimales d'un simple contrôleur PI. En outre, elle repose sur des oscillations soutenues qui ne sont pas toujours possibles en simulation et qui peuvent fortement endommager la machine et les convertisseurs dans le cas pratique. Cette solution est à éviter pour des entraînements à vitesse variable de fortes puissances à base de machine asynchrone [76][78].

8.2.2 Méthode de l'annulation exacte du pôle de la fonction de transfert du système

Cette méthode repose sur la détermination et la connaissance exacte de la fonction de transfert du système à contrôler; le choix des valeurs optimales du contrôleur PI est fait de sorte que le zéro du PI compense exactement le pôle de la fonction de transfert du système. C'est une méthode analytique qui est intéressante pour des systèmes invariants dans le temps. Dans le cadre de la commande des machines, les paramètres électriques et mécaniques de la machine sont variables ce qui dégrade les performances d'un tel contrôleur. En pratique, il est laborieux, voire impossible, d'annuler exactement le pôle via cette méthode. Certains travaux de recherche ont traité de méthodes adaptatives pour la compensation en ligne du pôle du système, cependant lesdits algorithmes se sont avérés plus complexes dans leurs structures et leurs implantations si bien qu'il faille bien se demander en quoi ils contribueraient dans la réalisation d'une commande industrielle “*temps réel*” [56]-[58][79]. Rappelons qu'en industrie, les critères principaux qui guident le choix d'une solution ou d'un équipement reposent essentiellement sur des questions de rapports qualité/prix, de rapidité de mise en œuvre et de maintenance : productivité, opérationnalité, temps, argent et fiabilité (*reliability*).

8.2.3 Méthode de l'annulation approximative des effets du pôle de la fonction de transfert du système

Dans cette méthode, la connaissance exacte de la fonction de transfert n'est guère utile. On peut faire le design du contrôleur PI quasi-optimal avec des *gains fixes globaux* ou avec des *gains fixes locaux*. Lorsque les gains K_P et K_I sont fixes sur toute la gamme de vitesse alors lesdits gains sont dits *globaux*. Cependant, lorsque les gains K_P et K_I sont variables sur la gamme de vitesse on parlera de PI à gains adaptatifs ou à *gains locaux*. Dans cette dernière catégorie se retrouvent certains PI à gains programmables, les contrôleurs hybrides : logique floue-PI, réseau de neurone-PI, algorithmes génétiques-PI. Dans ces méthodes, il faut bien entendu forcer la convergence du PI; de ce fait, un premier estimé des variables (K_P , K_I) est nécessaire pour démarrer de façon correcte le processus. Ces techniques adaptatives d'optimisation des PI donnent souvent lieu à des PI plus performants que les PI optimaux à gains globalement fixes [5, pp. 388][80]. Cependant, il faut voir réellement si les algorithmes d'estimation et d'optimisation des paramètres du PI qui s'y greffent sont faciles à l'implanter et à exécuter en temps réel, sinon c'est problématique. En effet, selon [79] la dimension d'un contrôleur adaptatif direct avec modèle de référence augmente au moins linéairement en fonction de l'ordre du système alors que la dimension d'un contrôleur basé sur un algorithme des moindres carrés récursifs augmente quadratiquement en fonction de l'ordre du système. Nous invitons le lecteur à consulter les références suivantes : [56]-[58][72]-[88].

8.2.4 Méthode d'optimisation de Simulink/Matlab

Cet outil est souvent utilisé pour des systèmes linéaires invariants dans le temps et pour le contrôle d'une grandeur physique (signal) (*cf. Matlab 7.01 Simulink Response Optimization/Control Systems Demos, PID tuning or tracking*) [89]. Il met en évidence l'existence de plusieurs solutions optimales selon le gabarit des contraintes que l'on fixe

sur le signal à contrôler par rapport au signal de consigne. Cette méthode, n'est pas toujours fonctionnelle pour les entraînements à vitesse variable surtout lorsqu'il y a plusieurs contrôleurs PI à concevoir, lorsque le système est fortement non linéaire ou lorsque le choix de l'algorithme de résolution et du pas de calcul (fixe ou variable) n'est pas convenable.

Sur Matlab 7.01, spécifiquement sur les commandes des machines dans les *demons/simpowersystems*, nous constatons que le choix des paramètres K_P et K_I des PI est fait de façon ad hoc, une amélioration nette est cependant faite dans la version R2006. Dans la version R2006 de Matlab on peut constater également une nouvelle tendance de design optimal de contrôleur PI réduit uniquement à l'action intégrale et prenant en compte le délai de propagation du signal (retard) (*Simulink Response Optimization/Control Design Example Using Functions*). Cette nouvelle tendance vient consolider et corroborer notre design du PI convertisseur "courant-tension" réduit à son action intégrale vu au chapitre 4.

8.2.5 Remarques

Il faut éviter de voir systématiquement le PI comme un contrôleur de vitesse et éviter de faire toujours le lien entre tout PI et ce dernier. Le PI ne se limite pas au contrôle de la vitesse dans un entraînement à vitesse variable. En outre, il peut y avoir plusieurs contrôleurs PI à régler dans un entraînement à vitesse variable : c'est le cas des PI (contrôleurs de courant) des axes $d-q$ qui font la conversion "courant-tension" en cascade avec un contrôleur PI de vitesse [12][56]-[58][84]. Il peut parfois y avoir plus de quatre contrôleurs PI à régler dans un entraînement à vitesse variable [27][70]. Cela contraindra tôt ou tard les chercheurs et ingénieurs à mettre au point une ou des méthodes plus élaborées pour concevoir lesdits PI. Plusieurs chercheurs ou ingénieurs chevronnés évitent ces cas de figures étant donné qu'il n'y a souvent pas de fonctions de transfert explicites pour mettre en relief ou justifier le concept de leur design. Ainsi dans des

articles scientifiques, nous retrouvons plusieurs valeurs des gains K_P et K_I de différents contrôleurs PI, sans savoir comment ces valeurs ont été obtenues [12][78][84][85][86][87].

Nous procéderons dans ce chapitre à la mise en place de design simple et quasi-optimal des contrôleurs PI à gains globalement fixes dans une commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage. Les consignes de tensions (convertisseur courant-tension) et de couple électromagnétique (convertisseurs vitesse-couple) sont directement générées par des contrôleurs PI.

Au chapitre 4, nous avons présenté un cas de fonctionnement quasi-optimal d'un contrôleur PI réduit à son action intégrale et au pas d'échantillonnage (cf. 4.2.1). Dans ce chapitre, nous allons voir une structure générale de design quasi-optimal des contrôleurs PI. Ces contrôleurs proportionnels intégraux quasi-optimaux (*OPI*) seront appliqués à la commande vectorielle indirecte à orientation du flux rotorique *avec* ou *sans* régulation de vitesse.

Dans ce chapitre, nous démontrons via des résultats de simulation et expérimentaux présentés que nos designs sont aussi bien précis pour de faibles, moyennes et hautes vitesses (contrairement à [5], 4.4.1.3, pages 387-388). La notion adaptative demeure car la fonction élémentaire d'adaptation que procurent les PI dans une application industrielle demeure. Ainsi, l'utilisation de ces *OPI* renforce ipso facto cette commande vectorielle adaptative sur toute sa gamme de vitesse et rend la commande robuste aux variations des consignes et aux perturbations.

Notons que, toujours dans le cadre de la similitude de la CIFRO et de la commande de la machine à courant continu à excitation séparée, le flux dans la machine asynchrone sera maintenu à sa valeur nominale pour des fonctionnements inférieurs à la vitesse de base synchrone et un affaiblissement du champ sera effectué dans le cas contraire.

L'adaptation des résistances rotoriques et statoriques est reportée au chapitre 10 et dans l'annexe E.

8.3 Design du contrôleur Proportionnel Intégral Quasi-Optimal (OPI)

La commande vectorielle adaptative avec capteur de vitesse mécanique occupe toujours une place importante en industrie et dans la recherche. Elle demeure une référence en matière de vérification et de validation de la performance des algorithmes d'estimation et de la précision des contrôleurs à orientation du flux.

Dans la régulation de vitesse des machines tournantes, l'une des problématiques à laquelle se retrouvent confrontés les étudiants, chercheurs ou industriels, est le réglage laborieux des contrôleurs PI. La plupart du temps, dans la commande vectorielle, c'est un contrôleur proportionnel intégral qui est utilisé pour générer la consigne du couple, de courant, de tension, etc.

8.3.1 Concept du Design du contrôleur Proportionnel Intégral Quasi-Optimal (OPI)

Le design que nous proposons ici est fait sous une forme réduite, ce qui permet de régler automatiquement les paramètres du contrôleur PI à partir des paramètres caractéristiques de la plaque signalétique de la machine. **Ce design est fait sachant que la grandeur de référence et celle mesurée sont disponibles (figure 8.1).** Connaissant les grandeurs de base à l'entrée et à la sortie du contrôleur, il revient simplement à choisir les paramètres *Quick* et *OP*. Le paramètre *Quick* est celui qui permet de jouer sur la rapidité de la réponse de l'action intégrale alors que le paramètre *OP* est celui du gain proportionnel quasi-optimal réduit qui joue transitoirement sur la rapidité.

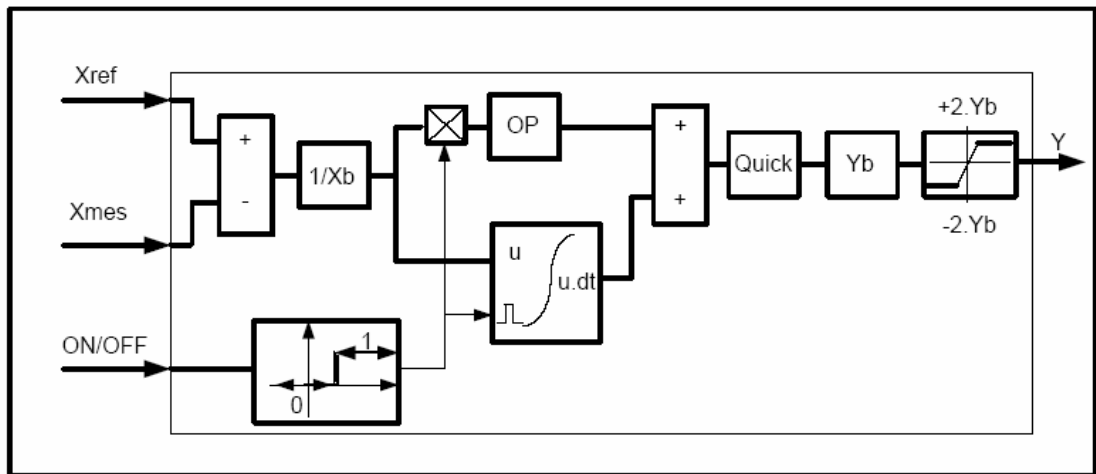


Figure 8.1 Design général du contrôleur OPI

NB : Pour des questions de simplicité et de comparaison avec un PI classique, nous n'utilisons pas de boucle d'anti-saturation dans le design de la figure 8.1.

La commande “ON/OFF” permet la mise en fonction de l’OPI quand il est “ON” et son arrêt quand il est “OFF”. Cela est nécessaire lors de l’implémentation temps réel afin d’éviter l’erreur initiale due à l’intégrateur lors des marches-arrêts et aussi éviter toute possibilité de divergence de l’intégrateur due aux signaux parasites pendant que l’application mécanique est à l’arrêt. Le paramètre *Quick* variera en pratique entre 1 et 10 ($1 \leq \text{Quick} \leq 10$), alors que le paramètre *OP* variera en pratique entre 0 et 0.8 ($0 \leq \text{OP} \leq 0.8$) ((8.1) et (8.2)) (cf. section 8.3.2). Les relations mathématiques entre les paramètres de l’OPI et ceux des PI classiques sont données par les équations (8.3) et (8.4). Nous conseillons de toujours commencer le design de l’OPI par le choix du gain intégral qui est lié directement au temps de montée en régime transitoire et à la poursuite de la consigne en régime stationnaire. Ensuite, il faut procéder au choix du gain proportionnel réduit quasi-optimal (*OP*) qui n’est utile que pour améliorer les performances en régime transitoire (rapidité, dont le temps de montée, et dépassement). En utilisant la représentation de la figure 8.1, il est facile d’observer que le bloc intégrateur et le bloc *OP* ont la même entrée et que leurs sorties sont directement additionnées. Par conséquent si la valeur *OP* est supérieure à 1, il y aura évidemment une amplification de l’erreur

ainsi que du bruit additionnel, ce n'est évidemment pas le but recherché. Dans la même optique, étant donné que l'action proportionnelle est une chaîne d'action directe, alors l'erreur et le bruit amplifiés perturberont le signal de consigne généré par le PI. L'objectif important à garder en vue est la génération d'un signal de consigne lisse (qui ne sature pas surtout pour la génération des tensions de consigne). Si la valeur OP est supérieure à 1, il advient que l'action proportionnelle est prépondérante devant l'action intégrale. Par conséquent, si $Quick$ varie entre 1 et 10 (8.1), le critère de convergence de l' OPI est toujours assuré par le choix du paramètre OP tel que $0 \leq OP < 1$ (cf. section 8.3.2).

L'intervalle de départ dans lequel les valeurs de K_P et K_I **optimaux** devraient se trouver (cf. section 8.1.3) est par la structure de l' OPI réduite à de plus petits intervalles (8.1)-(8.2) pour la commande vectorielle de la machine asynchrone.

$$1 \leq Quick \leq 10 \quad (8.1)$$

$$0 \leq OP \leq 0.8 \quad (8.2)$$

$$K_I = \frac{Y_b}{X_b} \cdot Quick \quad (8.3)$$

$$K_P = OP \cdot K_I \quad (8.4)$$

8.3.2 Paramètres des OPI convertisseurs 'courant-tension'

Dans ce cas-ci, grâce aux OPI , les courants I_{dse} et I_{qse} sont convertis en tensions V_{dse} et V_{qse} nécessaires pour l'alimentation en tension de la machine asynchrone sous commande vectorielle (CIFRO). La grandeur de base à l'entrée est la valeur maximale du courant nominal de la machine (8.5) alors que la grandeur de base à la sortie est la valeur maximale de la tension statorique (8.6). Quant au gain $Quick$, ses valeurs typiques sont 1; 2.5; 5; 7.5 et 10. La valeur 10 est celle qui donne une meilleure réponse (8.7), cependant en pratique le matériel disponible peut limiter la valeur du gain $Quick$ ainsi que celle du

niveau de saturation. Par exemple, le pas d'échantillonnage de 150µs ou 200µs utilisé nous a contraint en pratique à d'adopter un gain $Quick=5$. En outre, le niveau de saturation de la tension a été fixé à 170V étant donné que la source programmable ne peut pas aller au-delà de 170V, ce qui ne permet pas d'effectuer directement une commande au-delà de la vitesse synchrone de base. Le paramètre $OP=0.1$ est une valeur optimale typique pour avoir une réaction rapide lors de la commande vectorielle en temps réel (8.8). Le choix de cette valeur est un compromis entre les tests pratiques et les simulations. Les simulations faites sur différentes machines et sur toute la gamme de vitesse de la machine asynchrone prouvent bien que cette valeur est bien adaptée.

En se ramenant aux paramètres des PI classiques, les valeurs des paramètres K_P et K_I sont alors données par les équations (8.9) et (8.10). Nous pouvons constater à partir de (8.9) et (8.10) que les paramètres K_P et K_I sont proportionnels à l'impédance de base de la machine sous contrôle vectoriel. Le design commence par la détermination du gain intégral K_I .

$$X_b = I_b = \sqrt{2} \cdot I_{snom} \quad (8.5)$$

$$Y_b = V_b = \sqrt{2} \cdot V_{snom} \quad (8.6)$$

$$Quick = 10 \quad (8.7)$$

$$OP = 0.1 \quad (8.8)$$

$$K_I = \frac{V_{snom}}{I_{snom}} \cdot Quick \quad (8.9)$$

$$K_P = OP \cdot K_I \quad (8.10)$$

Suite à la section 8.3.1, en dressant une famille de courbes des courants I_{dse} et I_{qse} pour différentes valeurs de OP à $Quick=constante$, nous obtenons des courbes similaires à celles des figures 8.2 et 8.3. Ces courbes ont été tracées à $Quick=1$ et à OP variable pour une machine de 3HP fonctionnant sous CIFRO (figures 8.5 et 8.6) à consignes nominales du couple et du flux. Nous observons sur lesdites courbes que pour des valeurs OP , tel que $0 \leq OP < 1$, les courbes sont convergentes et que plus $OP > 1$ plus la convergence (en temps réel) est moindre (figures 8.2 et 8.3). En particulier sur lesdites figures, nous remarquons que pour $OP=1.2$ les courbes des courants I_{dse} et I_{qse} ne convergent pas vers leurs valeurs finales désirées (valeurs de consignes I_{dse}^* et I_{qse}^*).

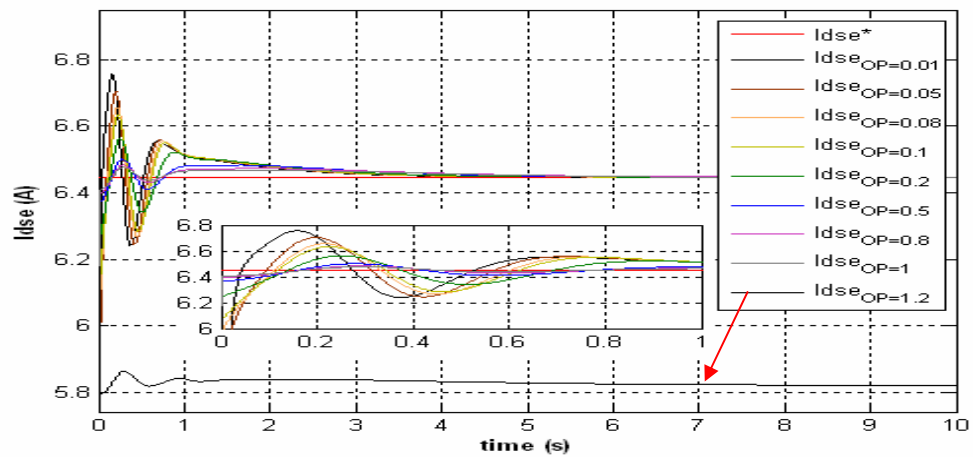


Figure 8.2 OPI : Courbes de I_{dse} à $Quick=1$ et à OP variable

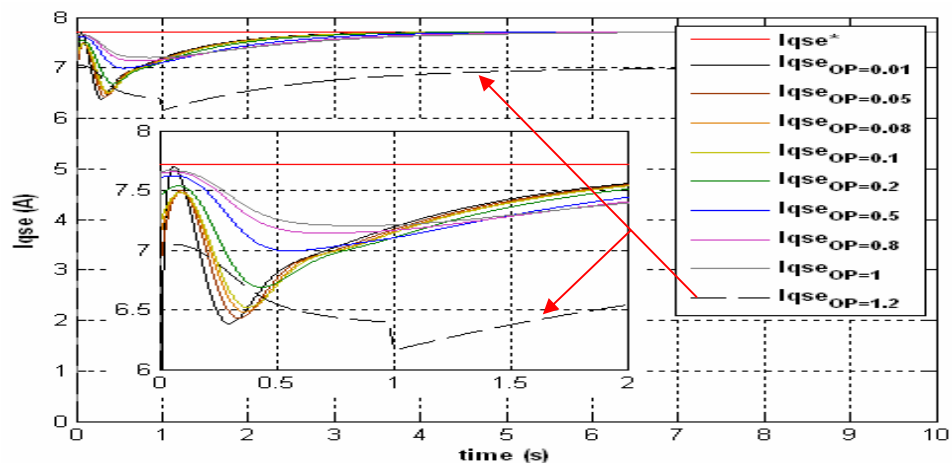


Figure 8.3 OPI : Courbes de I_{qse} à $Quick=1$ et à OP variable

8.3.2.1 Équations électriques de la machine : détermination de quelques grandeurs électriques de bases (vue du stator)

À partir de l'équation (2.96), un flux de base peut être obtenu (8.11) et à partir de (8.5)-(8.6) on tire l'impédance de base (8.12). Pour une machine grand public, le courant à vide est de l'ordre de la moitié du courant nominal (8.13) (cf. section 10.2, (10.16)). En général, le coefficient de dispersion magnétique σ est tel que : $0.04 \leq \sigma \leq 0.15$ [15], pour une machine normale σ est de l'ordre de 10% (8.14) en moyenne [88, pp.174]. Pour les machines de construction rigoureuse ou de grosse puissance, le glissement tout comme les fuites magnétiques peuvent être inférieurs à 4% .

La résistance de base, l'inductance de base ainsi que la constante de temps électrique de base vues du stator sont données respectivement par (8.15)-(8.17). On remarque que la constante de temps statorique de base est de 75 ms pour les machines fonctionnant à 60Hz et de 90 ms pour les machines fonctionnant à 50 Hz ((8.18)-(8.19)). Il faut donc environ 100 ms pour magnétiser le stator de la machine à induction en utilisant des courants, tensions et fréquences nominales (8.20) (Cette notion servira également dans la nouvelles méthode de découplage un peu plus loin). Toujours dans la même optique, la constante de temps des fuites statoriques est environ la moitié de la période du premier harmonique des tensions et courants à fréquence nominale (8.21).

NB : Une étude faite sur une gamme de machines asynchrones de $\frac{1}{4}\text{ HP}$ à 215 HP a donné un intervalle de 0.0448 à 0.6 s pour la variation de la constante de temps statorique (8.22).

$$\Psi_b = \Psi_{s,Max} = \frac{V_{s,Max}}{\omega_s} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (8.11)$$

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} = \frac{V_{s,nom}}{I_{s,nom}} \quad (8.12)$$

$$I_o \approx \frac{I_{s,nom}}{2} \quad (8.13)$$

$$\sigma \approx 0.1 \quad (8.14)$$

$$R_b = 0.1 \cdot |Z_b| = 0.1 \cdot \frac{V_{s,nom}}{I_{s,nom}} \quad (8.15)$$

$$L_b = \frac{\psi_b}{I_o} \approx \frac{\sqrt{2} \cdot V_{s,nom}}{\pi \cdot f_s \cdot I_{s,nom}} \quad (8.16)$$

$$T_b = \frac{L_b}{R_b} \approx \frac{10 \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot f_s} \quad (8.17)$$

$$T_b = \frac{L_b}{R_b} \approx \frac{10 \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot f_s} \approx 0.075 \quad \text{à} \quad 60 \text{ HZ} \quad (8.18)$$

$$T_b = \frac{L_b}{R_b} \approx \frac{10 \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot f_s} \approx 0.09 \quad \text{à} \quad 50 \text{ Hz} \quad (8.19)$$

$$T_b \approx 0.1 \quad (8.20)$$

$$\sigma \cdot T_b \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{f_s} \quad (8.21)$$

$$0.0448 \leq T_s = \frac{L_s}{R_s} \leq 0.6 \quad \text{pour} \quad [1/4HP \quad 215HP] \quad (8.22)$$

8.3.2.2 Modèle rapproché du premier ordre vu du stator : découplage

En reprenant ci-dessous l'équation (3.15), il est possible de la récrire en faisant apparaître les termes de découplage (8.23)- (8.24) : c'est une solution rapprochée [23, pp.5-14 et 5-15][88, pp.173]. Hormis le découplage des termes, les composantes du découplage ont d'une part un avantage de permettre un démarrage rapide de la machine en aidant à la magnétisation rapide du stator. Les fonctions de transfert reliant les composantes d - q des courants et tensions sont alors données en fonction de la constante de temps des fuites statoriques (8.25)- (8.26). D'autre part, pendant le régime permanent ou certains régimes transitoires, elles injectent directement sur les tensions de référence des perturbations issues de la vitesse et des courants mal filtrés.

Méthode usuelle du découplage des termes :

$$\begin{cases} v_{dse} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_s) \cdot i_{dse} + v_{dse,coupl} \\ v_{qse} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_s) \cdot i_{qse} + v_{qse,coupl} \end{cases} \quad (8.23)$$

avec

$$\begin{cases} v_{dse,coupl} = -\omega_e \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qse} + \omega_e \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Psi_r}{dt} \\ v_{qse,coupl} = \omega_e \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{dse} + \omega_e \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_r \end{cases} \quad (8.24)$$

ainsi, si les couplages sont compensés :

$$\begin{cases} \frac{i_{dse}}{v_{dse}} = \frac{1}{R_s + s \cdot \sigma \cdot L_s} \\ \frac{i_{qse}}{v_{qse}} = \frac{1}{R_s + s \cdot \sigma \cdot L_s} \end{cases} \quad (8.25)$$

$$T_{s\sigma} = \sigma \cdot T_s = \frac{\sigma \cdot L_s}{R_s} \quad (8.26)$$

En pratique, les termes de découplage sont beaucoup plus nuisibles que bénéfiques. Dans plusieurs travaux on se passe de ces termes afin d'avoir des signaux de consigne plus propres sans trop perdre en rapidité [12][84][87].

À partir des modèles du régime transitoire vus au chapitre 2 (figures 2.2, 2.3), en se débarrassant des composantes de découplage (8.24), alors (8.23) sera modifiée et rapprochée raisonnablement par (8.27) d'où l'on déduit les nouvelles fonctions de transfert entre les composantes d - q des courants et tensions (8.28).

Nouvelles méthode du découplage des termes :

$$\begin{cases} v_{dse} = (R_s + s \cdot L_s) \cdot i_{dse} \\ v_{qse} = (R_s + s \cdot L_s) \cdot i_{qse} \end{cases} \quad (8.27)$$

$$\begin{cases} \frac{i_{dse}}{v_{dse}} = \frac{1}{R_s + s \cdot L_s} \\ \frac{i_{qse}}{v_{qse}} = \frac{1}{R_s + s \cdot L_s} \end{cases} \quad (8.28)$$

8.3.2.3 Fonction de transfert et techniques d'optimisation des PI

De l'équation (8.28), nous pouvons donc récrire chacune des fonctions de transfert liant les composantes d - q sous la forme (8.29). Le correcteur utilisé est un PI dont les relations, entre les constantes de temps et les gains du contrôleur PI, sont données à travers cette méthode (8.30)-(8.33).

$$F(s) = \frac{1}{1 + s \cdot T_s \cdot \frac{R_s}{K_c}} \quad (8.29)$$

$$C(s) = K_c \cdot \left(\frac{1 + \tau_d \cdot s}{\tau_i \cdot s} \right) \quad (8.30)$$

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (8.31)$$

$$C(s) = K_I \cdot \left(\frac{1 + \left(\frac{K_p}{K_I} \right) \cdot s}{s} \right) \quad (8.32)$$

$$\begin{cases} K_I = \frac{K_c}{\tau_i} \\ K_p = \tau_d \cdot \frac{K_c}{\tau_i} \end{cases} \quad (8.33)$$

Des équations (8.29) et (8.30), la fonction de transfert en boucle ouverte peut se mettre sous la forme (8.34) ou (8.35). Une forme paramétrique générale peut être obtenue en utilisant les relations (8.36)-(8.37).

$$B_o(s) = C(s) \cdot F(s) \quad (8.34)$$

$$B_o(s) = \frac{K_c}{R_s} \cdot \frac{(1 + \tau_d \cdot s)}{\tau_i \cdot s \cdot (1 + s \cdot T_s)} \quad (8.35)$$

Posons :

$$x = \frac{R_s}{K_c} \quad (8.36)$$

$$\begin{cases} \tau_d = \lambda \cdot T_s & \lambda \in R_+ \\ \tau_i = \gamma \cdot T_s & \gamma \in R_+ - \{0\} \end{cases} \quad (8.37)$$

Alors la forme générale de la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par (8.38), d'où l'on déduit la forme générale de la fonction de transfert en boucle fermée

(8.39) qui peut se mettre sous la forme normalisée (8.40). Ainsi le coefficient d'amortissement ξ et la pulsation naturelle ω_n sont donnés par (8.41).

$$B_o(s) = \frac{(1 + \lambda \cdot T_s \cdot s)}{x \cdot \gamma \cdot T_s \cdot s \cdot (1 + s \cdot T_s)} \quad (8.38)$$

$$B_F(s) = \frac{(1 + s \cdot \lambda \cdot T_s)}{1 + [(\gamma \cdot x + \lambda) \cdot T_s] \cdot s + (\gamma \cdot x \cdot T_s^2) \cdot s^2} \quad (8.39)$$

$$B_F(s) = \frac{(1 + s \cdot \lambda \cdot T_s)}{1 + \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} \cdot s + \frac{1}{\omega_n^2} \cdot s^2} \quad (8.40)$$

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{1}{\gamma \cdot x \cdot T_s^2} \\ \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} = (\gamma \cdot x + \lambda) \cdot T_s \end{cases} \quad (8.41)$$

Le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée est généralement optimisé en procédant à un placement de pôles. Pour ce faire, selon [88, pp. 169], on se fixe d'une part une bande passante définie à partir du temps de réponse désirée et d'autre part on prend un coefficient d'amortissement $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$ (8.42), (cf. section 8.1.2). En combinant

les équations (8.41)-(8.42), et en introduisant la pulsation de coupure (ω_{Ts}) intrinsèque au modèle rapproché de $F(s)$ (8.29), alors le facteur λ peut être calculé (8.43).

$$\xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (8.42)$$

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{\omega_{Ts}^2}{\gamma \cdot x} = \frac{K_I}{R_s \cdot T_s} & \text{avec} & \omega_{Ts}^2 = \frac{1}{T_s^2} \\ \lambda = 2 \cdot \xi \frac{\omega_{Ts}}{\omega_n} - \gamma \cdot x & \text{avec} & \lambda \geq 0 \end{cases} \quad (8.43)$$

$$|\log(\lambda)| \leq 1 \quad (8.44)$$

Remarquons que la pulsation naturelle ω_n est fonction de la pulsation intrinsèque ω_{Ts} et du gain intégral K_I . Ainsi en faisant le choix de K_I on fixe automatiquement ω_n , ce choix étant a priori indépendant de λ (8.43). En ajustant par la suite la variable λ , on passe de la position de l'*optimum absolu* à une position *quasi-optimale* de la fonction de transfert en boucle fermée (cf. section 8.1.2). Aussi, la marge de phase est très peu affectée si λ est négligeable ou si λ varie peu à l'intérieur d'une décade (8.44).

8.3.2.4 Techniques d'optimisation des PI : cas particuliers

Voyons à présent quelques cas particuliers de design optimal des PI en fonction de la valeur du paramètre λ .

- 1^{er}) - Cas où $\lambda = 0$: c'est le cas où $OP=0$;

À partir de (8.39)-(8.45), on déduit que la fonction de transfert en boucle fermée peut se mettre de façon optimale sous la forme d'un filtre passe-bas du type Butterworth de second ordre en choisissant convenablement le gain intégral K_I (8.46).

$$\lambda = 0 \quad \rightarrow \quad \tau_d = OP = 0 \quad (8.45)$$

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{1}{2} \cdot \omega_{Ts}^2 = \frac{K_I}{R_s \cdot T_s} & \text{avec} & \omega_{Ts}^2 = \frac{1}{T_s^2} \\ \gamma \cdot x = 2 \end{cases} \quad (8.46)$$

- 2^{ème}) - Cas où $\lambda = 1$: c'est le cas où $\tau_d = OP = T_s$;

C'est aussi le cas de l'annulation exacte du pôle de la fonction transfert en boucle ouverte par le zéro du correcteur PI (8.47)-(8.48) (cf. section 8.2.2). La fonction de transfert en boucle fermée revient dans ce cas-ci à celle d'une fonction de transfert du premier ordre

dont la bande passante et le temps de montée sont déterminés via le choix du gain intégral K_I (8.49). Cette méthode est beaucoup plus utilisée pour des systèmes linéaires invariants dans le temps [88].

$$\lambda = 1 \rightarrow \tau_d = OP = T_s \quad (8.47)$$

$$B_o(s) = \frac{1}{x \cdot \gamma \cdot T_s \cdot s} = \frac{K_I}{R_s \cdot s} \quad (8.48)$$

$$B_F(s) = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_I} \cdot s} \quad (8.49)$$

-3^{ème}) Cas où $\lambda = \gamma$: c'est le cas où $\tau_d = OP = \tau_i = \lambda \cdot T_s$;

Dans le cas particulier où λ est constamment égal à γ (8.50), ce qui correspond à l'écriture souvent utilisée du PI (8.51), la fonction de transfert en boucle ouverte se redéfinit par (8.52) ainsi que celle en boucle fermée par (8.53) où l'on peut voir que le paramètre λ se retrouve à la fois dans chaque polynôme en (s) de degré supérieur ou égal à 1, aussi bien au numérateur qu'au dénominateur. L'expression de la pulsation naturelle et celle du coefficient d'amortissement sont également fonction de λ (8.54). De ces expressions (8.54), il est possible de tirer une expression de λ en fonction x ou implicitement en fonction du choix du gain intégral K_I (ou du paramètre *Quick*) (8.55). En calculant les dérivées première et seconde de la fonction λ , on constate qu'elle admet un maximum pour $x=1$ et un point d'inflexion pour $x=2$ (8.55). Après le maximum, la courbe non illustrée sera donc en forme de cloche ; pour différentes valeurs de coefficient d'amortissement, il est alors possible de tracer une famille de courbes convergentes quand x tend l'infini.

L'excursion maximale du paramètre λ ((8.52)-(8.56)) est donc imposée par le coefficient d'amortissement si l'on utilise la représentation (8.51). Si l'on tient compte du critère de placement de pôle usuel (8.52) [88, pp. 169], alors la plage de variation de λ sera restreinte (8.57) : ainsi cette méthode ne donne qu'une zone dans laquelle on peut trouver

une solution optimale. Elle s'applique bien à certaines machines mais ne saurait être généralisée à toutes les machines. Dans les cas généraux du design du PI ((8.38)-(8.44)), nous avons bien vu la possibilité d'avoir une solution optimale avec une valeur de λ proche de 1 à l'intérieur d'une décade (8.44).

$$\lambda = \gamma \quad \rightarrow \quad \tau_d = OP = \tau_i = \lambda \cdot T_s \quad (8.50)$$

$$C(s) = K_c \cdot \left(\frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \right) \quad (8.51)$$

$$B_o(s) = \frac{(1 + \lambda \cdot T_s \cdot s)}{x \cdot \lambda \cdot T_s \cdot s \cdot (1 + s \cdot T_s)} \quad (8.52)$$

$$B_F(s) = \frac{(1 + s \cdot \lambda \cdot T_s)}{1 + [(1 + x) \cdot \lambda \cdot T_s] \cdot s + (\lambda \cdot x \cdot T_s^2) \cdot s^2} \quad (8.53)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_n^2 = \frac{1}{\lambda \cdot x \cdot T_s^2} \\ \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} = (1 + x) \cdot \lambda \cdot T_s \end{array} \right. \quad (8.54)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda = 4 \cdot \xi^2 \cdot \frac{x}{(1 + x)^2} \\ \frac{d\lambda}{dx} = 4 \cdot \xi^2 \cdot \frac{(1 - x)}{(1 + x)^3} \\ \frac{d^2\lambda}{dx^2} = 8 \cdot \xi^2 \cdot \frac{(x - 2)}{(1 + x)^4} \end{array} \right. \quad (8.55)$$

$$\lambda_{Max} = \xi^2 \quad (8.56)$$

$$\lambda_{Max} = 0.5 \quad \text{pour} \quad \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (8.57)$$

En faisant le choix d'un cas particulier de l'écriture d'un PI, alors le design du PI exclut automatiquement d'autres solutions possibles au contrôle de la machine asynchrone. Il peut advenir également que ledit choix entraîne une non satisfaction possible du design optimal ou quasi optimal du PI. Cependant, en utilisant le design étendu du contrôleur PI combiné avec le design de l'*OPI*, nous obtenons un contrôleur PI quasi-optimal, voire optimal. Ceci décrit assez bien le processus de l'*OPI* et démontre comment obtenir un bon design du PI à partir des grandeurs fournies par le constructeur de la machine asynchrone. Cependant, ne perdons pas de vue que la machine asynchrone est fortement non linéaire et que les différents modèles rapprochés du premier ordre n'illustrent qu'en partie la réalité des choses. De ce fait, les résultats de simulation ou expérimentaux obtenus sur des modèles non trop simplifiés ou sur des machines réelles ne doivent pas être mis de côté.

8.3.3 Paramètres de l'*OPI* convertisseur 'vitesse-couple'

Dans le cas de la régulation de la vitesse d'une machine asynchrone, le couple de référence est généré par un PI en général. Un design optimal rigoureux du PI veut que les gains du PI soient fonction de l'inertie totale et du frottement total en temps réel de la machine. En pratique et en simulation on démontre qu'il n'est point nécessaire d'estimer l'inertie totale ou le coefficient de frottement total si l'on dispose de capteur de vitesse précis. Ces estimations n'étant nécessaires que si l'on travaille avec des encodeurs optique ou magnétique [90, pp.223-267].

Les choix des coefficients de l'*OPI* se résument donc à :

- prendre la vitesse synchrone comme grandeur de base à l'entrée (8.58)
- prendre le couple nominal comme grandeur de base à la sortie (8.59)
- prendre le gain *Quick* = 10, c'est une valeur typique (8.60)

- prendre le gain $OP=0.8$, c'est également une valeur typique qui donne de bons résultats (8.61)
- prendre $-2Y_b$ et $+2Y_b$ pour les limites du saturateur favorisant le fonctionnement jusqu'à deux fois le couple nominal (8.62).

En se ramenant une fois de plus aux paramètres K_P et K_I des PI classiques ((8.63)-(8.64)), il vient visiblement qu'il est difficile de pouvoir trouver les bons paramètres au pif pour la régulation de la vitesse de la machine. Cette méthode de design des l'OPI apporte bien une solution rapide et quasi-optimale au paramétrage des PI classiques pour l'ingénieur qui se retrouve face à une régulation de la vitesse d'une machine électrique.

$$X_b = \omega_b = \frac{2 \pi f_s}{pp} \quad (8.58)$$

$$Y_b = T_{emb} = \frac{3 \cdot V_{snom} \cdot I_{snom}}{X_b} \quad (8.59)$$

$$Quick = 10 \quad (8.60)$$

$$OP = 0.8 \quad (8.61)$$

$$V_{sat} = \pm 2Y_b \quad (8.62)$$

$$K_I = Quick \cdot \frac{3 \cdot V_{snom} \cdot I_{snom}}{4 \pi^2 f_s^2 pp^{-2}} \quad (8.63)$$

$$K_P = OP \cdot K_I \quad (8.64)$$

8.3.3.1 Détermination du coefficient de frottement de base

Lorsque la machine entraîne un couple de charge purement proportionnel à la vitesse, l'équation de l'équilibre des couples (2.59) devient alors :

$$\begin{cases} T_{Lo} = 0 \\ T_{em} = J_t \frac{d\omega_{mec}}{dt} + K_{ft} \omega_{mec} \end{cases} \quad (8.65)$$

Ainsi en régime permanent cette équation se réduit à :

$$\begin{cases} T_{Lo} = 0 \\ J_t \frac{d\omega_{mec}}{dt} = 0 \\ T_{em} = K_{ft} \omega_{mec} \end{cases} \quad (8.66)$$

D'où l'expression du **coefficient de frottement** en fonction du couple et de la vitesse :

$$K_{ft} = \frac{T_{em}}{\omega_{mec}} \quad (8.67)$$

Le design d'une machine asynchrone est toujours fait de sorte à ce qu'elle puisse entraîner son couple nominal à la vitesse nominale. Nous pouvons ainsi introduire ici un **coefficient de frottement de base** en fonction de la vitesse de base (8.58) et du couple électromagnétique de base (8.59) (voir (8.68)-(8.69)). Ainsi, le coefficient de frottement nominal est proche du coefficient de frottement de base (8.70); ceci indique une fois de plus que la machine doit être convenablement chargée afin que l'équilibre des couples soit satisfait, condition *sine qua non* pour une commande du couple.

En outre, dans le design des machines asynchrones, une conception optimale de la machine se caractérise par la *minimisation des pertes intrinsèques*, notamment celles dues au *frottement intrinsèque* : la règle du dixième est celle la plus utilisée (8.71).

$$K_{fb} = \frac{T_{emb}}{\omega_b} = \frac{T_{emb}}{\omega_{syn}} \quad (8.68)$$

$$K_{fb} = \frac{3 \cdot V_{snom} \cdot I_{snom}}{4 \pi^2 f_s^2 pp^{-2}} \quad (8.69)$$

$$K_{ft} \cong K_{fb} = \frac{3 \cdot V_{snom} \cdot I_{snom}}{4 \pi^2 f_s^2 pp^{-2}} \quad (8.70)$$

$$K_f \leq 0.1 \cdot K_{fb} \quad (8.71)$$

En observant les équations (8.63) et (8.64) ainsi que les équations (8.68)-(8.71), nous constatons bien que le coefficient de frottement de base est automatiquement pris en compte dans le design du contrôleur PI quasi-optimal (*OPI*) rien qu'en utilisant les grandeurs de la plaque signalétique de la machine asynchrone.

8.3.3.2 Design classique du contrôleur PI de vitesse

Si le modèle mécanique de la machine chargée est connu avec précision, la régulation de la vitesse et la méthode du design du PI classique se fait par l'annulation exacte du pôle de la fonction de transfert mécanique de la machine (fig. 8.4). La constante de temps mécanique étant le plus souvent lente devant les constantes de temps électriques, alors c'est le pôle mécanique dans le demi-plan gauche, qui est le plus proche du demi-plan droit, qui devra être compensé d'où l'usage du schéma de la figure 8.4 [22][72]. Ceci est fait en supposant que les filtres des signaux ainsi que l'onduleur sont parfaits.

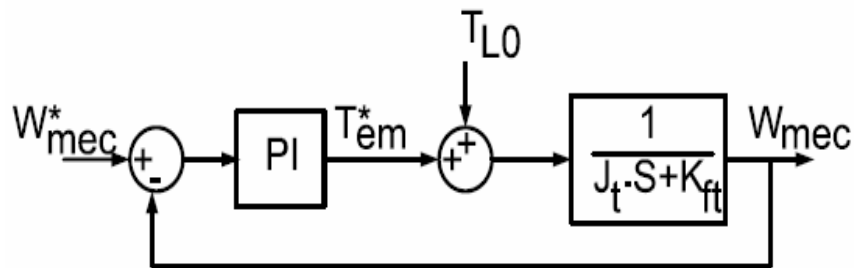


Figure 8.4 Méthode classique de la régulation de la vitesse mécanique

La fonction de transfert de la machine chargée, donnée par l'équation (2.59) peut se mettre sous la forme telle indiquée à la figure 8.4 et par (8.72). Le pôle de la fonction de

transfert mécanique doit être compensé par le zéro du PI (8.73), ceci est rendu possible pour un retard τ_d égal à la constante de temps mécanique équivalente τ_m (8.74)-(8.75).

$$F(s) = \frac{\frac{1}{K_{ft}}}{1 + s \cdot \frac{J_t}{K_{ft}}} \quad (8.72)$$

$$B_o(s) = \frac{K_I}{K_{ft} \cdot s} \quad (8.73)$$

$$\tau_m = \frac{J_t}{K_{ft}} \quad (8.74)$$

$$\tau_d = \tau_m \quad (8.75)$$

En régime permanent (équilibre des couples), les constantes de temps τ_d et τ_m (8.75) n'interviennent pas dans la régulation. En général, dans les entraînements à vitesse variable, les industriels ou chercheurs s'intéressent davantage à respecter la contrainte relative au dépassement. Ils se fixent un temps de démarrage (stabilisation) selon la priorité sur l'allure de la vitesse ou sur l'allure du couple électromagnétique :

- Si la priorité est mise sur l'allure de la vitesse, le temps de démarrage sera rapide. Ainsi, c'est une commande de vitesse qui est faite au détriment de la réponse du couple électromagnétique. Par conséquent, l'allure du couple sera pleine de discontinuités; le contrôleur PI de vitesse aura donc besoin d'un saturateur et d'une boucle d'anti-saturation.
- Si la priorité est mise sur l'allure du couple alors le temps de démarrage est moins rapide que dans le cas précédent. Ainsi, l'allure du couple électromagnétique de consigne et celle du couple mécanique seront de profil lisse et doux, ce qui répond bien à la définition de la commande vectorielle [5]. Ainsi, le PI convertisseur "vitesse-couple" ne se sature que très rarement et revient toujours en mode normal après de bref régime transitoire : une boucle d'anti-saturation n'est donc

pas nécessaire aussi longtemps que la chaîne de régulation est fermée (mesure disponible en tout temps : pas de faille dans la chaîne de retour).

NB : Dans plusieurs articles scientifiques, il est facile de constater que plusieurs travaux de recherches portent sur la commande de la vitesse et non sur la commande du couple. La commande vectorielle étant plus optimale que les techniques de commande scalaires et l'autopilotage fréquentiel, alors lesdits travaux utilisent la topologie du flux orienté juste pour montrer qu'ils réduisent les pertes de la machine. Ils présentent une allure très satisfaisante de la vitesse sans pour autant présenter l'allure du couple qui est saccadée et moins performante. Notons également que les capteurs de vitesse mécanique sont plus répandus que les capteurs de couple, ceci amène certains chercheurs ou industriels à ne représenter que l'allure de la vitesse.

Dans les cas ci-dessus, on s'arrange d'habitude à avoir une réponse en vitesse de la machine en boucle fermée plus rapide que celle de la machine en boucle ouverte. Cela entre en ligne de compte dans les performances que peut procurer le PI dans la régulation de la vitesse.

Se fixer un temps de démarrage, c'est se fixer implicitement un temps d'établissement et une valeur d'inertie équivalente ((8.30)-(8.33), (8.73)-(8.75)). En général, le design d'un PI de vitesse peut se faire sans effectuer préalablement une mesure expérimentale de l'inertie totale (exemple : cf. sections 8.2.1 et 8.2.4).

La constante de temps intégrale est inversement proportionnelle au gain intégral (8.33). Si les grandeurs d'entrée et de sortie sont de même nature, alors le **gain intégral K_I** est un **terme fréquentiel** (8.31)-(8.33) et le **gain proportionnel K_P** est un **coefficient** pur. Aussi, il est possible de remarquer que le gain proportionnel est proportionnel au gain intégral ((8.4), (8.10) et (8.64)) et que par conséquent le gain intégral est le plus important dans le design du PI. Ainsi, il est beaucoup plus légitime de commencer le design du PI par le choix du gain intégral.

La fonction de transfert en boucle fermée de la figure 8.4 issue des équations ((8.72)-(8.75)) peut se mettre sous la forme (8.76) qui est fonction du frottement total équivalent et du gain intégral. Cette expression est indirectement indépendante de l'inertie totale de la machine. Cette forme est similaire à celle de l'équation (8.49) correspondant au cas de l'annulation exacte du pôle. Les conclusions sont similaires, nous ne représentons pas les autres cas particuliers dans cette section (cf. section 8.3.2).

$$B_f(s) = \frac{1}{1 + \frac{K_{ft}}{K_I} s} \quad (8.76)$$

Remarque : Une observation de l'équation (8.33) laisse voir une similitude avec le design de l'OPI ((8.3) et (8.4), (8.9), (8.10), (8.63) et (8.64)). La constante de temps τ_d et le gain proportionnel K_P ne servent qu'à la rapidité de la réponse en régime transitoire; par contre en régime permanent le gain proportionnel entraîne une injection des perturbations dans le signal généré à la sortie du PI, ceci est d'autant plus important que le gain proportionnel est élevé.

NB : L'objectif de ce chapitre n'est pas de faire une étude exhaustive du design optimal d'un PI ou de redémontrer les méthodes de design des PI qui ont fait l'objet de plusieurs études et écrits depuis déjà six décennies. Nous incitons plutôt la vigilance et la curiosité du lecteur à savoir qu'il existe d'autres méthodes de design quasi-optimal ou optimal d'un contrôleur PI pour un système donné qui sont différentes de celles couramment enseignées. Nous invitons donc le lecteur à avoir un champ de vision plus large.

Cette nouvelle approche que nous introduisons dans ce chapitre diffère de la méthode de Ziegler-Nichols car ce dernier commence son design d'un PI par le choix du gain proportionnel. Notons que, la méthode de Ziegler-Nichols et les méthodes qui en découlent conduisent très souvent à l'utilisation d'un saturateur et d'une boucle d'anti-saturation afin de réduire les dommages lors du réglage des gains ou lors du fonctionnement du système.

Le concept des contrôleurs PI quasi-optimaux que nous proposons est validé à travers différents types de tests avec ou sans régulation de la vitesse et surtout dans la régulation des courants d'axes $d-q$. Notre contribution au design quasi-optimal des contrôleurs PI permet à quiconque de faire un design satisfaisant d'un contrôleur PI à gains fixes en vue d'une commande de machines électriques. En outre, cette contribution développe la pensée critique du lecteur et le pousse à améliorer davantage sa méthode de design du PI à gains fixes ou à gains adaptatifs.

8.4 Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant utilisant des OPI

Dans cette section de la thèse, nous allons présenter quelques résultats de simulations et expérimentaux prouvant la précision obtenue lors de la combinaison de nos *OPI* convertisseurs courants-tensions et vitesse-couple. Les fonctionnements en basses, moyennes et hautes vitesses seront abordés.

8.4.1 Commande vectorielle sans régulation de vitesse

Dans la structure de base de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone, le contrôleur à flux orienté utilise des consignes de flux et de couple avec pour objectif d'atteindre en régime permanent lesdites consignes. Un onduleur de tension utilisant des consignes triphasées de tension et une technique de modulation de la largeur de l'impulsion (MLI ou PWM) est utilisé pour alimenter la machine. Le modèle moyenné dans un tel cas peut être donné par le schéma de la figure 8.5.

Figure 8.6 CFO tension, contrôleur de la CIFRO avec des *OPI*

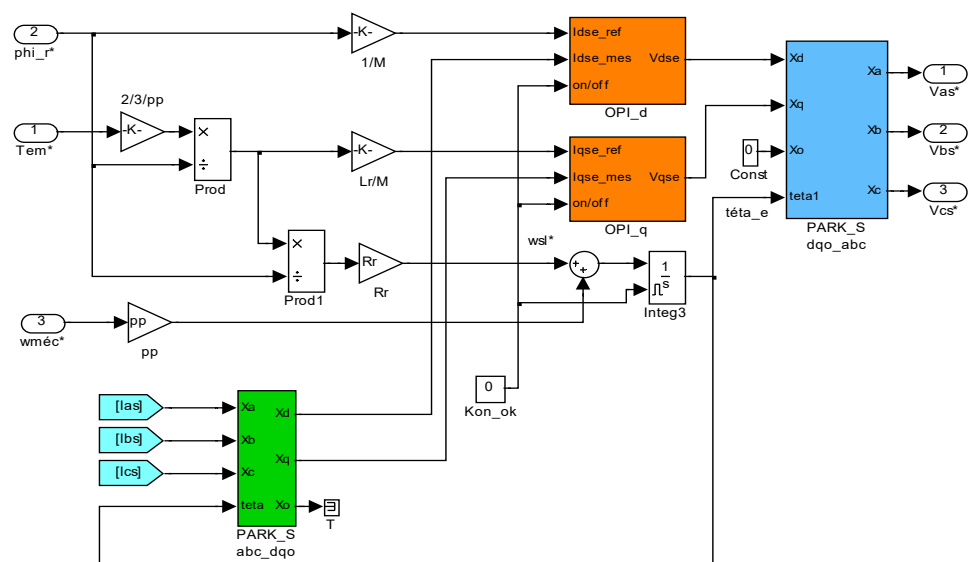


Figure 8.6 CFO tension, contrôleur de la CIFRO avec des *OPI*

Le flux rotorique de consigne (2.96) est accompagné d'une table de défluxage réduite pilotée par la vitesse mécanique afin d'assurer un bon fonctionnement au-delà de la vitesse de base.

Comme vu précédemment dans le chapitre 3 (section 3.3.1), le contrôleur de flux orienté de la machine alimentée en tension (fig. 3.9) peut être simplifié à travers l'utilisation de PI pour assurer la génération des tensions d-q de consigne (adaptation courant-tension) (fig. 8.6). Le contrôleur ainsi obtenu utilise un retour des courants statoriques et n'est sensible qu'aux variations de l'inductance et de la résistance rotorique.

Les résultats des simulations permettent effectivement de voir que l'orientation du flux rotorique est maintenue à travers une commande du couple à flux constant pour le fonctionnement en dessous de la vitesse de base (fig. 8.7 et 8.8). Sur la figure 8.7, la machine démarre avec un couple de consigne de 1Nm soit 10% du couple nominal, c'est donc un fonctionnement en faible vitesse; à $t=5s$ la consigne du couple passe à 50% du couple nominal, puis à -50% du couple nominal à $t=12s$. L'essentiel à retenir est que le couple de la machine rejoint toujours sa consigne (fig. 8.7) et que le flux demeure égal à sa consigne en régime établi (fig. 8.8).

Dans le cas des figures 8.9 et 8.10, nous avons d'une part un fonctionnement au dessus de la vitesse de base entre 0 et 12s avec une inversion de vitesse à $t=6s$ et d'autre part un fonctionnement à très faible vitesse $12s \leq t \leq 20s$. Comme, nous pouvons le voir sur ces figures, quand la vitesse de la machine est supérieure à la vitesse de base, il y a défluxage (fig. 8.10) mais cela n'empêche aucunement que les consignes de flux et de couples soient atteintes assurant ainsi l'orientation du flux rotorique.

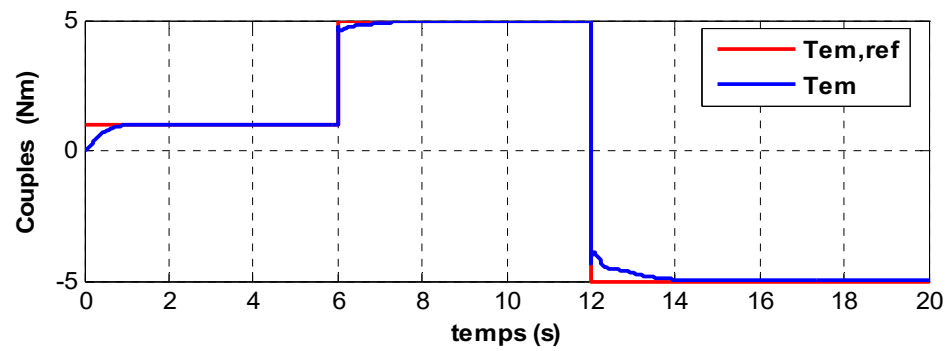


Figure 8.7 CFO tension, commande du couple à flux constant (nominal)

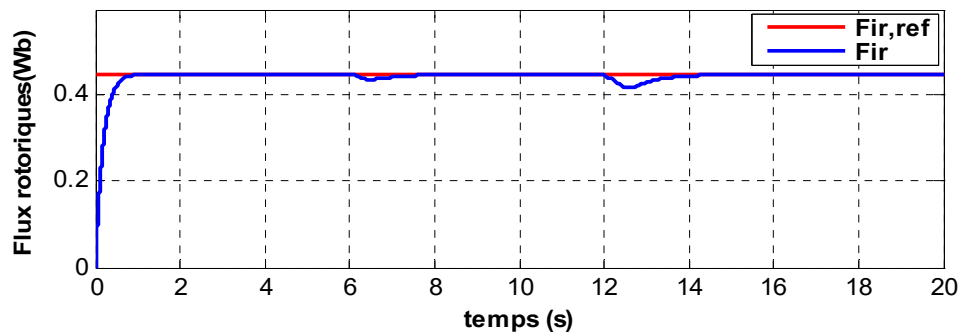


Figure 8.8 CFO tension, allure du flux : commande du couple à flux constant

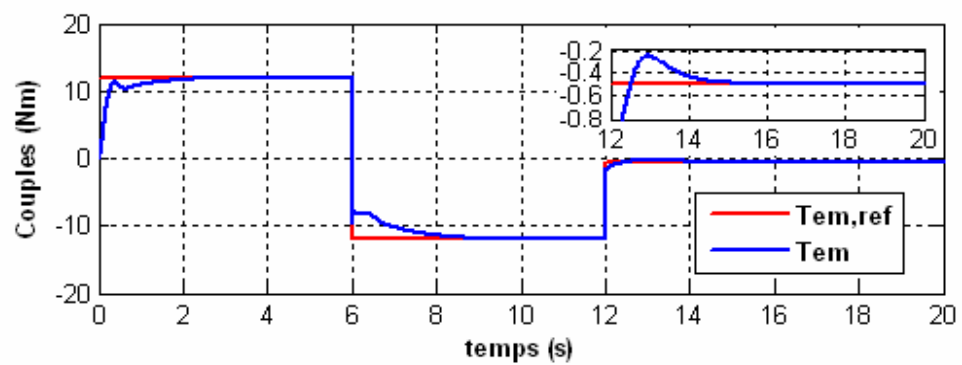


Figure 8.9 CFO tension, commande à faibles et forts couples

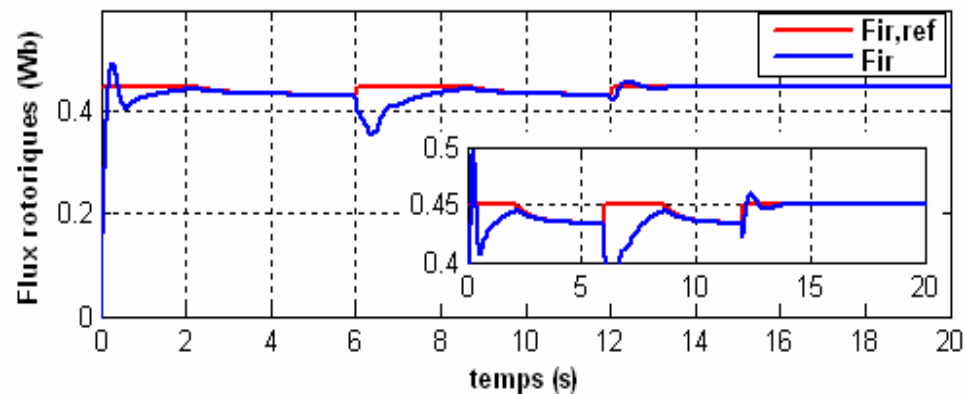


Figure 8.10 CFO tension, commande à faibles et forts couples : défluxage

8.4.2 Commande vectorielle avec régulation de vitesse

À travers cette section nous validerons le fait que le contrôleur à flux rotorique orienté à base du choix optimal des paramètres du PI (fig. 8.6) est tout aussi stable et efficace dans une régulation de la vitesse mécanique (fig. 8.11). En outre, l'utilisation de l'*OPI* convertisseur vitesse-couple assure effectivement un dépassement optimal de l'ordre de 5% (fig. 8.12) sur la vitesse et demeure efficace aussi bien en faibles vitesses qu'en hautes vitesses (fig. 8.14). Enfin, ce contrôleur à flux rotorique orienté de la figure 8.6 permet la conservation du découplage entre le flux et le couple (fig. 8.13- 8.15), malgré l'utilisation de l'*OPI* convertisseur vitesse-couple.

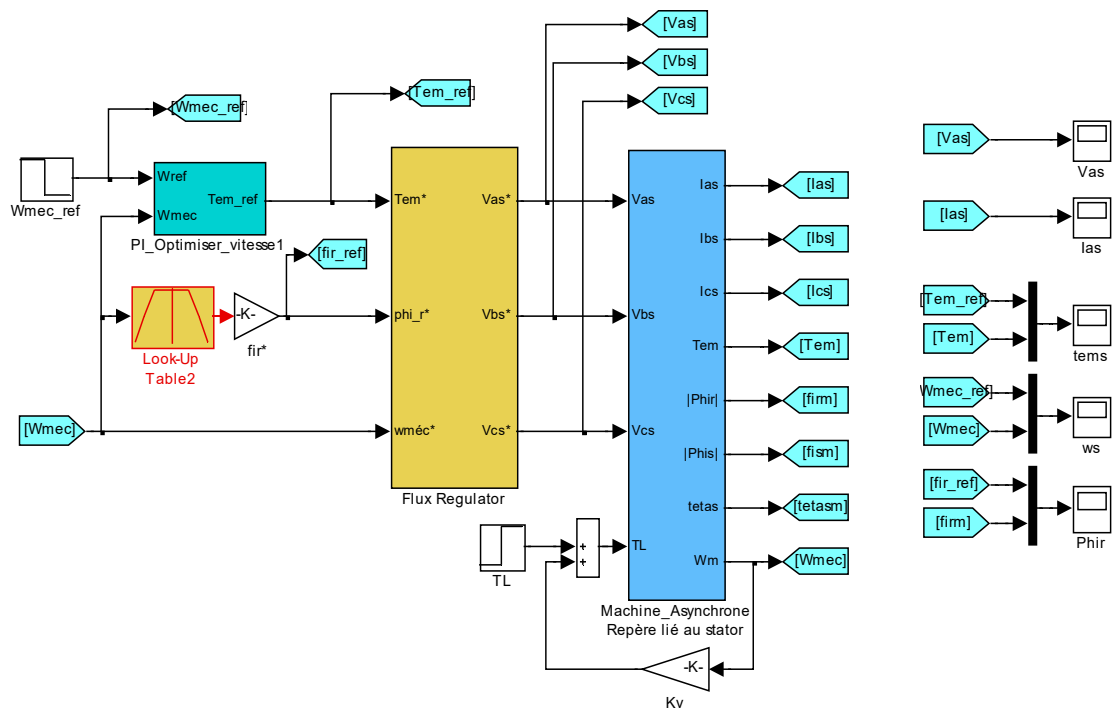


Figure 8.11 CFO tension, CIFRO avec des OPI et régulation de vitesse

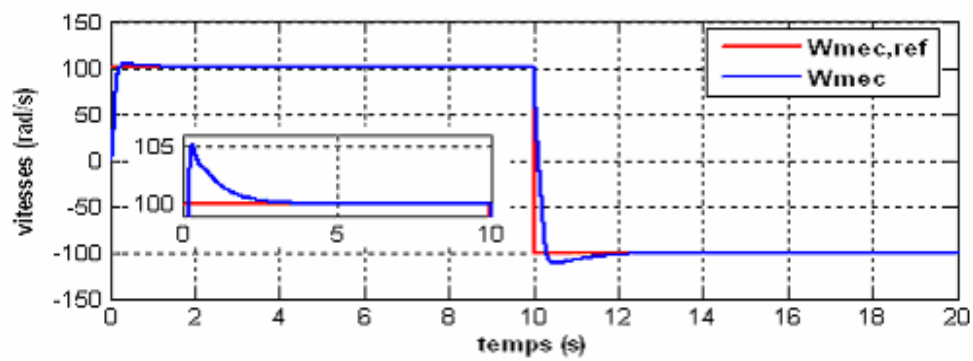


Figure 8.12 CFO tension-OPI, régulation optimale de la vitesse

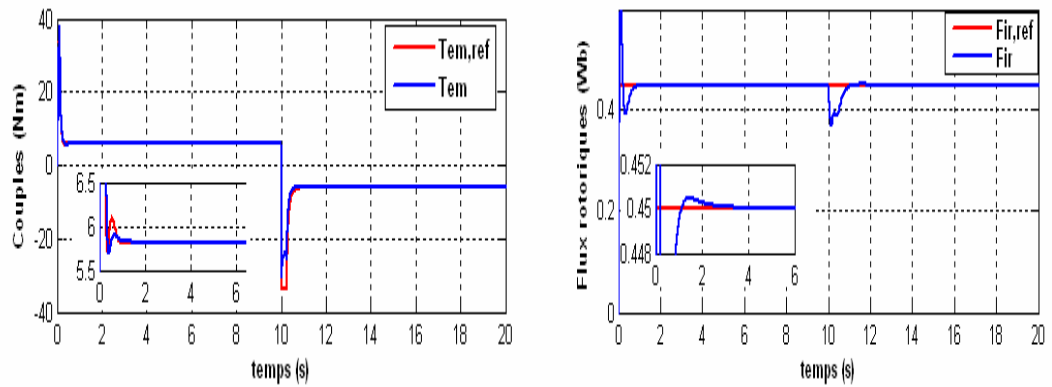


Figure 8.13 CFO tension-*OPI*, poursuite des consignes de couple et de flux

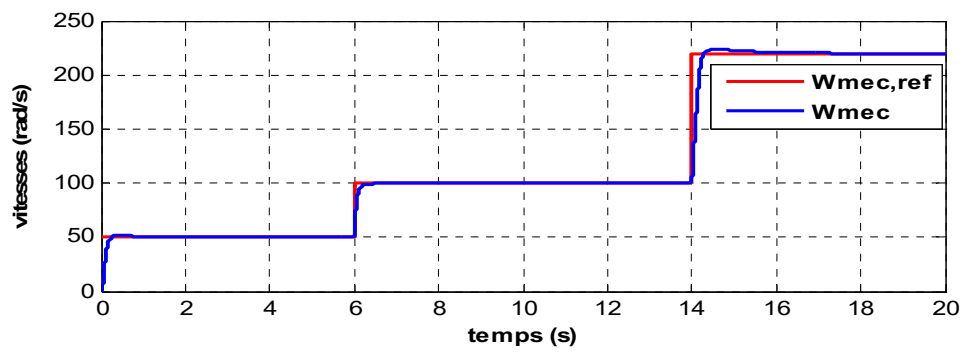


Figure 8.14 CFO tension-*OPI*, régulation de vitesse en mode défluxé

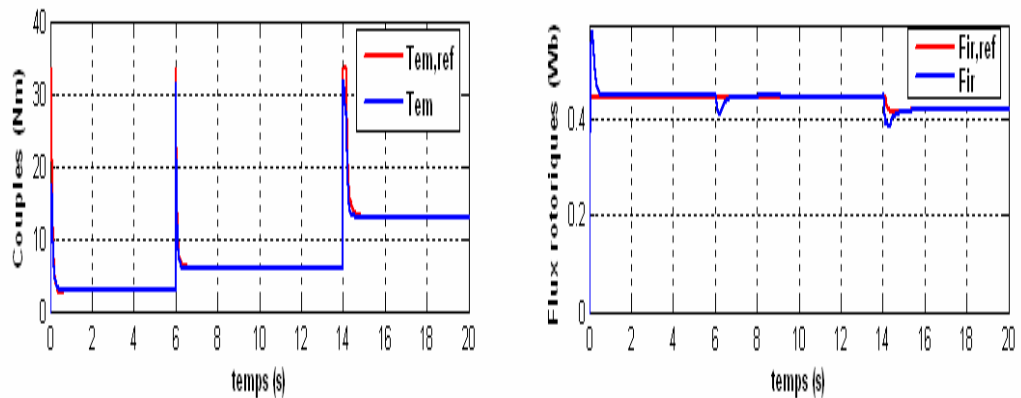


Figure 8.15 CFO tension-*OPI*, maintien du couple et du flux à leurs consignes respectives

8.4.3 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec régulation de vitesse

Les résultats expérimentaux viennent confirmer le choix optimal des paramètres de l'*OPI* adaptateur vitesse-couple et ceux des *OPI* adaptateurs courant-tension. Les figures 8.16, 8.18 et 8.20 donnent les réponses de vitesse à des consignes de vitesse au démarrage (50 rad/s), en ligne (100rad/s) ou une inversion de vitesse (-50rad/s) respectivement. Quant aux figures 8.17, 8.19 et 8.21, elles démontrent que les *OPI* convertisseurs courants-tensions sont rapides et précis dans la poursuite au démarrage et en ligne des variations de consigne des courants d'axes d et q. Ces résultats ont été prélevés sur une machine asynchrone de ¼ HP de Lab-Volt, alimentée par une source programmable (*LING*) pilotée par dSPACE.

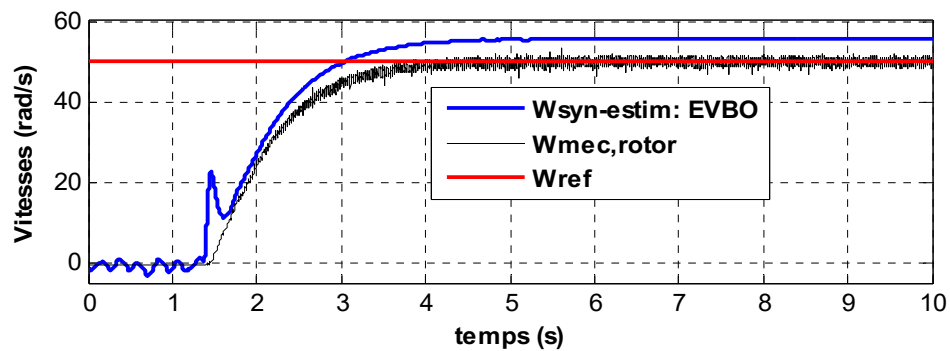


Figure 8.16 CIFRO tension-*OPI*, régulation de la vitesse au démarrage

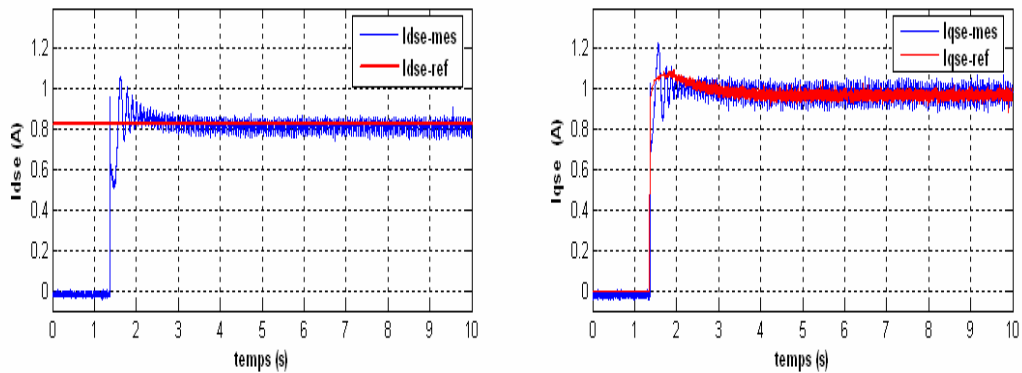


Figure 8.17 CIFRO tension-*OPI*, contrôle des courants I_{dse} et I_{qse} au démarrage

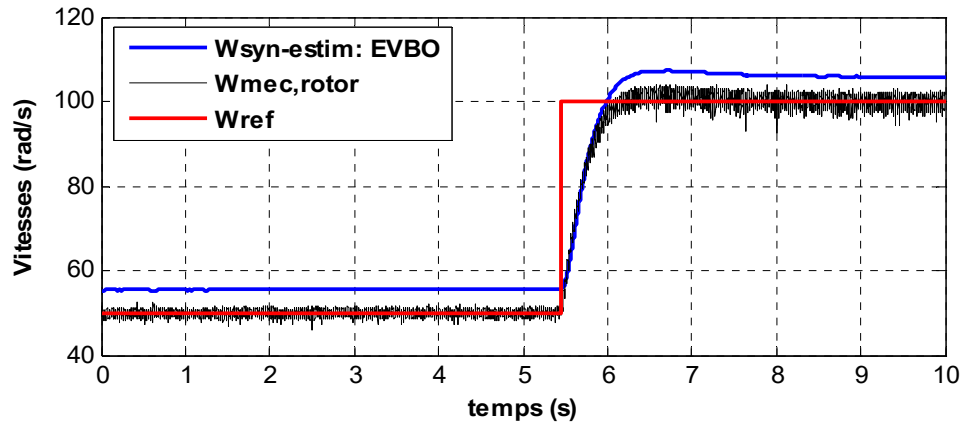


Figure 8.18 CIFRO tension-*OPI*, réponse en ligne à un échelon de vitesse

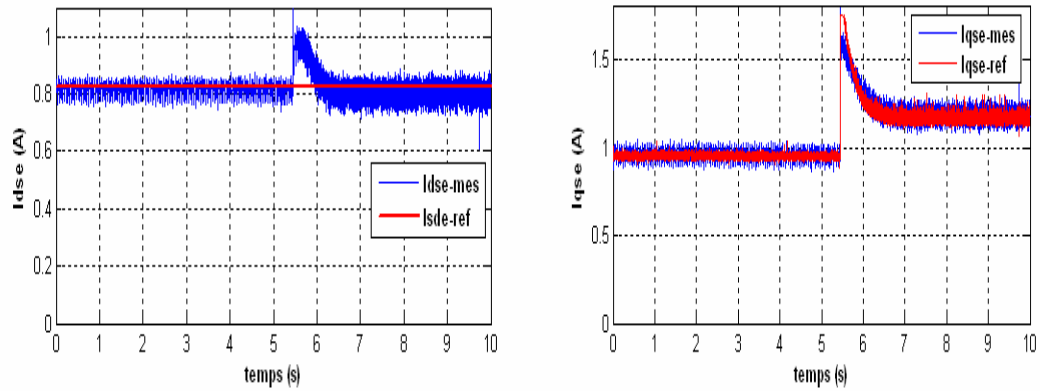


Figure 8.19 CIFRO tension-*OPI*, réponse de I_{dse} et I_{qse} à un échelon de vitesse en ligne

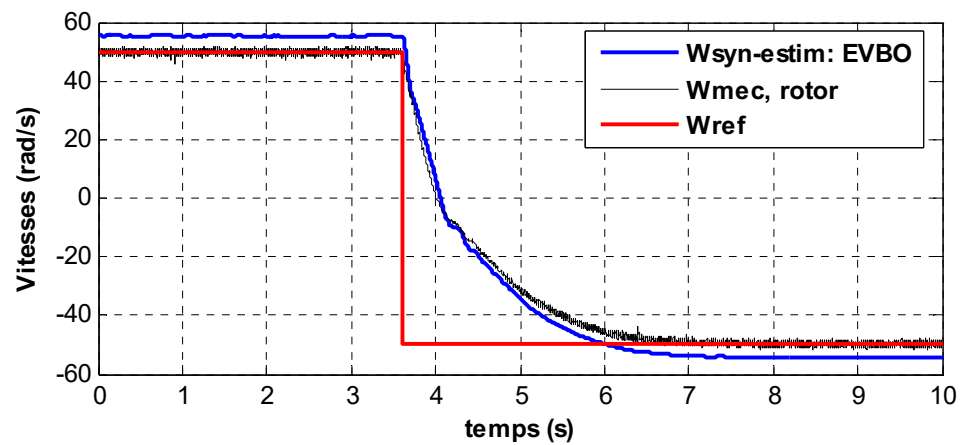


Figure 8.20 CIFRO tension-*OPI*, réponse en ligne à une inversion de l'échelon de vitesse

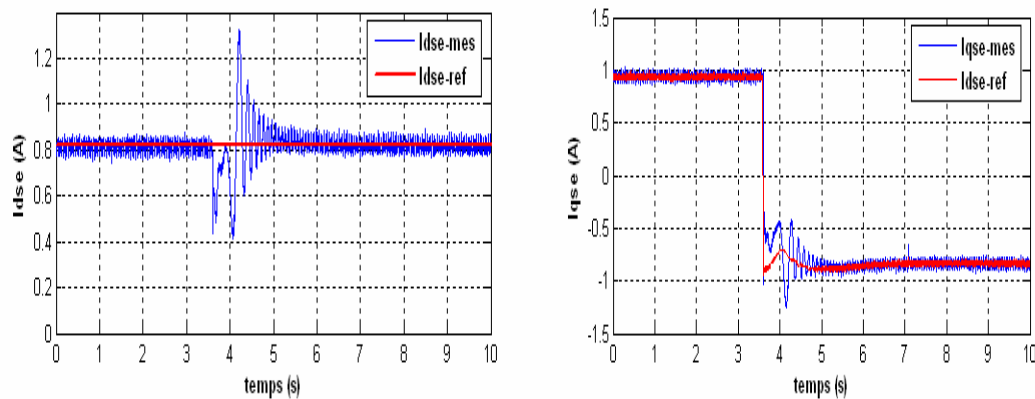


Figure 8.21 CIFRO tension-*OPI*, réponses en ligne de I_{dse} et I_{qse} à une inversion de l'échelon de vitesse

8.5 Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension avec imposition du courant utilisant des comparateurs à hystérésis

Un premier objectif dans cette partie est de démontrer une fois de plus que le traditionnel contrôleur PI de vitesse peut être paramétré en utilisant le choix optimal des gains proportionnel et intégral grâce à notre méthode de design. Ainsi, comme visualisé sur la figure 8.22, le contrôle de la vitesse est fait sans dépassement ou au plus avec un dépassement de l'ordre 5% de l'échelon. Ceci est valable que ce soit au démarrage de la machine, lors d'un échelon de vitesse en marche ou tout simplement lors d'une inversion de la consigne de vitesse. Les courbes du flux et du couple de la figure 8.23 démontrent une fois de plus que leurs consignes sont atteintes en régime établi. Le découplage du flux et du couple est alors conservé.

Un second objectif est de faire ressortir les limites de performance de la CIFRO en hautes et faibles vitesses. En effet, si le défluxage n'est pas convenable, la machine n'atteindra

pas la vitesse de consigne haute vitesse étant donné que la tension du bus cc est limitée (fig.8.24). Aussi, il peut y avoir régulation de vitesse sans que le couple éployé par la machine n'atteigne sa consigne. Dans un tel cas, il n'y a pas de commande vectorielle, cependant, il y a une régulation de vitesse. De ce fait, la régulation de la vitesse n'implique pas forcément qu'il y a commande vectorielle même si un contrôleur à flux orienté est utilisé (fig. 8.24-8.27, $0 \leq t \leq 2s$). Ce phénomène, est observable également en moyenne vitesse si la machine n'est pas convenablement chargée. La figure 8.24 montre qu'avec les HSF à base de filtres passe bas, il est possible d'extraire un signal lissé proche du premier harmonique et que l'amplitude de ce fondamental décroît au fur et à mesure que la vitesse de rotation de la machine diminue. Pour des cas de fonctionnement en dessous du dixième du couple nominal (ou dixième de la vitesse nominale) les figures 8.24-8.27 démontrent également une baisse des performances de la CIFRO entre $t=4s$ et $t=6s$. Cela se traduit par une oscillation du couple et du flux (fig. 8.26-8.27) (*chattering*). La machine se sature étant donné que le flux instantané dans chacune de ses phases est excessif. Le fondamental de la tension de l'axe d est noyé dans le bruit de commutation (harmoniques, fig. 8.24). Il faut alors augmenter les fréquences de commutation des interrupteurs de puissance ou tout simplement réduire le niveau de tension du bus cc (fig. 8.27 ; $4s \leq t \leq 6s$).

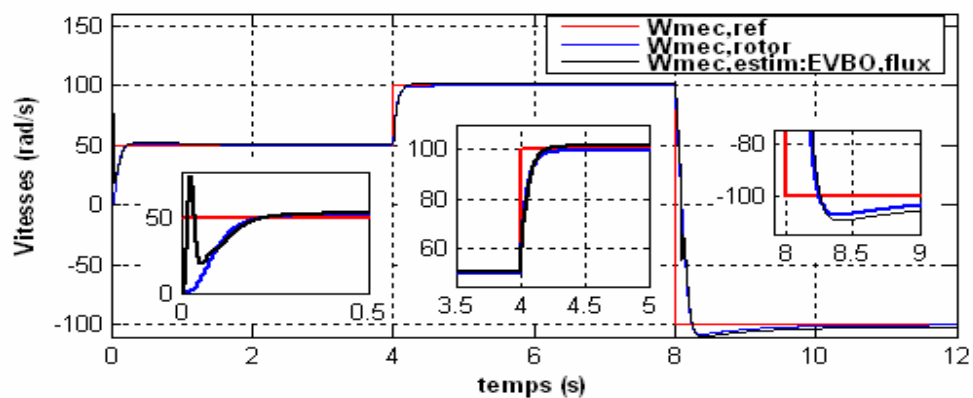


Figure 8.22 CIFRO tension avec comparateur à hystérésis et régulation de vitesse

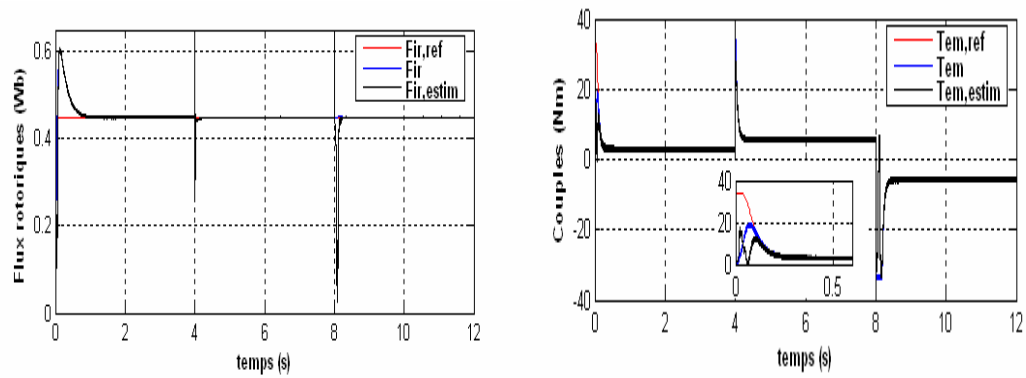


Figure 8.23 CIFRO tension avec comparateur à hystérésis et régulation de vitesse - maintien du flux et du couple à leurs consignes

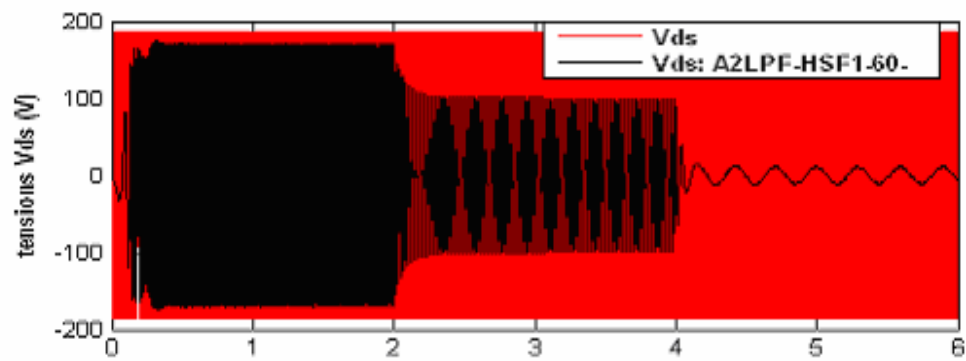


Figure 8.24 CIFRO tension avec comparateur à hystérésis et régulation de vitesse – tension Vds extraite avec un A2LPF-HSF1-60

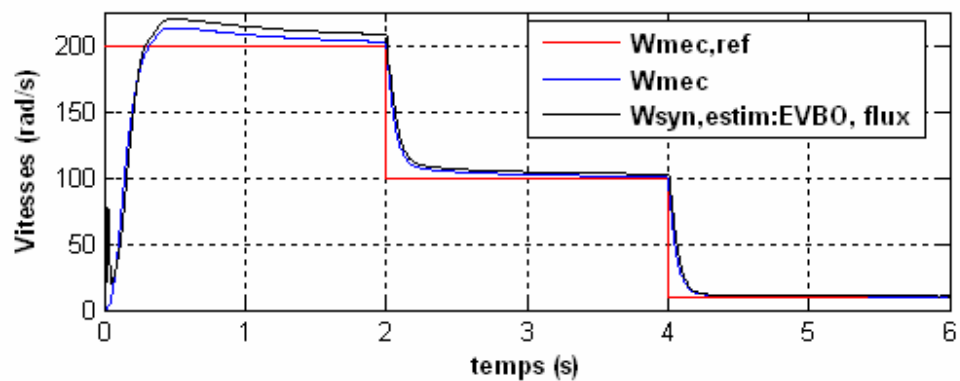


Figure 8.25 CIFRO tension avec comparateur à hystérésis et régulation de fortes et faibles vitesses

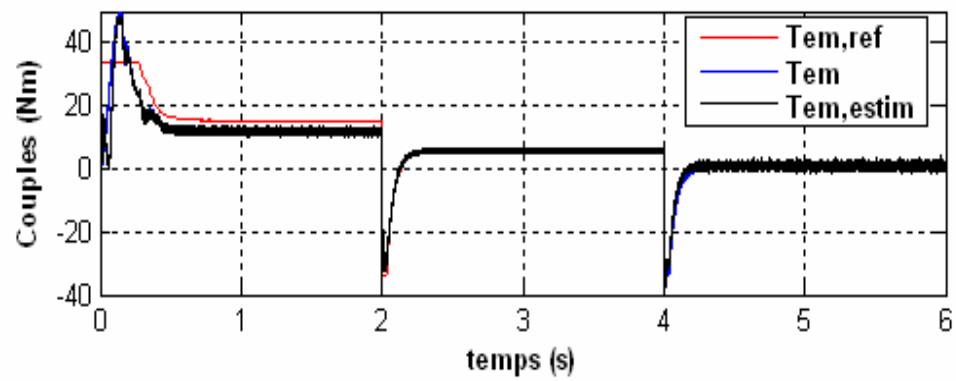


Figure 8.26 CIFRO tension avec comparateur à hystérésis et régulation de fortes et faibles vitesses - poursuite de la consigne du couple

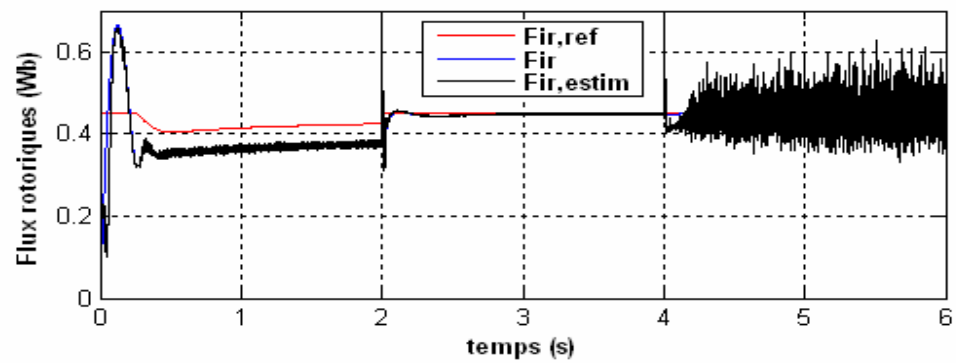


Figure 8.27 CIFRO tension avec comparateur à hystérésis et régulation de fortes et faibles vitesses - poursuite de la consigne du flux

8.6 Conclusion

Tout en rappelant que l'objectif de la commande vectorielle est de contrôler le couple de façon optimale et indépendante du flux, nous démontrons qu'il est possible de concevoir un contrôleur de vitesse basé sur les grandeurs de la plaque signalétique de la machine. Ledit contrôleur est fait sous une forme similaire au modèle réduit (pu). Ceci permet un changement rapide de la machine par un simple technicien dans une chaîne industrielle (ou un mécanicien pour les locomotives électriques ou hybrides) en cas de panne, sans avoir à réajuster de façon laborieuse les paramètres du PI contenu dans ce contrôleur.

Le contrôleur à flux rotorique adaptatif que nous avons réalisé permet également l'estimation de la résistance rotorique en présence des contrôleurs PI optimisés. Il en est de même pour l'estimation de la résistance statorique, du flux et du couple électromagnétique. Le contrôle de la vitesse est aussi performant en basses, moyennes et hautes vitesses quel que soit le mode d'alimentation de la machine (cf. annexe E).

Au vu du design des *OPI*, une meilleure compréhension et une autre vision dans le choix des paramètres des PI classiques se dégagent. Il n'est donc pas nécessaire de mesurer la constante de temps mécanique de la machine avant de confirmer que le choix des paramètres du contrôleur PI est quasi-optimal.

Ces designs ont été validés par simulation et par expérimentation en temps réel. C'est une méthode rapide et sûre fonctionnant directement avec les paramètres nominaux fournis par le constructeur de la machine. Cette méthode est plus rapide et plus performante que la méthode des essais-erreurs de Nichols et Ziegler, la méthode théorique d'annulation exacte du pôle via le zéro du PI et la méthode d'optimisation de Simulink/Matlab (*Simulink Response Optimization/Control Systems Demos, PID tuning or tracking*).

N.B. : Quick est un terme fréquentiel et selon le théorème de *Nyquist-Shannon*, il doit être inférieur à la moitié de la fréquence d'échantillonnage de l'intégrateur discret (cf. figure 8.1).

Chapitre 9 - Commande vectorielle adaptative à flux rotorique orienté sans capteur mécanique de vitesse

La tendance en industrie depuis bientôt deux décennies est de remplacer les commandes vectorielles usuelles à base de capteurs mécaniques ou optiques [16]-[21][29][65][66][91][92] de vitesse par des techniques de commandes vectorielles plus modernes sans capteur physique de vitesse ou de position [39][93]-[106]. En industrie et en recherche, les *génératrices tachymétriques*, les *encodeurs optiques* et les *résolveurs* sont les trois types de capteurs à partir desquels est mesurée ou déduite la vitesse mécanique [107].

Le coût des capteurs physiques de vitesse est d'autant plus exorbitant que le capteur est précis; ce coût peut être quelques fois plus élevé que celui de la machine asynchrone pour des applications standards de faibles puissances ($<3\text{kW}$). Les questions d'encombrement ou d'optimisation des dimensions physiques des systèmes industriels ou de locomotion ne donnent pas souvent une place aux capteurs physiques de vitesse, sans oublier certaines raisons de design et l'étendue de mesure (plage de vitesse) limitée des capteurs usuels (cf. annexe F).

Dans la littérature, la plupart des estimateurs de vitesse mécanique de la machine asynchrone sont largement dépendants des paramètres de la machine et les tests de validation sont effectués pour des fonctionnements au voisinage de la vitesse de synchronisme ou de la vitesse nominale de la machine asynchrone [5].

En général, les différents algorithmes sont complexes, nécessitant des temps de calcul non négligeables, ce qui n'est pas favorable pour des applications temps réel à moins que

l'on dispose de systèmes multiprocesseurs performants ou que l'on fasse des implantations sur des circuits FPGA ou mieux VLSI.

Les erreurs faites sur l'estimation de la vitesse sont très grandes en basse vitesse, étant donné que la génératrice tachymétrique est elle-même une machine électrique [104][107]. Aussi, la commande avec des capteurs optiques (encodeurs optiques) se heurte à des erreurs non négligeables à basse vitesse et surtout lorsque ces capteurs sont de conceptions moins précises [107]. Les interpolations deviennent difficiles, cela nécessite souvent une estimation de l'inertie et du frottement visqueux équivalents [90, pp.223-267][108]-[113].

À l'heure actuelle, la problématique est d'avoir des estimateurs de vitesse pouvant fonctionner sur une grande plage de vitesse en l'occurrence à faible vitesse, très peu sensibles aux variations des paramètres de la machine et utilisables en temps réel.

En ce qui concerne nos travaux de recherche, nous avons réussi à mettre en place des estimateurs précis de la vitesse synchrone d'une machine asynchrone à partir des tensions et courants statoriques; lesdits estimateurs sont utilisables à faible vitesse tout comme au-dessus de la vitesse de base. Moyennant quelques petits apports judicieux nous transposerons le principe de l'EVBO basé sur le module à un EVBF (en boucle fermée). Plusieurs possibilités nous sont offertes pour réaliser une commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse, cependant nous utiliserons cette méthode simple et originale en boucle fermée, faite à partir du principe d'un EVBO basé sur le module.

Afin d'avoir une référence comparative pour les résultats de simulation présentés, nous présenterons les courbes de la vitesse estimée et celle de la vitesse mesurée. Aussi, pour vérifier la stabilité et les performances de nos structures de commande sans capteur de vitesse, nous les avons appliquées à des commandes vectorielles sans régulation de la vitesse et ensuite à des commandes vectorielles avec régulation de la vitesse.

Des notions de commande vectorielle avec autopilotage *explicite* ou *implicite* seront abordées ce qui nous permettra d'introduire là également une méthode auto adaptative vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.

Notons que, toujours dans le cadre de la similitude de la IRFOC et de la commande de la machine cc. à excitation séparée, le flux dans la machine asynchrone sera maintenu à sa valeur nominale pour des fonctionnements en dessous de la vitesse de base synchrone et un affaiblissement de champ sera effectué dans le cas contraire.

9.1 Commande vectorielle adaptative sans capteur mécanique de vitesse

Dans la commande vectorielle à flux rotorique orientée sans capteur mécanique de vitesse, les travaux présentés dans les articles scientifiques et les livres sont faits avec une régulation de la vitesse. La stabilité de la CIFRO dans ces applications est assurée par le contrôleur de vitesse, ce qui ne permet pas d'après nos investigations de faire un design performant de la commande sans capteur.

La méthode pragmatique de réaliser une CIFRO sans capteur de vitesse doit se faire en partant du fait qu'à l'origine la CIFRO est réalisée en tenant compte seulement des consignes de couple et de flux. Par ailleurs, il faut se rappeler qu'un capteur de couple est beaucoup plus onéreux qu'un capteur de vitesse et par conséquent le contrôleur de vitesse sert de moyen indirect au contrôle du couple. En plus, le contrôle de la vitesse n'implique pas forcément une orientation du flux et du couple.

En faisant un design correct de l'estimateur de vitesse avec des consignes de flux et de couple seulement, il est alors possible d'appliquer la boucle de vitesse afin d'assurer que la machine démarrera quel que soit le couple mécanique de charge inférieur au couple maximal. En simulation avec les méthodes de CIFRO classiques, on voit que la machine tourne quelle que soit la consigne de couple, ce qui n'est pas le cas en pratique. Rappelons qu'une machine ne démarre que si le couple électromagnétique est supérieur au couple mécanique (résistant) et que le fonctionnement n'est stable qu'à l'équilibre des couples (2.59).

Les figures 9.1 et 9.2 sont des schémas simples de la CIFRO sans capteur utilisant une consigne de vitesse. Que ce soit lors des simulations en valeurs moyennées, avec des PWM ou des comparateurs à hystérésis, nos algorithmes de CIFRO sans capteur mécanique se sont avérés précis. Les détails de concept sont donnés tout au long de ce chapitre.

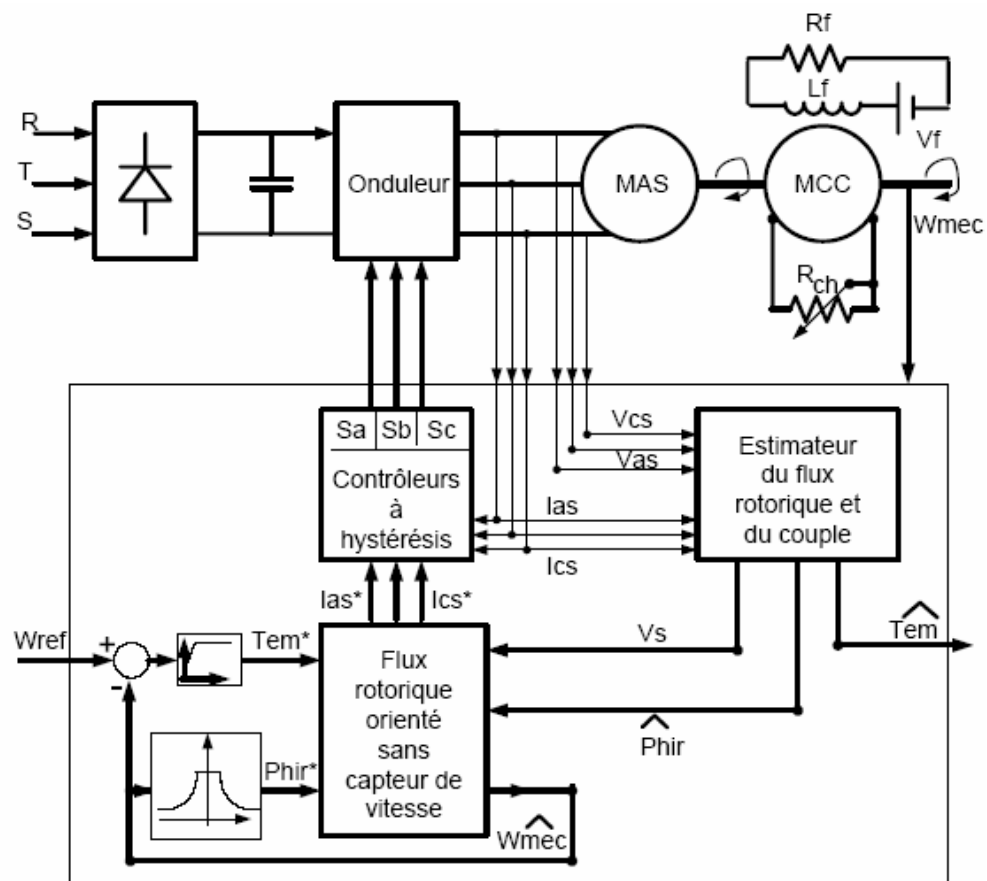


Figure 9.1 CFO tension Hystérésis, commande vectorielle adaptative sans capteur

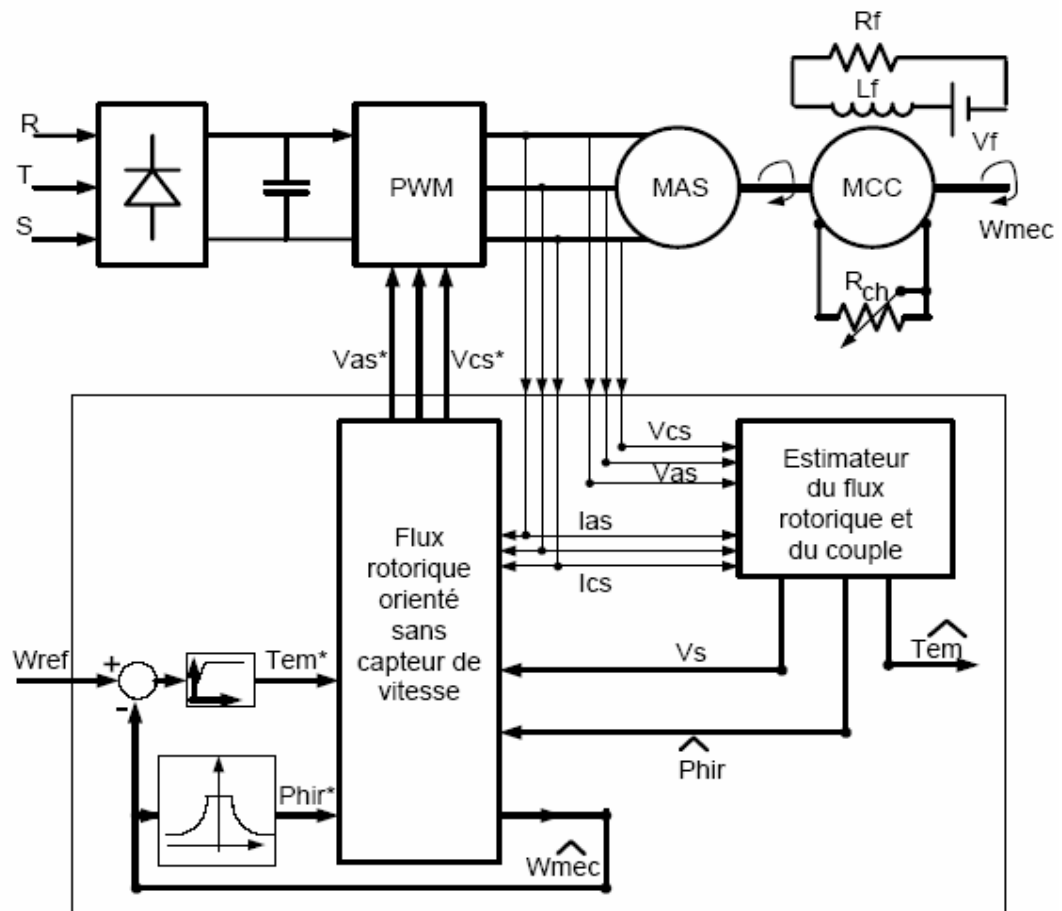


Figure 9.2 PWM :-CIFRO sans capteur avec régulation de la vitesse

9.1.1 Design des contrôleurs à flux rotorique orienté sans capteur mécanique de vitesse

Nous présentons, dans cette section deux topologies de contrôleurs à flux rotorique orienté sans capteur mécanique de vitesse et nous démontrons de façon progressive que lesdits contrôleurs sont adaptatifs.

Une observation rapide de la figure 8.24 montre qu'en faisant une CIFRO de la machine alimentée en tension utilisant des comparateurs à hystérésis et une régulation de la vitesse, il y a une proportionnalité entre l'amplitude de la tension extraite avec un LPF-

HSF et la vitesse mécanique (similarité à un V/f). Un EVBO basé sur le module est donc utilisable ici, d'autant plus que la valeur du flux est maintenue égale à sa valeur de consigne. L'ensemble régulation du flux et estimation de vitesse basé sur le module peut être considéré comme un estimateur de vitesse en boucle fermée (EVBF). La figure 9.3 est le schéma interne du contrôleur à flux rotorique orienté de la figure 9.2 avec l'utilisation des contrôleurs *OPI* vus au chapitre précédent.

Les figures 8.24 et 8.25 montrent bien une relation entre le module de la tension et la vitesse mécanique, pour ce faire le module de la tension doit avoir un profil lent tout comme la vitesse sur la figure 8.25. Il est important que le contrôleur PI de vitesse soit bien paramétré de façon à ce que la variation du module de la tension se fasse avec un profil lent lors des échelons décroissant de la consigne de vitesse. Il suffit pour cela de réduire le gain K_I du PI en réduisant le gain *Quick*.

Deux topologies de l'EVBF sont décrites par les schémas internes des figures 9.4 et 9.5. Ainsi l'autopilotage fréquentiel sera dit :

- **Explicite** si la pulsation de glissement (4.11) est clairement additionnée avec la pulsation issue de l'EVBF (fig. 9.4) pour former la pulsation électrique. Dans cette structure de l'EVBF, la vitesse générée est directement la vitesse mécanique. Cette structure est dépendante de la résistance rotorique (4.11) si l'on tient à avoir une vitesse mécanique estimée conforme à celle mesurée. En général, l'autopilotage explicite est le plus utilisé dans la commande de la machine asynchrone.
- **Implicite** si la pulsation électrique est directement générée par l'EVBF (fig. 9.5) et que la pulsation mécanique est déterminée en déduisant la pulsation de glissement de celle de la pulsation électrique. Cette structure montre bien qu'il est possible d'assurer une orientation du flux rotorique de façon indépendante de la résistance rotorique. Par conséquent, la résistance rotorique n'est donc nécessaire que pour l'estimation de la vitesse mécanique en vue d'une régulation ultérieure de la vitesse mécanique. L'orientation du flux sans capteur de vitesse est donc adaptative (fig. 9.5) aux faibles variations de R_r .

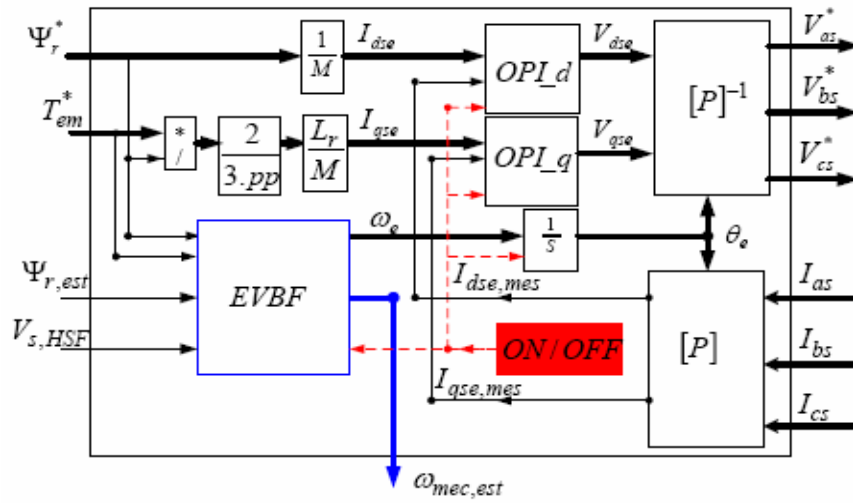


Figure 9.3 Contrôleur CIFRO sans capteur avec un estimateur de vitesse en boucle fermée (EVBF).

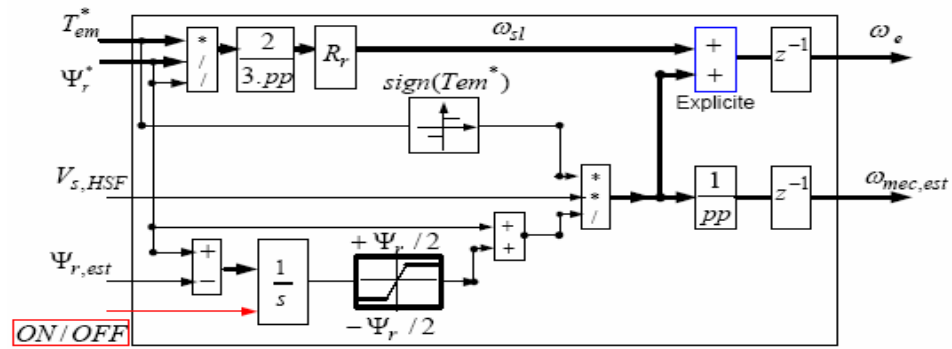


Figure 9.4 EVBF du contrôleur CIFRO sans capteur avec autopilotage fréquentiel explicite

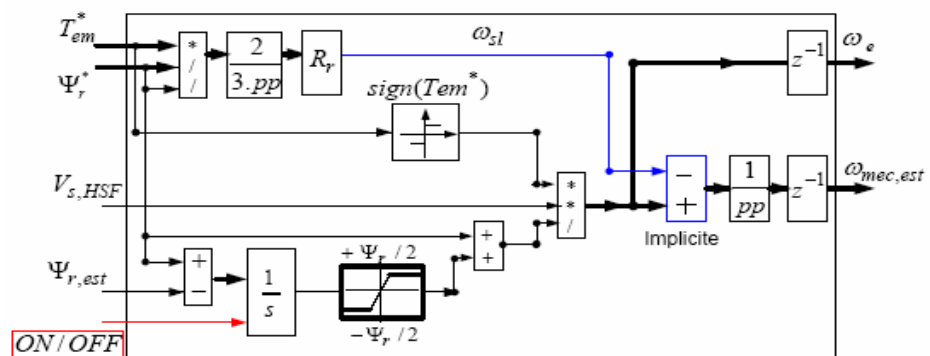


Figure 9.5 EVBF du contrôleur CIFRO sans capteur avec autopilotage fréquentiel implicite

Nous présenterons dans les sections qui suivent quelques résultats de simulation ou d'expérimentation qui valident bien cette nouvelle approche.

Dans le chapitre suivant nous verrons des méthodes d'estimation des résistances, ce qui permettra de rendre plus robuste l'estimation de la vitesse mécanique avec ces topologies. La topologie implicite est très intéressante étant donné qu'elle évite le cumul d'erreur comme dans le cas de la topologie explicite. En effet, avec la topologie implicite, les erreurs sur l'estimation de R_r n'influent que très faiblement sur la vitesse mécanique estimée. En outre, l'erreur relative sur la vitesse estimée est plus faible que celle des capteurs de vitesse (génératrice tachymétrique).

9.1.2 Résultats expérimentaux : CIFRO explicite avec R_r et R_s connues

Lors de tests temps réel des algorithmes implantés sur dSPACE avec la source programmable (LING) et les machines ¼ HP disponibles au laboratoire, nous avons obtenu des résultats satisfaisants.

Démarrage :

Au démarrage, le flux rotorique estimé par le modèle de référence poursuit bien sa consigne (fig. 9.6); les courants des axes d-q poursuivent correctement leurs consignes (fig. 9.7); aussi la vitesse générée par l'EVBF poursuit bien la vitesse de référence (fig. 9.8) et nous pouvons également constater que la vitesse mesurée est bien égale à la vitesse générée par l'EVBF à partir de 50% de la vitesse de référence.

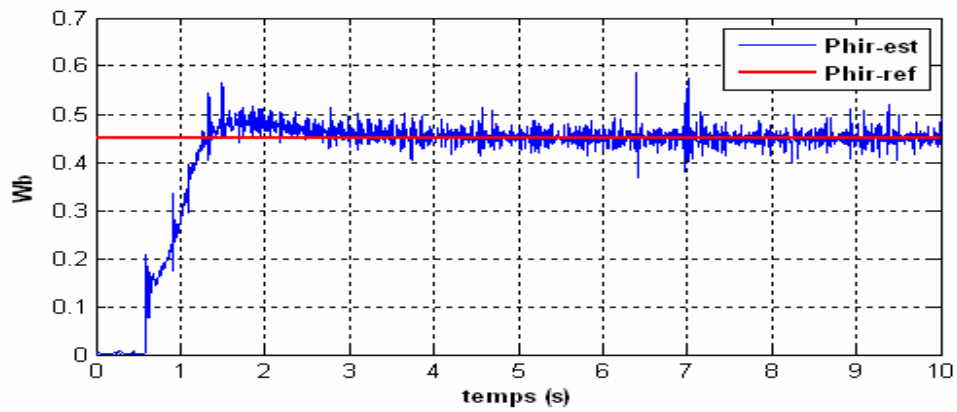


Figure 9.6 CFO tension sans capteur : courbes du flux rotorique et de sa consigne

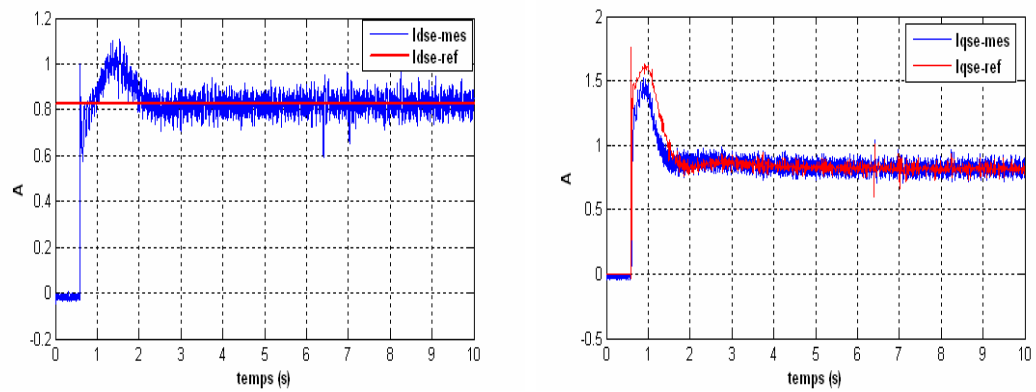


Figure 9.7 CFO tension sans capteur : courbes des courants I_{dse} et I_{qse} dans le repère lié au champ tournant.

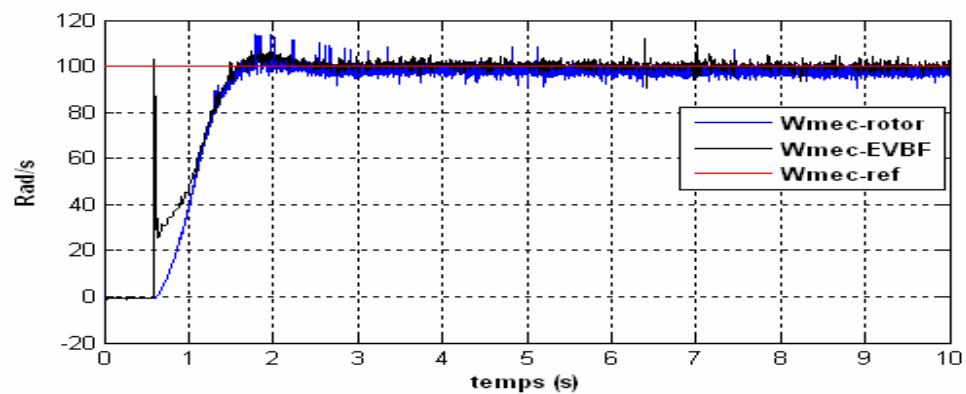


Figure 9.8 CFO tension sans capteur : courbes de la vitesse mécanique estimée et de la vitesse mécanique mesurée

Inversion de vitesse :

Les figures 9.9 et 9.10 montrent bien que la relation entre l'amplitude de la tension statorique et la vitesse générée par l'EVBF demeure lors d'une inversion de la vitesse. Aussi, la vitesse mesurée présentée sur la figure 9.10 montre qu'elle est égale à la vitesse générée par l'EVBF en régime quasi stationnaire. En régime transitoire, la vitesse générée par l'EVBF est différente de la vitesse mesurée étant donné que c'est elle qui varie rapidement afin d'imposer à la machine l'allure de sa vitesse. Cela facilite le démarrage et l'inversion de vitesse rapides de la machine. Pour mesurer la vitesse de la machine, on peut associer à cet estimateur (EVBF) un EVBO comme au chapitre 6 à partir duquel on déduira le glissement bien connu ici.

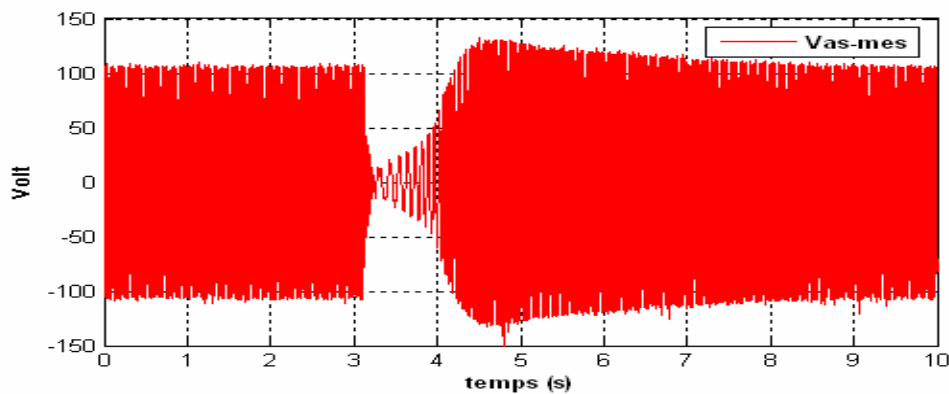


Figure 9.9 CFO tension sans capteur : courbes de la tension statorique mesurée dans la phase a

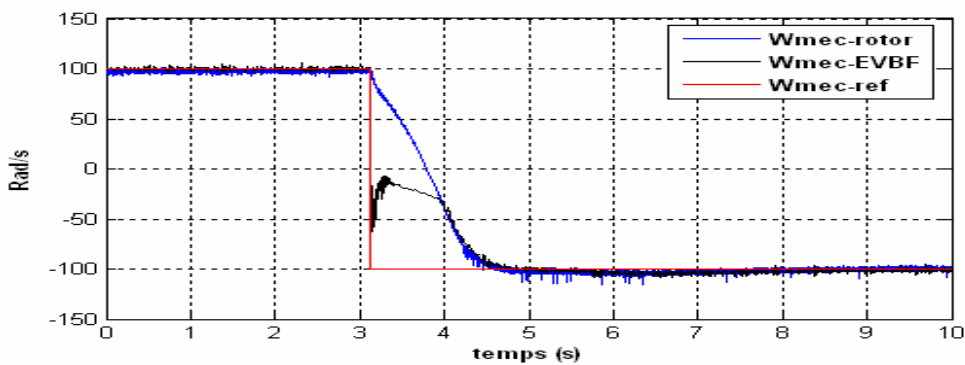


Figure 9.10 CFO tension sans capteur : courbes des vitesses mécaniques estimée, mesurée et de la consigne :

Variation de vitesse des faibles aux moyennes vitesses :

Cet algorithme est également fonctionnel pour des vitesses au-dessus de 10% de la vitesse de synchrone de base de la machine. La figure 9.11 donne l'allure de la vitesse à 10 rad/s et à 100 rad/s, quant à la figure 9.12 elle donne l'allure des tensions statoriques mesurées lors de ladite variation de consigne de vitesse. Les courbes des courants d'axes d et q (fig. 9.13) ainsi que celle du flux rotorique (fig. 9.14) montrent bien que les valeurs mesurées poursuivent bien leurs consignes après un bref régime transitoire.

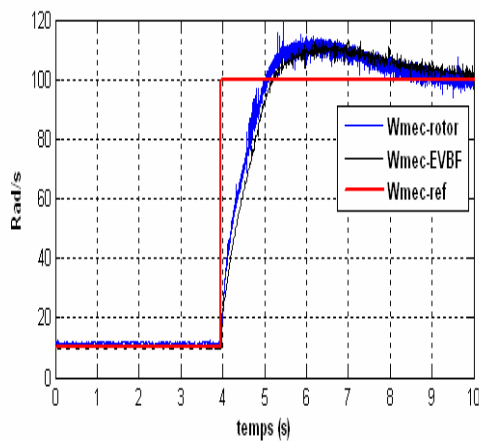


Fig. 9.11 Contrôle de la Vitesse

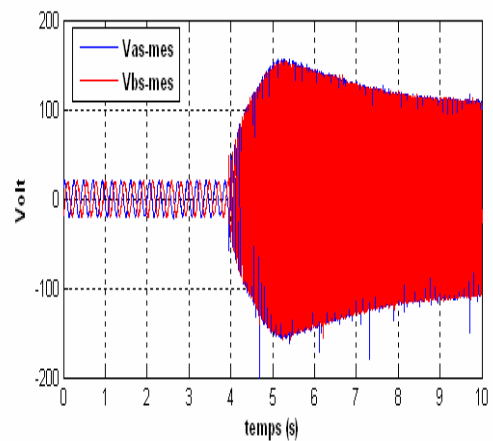


Fig. 9.12 Tensions statoriques mesurées

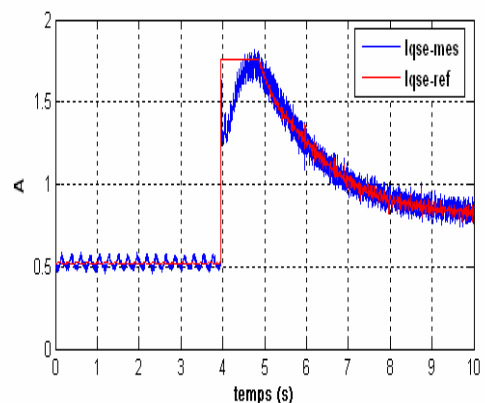
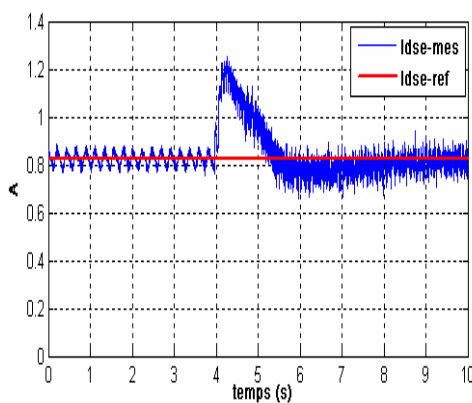


Figure 9.13 CFO tension sans capteur : courbes des courants Idse et Iqse dans le repère lié au champ tournant en basses et moyennes vitesses.

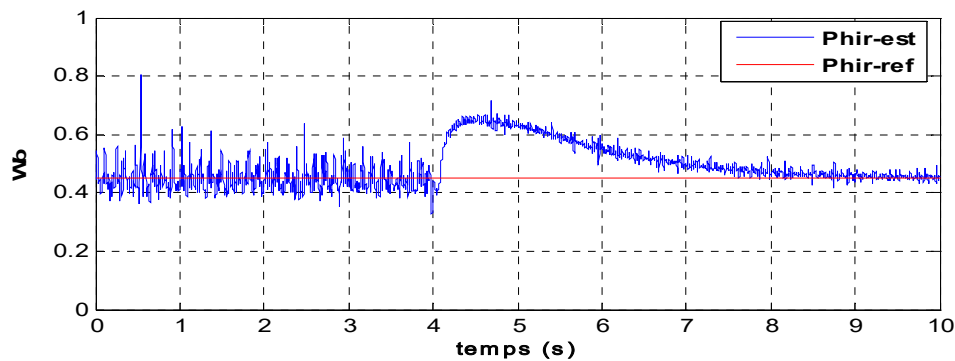


Figure 9.14 CFO tension sans capteur : variation du flux rotorique, basses et moyennes vitesses

9.1.3 Résultats expérimentaux : CIFRO implicite avec R_r et R_s connues

En simulation tout comme en expérimentation, la CIFRO explicite et la CIFRO implicite se sont avérées conforme aux résultats escomptés. Nous présentons dans cette section quelques résultats expérimentaux qui corroborent bien notre thèse.

Démarrage :

Au démarrage, le flux rotorique estimé poursuit bien sa référence (fig. 9.15); il en est de même pour les courants d'axes d-q (fig. 9.16) et de la vitesse (fig. 9.17). Une remarque essentielle faite lors de l'implantation de la CIFRO en général est que les erreurs de déphasage introduites par la chaîne de mesure, l'onduleur ou la charge de la machine peuvent introduire des erreurs dans l'égalité entre le couple de consigne généré par le contrôleur de vitesse et le couple estimé. Il faut donc charger convenablement la machine et vérifier que les tensions et courants de référence sont bien en phase avec ceux mesurés.

Au besoin, il faut compenser les erreurs de phase afin d'avoir une estimation correcte du couple (fig. 9.18).

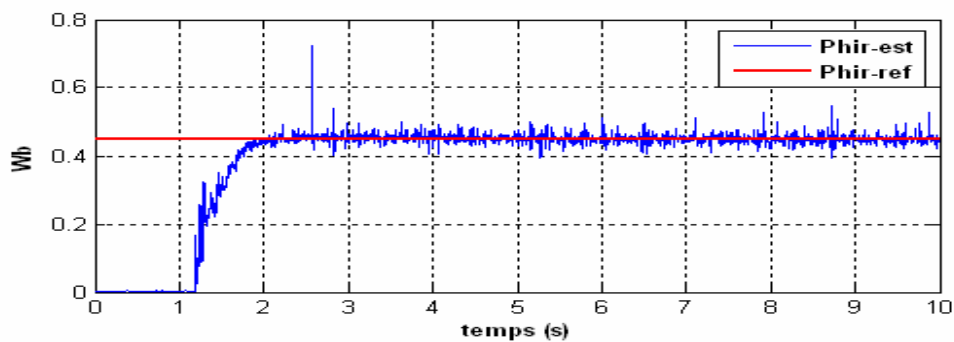


Figure 9.15 CFO tension sans capteur : courbes du flux rotorique et de sa consigne. - Démarrage

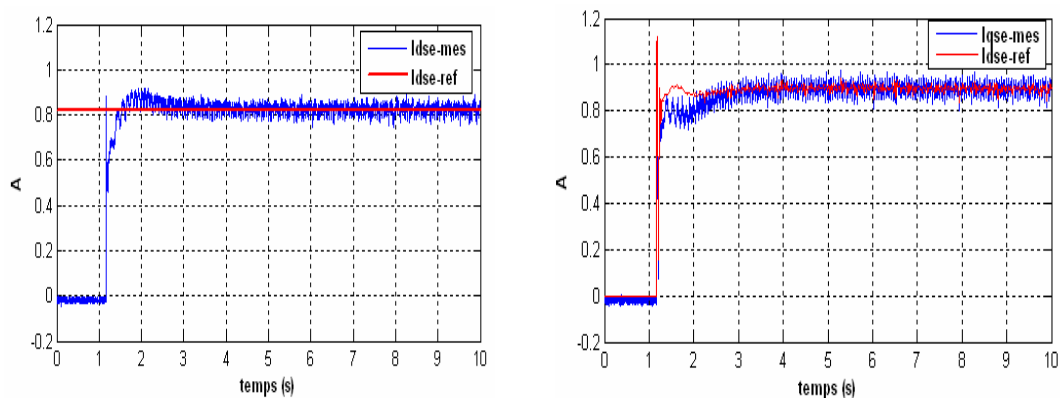


Figure 9.16 CFO tension sans capteur : courbes des courants I_{dse} et I_{qse} dans le repère lié au champ tournant. - Démarrage

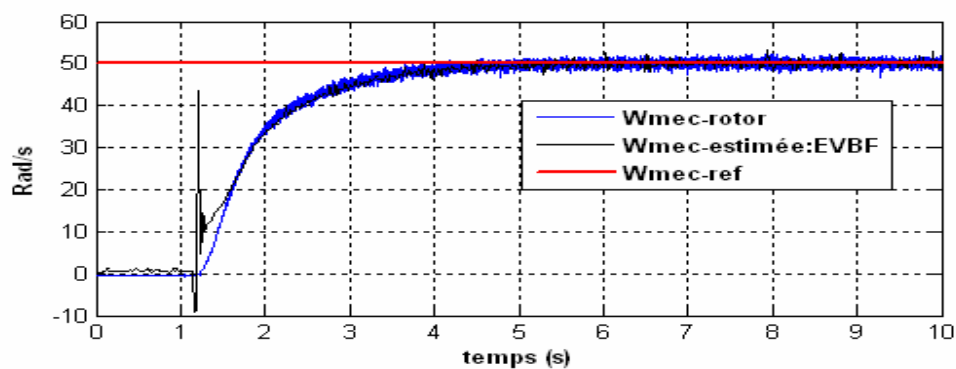


Figure 9.17 CFO tension sans capteur : courbes de la vitesse mécanique estimée et de la vitesse mesurée. - Démarrage

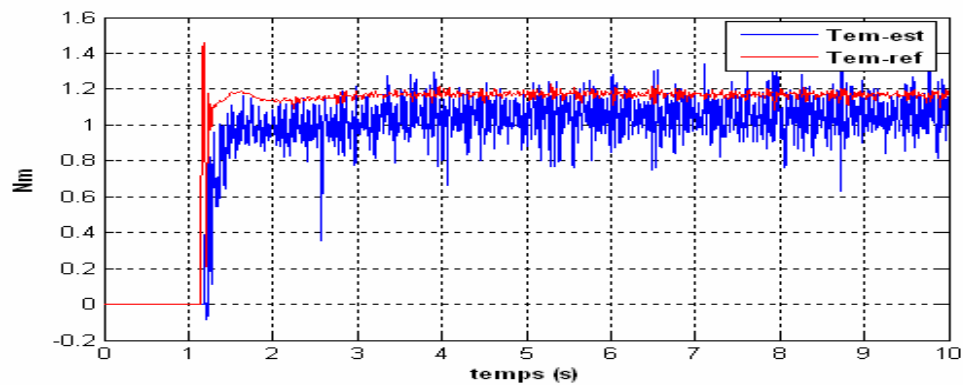


Figure 9.18 CFO tension sans capteur : courbes du couple électromagnétique de référence et du couple estimé. - Démarrage

Inversion de vitesse :

Lors d'une inversion de la vitesse, le flux dans la machine change de sens, cela se traduit par un passage par zéro (au champ rémanent près) d'où l'allure de la courbe du flux rotorique (fig.9.19). Le couple électromagnétique tend vers sa référence (fig. 9.20), les courants d'axes d-q poursuivent leurs références (fig. 9.21) sans oublier la vitesse générée par l'EVBF qui poursuit bien sa consigne (fig. 9.22). En somme, toutes les grandeurs régulées poursuivent bien leurs consignes.

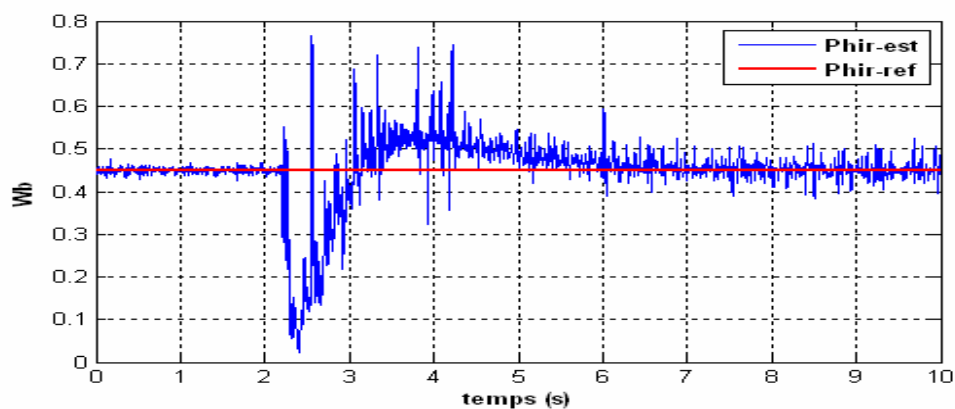


Figure 9.19 CFO tension sans capteur : courbes du flux rotorique et de sa consigne. – Inversion de vitesse

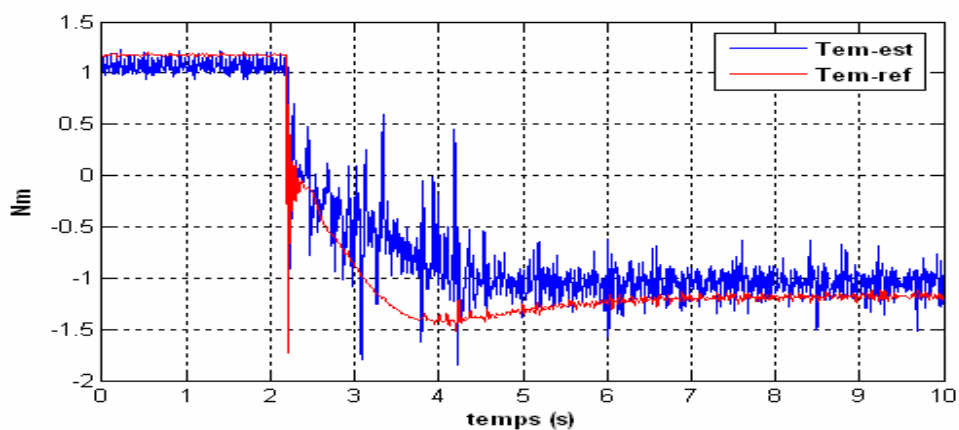


Figure 9.20 CFO tension sans capteur : courbes du couple électromagnétique de référence et du couple estimé. – Inversion de vitesse

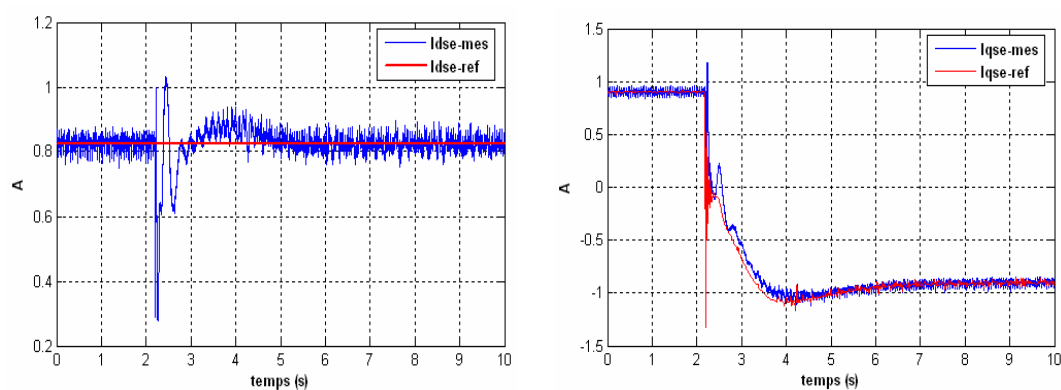


Figure 9.21 CFO tension sans capteur : courbes des courants I_{dse} et I_{qse} dans le repère lié au champ tournant. – Inversion de vitesse

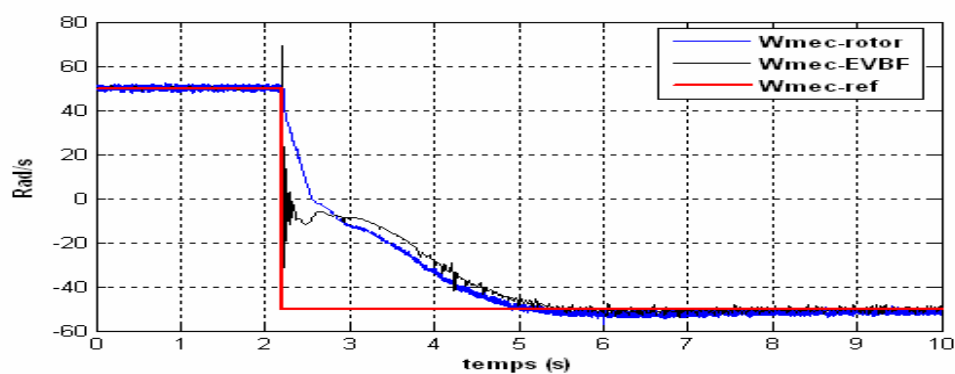


Figure 9.22 CFO tension sans capteur : courbes de la vitesse mécanique. – Inversion de vitesse

9.1.4 Commande vectorielle adaptative sans capteur de vitesse

Dans cette section, nous démontrerons de façon succincte comment réaliser une CIFRO implicite adaptative à la variation en ligne de la résistance rotorique. Pour ce faire, nous utiliserons une commande adaptative indirecte avec modèle de référence, le modèle de référence étant ici le modèle de la machine asynchrone alimentée en courant dans le référentiel lié au rotor déjà vu au chapitre 3.

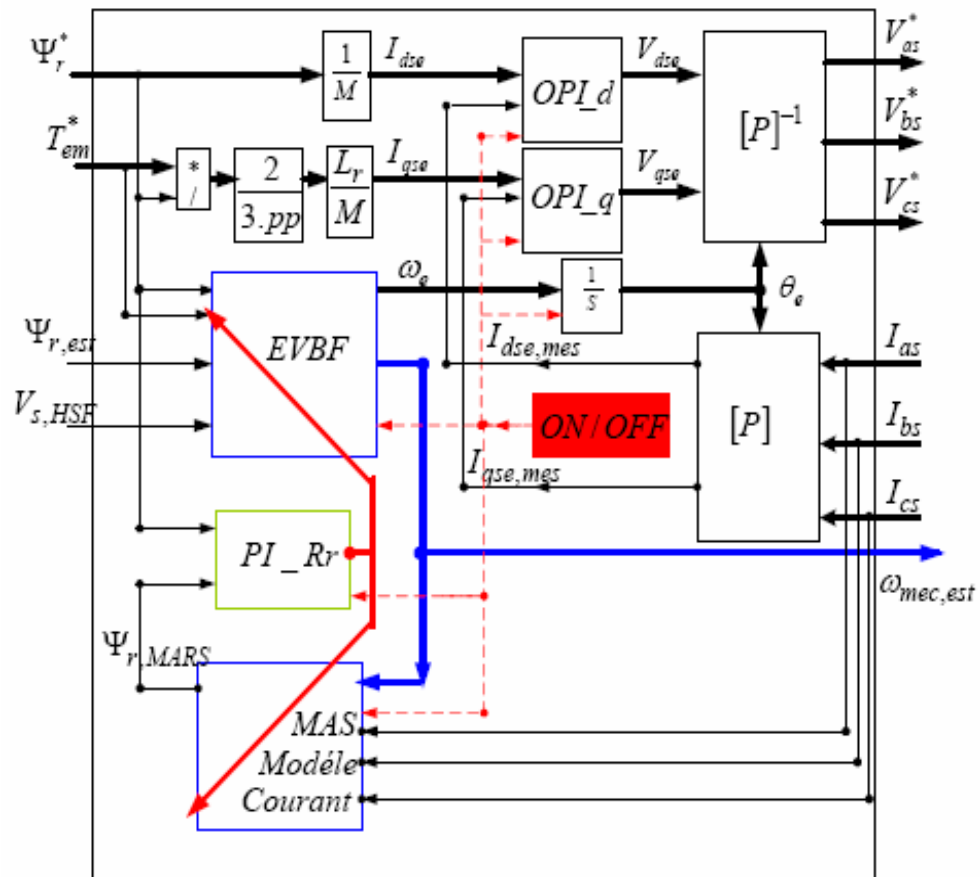


Figure 9.23 CFO tension sans capteur : Contrôleur adaptatif à flux rotorique orienté avec EVBF et compensation du glissement dû aux variations de R_r

Notons que lorsque l'on fait de la commande vectorielle sans capteur mécanique, il est impossible d'estimer à la fois la vitesse et la résistance rotorique avec précision [90]. La valeur de la résistance rotorique n'est nécessaire que pour calculer la valeur exacte de la pulsation de glissement, en contrôlant déjà la pulsation de glissement via l'estimateur de vitesse, il advient que le contrôleur de vitesse soit prépondérant sur le contrôleur de la résistance rotorique. Ainsi, nous estimerons la vitesse avec précision et quant à la résistance rotorique nous compenserons ses effets afin de réduire l'erreur sur la vitesse générée par l'EVBF. Toutefois, retenons que l'orientation du flux rotorique est conservée étant donné que le module du flux est régulé et que la pulsation électrique générée reste correcte en régime établi. Cela se clarifie très bien avec les résultats de simulation (figures 9.24 – 9.30) et les résultats pratiques (figures 9.31 – 9.35).

Pour le même profil de variation de la résistance rotorique en basse et en moyenne vitesses (figure 9.24), nous observons en premier temps les résultats sans compensation de la résistance rotorique (figures 9.25 – 9.27) et dans un second temps ceux avec la compensation de résistance rotorique (fig. 9.28 – 9.30). Sur la figure 9.24, la variation de la résistance R_r se fait en rampe au départ et de façon abrupte ensuite; sur l'intervalle $[0, 30 \text{ s}]$, la machine roule en basse vitesse (18 rad/s) et sur l'intervalle $[30, 55 \text{ s}]$, elle roule en moyenne vitesse (100rad/s) (figure 9.27). La figure 9.25 montre qu'en basse ou moyenne vitesse, le module du flux rotorique estimé poursuit bien sa consigne; cela est normal d'autant plus que nous régulons le flux dans la machine. La courbe du couple électromagnétique (figure 9.26) montre également qu'avec notre contrôleur CIFRO, l'orientation du flux et couple demeure même en absence de compensation de R_r . En effet, en basse ou en moyenne vitesse, nous pouvons constater sur la figure 9.26 qu'en régime permanent le couple atteint toujours sa consigne. Rappelons que la variation de la résistance rotorique de la machine asynchrone à cage se fait toujours avec un profil très lent. De ce fait, en faible tout comme en moyenne vitesse, le couple électromagnétique va poursuivre de très près sa consigne. Sur la figure 9.27, nous pouvons voir les allures de courbes de la vitesse mécanique sans compensation de R_r en basse et en moyenne vitesse. L'erreur relative commise sur l'estimation de la vitesse est de l'ordre du glissement nominal de la machine et la variation de 50% de la résistance rotorique entraîne à peine 1% de variation supplémentaire sur la vitesse mécanique. Pour pouvoir détecter une

variation, il faudrait avoir en pratique un capteur mécanique de précision supérieure à 1% ce qui n'est pas de la gamme des capteurs industriels de vitesse et encore moins des capteurs du grand public.

En conclusion, cette méthode démontre de façon claire, que pour les machines de puissances élevées, où la résistance rotorique est très négligeable devant l'impédance de base de la machine, nous n'avons pas besoin d'identifier la résistance rotorique afin de faire une commande vectorielle adaptative sans capteur.

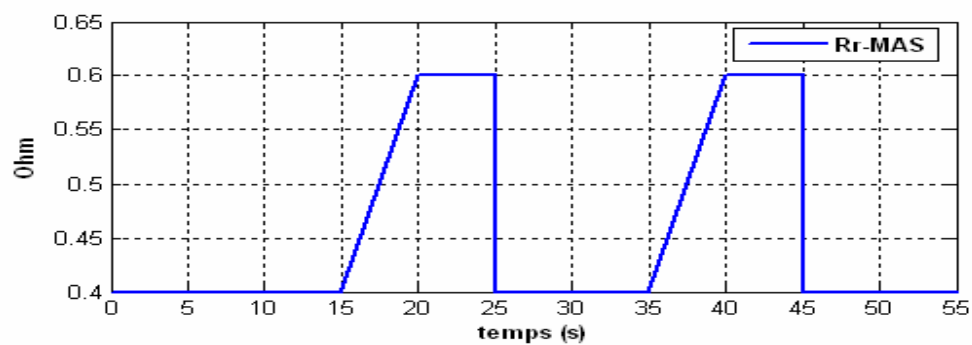


Figure 9.24 CFO tension sans capteur : variation de R_r dans la MAS

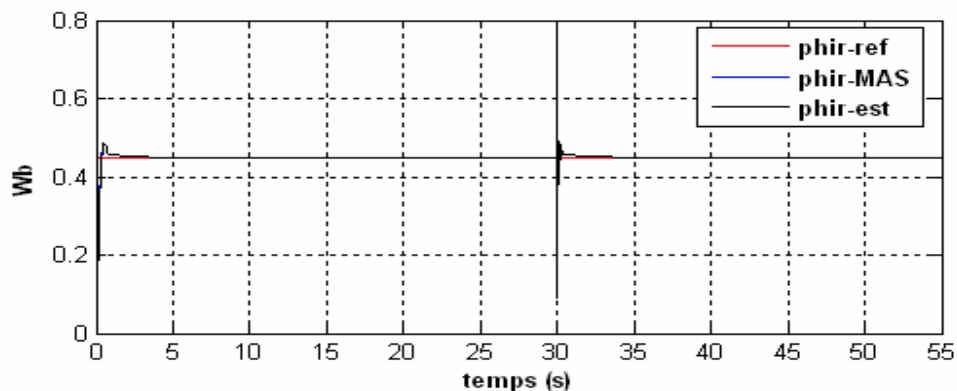


Figure 9.25 CFO tension sans capteur : courbes du flux sans adaptation de R_r

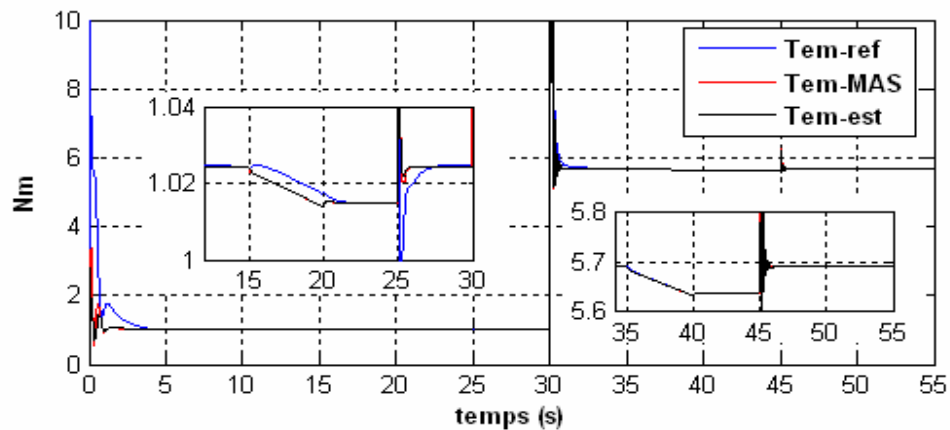


Figure 9.26 CFO tension sans capteur : courbes du couple sans adaptation de R_r

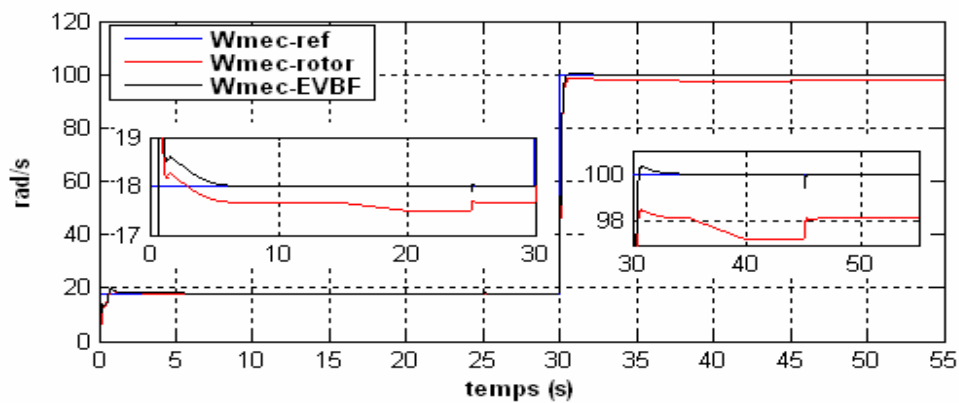


Figure 9.27 CFO tension sans capteur : courbes de la vitesse sans adaptation de R_r

Après avoir vu la commande adaptative à flux rotorique orienté sans capteur et sans compensation de la résistance rotorique, nous abordons maintenant le cas de la commande sans capteur et avec compensation de la résistance rotorique. La compensation de la résistance rotorique, intervient juste pour réduire l'erreur commise sur la valeur de la vitesse mécanique.

La figure 9.28 montre que, pour le même profil de variation de R_r que ci-dessus, la compensation de la résistance rotorique ne suit pas exactement le profil de variation de R_r . Aussi, cette compensation est fonction de la variation de la consigne de vitesse. Comme précédemment énoncé, l'EVBF en cascade avec la boucle de vitesse agissent sur

le contrôle de la pulsation de glissement, le PI compensateur de R_r n'a donc pas une action prépondérante sur le PI principal de régulation du flux et le PI secondaire de régulation de la vitesse.

La régulation du flux rotorique assure toujours le maintien du flux dans la machine à sa valeur de consigne, ainsi les courbes de la figure 9.29 démontrent une fois de plus que l'orientation du flux et du couple se conserve tout comme sur la figure 9.26. Le contrôle de la vitesse se fait bien avec la compensation de la résistance rotorique; il est visible que l'erreur commise sur l'estimation de vitesse mécanique en régime permanent est beaucoup moindre. Ainsi, la vitesse de synchronisme donnée par l'EVBO permet ici de voir la compensation de R_r (figure 9.27), les variations trop rapides de R_r ne sont pas forcément compensées en ligne, toutefois l'erreur sur la vitesse demeure négligeable.

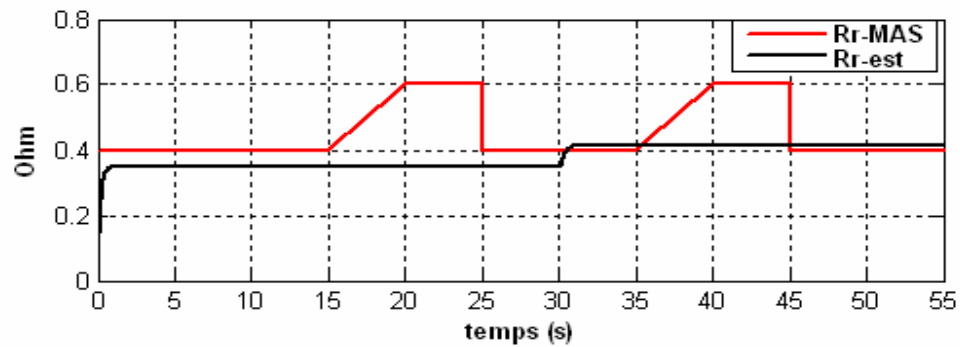


Figure 9.28 CFO tension sans capteur : variation de R_r dans la MAS

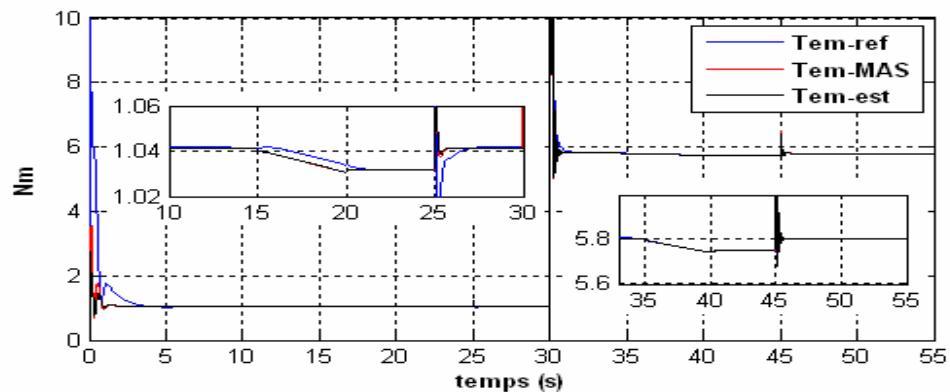


Figure 9.29 CFO tension sans capteur : courbes du couple avec adaptation de R_r

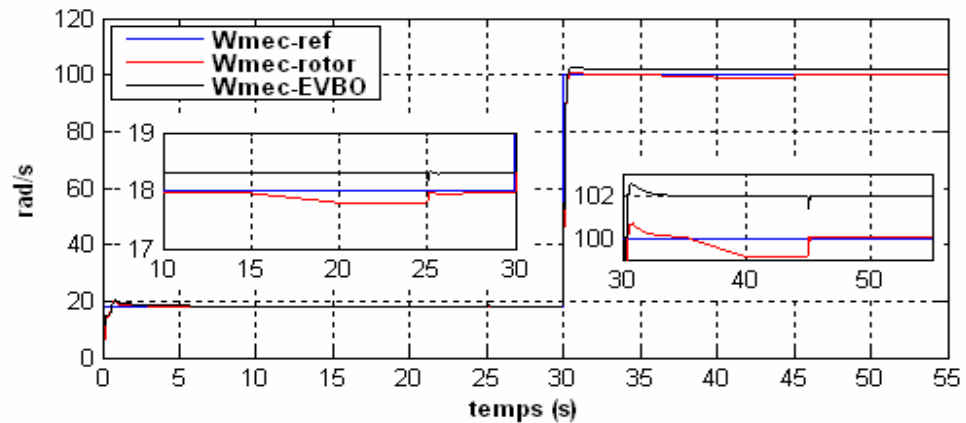


Figure 9.30 CFO tension sans capteur : courbes de la vitesse avec et adaptation de R_r

9.1.5 Résultats expérimentaux : CIFRO implicite adaptative

Afin de démontrer la faisabilité pratique de la compensation des effets de la variation de la résistance rotorique de la machine asynchrone à cage, nous avons procédé à plusieurs tests pratiques sur une machine de 3HP et une machine de $\frac{1}{4}$ de HP. Les résultats expérimentaux obtenus de la machine de $\frac{1}{4}$ HP sont donnés sur les figures 9.31 à 9.35. On voit bien sur la figure 9.31 que la compensation de la valeur de R_r n'est pas 100%. Le flux rotorique est régulé autour de sa consigne (figure 9.32), le couple électromagnétique estimée après compensation des phases est quasiment le même que le couple de consigne (figure 9.33), les courants d'axes $d-q$ sont également régulés autour de leurs valeurs de consignes (figure 9.34) et bien attendu la vitesse estimée par l'EVBF ainsi que celle mesurée en régime permanent suivent bien la consigne de vitesse (figure 9.35).

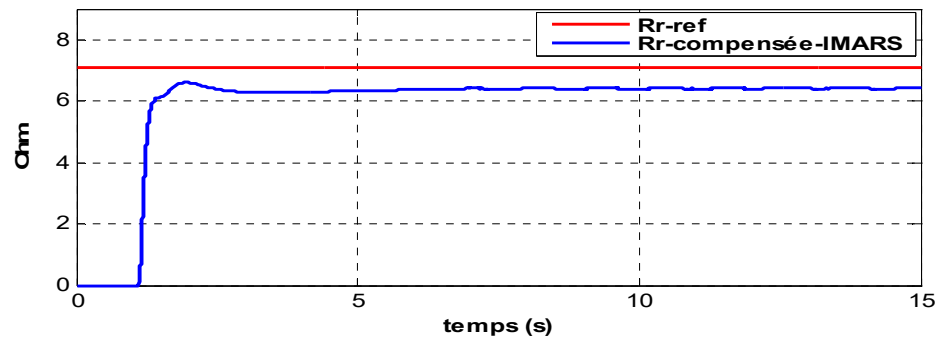


Figure 9.31 CFO tension sans capteur : courbe de compensation de R_r

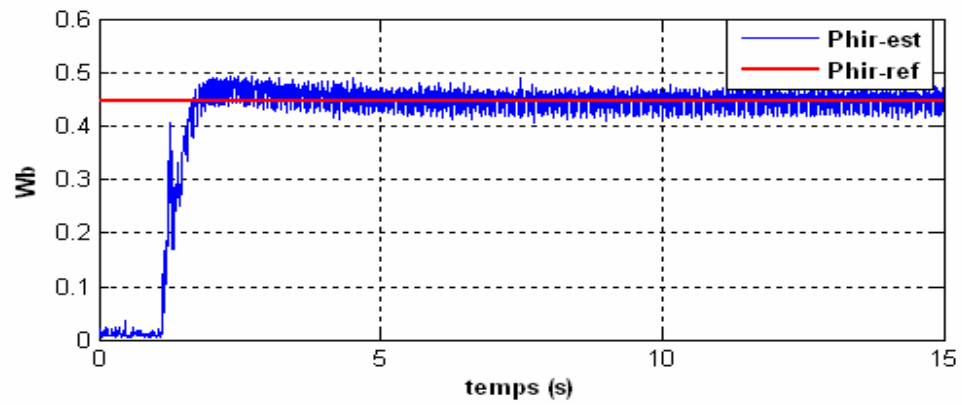


Figure 9.32 CFO tension sans capteur : courbes du flux et de sa consigne

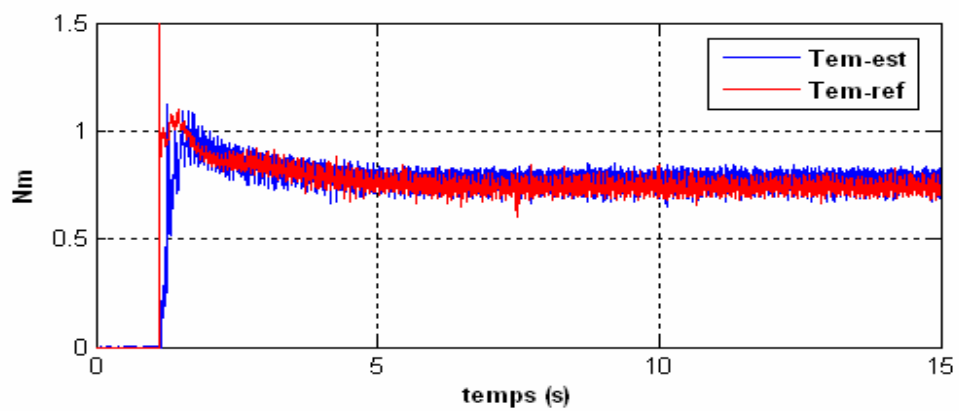


Figure 9.33 CFO tension sans capteur : courbes du couple et de sa consigne

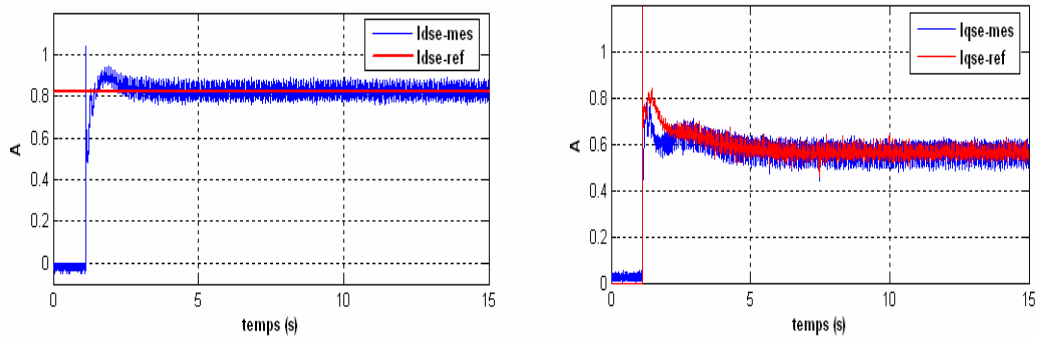


Figure 9.34 CFO tension sans capteur : courbes des courants d'axes d - q

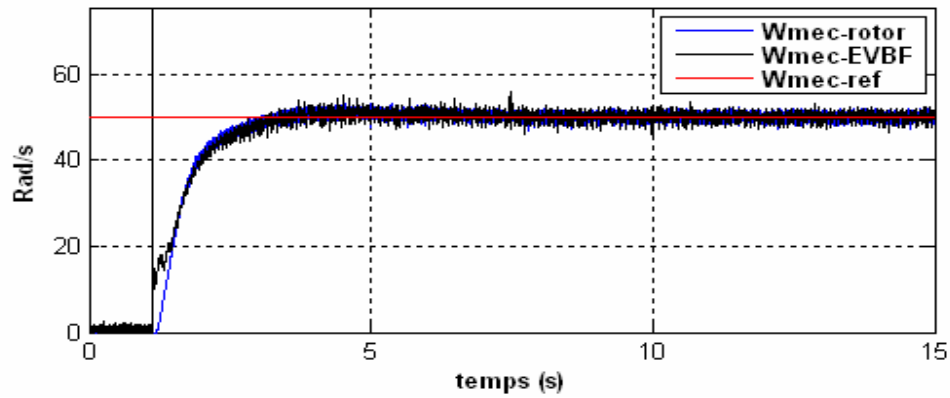


Figure 9.35 CFO tension sans capteur : courbes de la vitesse mécanique estimée et celle mesurée avec compensation de R_r

9.2 Conclusion

Dans les chapitres précédents, nous avons eu à travailler avec un retour de vitesse lors des simulations et avec des génératrices tachymétriques lors des phases expérimentales. Dans ce chapitre, nos contributions ont permis de faire des commandes adaptatives à flux rotorique orienté sans capteur mécanique de vitesse.

Cette structure peut être également utilisée sans la boucle de régulation de vitesse, ce qui est déjà un apport considérable. Dans ce cas-ci le couple électromagnétique doit être suffisant pour faire tourner la machine et celle-ci doit être convenablement chargée pour que l'équilibre des couples soit respecté. Il reste cependant des améliorations à y apporter pour des fonctionnements à faibles couples et à boucle de vitesse ouverte.

Quelle que soit la façon d'alimenter la machine et quelle que soit la forme des tensions et courants mesurés, l'utilisation des HSF permet d'extraire le premier harmonique tandis que l'AAIA permet d'estimer le flux. L'utilisation de la technique d'estimation de la vitesse synchrone avec EVBO basée sur le module est modifiée pour en faire une technique d'estimation en boucle fermée (EVBF). Ceci assure à cette technique de commande sans capteur mécanique de vitesse une faisabilité, une simplicité et une très grande précision par rapport aux méthodes avec des capteurs mécaniques. Comparativement aux méthodes publiées dans des articles scientifiques telles les méthodes à base du filtre de Kalman, de réseaux de neurones artificiels, ou certains travaux comme [41][114], cette méthode est de loin simple et précise. Remarquons que dans cette structure se retrouve une forme améliorée de la relation V/f classique. Les résultats présentés ont été obtenus avec les topologies de design optimal des PI vus au chapitre 8. Il est important que le contrôleur PI de vitesse soit bien paramétré de façon à ce que la variation du module de la tension se fasse avec un profil lent lors des échelons décroissants de la consigne de vitesse (utilisation d'un contrôleur IP). Les PI à gains adaptatifs peuvent être utilisés afin d'améliorer les transitions et la CIFRO en très basses vitesses.

Dans nos structures de commandes vectorielles avec autopilotages explicite ou implicite, le flux et le couple sont stables et robustes aux variations des résistances rotoriques et statoriques. Une technique adaptative visant à compenser l'effet de la variation du glissement dû aux variations de la résistance rotorique a également été abordée dans une structure de système adaptatif indirect avec modèle de référence (IMARS); le caractère indirect vient du fait que nous utilisons la référence du flux rotorique et non le flux mesuré ou estimé via la sortie d'un estimateur ou d'un observateur de flux [51][115]. Les différents algorithmes ont été testés avec succès au laboratoire.

Notons que les machines grand public de faibles puissances et de glissements élevés comme les machines de $\frac{1}{4}$ HP sont plus difficiles à contrôler vectoriellement que les machines de tailles moyennes ou larges. La vitesse nominale de la machine à cage de $\frac{1}{4}$ HP est de 1670 rpm correspondant à un glissement nominal de 7,2%, alors que celle de la machine de 3HP est de 1770 rpm d'où un glissement nominal de 1,67%. Malgré cela, il nous a tout de même été possible de rapprocher le modèle réel de la machine à celui du modèle usuel et d'en faire une commande adaptative sans capteur (cf. annexe F).

Notons également que des tests faits sur la machine à cage de 3HP ont permis d'observer que si la résistance statorique est inférieure à 5% de l'impédance de base, alors cette structure sans capteur demeure également robuste à la prise en compte ou non de la résistance statorique à condition que l'on utilise les HSF et les AAIA pour le lissage des signaux et dans l'estimation du flux.

Notons qu'il est nécessaire d'utiliser des capteurs de précision supérieure à 1%, si l'on tient à détecter de très faibles variations des tensions, courants, vitesses et par conséquent des paramètres. Nous savons d'hors et déjà que ces conditions ne peuvent être remplies que dans quelques laboratoires et qu'en industrie cela est encore très loin d'être effectif.

Notons qu'en combinant la structure implicite avec un retour de vitesse mécanique, il est possible également d'utiliser le capteur de vitesse pour faire une commande vectorielle indépendante de la résistance rotorique. Cela se vérifie aisément aussi bien en simulation qu'en pratique démontrant une fois de plus le fait que l'on puisse se passer de l'estimation en ligne de la résistance rotorique.

Une remarque importante faite lors de l'implantation des algorithmes de commande sans capteur est que ces algorithmes sont beaucoup plus stables en pratique qu'en simulation avec les modèles classiques de la machine.

Somme toute, nos contributions en matière de commande adaptative sans capteur mécanique de vitesse sont claires, originales et satisfaisantes, aussi le correcteur PI ou I peut être rendu adaptatif afin d'améliorer davantage les performances dynamiques.

Chapitre 10 - Identification des paramètres de la machine asynchrone au démarrage et en ligne

L'identification des paramètres de la machine asynchrone constitue l'une des meilleures techniques qui vise à assurer une bonne performance à la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Le contrôleur à flux rotorique orienté qui commande la machine est conçu comme étant le modèle simplifié inverse de la machine. En général, la machine est alimentée par un onduleur de tension [116]-[125]. Les consignes des signaux issus du contrôleur à flux orienté (tensions ou courants triphasés) attaquent des comparateurs à hystérésis ou des contrôleurs à modulation de largeur de l'impulsion afin de générer des tensions qui alimentent la machine.

Les tensions issues de l'onduleur de tension peuvent être lissées par des filtres LC ou LCL avant d'attaquer la machine ou tout simplement elles peuvent attaquer directement la machine [44]. Dans le cas où la machine est alimentée directement par l'onduleur de tension, les algorithmes d'estimation des flux, positions, vitesses, couples ou des paramètres peuvent devenir très complexes et lourds à implémenter [38][120][122][125].

De notre côté, afin de faciliter l'estimation de nos paramètres, nous utilisons les filtres *hand-shake* à base de filtres passe-bas pour lisser les tensions et courants afin de les rapprocher le plus possible de leurs fondamentales et de la théorie du premier harmonique. Cela nous rapproche beaucoup plus du modèle simplifié de machine asynchrone étant donné que ce modèle est bâti en régime harmonique. Cela nous ramène indirectement dans le cas où la machine est alimentée à travers des filtres LC ou LCL, étant donné que les tensions et courants allant vers l'estimateur de flux sont lissés et quasiment identiques aux fondamentales [36][38].

Nous utilisons aussi, la structure des algorithmes AAIA pour l'estimation précis des flux, positions et couples en régime harmonique. Cette méthode nous permet également d'avoir des estimations précises du flux et du couple facilitant ainsi l'estimation au démarrage et en ligne des paramètres de la machine.

En ce qui nous concerne, nos algorithmes d'estimation ou d'identification des paramètres sont tous quasi-indépendants étant vu que nous estimons les flux, positions, couples, vitesses synchrones, résistances et inductances de façon quasi-autonome. Ceci a pour avantage de réduire la propagation d'erreurs lors de l'estimation des paramètres assurant ainsi une meilleure précision d'estimation en ligne.

Dans ce chapitre nous proposerons des méthodes stables et précises d'estimation des résistances rotoriques et statoriques, de façon unique ou simultanée. Nous verrons également, comment maintenir l'inductance mutuelle dans la machine à la même valeur que celle fixée dans le contrôleur afin d'éviter une estimation intempestive des inductances.

10.1 Identification des paramètres électriques par la méthode des deux wattmètres

L'identification des paramètres par la méthode des deux wattmètres demeure encore la méthode la plus usuelle pour la détermination des paramètres du schéma équivalent monophasé usuel de la machine asynchrone [5][15][22]. Cette méthode permet en outre l'établissement du diagramme d'HEYLAND couramment connu sous le nom de diagramme du cercle.

Les essais à vide et à rotor bloqué sont des techniques rapides de mesure des puissances actives et réactives avec lesquelles les inductances et résistances seront déterminées.

Pour ce qui concerne l'essai à vide, la machine n'entraîne que son inertie et tourne quasiment à sa vitesse synchrone et sous sa tension nominale. Comme hypothèses, la résistance statorique R_s est négligeable devant la résistance R_m relative aux pertes fer (10.1); aussi la réactance de fuite statorique X_{fs} est négligeable devant la réactance de magnétisation X_m (10.2). Les puissances actives et réactives mesurées à vide permettent ainsi la détermination de l'impédance de magnétisation formée par l'association parallèle de la résistance (symbolisant les pertes fer) et de l'inductance de magnétisation (10.1)-(10.6) [22]-[24].

La résistance statorique peut être mesurée par loi d'Ohm en continu ou directement mesurée à l'ohmmètre. Le rotor de la machine à cage étant inaccessible, alors il y a impossibilité de déterminer les valeurs exactes de L_s et L_r , cependant on prend toujours l'hypothèse de l'égalité des pertes par fuite du flux d'où l'égalité des inductances rotoriques et statoriques (10.9)-(10.12). Cette hypothèse n'affecte quasiment pas la qualité des résultats obtenus avec le modèle [5][15][21][22].

$$R_s \ll R_m \quad (10.1)$$

$$X_s \ll X_m \quad (10.2)$$

$$\begin{cases} P_o = P_1 + P_2 \\ Q_o = \sqrt{3} \cdot (P_1 - P_2) \end{cases} \quad (10.3)$$

$$\begin{cases} R_m = \frac{3 \cdot V_o^2}{P_o} \\ X_m = \frac{3 \cdot V_o^2}{Q_o} \end{cases} \quad (10.4)$$

$$L_m = \frac{X_m}{2 \cdot \pi \cdot f_s} = \frac{3 \cdot V_o^2}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot Q_o} \quad (10.5)$$

$$Z_m = R_m // j \cdot X_m \quad (10.6)$$

$$Z_m \ll R_r \oplus j \cdot X_{fr} \quad (10.7)$$

$$\begin{cases} P_{cc} = 3 \cdot (R_s + R_r) \cdot I_{cc}^2 \\ Q_{cc} = 3 \cdot (X_{fs} + X_{fr}) \cdot I_{cc}^2 \end{cases} \quad (10.8)$$

$$\begin{cases} R_s + R_r = \frac{P_{cc}}{3 \cdot I_{cc}^2} \\ X_{fs} + X_{fr} = \frac{Q_{cc}}{3 \cdot I_{cc}^2} \end{cases} \quad (10.9)$$

$$\begin{cases} X_{fs} = 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{fs} \\ X_{fr} = 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{fr} \end{cases} \quad (10.10)$$

$$X_{fs} = X_{fr} \quad (10.11)$$

$$\begin{cases} L_s = (L_m + L_{fs}) \\ L_r = (L_m + L_{fr}) \end{cases} \quad (10.12)$$

$$L_s = L_r \quad (10.13)$$

10.2 Identification des inductances

Dans la section 10.1, nous avons déjà vu la méthode classique d'identification des paramètres électriques de la machine. L'identification des inductances de la machine reste critique. Cette méthode a été développée à la base pour des machines de fortes puissances (>10kW) et à fréquence fixe (50 ou 60Hz). Plusieurs tests et hypothèses conduisent à l'identification des paramètres du modèle usuel, cela montre bien que ce modèle est approximatif. Les inductances cycliques statoriques et rotoriques sont supposées identiques [5; pp.720-722], les inductances de fuites sont négligeables.

L'inductance cyclique rotorique contribue à la variation de la constante de temps rotorique. Pour rendre cette constante de temps rotorique indépendante de L_r , il faut alors rendre l'inductance de magnétisation ($M = L_m$) constante.

Afin d'éviter des variations intempestives des inductances L_r et M dans une CIFRO, on utilise souvent une boucle de retour du courant. Dans ce cas, si la résistance rotorique dans le contrôleur à flux rotorique orientée est identique à la résistance rotorique ramenée au stator R_r , alors l'inductance mutuelle M est identique à celle dans la machine. En pratique étant donné que les résistances de la machine sont variables, cela induira une difficulté dans le maintien des inductances à leurs valeurs. Vu de l'axe d , le retour du courant entraînera toujours une égalité entre le courant de référence $I_{dse-ref}$ et le courant mesuré $I_{dse-mes}$. Pour ainsi forcer l'inductance M dans la machine à être constante et identique à celle dans le contrôleur, il faut ajouter forcément une boucle de régulation du flux rotorique. Ainsi, à tout instant, le maintien du flux dans la machine à sa valeur de référence va contraindre le flux d'axe q à s'annuler (10.14-10.15). De ce fait, le flux rotorique d'axe d dans la machine sera égal au module du flux rotorique (10.15), d'où le maintien de l'inductance de magnétisation M dans la machine à la même valeur que celle dans le contrôleur. Magnétiquement parlant, la machine est contrainte à opérer au voisinage proche d'un seul point de fonctionnement magnétique. Automatiquement parlant, le critère d'optimisation est donc fixé sur la minimisation de la composante d'axe q du flux rotorique (10.15). Ce critère est satisfait par action directe sur le glissement de la machine : d'une pierre deux coups, nous corrigeons la vitesse de glissement tout en compensant en ligne la variation de la résistance rotorique. Étant donné que l'inductance de fuite rotorique est déterminée à rotor bloqué (à courant nominal) et qu'elle est toujours négligeable devant l'inductance mutuelle M , il advient que le maintien forcé de M dans la machine à la même valeur que M dans le contrôleur CIFRO force également L_r à une valeur quasiment constante (10.12). Les fluctuations des fuites seront toujours négligeables par rapport à M et par conséquent les fluctuations de L_r seront dictées par les variations de M , mais étant donné que M est rendue constante dans la machine alors L_r peut être dite constante.

Somme toute, cette méthode nous affranchit de toute estimation intempestive des inductances mutuelle M et cyclique L_r de la machine en ligne. Étant donné que $L_s=L_r$, nous n'avons donc besoin que de deux valeurs d'inductance à savoir M et L_r . Notons que le courant de magnétisation de la machine varie généralement entre 20% et 50% du courant nominal de la machine (10.16) [107].

$$\psi_r = \sqrt{\psi_{dr}^2 + \psi_{qr}^2} \quad (10.14)$$

$$\begin{cases} \psi_r = \psi_{dr} \\ \psi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (10.15)$$

$$0.2 \cdot I_{s,nom} \leq I_o \leq 0.5 \cdot I_{s,nom} \quad (10.16)$$

10.3 Identification des résistances au démarrage et en ligne

La méthode usuelle des deux wattmètres utilisée pour l'identification des paramètres de la machine asynchrone via l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué n'est toutefois pas satisfaisante lorsque la machine est en service continu. Étant donné que pour la machine asynchrone à cage, la résistance rotorique est difficile à connaître, nous l'estimons alors en ligne en nous servant du contrôleur à flux rotorique orienté, du retour du flux rotorique estimé et d'un contrôleur proportionnel intégral (PI). C'est une méthode simple et efficace qui est indépendante des conditions initiales et qui converge toujours vers la valeur exacte de la résistance rotorique de la machine. Quand à l'estimation en ligne de la résistance statorique, elle est faite en se servant du couple électromagnétique de référence ainsi que du couple électromagnétique estimé; en outre un contrôleur proportionnel intégral (PI) s'avère là également suffisant pour estimer en ligne la résistance statorique.

Rappelons que la variation des résistances sous l'effet joule se fait de façon lente, en simulation nous avons tendance à ne pas respecter cela. Nous avons tendance à imposer des profils abrupts de variation des résistances. En simulation ou en pratique cela ne nous permet pas toutefois de savoir si les algorithmes s'adaptent aux faibles variations des résistances. Une des solutions pratiques consiste à laisser rouler la machine suffisamment longtemps pour voir l'adaptation des algorithmes.

En régulant le module du flux rotorique, nous imposons ainsi à la machine asynchrone un fonctionnement avec des inductances cycliques et de magnétisation constantes. Cela revient à imputer à la résistance rotorique la variation de la constante de temps rotorique. Cette technique de régulation du flux rotorique a l'avantage de faciliter l'estimation de la résistance rotorique et de conserver la robustesse de la CIFRO face aux variations du couple de charge, de l'inertie et du frottement mécanique.

$$\Psi_b = \Psi_{s,Max} = \frac{V_{s,Max}}{\omega_s} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (10.17)$$

$$\begin{cases} K_{i_Rr} = \frac{1}{5} \cdot \frac{Z_b}{\Psi_b} \\ K_{p_Rr} \leq 0.1 \cdot K_{i_Rr} \end{cases} \quad (10.18)$$

$$\begin{cases} K_{i_Rs} = \frac{Z_b}{T_{emb}} = \frac{V_s}{I_s} \cdot \frac{1}{3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s / pp)} \\ K_{p_Rs} = 0 \end{cases} \quad (10.19)$$

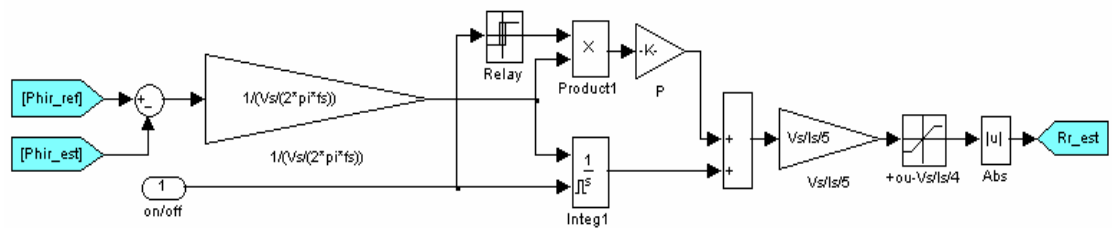


Figure 10.1 CFO adaptatif, Estimateur PI de la résistance rotorique

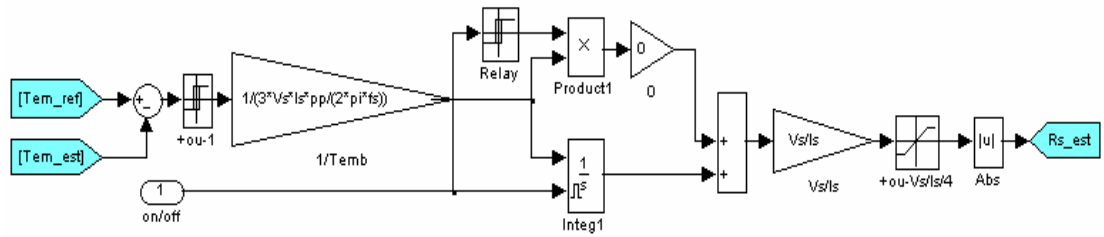


Figure 10.2 CFO adaptatif, Estimateur PI de la résistance statorique

NB : il est possible d'ajouter à ces contrôleurs des boucles d'anti-saturation (*Anti-windup*).

10.3.1 Identification simultanée de R_r et de R_s au démarrage et en ligne

En ce qui concerne l'identification de la résistance rotorique au démarrage et en ligne, le principe a déjà été donné au chapitre 4 mais nous utilisons ici l'expression exacte du flux rotorique obtenu du modèle de référence (10.14) et (10.20). Nous l'appliquons cette fois-ci à l'alimentation de la machine en tension par imposition des courants via l'utilisation de contrôleurs PI optimisés vus au chapitre 8. Nous verrons par étapes le comportement de nos estimateurs de résistances en basses, moyennes et hautes vitesses.

$$\begin{cases} \psi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{ds} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds}) \\ \psi_{qr} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{qs} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs}) \end{cases} \quad (10.20)$$

En basses vitesses :

Pour le test du comportement des estimateurs de résistances en basses vitesses, nous avons simulé une rotation de la machine à 15 rad/s (fig. 10.3 -10.8). Aux instants $15 \leq t \leq 25s$, $35 \leq t \leq 45s$ et $55 \leq t \leq 65s$, on effectue des variations indépendantes ou simultanées des résistances rotoriques et statoriques tout en gardant le même profil de variation. À $t=50s$, on applique un couple de charge supplémentaire de 5 Nm.

Au démarrage et en ligne, la vitesse mesurée poursuit bien sa consigne lors des variations indépendantes ou simultanées des résistances, il en est ainsi pour la variation spontanée du couple de charge (fig.10.3). Le couple et le flux rotorique estimés poursuivent également leurs consignes (fig.10.4 - 10.5). Au démarrage et sans valeurs initiales des résistances, les estimateurs de R_s et R_r poursuivront les valeurs de R_s et R_r dans le modèle de la machine (fig.10.6 - 10.7). En régime permanent, les valeurs estimées des résistances sont bien correctes et la variation du couple de charge n'affecte pas l'estimation des résistances.

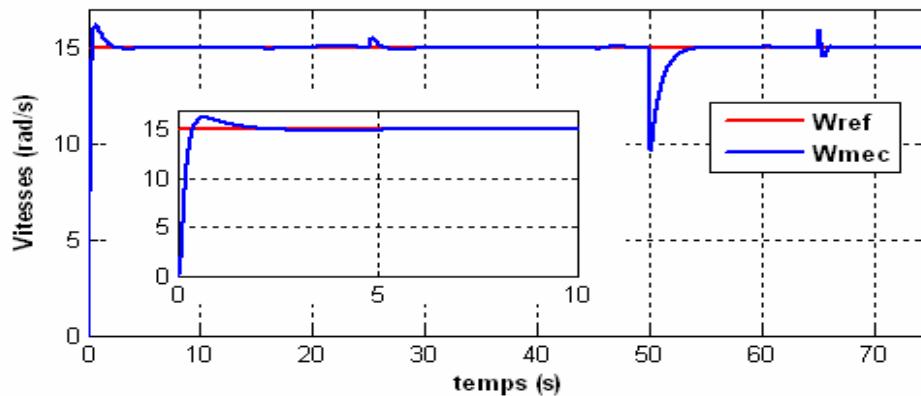


Figure 10.3 CFO- R_s - R_r : régulation de la vitesse en basses vitesses

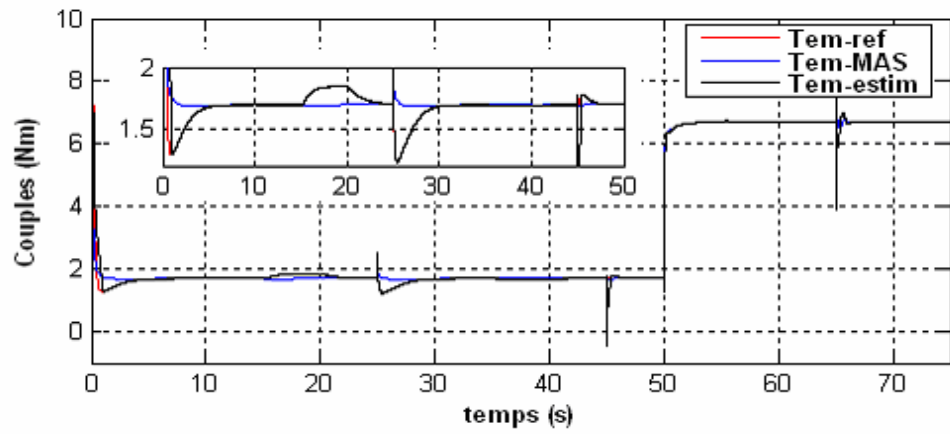


Figure 10.4 CFO- R_s - R_r : couples en basses vitesses

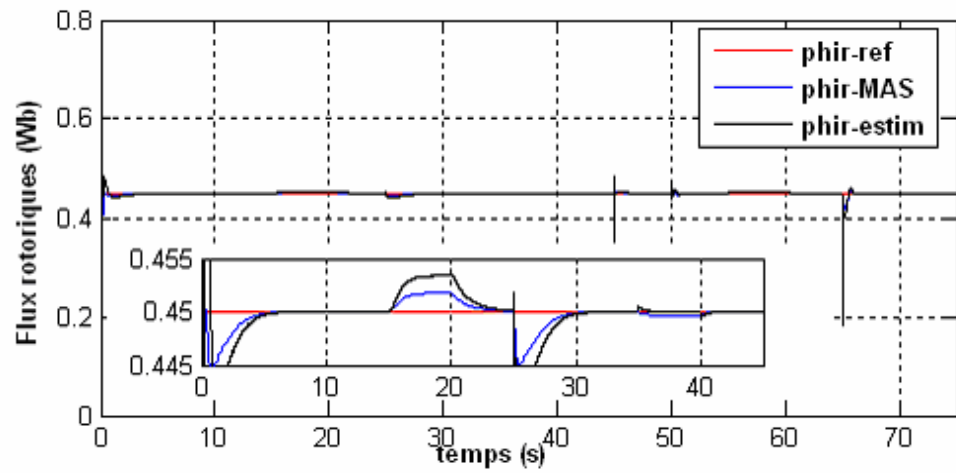


Figure 10.5 CFO- R_s - R_r : Flux rotorique en basses vitesses

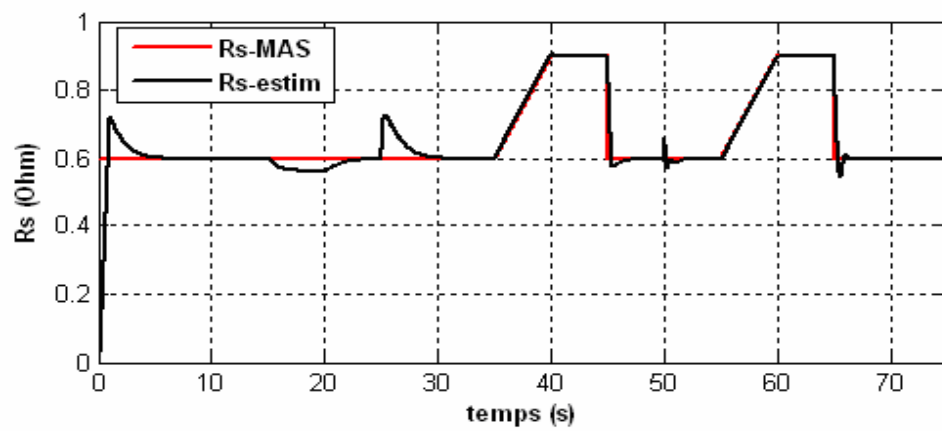


Figure 10.6 CFO- R_s - R_r : estimation de R_s en basses vitesses

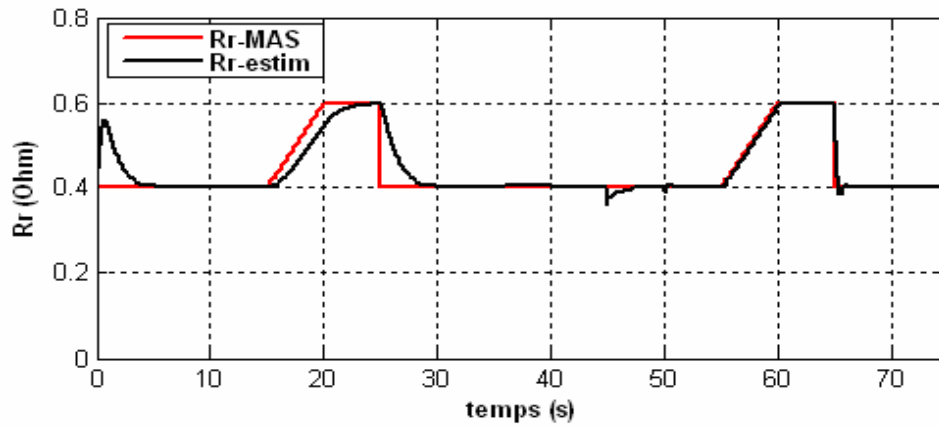


Figure 10.7 CFO- R_s - R_r : estimation de R_r en basses vitesses

En moyennes vitesses :

Pour le test du comportement des estimateurs de résistances en moyennes vitesses, la rotation de la machine est simulée à 100 rad/s (figures 10.8 - 10.12). Nous conservons le même profil et les mêmes instants de variation de R_s et R_r que précédemment; il en est de même pour la variation du couple de charge.

Au démarrage et en ligne, la vitesse mesurée poursuit bien sa consigne lors des variations indépendantes ou simultanées des résistances, il en est ainsi pour la variation spontanée du couple de charge (figure 10.8). En outre, la vitesse mécanique étant correctement régulée, on observe que les variations de la résistance rotorique modulent la vitesse synchrone alors que la variation de la résistance statorique n'affecte pas la vitesse synchrone (figure 10.8). Le couple et le flux rotorique estimés poursuivent leurs consignes (figures 10.9 - 10.10) au démarrage et en ligne. Au démarrage et sans valeurs initiales des résistances, les estimateurs de R_s et R_r poursuivront les valeurs de R_s et R_r dans le modèle de la machine (figures 10.11 - 10.12). En régime permanent, les valeurs estimées des résistances sont bien correctes et la variation du couple de charge n'affecte pas là non plus l'estimation des résistances.

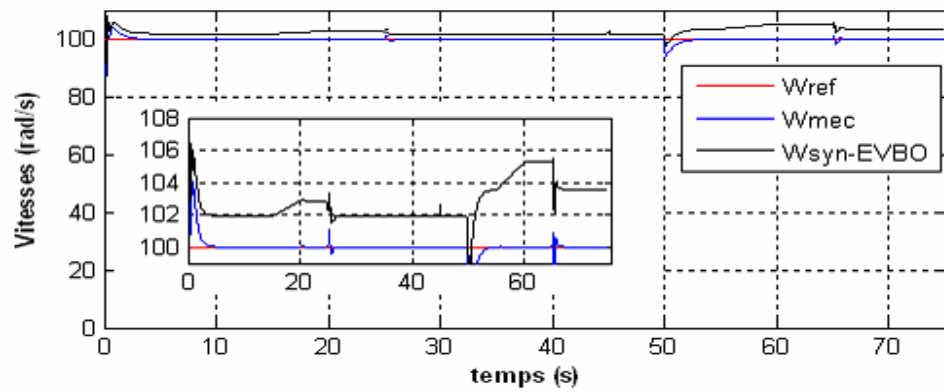


Figure 10.8 CFO- R_s - R_r : régulation des vitesses moyennes

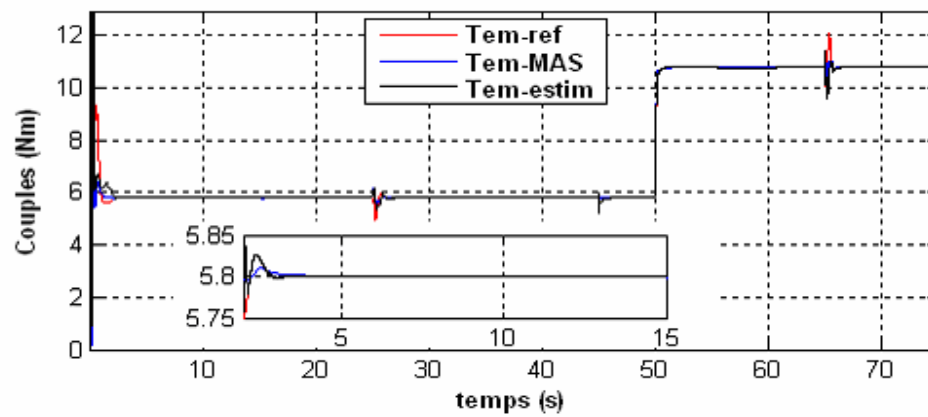


Figure 10.9 CFO- R_s - R_r : couple électromagnétique en moyennes vitesses

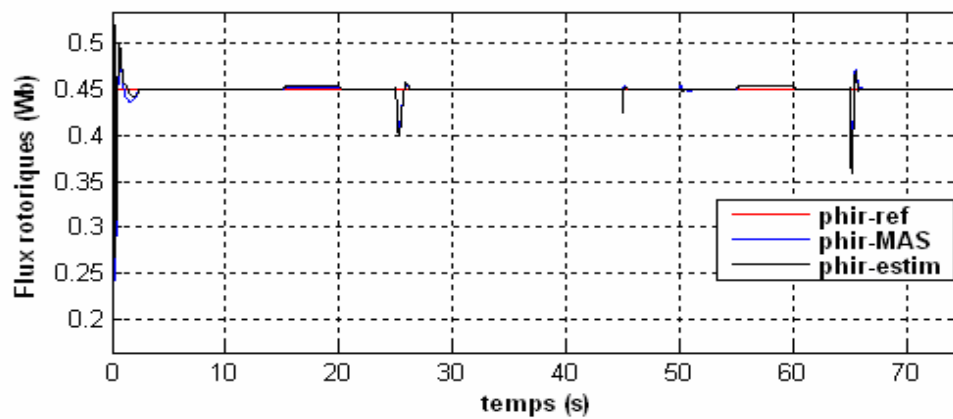


Figure 10.10 CFO- R_s - R_r : flux rotorique en moyennes vitesses

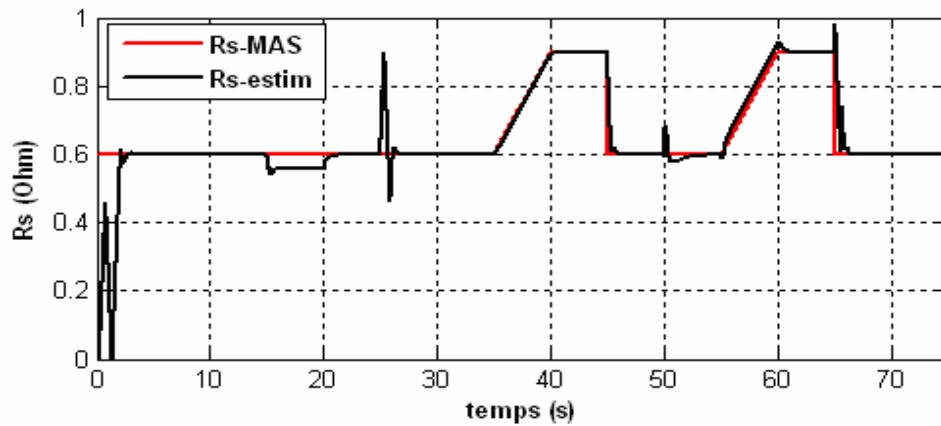


Figure 10.11 CFO, estimation de R_s en moyennes vitesses

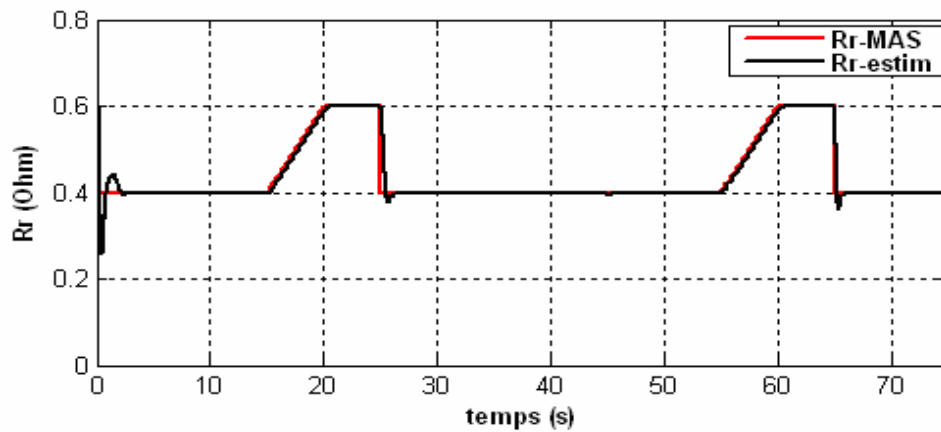


Figure 10.12 CFO, estimation de R_r en moyennes vitesses

En hautes vitesses :

Toujours avec les mêmes profils et instants de variations des résistances et du couple de charge, nous simulons la commande vectorielle adaptative avec une consigne de vitesse de 220 rad/s (figures 10.13 - 10.17). Au démarrage et en ligne, la vitesse mécanique est correctement régulée malgré les variations des résistances et du couple de charge (figures 10.13). Le couple et le flux rotorique sont également régulés de façon correcte au démarrage et en ligne (figures 10.14 - 10.15). Au démarrage et sans valeurs initiales des

résistances, les estimateurs de R_s et R_r poursuivent les valeurs de R_s et R_r dans le modèle de la machine (figures 10.16 - 10.17). La variation de R_r a des effets sur l'estimation de R_s , cependant les variations de R_s n'ont pas d'effet sur l'estimation de R_r (figure 10.16). L'essentiel est que l'orientation du flux et du couple se conserve. En régime permanent, les valeurs estimées des résistances sont bien correctes et la variation du couple de charge n'affecte pas là non plus l'estimation des résistances. Un constat à faire ici est que la machine roule avec un couple de charge supérieur au couple nominal qui est de 10Nm (figure 10.14). En principe, en haute vitesse on doit non seulement baisser le niveau de flux dans la machine (figure 10.15) mais aussi il faut baisser le couple de charge pour avoir des estimations correctes des résistances. À défaut, la valeur de la résistance statorique sera plus élevée afin de conserver l'orientation du flux et du couple lors des variations en rampe de la résistance rotorique. En pratique pour la machine à cage, la variation de la résistance rotorique est très lente, ce qui veut dire que l'estimation de R_s ne sera que très légèrement perturbée.

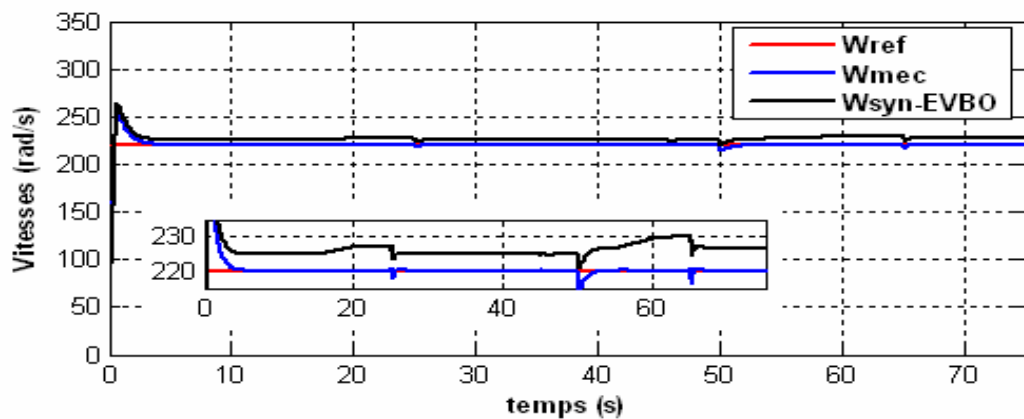


Figure 10.13 CFO, régulation des vitesses au dessus de la vitesse de base

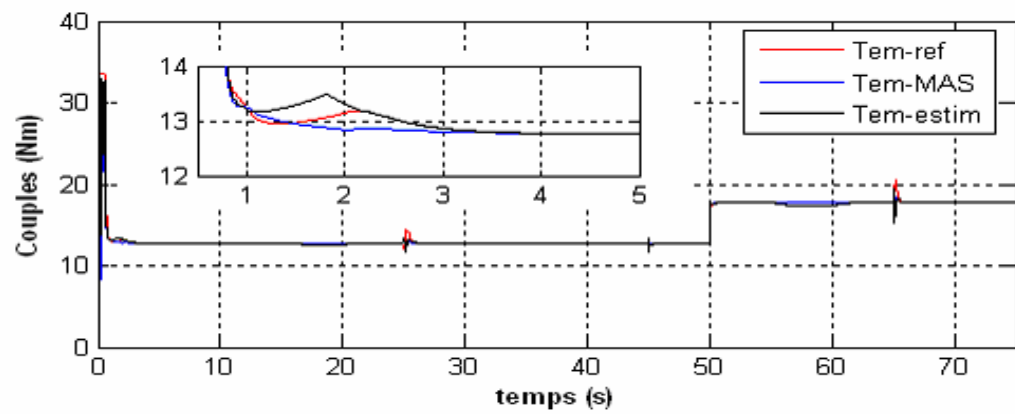


Figure 10.14 CFO, commande de forts couples à flux rotorique constant

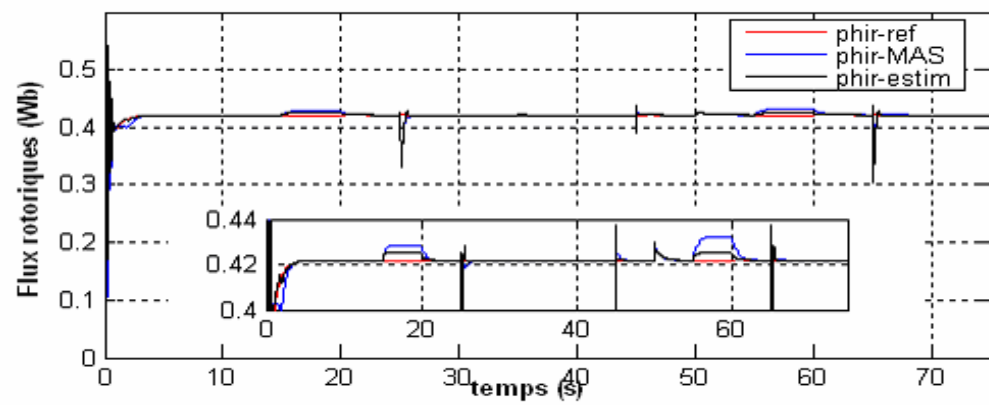


Figure 10.15 CFO, courbes du flux rotorique

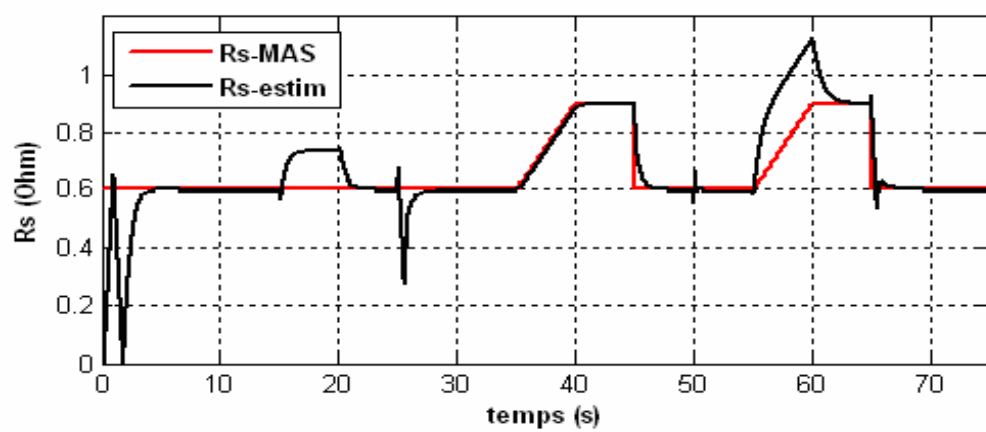


Figure 10.16 CFO, estimation de R_s en haute vitesse et fort couple

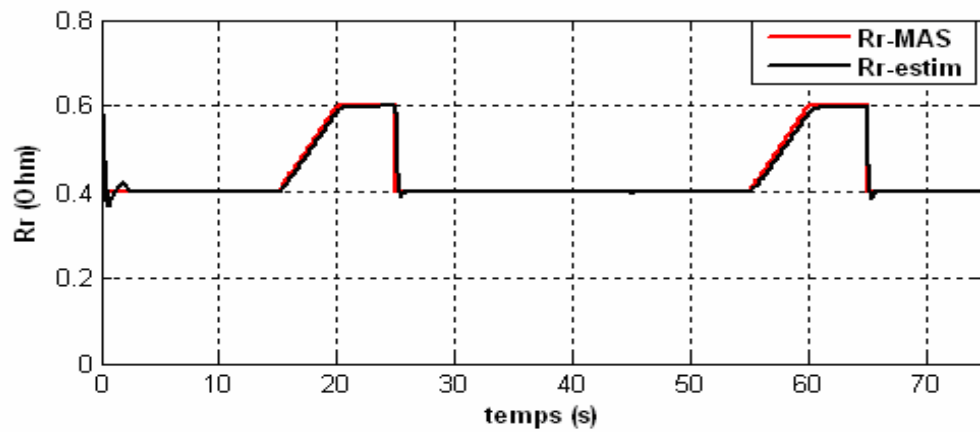


Figure 10.17 CFO, estimation de R_r en haute vitesse et fort couple

10.3.2 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle auto adaptative avec identification simultanée de R_r et R_s au démarrage et en ligne

Afin de valider expérimentalement nos algorithmes, nous les avons implantés et exécutés en temps réel sur dSPACE (figure 10.18). Nous procédons ainsi à des tests au démarrage et en ligne avec ou sans variation de la vitesse, du couple de charge et de la résistance statorique.

régulation du flux assure aussi l'estimation au démarrage et en ligne de la résistance rotorique (figure 10.24). La régulation du couple assure quant à elle l'estimation au démarrage et en ligne de la résistance statorique (figure 10.25). Le stator étant accessible, la résistance statorique est mesurée avec un ohmmètre avant le démarrage de la machine, ensuite on branche la machine et l'on procède à l'estimation de la résistance statorique au démarrage et en ligne (figure 10.25). Nous montrons bien que les résistances statoriques et rotoriques sont correctement estimées au démarrage et en ligne.

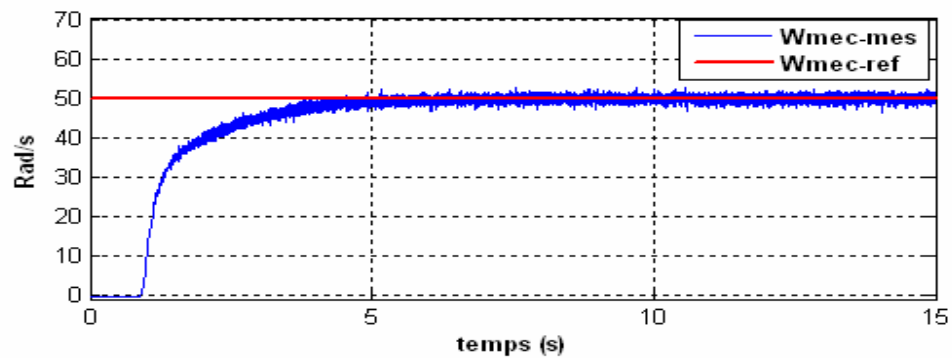


Figure 10.19 CFO auto adaptative : régulation de la vitesse mécanique au démarrage et en ligne

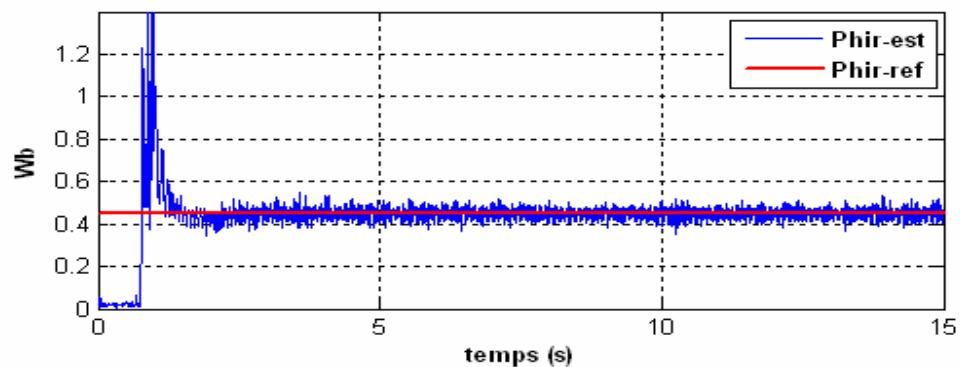


Figure 10.20 CFO auto adaptative : régulation du flux rotorique au démarrage et en ligne

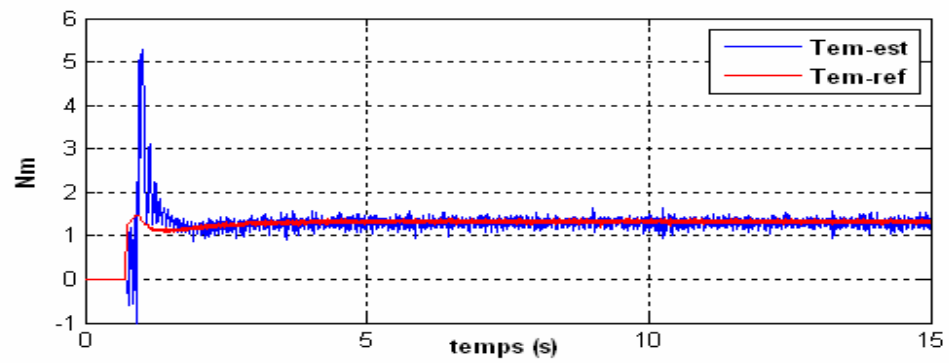


Figure 10.21 CFO auto adaptative : régulation du couple électromagnétique au démarrage et en ligne

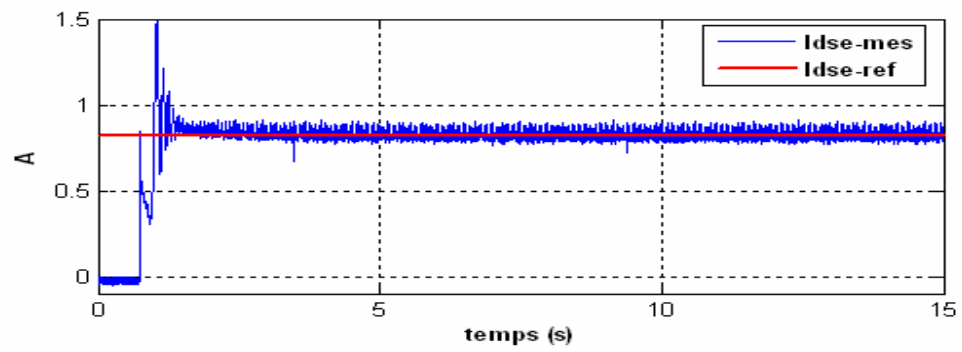


Figure 10.22 CFO auto adaptative : régulation du courant d'axe d au démarrage et en ligne

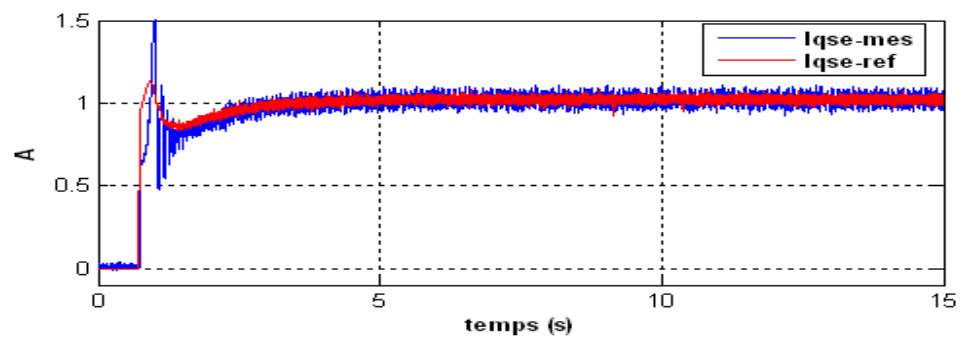


Figure 10.23 CFO auto adaptative : régulation du courant d'axe q au démarrage et en ligne

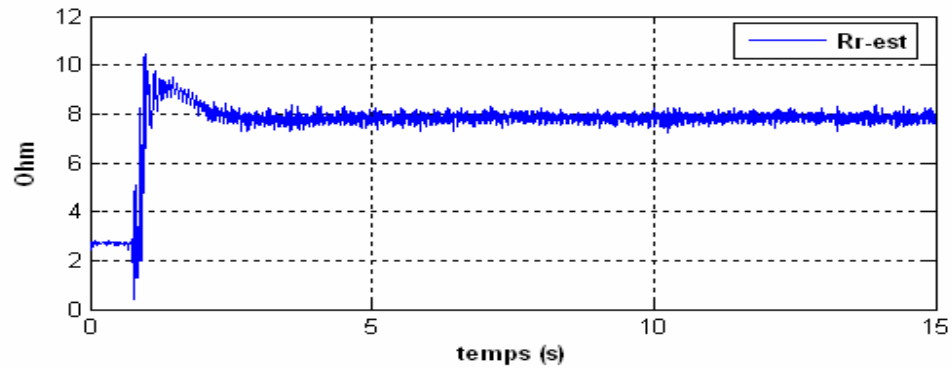


Figure 10.24 CFO auto adaptative : estimation au démarrage et en ligne de R_r

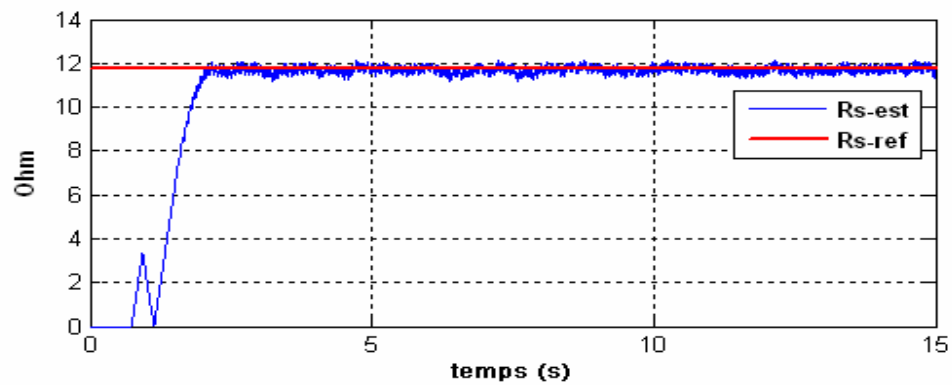


Figure 10.25 CFO auto adaptative : estimation au démarrage et en ligne de R_s

En ligne :

Afin de démontrer l'adaptation en ligne des paramètres, nous avons introduit des variations sur la résistance statorique. Pour ce faire, à l'extrémité du stator "*en court-circuit*", nous avons placé en série une branche triphasée résistive formée de trois résistances de 5.6 Ohm (8 ampères) connectées en étoile. Un interrupteur manuel triphasé dont une extrémité est en court-circuit est monté en parallèle sur ladite branche résistive au nœud relié à la machine. Ainsi, la machine est démarrée en mode normal, avec

l'interrupteur à l'état fermé, pour procéder à la variation de la résistance statorique de 50% on ouvre l'interrupteur et quelques secondes plus tard l'interrupteur est fermé à nouveau. Nous relevons ainsi les courbes des figures 10.26 à 10.32.

La vitesse, le flux rotorique et le couple électromagnétique demeurent bien régulés (figures 10.26 -10. 28); il en est de même pour la régulation en ligne des courants d'axe $d-q$ (figures 10.29-10.30). L'estimation en ligne des résistances rotorique et statorique se fait de façon satisfaisante (figures 10.31 – 10.32). L'estimation de la résistance rotorique (figure 10.31) est très peu affectée par la variation de la résistance statorique (figure 10.32).

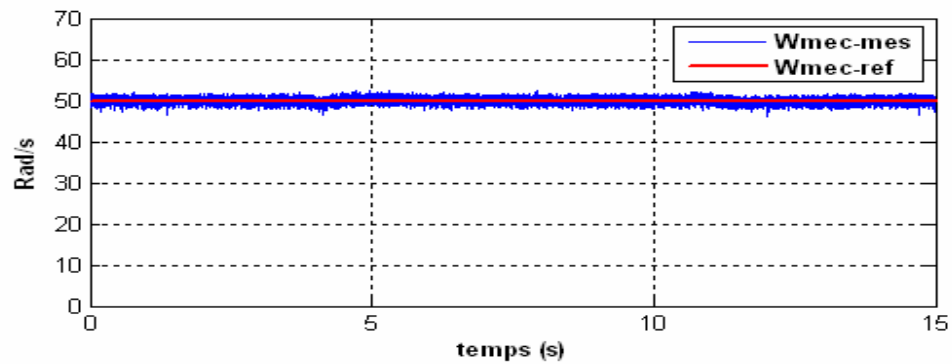


Figure 10.26 CFO auto adaptative : courbes de la vitesse mécanique et de sa référence, en ligne

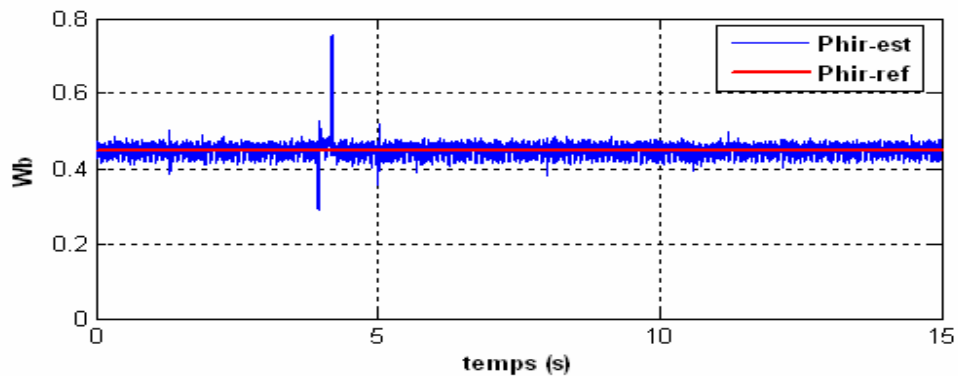


Figure 10.27 CFO auto adaptative : courbes du flux rotorique, en ligne

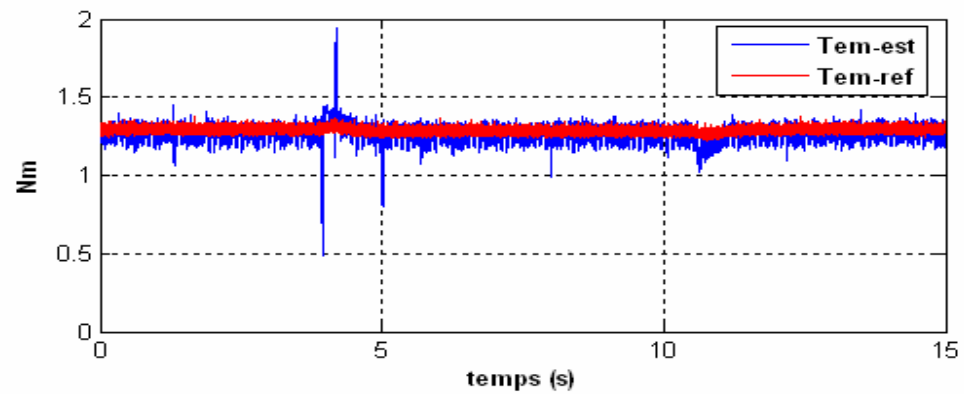


Figure 10.28 CFO auto adaptative : courbes du couple électromagnétique et de sa référence, en ligne

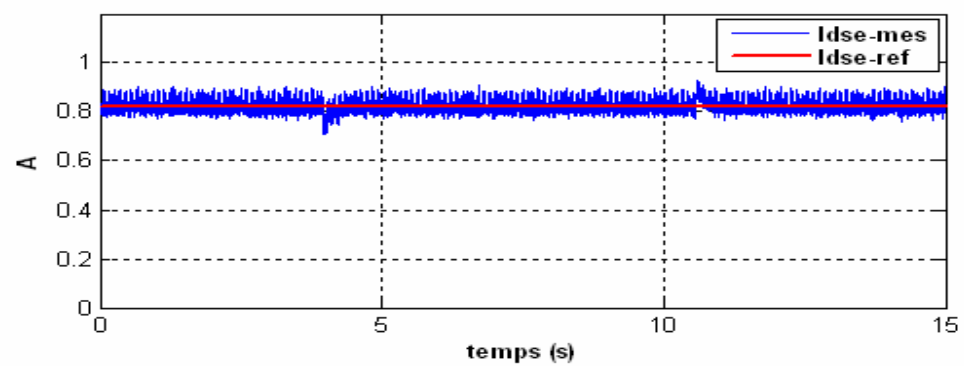


Figure 10.29 CFO auto adaptative : courbes des courants d'axe d, en ligne

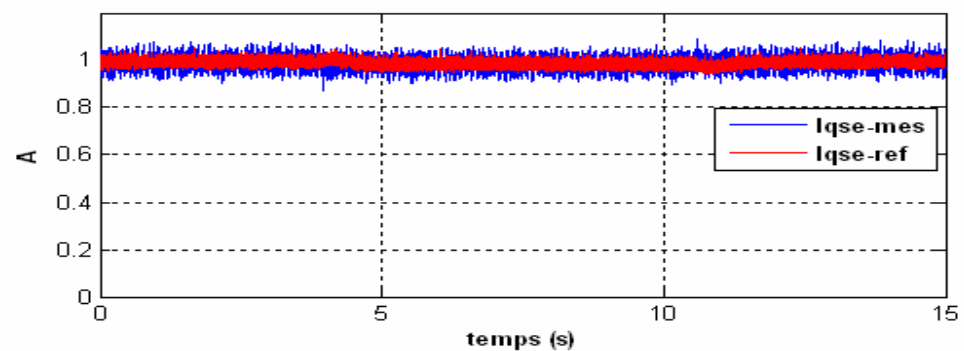


Figure 10.30 CFO auto adaptative : courbes des courants d'axe q, en ligne

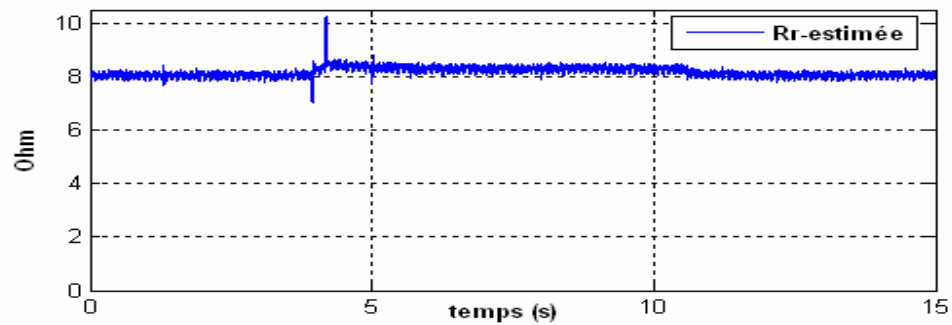


Figure 10.31 CFO auto adaptative : estimation en ligne de la résistance rotorique, en ligne

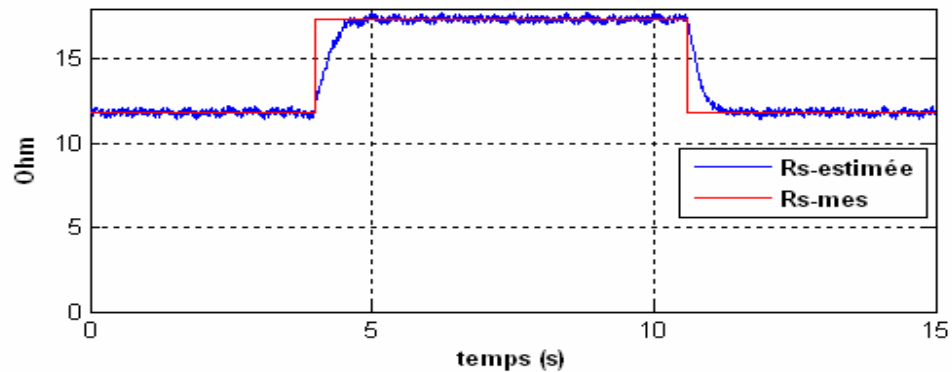


Figure 10.32 CFO auto adaptative : estimation en ligne de la résistance statorique, en ligne

Au démarrage à fort couple :

Nous avons également procédé à l'estimation des résistances pour des cas de fonctionnement à fort couple, c'est-à-dire pour des couples supérieurs à deux tiers du couple nominal de la machine. Dans un tel cas de fonctionnement, la régulation de la vitesse, du flux rotorique et du couple électromagnétique est toujours assurée (figures 10.33 – 10.35) tout autant que les courants des axes d - q (figures 10.36 – 10.37). L'orientation du flux est maintenue même pour de forts couples étant donné que la pulsation de glissement est maintenue, cependant l'estimation de la résistance rotorique

montre une valeur de R_r plus élevée (figure 10.38). Cela ne se voit guère en simulation étant donné que le modèle de la machine est figé, par contre en pratique on voit bien le caractère dynamique de la résistance rotorique équivalente. Pour des machines de puissances moyennes ou élevées (>3HP) cette variation demeure légère. Sur la figure 10.39, nous voyons bien que la résistance statorique estimée est précise et stable quel que soit le niveau du couple délivré par la machine.

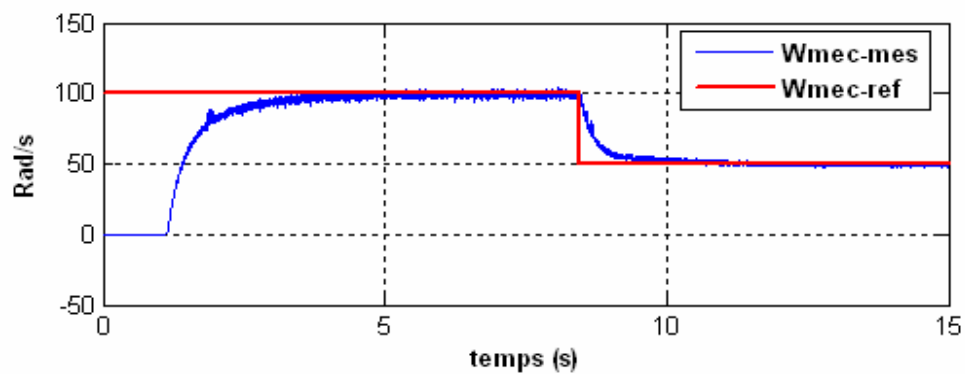


Figure 10.33 CFO auto adaptative, démarrage à fort couple : courbes de la vitesse mécanique et de sa consigne

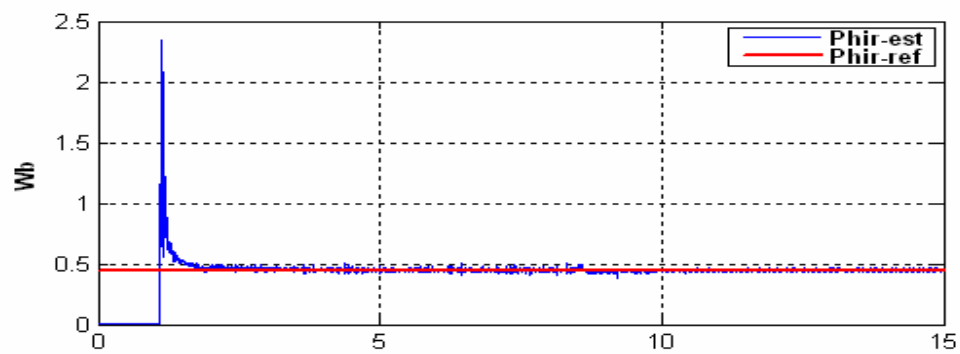


Figure 10.34 CFO auto adaptative, démarrage à fort couple : courbes du flux rotorique et de sa consigne

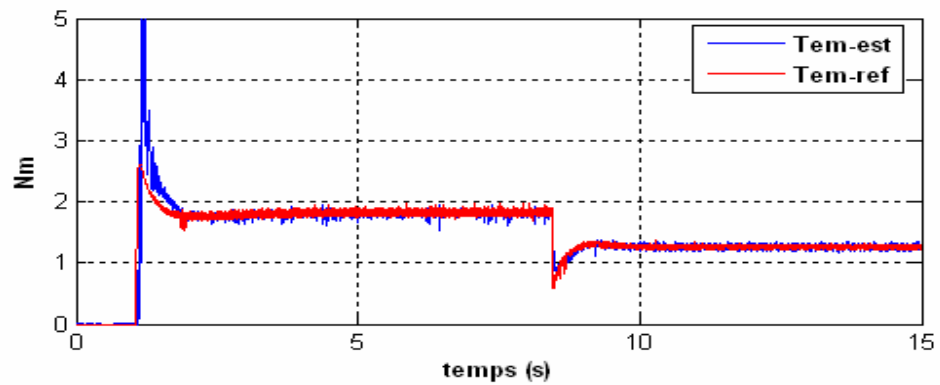


Figure 10.35 CFO auto adaptative, démarrage à fort couple : courbes du couple et de sa consigne

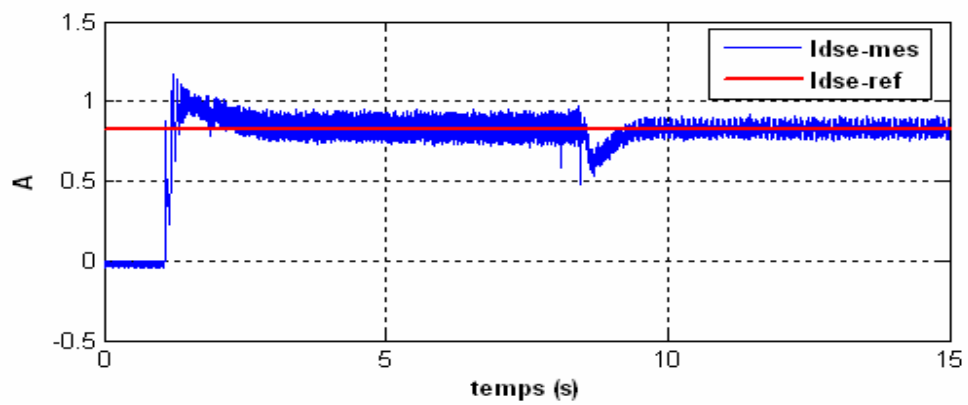


Figure 10.36 CFO auto adaptative, démarrage à fort couple : courbes des courants d'axe d

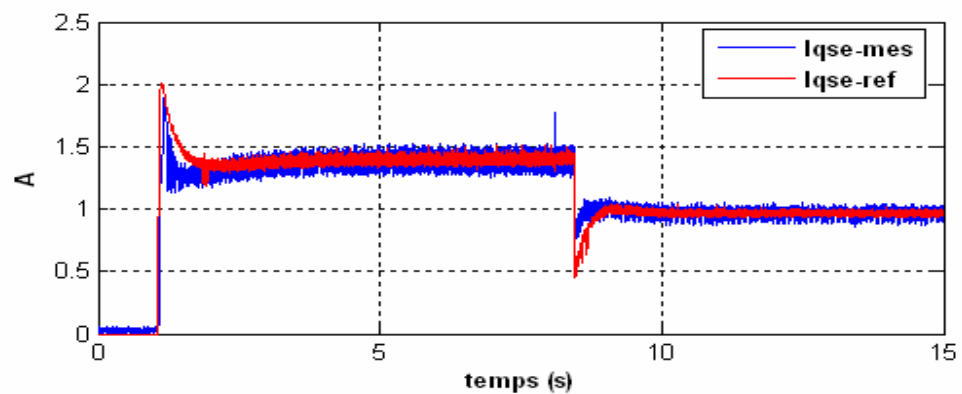


Figure 10.37 CFO auto adaptative, démarrage à fort couple : courbes des courants d'axe q

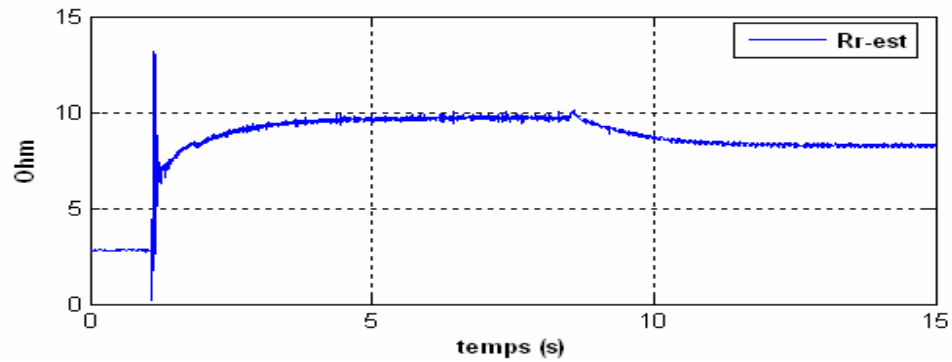


Figure 10.38 CFO auto adaptative, démarrage à fort couple : courbes de la résistance rotorique estimée

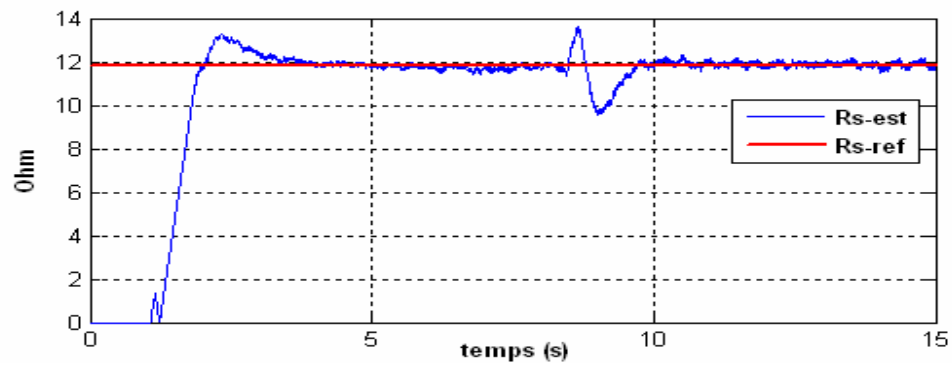


Figure 10.39 CFO auto adaptative, démarrage à fort couple : courbes de la résistance statorique estimée et celle mesurée

En ligne à fort couple :

À l'issue de l'étape précédente, pendant que la machine roule encore à 50 rad/s, nous augmentons la consigne de vitesse mécanique à 100 rad/s pendant quelques secondes et nous la ramenons à 50 rad/s tout en relevant les courbes des signaux (figures 10.40 à 10.46). La vitesse mécanique converge toujours vers sa consigne (figure 10.40). La variation du couple électromagnétique se fait à flux constant (figures 10.41 – 10.42). Les courants des axes d - q poursuivent toujours leurs consignes (figures 10.43 – 10.44). Le module du flux rotorique et le courant d'axe d suivent bien leurs consignes, ce qui

ramène toujours les inductances de la machine aux mêmes valeurs que celles dans le contrôleur à flux orienté. Toutes les grandeurs étant régulée, et le couple étant supérieur à 1.5 fois le couple nominal, la valeur estimée de R_r augmente afin de maintenir l'orientation du flux rotorique (figure 10.45). Nous estimons en ligne la variation de la résistance statorique, ensuite nous arrêtons la machine pour mesurer à l'Ohmmètre la valeur statique de la résistance statorique (figure 10.46).

Notons que le caractère dynamique des résistances équivalentes statoriques et rotoriques vues par la machine via le modèle rapproché introduit une complexité dans la commande à flux orienté. Les effets imprévisibles de l'évolution de la résistance rotorique équivalente sont mis en évidence et sont beaucoup plus dus aux glissements de phases entre les tensions et courants de consigne et ceux mesurés.

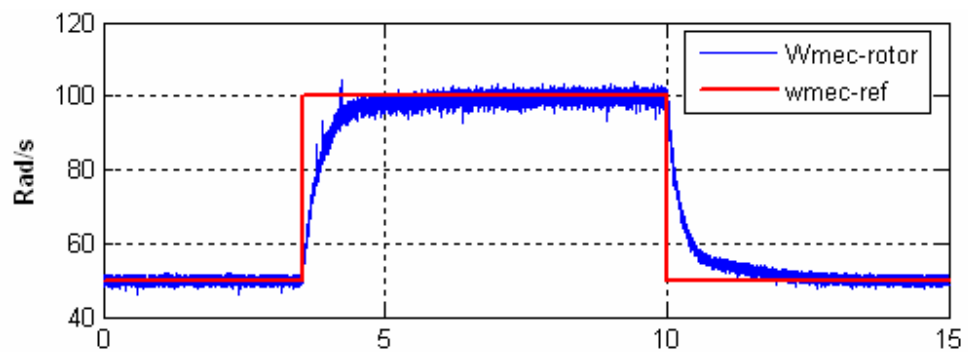


Figure 10.40 CFO auto adaptative, en ligne : fort couple, courbe de la vitesse mécanique

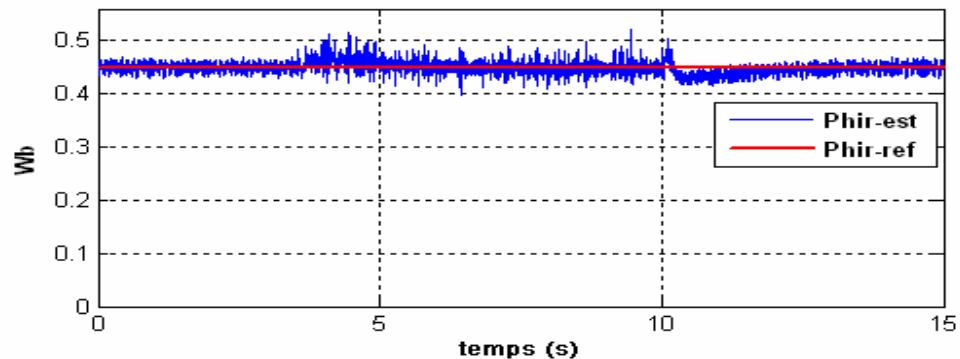


Figure 10.41 CFO auto adaptative, en ligne : fort couple, courbe du flux rotorique

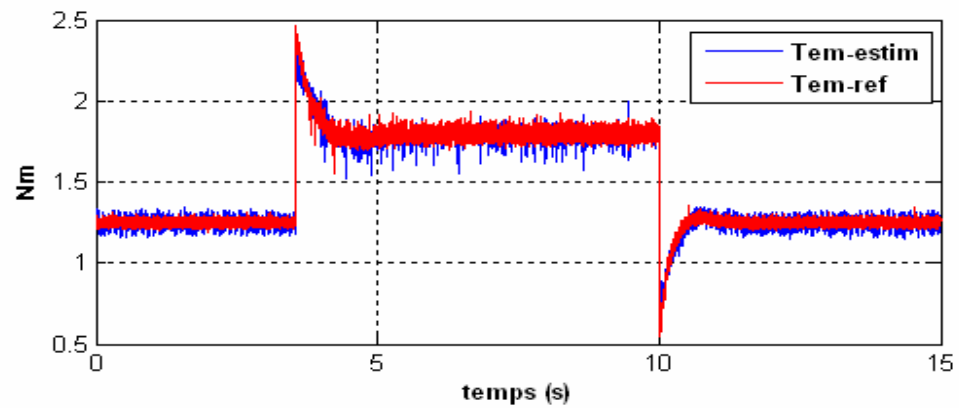


Figure 10.42 CFO auto adaptative, en ligne : fort couple, courbe du couple électromagnétique

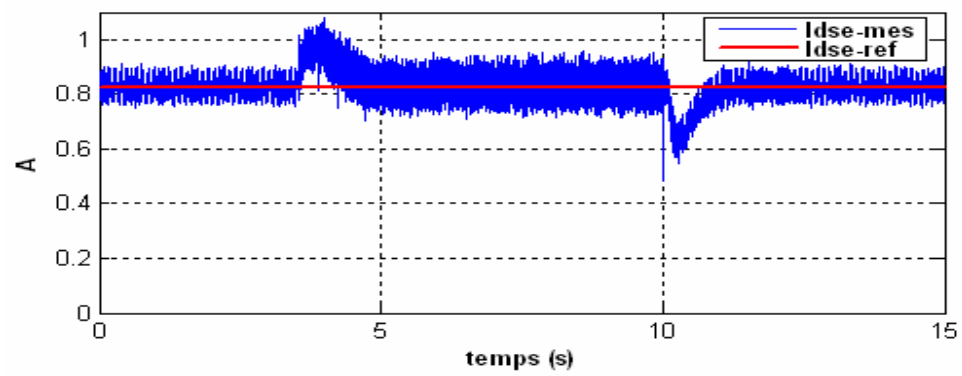


Figure 10.43 CFO auto adaptative, en ligne : fort couple, courbe du courant d'axe d

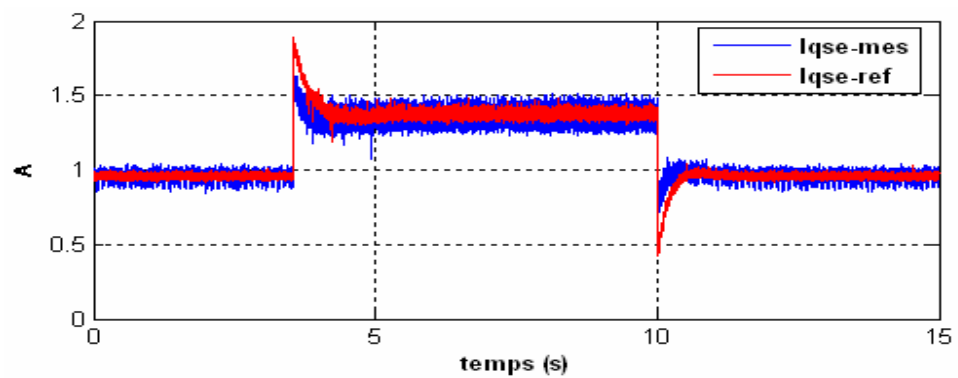


Figure 10.44 CFO auto adaptative, en ligne : fort couple, courbes des courants d'axe q

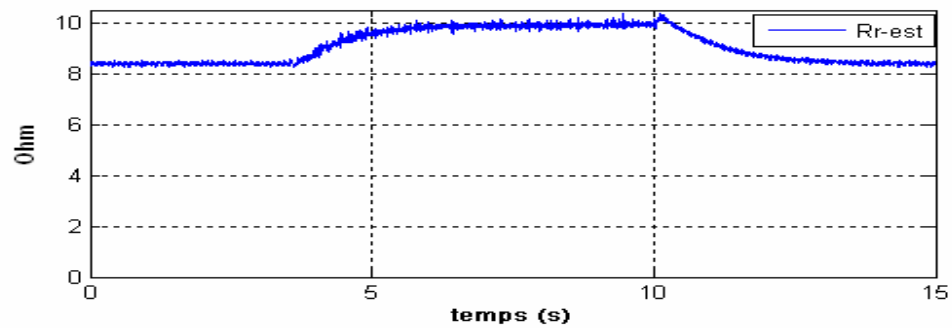


Figure 10.45 CFO auto adaptative, en ligne : fort couple, estimation en ligne de la résistance rotorique

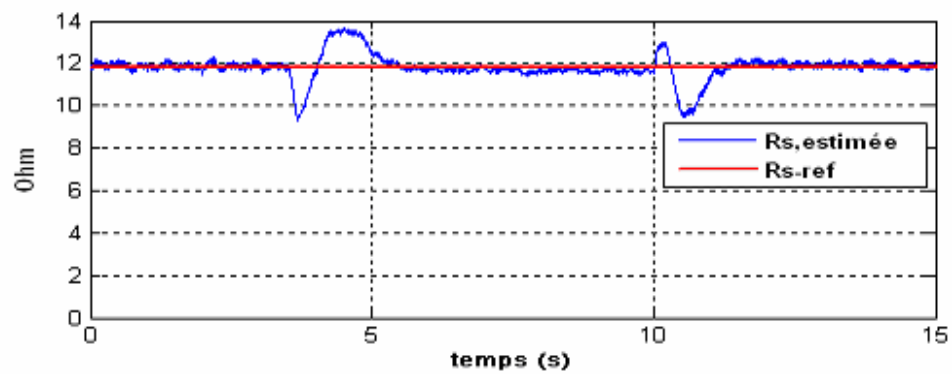


Figure 10.46 CFO auto adaptative, en ligne : fort couple, estimation en ligne de la résistance statorique

10.4 CIFRO indépendante de l'estimation au démarrage et en ligne de la résistance rotorique

Afin de confirmer le fait que la pulsation de glissement est prépondérante sur l'estimation de la valeur exacte de la résistance rotorique dans une CFO, nous démontrons qu'il est

bien possible de faire une CFO en se passant totalement de l'identification en ligne de la résistance rotorique. Pour ce faire, nous combinons la structure du contrôleur à flux orienté sans capteur du chapitre précédent (cf. sections 9.1.1 et 9.1.4) avec un retour de vitesse mécanique comme l'illustre la figure 10.47.

Ainsi, le flux rotorique régulé poursuit au démarrage et en ligne sa consigne malgré les variations de la résistance rotorique (figure 10.48). Nous démontrons également que le couple électromagnétique estimé est bien égal au couple de référence en régime permanent et qu'une variation abrupte de 50% de la résistance rotorique n'a tout au plus qu'un effet de pic de 5% du couple de consigne en faible vitesse (figure 10.49). En se référant aux courbes des figures 3.6 à 3.8 du chapitre 3, nous voyons de façon claire la supériorité de cette nouvelle structure par rapport à la CFO classique. La vitesse mécanique étant régulée, nous voyons bien ici encore que la variation de la résistance dans la machine module la vitesse de synchronisme (figure 10.50). Connaissant la vitesse mécanique et la vitesse de synchronisme, il est possible d'enduire la pulsation de glissement et d'en tirer théoriquement la valeur exacte de la résistance rotorique (figure 10.51); c'est une estimation en boucle ouverte de la résistance rotorique. Toutefois, en pratique, il ne faut pas s'attendre à identifier la valeur exacte de la résistance rotorique par un estimateur en boucle ouverte même en régime permanent, étant donné que les capteurs et l'onduleur utilisés biaisent l'estimation via leurs erreurs de précision, d'amplitude ou de phase intrinsèques.

Ainsi, la connaissance de la bonne valeur de la pulsation de glissement est primordiale sur la connaissance de la valeur exacte de la résistance rotorique et il est totalement possible de faire une commande vectorielle adaptative sans avoir à estimer au démarrage et en ligne la résistance rotorique.

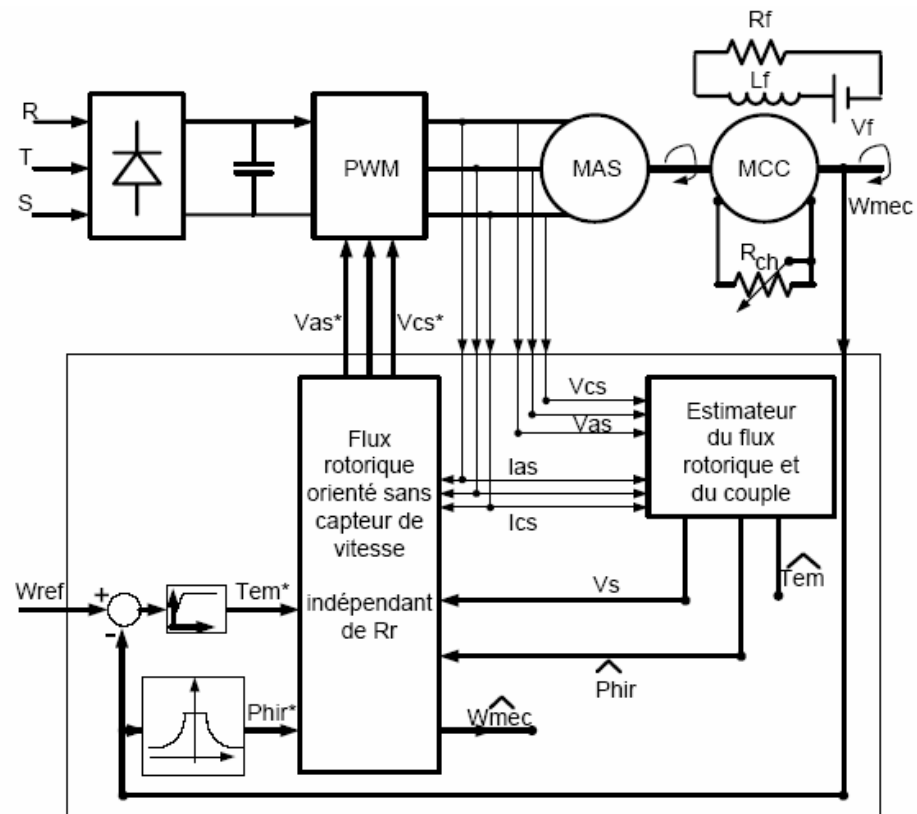


Figure 10.47 Exemple de CFO indépendante de la résistance rotorique

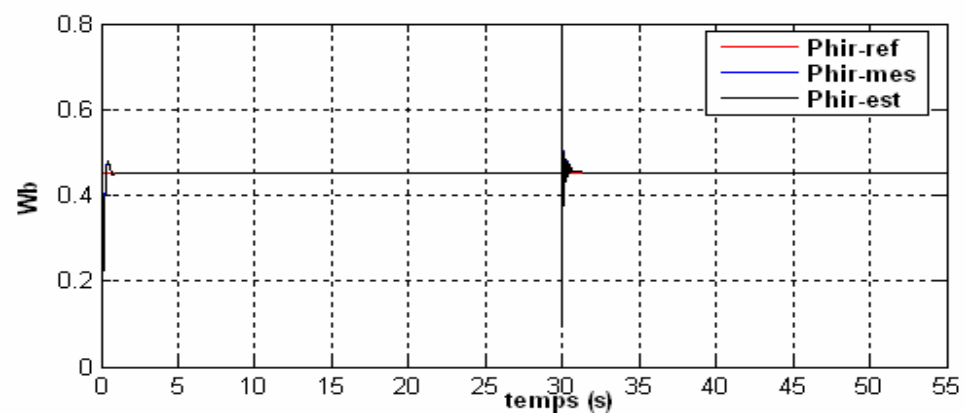


Figure 10.48 CFO sans identification de R_r : courbes du flux rotorique

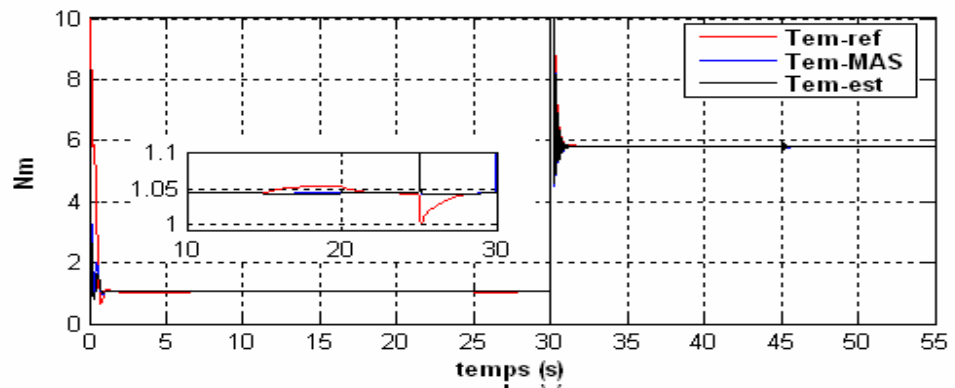


Figure 10.49 CFO sans estimation de R_r : courbes du couple électromagnétique

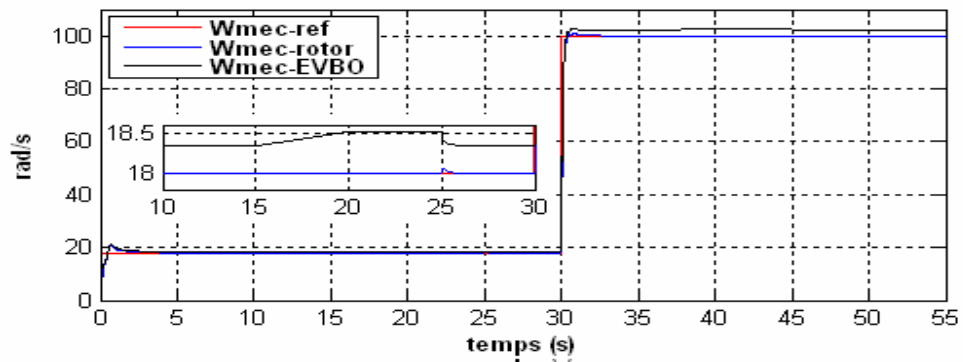


Figure 10.50 CFO sans estimation de R_r : courbes de la vitesse mécanique en basse et moyenne vitesse

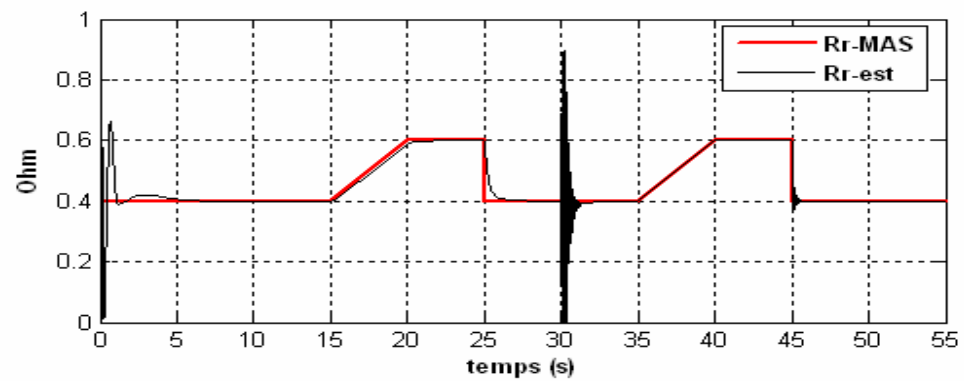


Figure 10.51 CFO sans estimation de R_r : courbes de la résistance rotorique dans la machine et celle estimée en boucle ouverte

10.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu comment faire rapidement une commande vectorielle auto adaptative. Cette commande s'adapte bien aux variations des paramètres de la machine.

Un retour du flux rotorique et un retour du couple électromagnétique servent à l'adaptation en ligne des paramètres et à la compensation de la pulsation de glissement. L'orientation du flux est maintenue par action directe sur la pulsation de glissement conservant ainsi le caractère indirect de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

Nous avons également montré le caractère approximatif de la méthode d'identification classique des paramètres du modèle usuel de la machine asynchrone à cage. Aussi, nous pouvons également faire une CIFRO sans avoir à identifier les paramètres de la machine, mais en utilisant seulement les inscriptions de la plaque signalétique de la machine asynchrone.

Le plus important dans ce chapitre est que nous avons démontré que notre commande vectorielle est auto adaptative et que :

- La vitesse mesurée poursuit bien sa consigne en ligne;
- Le couple électromagnétique poursuit bien sa consigne en ligne;
- Le module du flux rotorique poursuit bien sa consigne en ligne;
- Le courant d'axe d poursuit bien sa consigne en ligne;
- Le courant d'axe q poursuit bien sa consigne en ligne;
- La variation en ligne de la résistance rotorique est bien compensée;
- La variation en ligne de la résistance statorique est bien compensée;

- La valeur de l'inductance de magnétisation est maintenue constante en ligne.

Contrairement à ce que l'on voit en simulation, en pratique les résistances rotoriques et statoriques sont dynamiques. Notons que le caractère dynamique des résistances équivalentes statoriques et rotoriques vues par la machine via le modèle rapproché introduit une complexité dans la commande à flux orienté. Les effets imprévisibles de l'évolution de la résistance rotorique équivalente sont mis en évidence et sont beaucoup plus dus aux glissements de phase entre les tensions et courants de consigne et ceux mesurés. Les autres causes de ces variations sont principalement liées aux variations des fréquences de fonctionnement, aux harmoniques et à l'effet Joule. Un avantage particulier de nos méthodes est que nous n'avons pas besoin des valeurs initiales des résistances. Les contrôleurs PI utilisés ont été paramétrés à partir des grandeurs nominales de la machine.

Nos méthodes sont applicables à toutes les sortes de machines asynchrones. Elles permettent de faire le plus simplement possible la compensation en ligne des variations de résistances. On peut y voir également l'effet de l'estimation en ligne des résistances sur la régulation de la vitesse mécanique. Aussi, nous démontrons la possibilité de faire une commande à flux rotorique orienté indépendante de la résistance rotorique en combinant un estimateur de vitesse en boucle fermée basé sur le module vu au chapitre précédent avec un retour de vitesse mécanique. La précision sur l'estimation des résistances est directement liée aux précisions des capteurs de courant, de tension et de vitesse. Les tests pratiques faits sur les machines de $\frac{1}{4}$ HP et de 3HP ont permis de vérifier et de valider nos résultats.

Étant donné que nous estimons correctement en ligne la vitesse mécanique et le couple électromagnétique et qu'en plus lesdits signaux sont naturellement et légèrement bruités, il est facile d'estimer l'inertie et le coefficient de frottement sans excitation supplémentaire.

Nous retenons à travers nos simulations et tests expérimentaux que le flux dans la machine est le principal facteur qui assure le bon démarrage, la stabilité pendant les variations du couple de charge en basse ou en haute vitesse.

Chapitre 11 - Conclusion

Cette thèse de doctorat en génie électrique a été une occasion de consolider les connaissances théoriques à travers des cas d'applications pratiques ayant mené à l'implantation temps réel de différents algorithmes. Le grand défi de ces travaux a été de trouver les méthodes les plus simples permettant d'avoir des résultats les plus performants tant en simulation qu'en pratique. Nous sommes parvenus à atteindre nos objectifs en introduisant des contributions majeures au niveau de la commande vectorielle à flux orienté qui fait l'objet de recherches depuis plus de deux décennies. Lesdites contributions se résument en quatre points majeurs, à savoir :

- Le développement de nouveaux algorithmes auto adaptatifs d'estimation de flux, position, couple qui respectent les critères de simplicité, de précision et d'exécution en temps réel;
- Le renforcement de la précision et de la stabilité des estimateurs de vitesse ainsi que le développement d'une nouvelle technique de commande vectorielle adaptative sans capteur mécanique de vitesse;
- Un design du générateur de position non saturable ainsi que le design des contrôleurs PI de courants $d-q$ ou de vitesse;
- Le développement d'une loi de commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage avec l'estimation et la compensation en ligne des résistances.

Ainsi, le problème majeur de l'estimation temps réel du module et de la position du flux a été résolu par la structure stable de l'algorithme d'auto-intégration adaptatif (AAIA). Cette structure s'est de loin révélée plus performante que les intégrateurs purs, les pseudo-intégrateurs à base de filtres passe-bas simples, en cascade ou programmables et les réseaux de neurones artificiels appliqués jusqu'à présent à l'estimation du flux. L'efficacité des AAIA vient du fait qu'ils offrent la possibilité d'estimer le couple électromagnétique avec une très bonne précision en régime permanent.

Un capteur de couple ou un capteur de position ou encore un capteur de vitesse coûte toujours cher selon sa précision et souvent plus cher que la machine asynchrone elle-même si celle-ci est de puissance moyenne ou faible. Ainsi, la commande sans capteur mécanique de vitesse est de plus en plus sollicitée dans les applications industrielles. Nos travaux ont apporté des améliorations dans le design des estimateurs de vitesse en boucle ouverte (EVBO) afin de permettre une estimation en ligne de la vitesse de synchronisme des machines à induction. Un filtre passe-bas placé à la sortie d'un EVBO est largement suffisant pour extraire la composante moyenne (continue) de la vitesse de synchronisme. Cet estimateur a aussi prouvé sa performance dans la commande sans capteur mécanique de vitesse de la machine asynchrone dans les conditions où la vitesse de la machine est proche de celle du synchronisme et où l'inductance cyclique statorique est maintenue proche de l'inductance synchrone (commande V/f , commande vectorielle).

Avec une combinaison des HSF, AAIA et EVBO, les estimations du module du flux statorique et de la phase du flux statorique ont été améliorées. Ces algorithmes se sont avérés efficaces même pour les cas critiques de fonctionnement où la machine est alimentée par un onduleur de tension à fréquence fixe. Nos algorithmes d'estimation des flux, couples ou vitesses (AAIA, HSF et EVBO) sont structurés sous des formes topologiques simples et sont calibrés tout simplement sur la fréquence nominale de la machine, ce qui facilite grandement leur utilisation.

Étant donné que le modèle de la machine asynchrone et les théories de commandes vectorielles de la machine asynchrone sont basés sur la théorie du premier harmonique, la mise en place des filtres *hand-shake* (HSF) à base de filtres passe-bas a permis d'avoir une concordance entre la théorie et la pratique, en facilitant d'une part le lissage de

signaux de mesure et d'autre part l'extraction du fondamental des courants ou tensions appliqués directement à la machine via des onduleurs. En plus, cette possibilité d'extraction du fondamental des signaux est fort utile pour résoudre les problèmes d'harmoniques qui affectent les signaux de synchronisation des redresseurs commandés, car elle facilite une détection plus fiable des instants de passage des signaux par zéro dans un réseau pollué d'harmoniques.

Le couple électromagnétique et la vitesse de synchronisme de la machine à induction ont été estimés avec précision, ce qui a permis d'apporter des contributions nouvelles à l'identification des paramètres de la machine asynchrone. Ainsi, l'estimateur de flux statorique a permis la déduction du flux rotorique et de la résistance rotorique par un simple contrôleur PI. L'estimateur de couple électromagnétique quant à lui a facilité l'estimation en ligne de la variation de la résistance statorique. L'identification en ligne de l'inductance synchrone de la machine asynchrone s'est avérée plus simple et plus tangible. Aussi, le retour (boucle) des courants statoriques est un moyen efficace pour stabiliser les valeurs des inductances aux valeurs initiales introduites dans le contrôleur à flux orienté. Cela permet de se passer d'une identification intempestive des inductances de la machine asynchrone sous contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Les algorithmes d'identification des paramètres de la machine se sont montrés efficaces en simulation et ont été testés sous différents cas de fonctionnement de la machine et sous différents modes d'alimentation de la machine asynchrone. Ces algorithmes ont été également testés en simulation sur des cas de machine asynchrone à rotor bobiné ou à cage.

Comme perspectives en vue, notons qu'il serait intéressant d'implanter lesdits algorithmes sur des microcontrôleurs performants, voire des FPGA, afin de réduire énormément les coûts relatifs aux implantations sous DSP et aussi de rendre accessible ces nouveaux progrès au grand public, notamment les pays en voie de développement. L'essor de l'économie de l'énergie et la question environnementale entraînent de nos jours la recrudescence de l'utilisation des énergies renouvelables et des locomotives peu polluantes, ce qui laisse encore un grand horizon d'exploitation. Une autre piste

intéressante est le domaine du filtrage actif de puissance où nos algorithmes de filtrage pourront être évalués, voire améliorés davantage.

Nous avons prouvé que nos algorithmes sont stables malgré le fait que nous ayons utilisé de simples contrôleurs PI à gains fixes, bien entendu ils le seront davantage si l'on utilise des contrôleurs plus intelligents.

En somme, les résultats des travaux présentés dans cette thèse sont basés sur une conjugaison de travaux théoriques, de simulations et d'expérimentation. Une harmonie des observations de l'évolution des signaux, des analyses et interprétations des résultats de simulations et pratiques ont donc été la clé du succès de ces travaux. Nos contributions sont donc une conjugaison de simplicité sur le plan de compréhension, de faisabilité sur le plan d'implantation temps réel et de précision lors des estimations.

“Étant donné que la science est en perpétuelle évolution, nous invitons donc tous les scientifiques qui sont en mesure d'améliorer nos algorithmes de se sentir libre de le faire.”

Bibliographie

- [1] Guy Séguier & Jean Bonal, *Entraînements électriques à vitesse variable*, Volume 3, TEC&DOC, 2000.
- [2] Guy Séguier & Jean Bonal, *Entraînements électriques à vitesse variable*, Volume 2, TEC&DOC, 1998.
- [3] J.M.D. Murphy & F.G. Turnbull, *Power Electronic Control of AC Motors*, Pergamon Press, 1988.
- [4] C.Foulard, S.Gentil & J.P.Sandraz, *Commande & Régulation par calculateur numérique*, Eyrolles, 1987.
- [5] Peter Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford university press, 1998.
- [6] I. Boldea & S.A. Nasar, *Vector control of AC drives*, CRC Press, 1992.
- [7] Peter Vas, *Vector Control of AC Machines*, Clarendon press Oxford, 1990.
- [8] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, IEEE Press, 1995.
- [9] J. P. Caron & J. P.Hautier, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, éditions Technip, 1995.
- [10] B.K. Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives*, IEEE Press, 1996.
- [11] G. K. Dubey, *Power Semiconductor Controlled Drives*, Prentice-Hall, 1989.
- [12] Dorin O. Neacsu, and Kaushik Rajashekara, *Comparative analysis of torque-controlled IM drives with applications in electric and hybrid vehicles*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.16, No.2, pp240-247, March 2001.
- [13] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, 2002.
- [14] Sergey E. Lyshevski, *Electromechanical Systems, Electric Machines, and Applied Mechatronics*, CRC Press LLC, pages 371-557, 2000.

- [15] I. Boldea & S.A. Nasar, *Electric Machines Dynamics and Control*, CRC Press, 1993.
- [16] A. Ba-Razzouk, A. Chérity, and Pierre Sicard, *Implementation of a DSP Based Real-Time Estimator of Induction Motors Rotor Time Constant*, IEEE Trans. Power electron., Vol.17, pp. 534-542, July 2002.
- [17] Kan Akatsu, and Atsuo Kawamura, *Online Rotor resistance estimation using the transient state under the speed sensorless control of induction motor*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, No.3, pp. 553-560, May 2000.
- [18] A. Ba-razzouk, A. Chérity, and V. Rajagopalan, *Real-Time Implementation of a Rotor Time-Constant Online Estimation Scheme*, International Conference on Industrial Electronics Control, Instrumentation and Automation (IEEE-IECON), San Jose, USA, pp. 927-932, November 1999.
- [19] L.A de Souza R., Cursino B.J, and A.Marcus Nogueira Lima, *Linear parameter estimation for induction machines considering the operating conditions*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, No.1, pp. 62-73, January 1999.
- [20] Ciro Attaianese, Alfonso Damiano, Gianluca Gatto, Ignazo Marongiu, and Aldo Perfetto. *Induction motor drive parameters identification*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, No.6, pp. 1112-1122, Nov. 1998.
- [21] Moussa ZERBO, *Contribution à la commande de la machine asynchrone alimentée en courant _ Étude et réalisation*, Thèse de DESA, EMI, Rabat, Mars 2001.
- [22] Ramu Khrisnan, *Electric Motor Drives Modeling, Analysis, and Control*, Virginia Tech, Blacksburg, VA. Prentice Hall, USA, 2001.
- [23] Ned Mohan, *Advanced Electric Drives, - Analysis, Control and Modeling using Simulink'*, MNPERE, Minneapolis, USA, 2001.
- [24] Ned Mohan, *Electric Drives - Analysis, An integrative approach'*, MNPERE, Minneapolis, USA, 2003.
- [25] S. Bolognani and M. Zigliotto, *A novel fuzzy knowledge based flux observer for induction motor drives*, In Proc. PESC, pp 426-431, 1996.
- [26] Y. Yushaizad, and A.H. Mohd Yatim, *Simulation and Modeling of Stator Flux Estimator for Induction Motor using Artificial Neural Network Technique'*, IEEE, proceedings PECON, pp. 11-15, December 2003.

- [27] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, and G.A. Capolino, *A New Adaptive Integration Methodology for Estimating Flux in Induction Machine Drives*, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, no 1, pp. 25-34, January 2004.
- [28] L.E.B. Da Silvia, B.K. Bose, and J.O.P. Pinto, *Recurrent-neural-network-based implementation of a programmable cascaded Low-pass used in stator flux synthesis of vector controlled induction motor drive*, IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. 46, no. 3, pp. 662-665, June 1999.
- [29] Xing Yu, Matthew W. Dunnigan, and Barry W. Williams, *A novel rotor resistance identification method for an indirect rotor flux-orientated controlled Induction machine system*, IEEE Trans. Power electron., Vol.17, pp. 353-364, May 2002.
- [30] Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun, Soon-Bong Cho and Song-Yul Choe, *An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, No.2, pp. 312-318, March 2000.
- [31] Jun Hu, and Bin Wu, *New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a wide speed range*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, No.5, pp. 969-977, September 1998.
- [32] Moussa Zerbo, A. Ba-Razzouk, and Pierre Sicard, *Real Time Flux and Torque Estimator for induction machines*, IEEE-CECCE, pp 2159-2162, May 2004.
- [33] Bimal K. Bose, and Nitin R. Patel, *A Programmable Cascaded Low Pass Filter-Based Flux Synthesis for a Stator Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 1, pp. 140-143, February 1997.
- [34] Liviu Mihalache, and Farhad.A., *A Flux Estimator for Induction Motor Drives based on Digital EMF Integration With Pre and Post-High Pass Filtering*, IEEE, APEC, Vol. 2, pp. 713-718, March 2005.
- [35] M. Zerbo, P. Sicard, and A. Ba-razzouk, *Accurate Adaptive Integration Algorithms For Induction Machine Drive over a Wide Speed Range*, IEMDC'05, San Antonio Texas, pp 1082-1088, May 2005.
- [36] M. Zerbo, C. Thiffault, and P. Sicard, *Hand-Shake Filters for Switched Induction Machines Drive*, ISIE'06, Montréal, pp. 2389-2394, July 2006.
- [37] M. Zerbo, P. Sicard, and A. Ba-razzouk, *Open loop Speed Estimators Design for Online Induction Machine Synchronous Speed Tracking*, IEMDC'05, San Antonio Texas, pp. 1089-1094, May 2005.

- [38] Baburaj Karanayil, M. Fazlur Rahman, and C. Grantham, *Stator and Rotor resistance observer for Induction Motor Drive using a Fuzzy Logic And Artificial Neural Networks*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.20, No.4, pp. 771-780. December 2005.
- [39] Myoung-Ho Shin, and Dong-Seok Hyum, *Speed sensorless stator flux-oriented control of induction machine in the weakening region*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, pp.580-586, March 2003.
- [40] A. Hazzab, I.K. Bousserhane, M. Zerbo, and P. Sicard, *Real Time Implementation of Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller for Induction Machine Control*, IEEE ICCTA'06, Vol. 1, pp. 1416-1421, April 2006.
- [41] Joachim Holtz, *Sensorless Control of induction Machines _With or Without Signal Injection?* IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 5, No. 1, pp. 1052-1060, February 2006.
- [42] Joachim Holtz, and Juntao Quan, *Drift and Parameter-Compensated Flux estimator for Persistent Zero-stator-Frequency Operation of Sensorless-Controlled Induction Motors*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 4, pp. 1052-1060, July/August 2003.
- [43] Guy Séguier *et al.*, *Les convertisseurs de l'électronique de puissance - Commande et comportement dynamique*, Volume 5, TEC&DOC 1998.
- [44] F. Labrique, Guy Séguier et Robert Bausière, *Les convertisseurs de l'électronique de puissance – la conversion continu-alternatif*, Volume 4, TEC&DOC 1995.
- [45] Bedricch H., and Vacláv Hamata, *Harmonic field effects in induction machines*, ELSEVIER Scientific publishing company, 1977.
- [46] Abdellfattah Ba-Razzouk, *Étude et mise au point d'un module de simulation des systèmes d'entraînements à courant alternatif*, Mémoire de Maîtrise, UQTR, Décembre 1992.
- [47] P. C. Sen, *Principles of Electric Machines and Power Electronics*, John Wiley and Sons, 1997.
- [48] Sayeed N. Ghani, *Digital Computer Simulation of three-phase Induction Machine Dynamics – A General Approach*, IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 24, No. 1, pp. 106-114, Jan.-Feb. 1988.
- [49] Sayeed N. Ghani, *Corrections to “Digital Computer Simulation of three phase Induction Machine Dynamics – A General Approach”*, IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 30, No. 2, pp. 440, Jan.-Feb. 1994.

- [50] H. Maçbahi *et al.*, *An Unified Method for Modeling and Simulation of Three Phased Induction Motor Drives*, IEEE CECCE'2000, Vol. 1, pp. 345-349, March 2000.
- [51] Irwin J. David, *The Industrial electronics Handbook*: “-36- Digital Computation”; “-38- Estimation and Identification”; “-39- Fuzzy Logic-Based Control”, “-42- Adaptive Control”, IEEE Press/CRC Press, 1997.
- [52] André Genon Willy Legros, *Machines électriques*, Hermes Sciences Publications, 2000.
- [53] Gabriel Rakotonirina, *Modélisation thermique des moteurs asynchrones à cage par la méthode des éléments finis*, Thèse de doctorat, UQTR, Avril 2001.
- [54] Robert Grover Brown, Patrick Y.C Hwang, *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering*, second edition, John Wiley & Sons, Inc., pp. 178-184, 1992.
- [55] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, third edition, Prentice Hall, pp. 79-85, 1992.
- [56] Cheng-Jin Zhang, and Dunnigan, M.W., *Robust adaptive stator current control for an induction machine*, IEEE Conf. on CCA., Vol. 1, No. 5, pp. 779-784, June 2003.
- [57] Cheng-Jin Zhang, *Adaptive induction machine current control using internal model principle*, IEEE Proc. of American control conf., Vol. 1, No. 5, pp. 82-83, July 2004.
- [58] D. Telford, M. W. Dunnigan, and Barry W. Williams, *Adaptive High Bandwidth Current Control for Induction Machines*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 2, pp. 527-538, March 2003.
- [59] S. Bolognani *et al.*, *Improved FPGA-based dead time compensation for SVM inverters*, IEEE PEMD 2004, vol. 2, Conf. Publ. no 498, pp. 662-667, March-April 2004.
- [60] Naomitsu Urasaki *et al.*, *An Adaptive Dead-Time Compensation Strategy for Voltage Source Inverter Fed Motor Drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 5, pp. 1150-1160, September 2005.
- [61] Bin Zhang, Alex Q. Huang, and Bin Chen, *A Novel IGBT Gate Driver to eliminate the Dead-Time effect*, IEEE IAS Conf. 2005, vol. 2, pp. 913-917, Oct. 2005.

- [62] S. Haghbin *et al.*, *Performance of PI Stator Resistance Compensator on DTC of Induction Motor*, IEEE IECON'03, Vol. 1, pp. 425-430, Nov. 2003.
- [63] Ezio Bassi, Francesco P. Benzi, S. Bolognani, and G. S. Buja, *A Field Oriented Scheme for Current-Fed Induction Motor Drives based on the Torque Angle Closed-Loop Control*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 5, pp. 1038-1044, Sept.-Oct. 1992.
- [64] L. Umanand, and R.S. Bhat, *Online Estimation of Stator Resistance of an Induction Motor for Speed Control Applications*, IEE proceedings, Electric Power Applications, Vol. 42, pp. 97-103, March 1995.
- [65] A. Ba-razzouk, A. Chériti, and G. Olivier, *Artificial Neural Networks Rotor Time Constant Adaptation in Indirect Field Oriented Control Drives*, Power Electronics Specialists Conference (IEEE-PESC), Baveno, Italy, Vol. 1, pp. 701-707, June 1996.
- [66] A. Ba-razzouk, A. Chériti, G. Olivier, and P. Sicard, *Field Oriented Control of induction Motors Using Neural Networks Decouplers*, International Conference on Industrial Electronics Control, Instrumentation and Automation (IEEE-IECON), Orlando, USA, , Vol. 2, pp. 1428-1433, November 1995.
- [67] Allan K.P Toh, Edwin P. N, and Farhad. A., *A Flux Estimator for Field Oriented Control of an Induction Motor using an Artificial Neural Network*, IEEE-IAS, Vol. 1, pp. 585-592, October 1994.
- [68] Hong-Hee Lee, J. Eui-Heon, and Kim Kwan-Su, *Robust Induction Motor Control on Network-based control systems*, IEEE, IECON '03, Vol. 1, pp. 72-76, Nov. 2003.
- [69] Grzesiak, L.M., and Ufnalski, B., *Neural stator flux estimator with dynamical signal preprocessing*, AFRICON, Vol. 2, pp. 1137-1142, 2004.
- [70] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, and G.A. Capolino, *A new TLS-based MRAS speed estimation with adaptive integration for High-Performance Induction Machines Drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 4, pp. 1116-1137, July/ August 2004.
- [71] L.E.B. Da Silvia, B.K. Bose, and J.O.P. Pinto, *A stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive with space-vector PWM and flux-vector synthesis by neural networks*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 5, pp. 1308-1318, Sept-Oct. 2001.
- [72] Pragasen Pillay, and Krishnan Ramu, *Control Characteristics and Speed Controller Design for a High Performance Permanent Magnet Synchronous*

- Motor Drive*, IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 5, No. 2, pp. 151-159, April 1990.
- [73] Kazmierkowski, M.P., and Malesani, L., *Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey*, IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 45, No. 5, pp. 691-703, Oct. 1998.
 - [74] J. C. Brasilio, and S. R. Matos, *Design of PI and PID Controllers With Transient Performance Specification*, IEEE Trans. on Educ., Vol. 45, No. 4, pp. 364-370, November 2002.
 - [75] B. Robyns *et al.*, *Influence of Digital Current Control Strategy on the Sensitivity to Electrical Parameter Uncertainties of Induction Motor Indirect Field-Oriented Control*, IEEE Trans. on Power. Electron., Vol. 14, No. 4, pp. 690-699, July 1999.
 - [76] Ya-Gang Wang, and Hui-He Shao, *Automatic Tuning of Optimal PI Controllers* IEEE Conf. on Decision & Control, Phoenix, Arizona USA, pp. 3802-3803, December 1999.
 - [77] Frédéric de Coulon, *Théorie et traitement des signaux*, Traité d'électricité, Vol. VI, Presses polytechniques et universitaires romandes, 1996.
 - [78] J. Crowe, and M.A. Johnson, *Towards autonomous PI Control Satisfying Classical Robustness Specification*, IEE Proc. Control Theory Appl., Vol. 149, No. 1, pp. 26-31, January 2002.
 - [79] Jesse B. Hoagg, and Dennis S. Bernstein, *Direct Adaptive Dynamic Compensation for Minimum Phase Systems with Unknown Relative Degree*, IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. 52, No. 4, pp. 610-621, April 2007.
 - [80] M. Nasir Uddin, Tawfiq S. Radwan, and M.A. Rahman, *Performances of Fuzzy-Logic-Based Indirect Vector Control for Induction Motor Drive*, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 38, No. 5, pp. 1219-1225, Sept./Oct. 2002.
 - [81] Marco Tursini, Francesco Parasiliti, and Daqing Zhang, *Real-Time Gain Tuning of PI Controllers for High-Performance PMSM Drives*, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 38, No. 4, pp. 1018-1023, July/August 2002.
 - [82] M.A. Mannan, M. Toshiaki, T. Junji, and T. Takeshi, *Fuzzy-Logic-Based Self-Tuning PI Controller for Speed Control of Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive*, IEEE SICE Annual Conf. in Sapporo, pp. 466-470, August 2004.
 - [83] Ming Cheng, Qiang Sun, and E. Zhou, *New Self-Tuning Fuzzy PI Control of a Novel Doubly Salient Permanent-Magnet Motor Drive*, IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 53, No. 3, pp. 814-821, June 2006.

- [84] Li Zhen, and Longa Xu, *On-Line Fuzzy Tuning of Indirect Field-Oriented Induction Machine Drives*, IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 13, No. 1, pp. 134-141, January 1998.
- [85] Carlos Canudas de Wit, *Optimisation discrétisation et observateurs*, Commande des moteurs asynchrones 2, Hermes science Europe Ltd, 2000.
- [86] Gou-Jen Wang, Chuan-Tzueng Fong, and Kang J. Chang, *Neural-Network-Based Self-Tuning PI Controller for Precise Motion Control of PMAC Motors*, IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 48, No. 2, pp. 408-415, April 2001.
- [87] Da Zhang, Hui Li, and E.G. Collins, *Digital Anti-Windup PI Controllers for Variable-Speed Motor Drives Using FPGA And Stochastic Theory*, IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 21, No. 5, pp. 1496-1501, Sept. 2006.
- [88] Carlos Canudas de Wit, *Modélisation contrôle vectoriel et DTC*, Commande des moteurs asynchrones 1, Hermes science Europe Ltd, 2000.
- [89] The Math Works Inc., *Optimization Toolbox, For use with Matlab*, Computation, Visualization –Programming. User's Guide Version 2, Fourth printing for Version 2.1 (release 12), pp.1.18-1.31, 2000.
- [90] Kouhei Ohnishi, Nobuyuki Matsui, and Yoichi Hori, *Power electronics and variable Frequency Drives*, Chapitre 9: *Estimation, Identification, and Sensorless Control in AC Drives*, In: *Technology and applications*, Bimal K. Bose, IEEE press 1996.
- [91] Younes Elbittoui, *Adaptation de la constante de temps rotorique du moteur à induction*, Mémoire de Maîtrise, UQTR, Février 1999.
- [92] J. Stephan, M. Bodson, and J. Chiasson, *Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30 pp. 746-759, May/June 1994.
- [93] Emil Levi, and Mingyu Wang, *A speed estimator for high Performance Sensorless control of induction motors in Field, weakening Region*, IEEE Trans. Power electronics, vol. 17, pp. 365-378, May 2002.
- [94] H. Abu-Rub, J. Gusinski, Z. Krzeminski, and Hamid A. Tolyat, *Advance Control of Induction motor Based on Load Angle Estimation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, No. 1, pp. 5-14, Feb 2004.
- [95] T Abbasian, F. R. Salmasi, and M. J. Yazdanpanah, *Stability of Sensorless IM Based on Adaptive Feedback Linearization Control with Unknown Stator and Rotor Resistances*, IEEE IAS 2005, Vol. 2, No. 3, pp. 985-992, Oct. 2005.

- [96] Roberto Cardenas, and Ruben Pena, *Sensorless Vector Control of Induction Machines for Variable-Speed Wind Energy Applications*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 199, No. 1, pp. 196-205, March 2004.
- [97] Mohamed Rashed, Fraser Stronach, and Peter Vas, *A New Stable MRAS-Based Speed and Stator Resistance Estimators for Sensorless Vector Control Induction Motor Drive at low speed*, IEEE-IAS 2003, Vol. 2, pp. 1181-1188, Oct. 2003.
- [98] Kouki Matsuse, Y. Konu, H. Kawai, and S. Yokomiso, *A Speed Sensorless Vector Control Method of Parallel-Connected Dual Induction Motor Fed by a Single Inverter*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 6, pp. 1566-1571, Nov.-Dec. 2002.
- [99] Fang-Zheng Peng, and Tadashi Fukao, *Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, pp. 1234-1240, Sept-Oct. 1994.
- [100] Sang-Hoon Kim, and Seung-Ki Sul, *Voltage Control Strategy for Maximum Torque Operation of an Induction Machine in a Field Weakening-Region*, IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol. 44, No. 4, pp. 512-518, August 1997.
- [101] Toshihiko Noguchi, Seiji Kondo, and Isao Takahashi, *Field-Oriented Control of an Induction Motor with Robust On-Line Tuning of its Parameters*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 1, pp. 35-42, Jan.-Fev. 1997.
- [102] N.R.M Idris, T.C. Ling, and M. E. Elbuluk, *A New Torque and Flux Controllers for Direct Torque Control of Induction Machines*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 6, pp. 1358-1366, Nov-Dec. 2006.
- [103] Radu Bojoi, *et al.*, *Direct Torque Control for Dual Three-Phase Induction Motor Drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 6, pp. 1627-1636, Nov-Dec. 2005.
- [104] Cristian Lascu, Ion Boldea, and F. Blaabjert, *Very-Low-Speed Variable-Structure Control of Sensorless Induction Machine Drives without Signal Injection*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 2, pp. 591-598, March/April 2005.
- [105] M. Cirrincione *et al.*, *An adaptive speed observer based on a new total least-squares neuron for induction machine drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 1, pp. 89-104, Jan-Feb 2006.
- [106] Lascu, C., and Andreescu, G.-D., *Sliding-mode observer and improved integrator with DC-offset compensation for flux estimation in sensorless-controlled induction motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 3, pp. 785-794, June 2006.

- [107] Institution of Electrical Engineers, IEE Power and Energy Series 35, *The Control Techniques Drives and Controls Handbook*, Control Techniques, Chapter 3, *Speed and position Feedback Devices*, London, UK, 2001.
- [108] Yoichi Hori, *High performance control of servomotors with Low Precision Shaft Encoder using instantaneous Speed Observer an Adaptive Identification of inertia Moment*, Motion control proceedings 1993, pp. 7-12, July 1993.
- [109] Seok Joon Hong, H-W. Kim, and Seung-Ki Sul, *A Novel Inertia Identification Method for Speed Control of Electric Machine*, IEEE IECON, Vol. 2, pp. 1234-1239, August 1996.
- [110] Nam-Joon Kim, Hee-Song Moon, and Dong-Seok Hyun, *Inertia Identification for the Speed Observer of the Low Speed Control of Induction Machine*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 6, pp. 1371-1379, Nov-Dec. 1996.
- [111] Kyo-Beum Lee, et al., *An Inertia Identification Using ROELO for low speed control of Electric Machine*, IEEE APEC'03, Vol. 2, No. 4, pp. 1052-1055, Feb. 2003.
- [112] Kyo-Beum Lee, et al., *Improvement of Low Speed Operation of Electric Machine with an Inertia Identification Using ROELO*, IEE Proceedings, Vol. 151, No. 1, pp. 116-120, Jan. 2004.
- [113] Sheing-Ming Yang, and Yu-Jye Deng, *Observer based inertia Identification for Auto-Tuning Servo Motor Drive*, IEEE IAS Conf., Vol. 2, pp. 968-972, October 2005.
- [114] H. Madadi Kojabadi, Liuchen Chang, and R. Doraiswami, *A MRAS-Based Adaptive Pseudoreduced Order Flux Observer for Sensorless Induction Motor Drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 4, pp. 930-938, July 2005.
- [115] William S. Levine, *The Control Handbook: -52-Automatic Tuning of PID Controllers; -53-Self-Tuning Control; -54-Model Reference Adaptive Control, Design Methods; -58-System Identification*, IEEE Press/CRC Press, 1996.
- [116] Scott Wade, M.W. Dunnigan, and Barry W. Williams, *Modeling and Simulation of Induction Machine with Rotor Resistance Identification*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 3, pp. 495-506, May 1997.
- [117] Thomas G. Habetler et al., *Stator Resistance Tuning in a Stator –Flux Field-Oriented Drive Using an Instantaneous Hybrid Flux Estimator*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 1, pp. 125-133, Jan. 1998.

- [118] Cirsino Brandano Jacobina *et al.*, *Online Estimation of the stator Resistance and Leakage Inductance of a Four-Phase Induction Machine Drive*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 1, pp. 10-15, Jan. 2000.
- [119] R. Marino, S. Peresada, and P. Tomei, *On-Line Stator and Rotor resistance estimation for Induction Motors*, IEEE Transactions on Control System Technology, Vol. 8, No. 3, pp. 570-579, May 2000.
- [120] Cheng-Zhi Cao *et al.*, *Research on Online Identification of the Stator Resistance Using Wavelet Neural Network*, Proceedings of the third International Conf. on Machine Learning and Cybernetics, Shanghai, pp. 3373-3377, August 2004.
- [121] Cao Zhengzhi, Yang Xiaobo, and Lu Zhanhong, *A stator Resistance Estimator of Induction Motors Based on Fuzzy-Neural Networks*, IEEE ICEMS 2001, Vol. 1, pp. 378-380, Aug. 2001.
- [122] M.E. Haque, and M.F. Rahman, *A PI Stator Resistance Compensator for Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*, IEEE PIEMC 2000, Vol. 1, pp. 175-179, Aug. 2001.
- [123] E.D. Mitronikas, A.N. Safacas, and E.C. Tatakis, *A New Stator Resistance Tuning Method for Stator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 6, pp. 1148-1157, Dec. 2001.
- [124] Byeong Seok Lee, and R. Khrisnan, *Adaptive Stator Resistance compensator for High Performance Direct Torque Controlled Induction Motor Drive*, IEEE IAS 1998, Vol. 1, pp. 423-430, Oct. 1998.
- [125] Thomas G Habetler, *et al.*, *Stator resistance tuning in a stator-flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator*, IEEE Transactions Power electronics, Vol. 13, No. 1, pp. 125-133, January 1998.

Annexes-A: Real Time Flux and Torque Estimator for Induction Machines

Moussa Zerbo Abdellfattah Ba-Razzouk Pierre Sicard
*Research Group on Industrial Electronics, Department of Electrical and Computer
engineering*
Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, Canada
Zerbo@uqtr.ca, Ba-Razzouk@uqtr.ca, Pierre_Sicard@uqtr.ca

CCECE 2004- CCGEI 2004, Niagara **Falls**, May/mai 2004

0-7803-82S3-6/04/%17.00 02004 IEEE

REAL TIME FLUX AND TORQUE ESTIMATOR FOR INDUCTION MACHINES

Moussa Zerbo Abdellfattah Ba-Razzouk Pierre Sicard

*Research Group on Industrial Electronics, Department of Electrical and Computer engineering
Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, Canada
Zerbo@uqtr.ca, Ba-Razzouk@uqtr.ca, Pierre_Sicard@uqtr.ca*

Abstract

This paper presents a novel method for flux and torque estimation. Based on the observation and analysis of the behaviour of the classical torque and flux estimator structure in an indirect rotor flux oriented control (IRFOC) of a voltage fed squirrel cage asynchronous machine, the proposed structure is fully independent of the stator resistance. Implemented in dq coordinates, the estimator is based on simple calculus of signal averages. Only stator voltages and currents are required for the estimation, along with maximum and minimum detectors. Flux position and magnitude are estimated separately, and dq fluxes are rebuilt for torque estimation. The estimator is designed for systems running above 0.5Hz, making it available for induction machine (IM) applications running over a wide range of speed. Simulations are performed on SimPowerSystems.

Keywords: Flux, Torque, Estimation, Stator winding resistance, IRFOC, Min-max detectors, Low Pass filter.

1. INTRODUCTION

Accurate flux and torque estimators are required for induction machine drive applications. Classical flux and torque estimators that require stator winding resistance are affected by temperature variations. Therefore this resistance must be adapted continuously [1] [2]. Henceforth, the challenge is to develop techniques for flux and torque estimation independent of stator winding resistance. In some applications this resistance is neglected with good approximation, but there is a problem of dc-offset or dc-drift at low frequency.

Modified integrator algorithms, low pass filters and feedback techniques have been used [3] [4] [5]. The cut-off frequency of the low pass filter (LPF) can cause estimation problems at low frequency (under 2Hz in general). The contribution of this paper is an estimator that results from the observation of the behavior of the classical estimator, with or without stator resistance. Using a pure integrator, a frequency multiplier along with maximum and minimum detectors, this

approach does not use complex computations such as Kalman filtering or fuzzy logic [6]. The estimator allows moving the low frequencies boundaries from 2Hz to less than 0.5Hz. Real time operation requirements are met making this algorithm possible to be implemented on any real time system control software.

2. OBSERVATION AND ANALYSIS

Fig. 1-3 present the response of a classical estimator [1] with two different values of stator resistance in the model. In Fig. 1 we observe that the real torque value is given by the average of the estimated value with zero stator resistance. Assuming symmetry of the oscillations, the maximum and minimum torque values can be used to quickly estimate its average. On Fig. 2, we observe that the flux magnitude given by the estimator with zero-resistance exhibits dc-offsets, which must be subtracted to estimate the flux magnitude. The flux magnitude is then given by the maximum of the resulting signal. The same observations for Fig. 3, help us to rebuild sinusoidal waveforms on axis q. We propose to first estimate the fluxes on d and q axis and then evaluate the IM flux magnitude and torque.

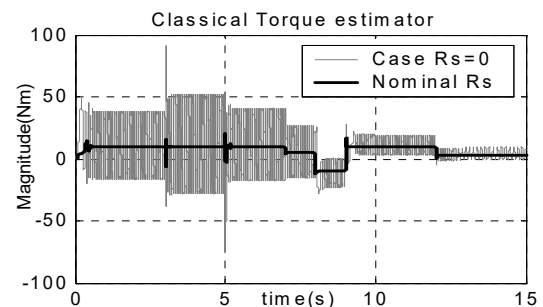


Fig. 1. Torque Comparison in classical estimator

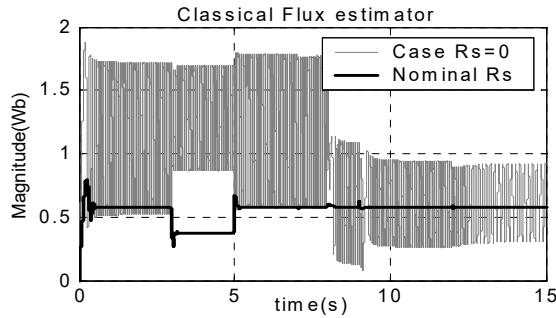


Fig. 2. Flux comparison in classical estimator

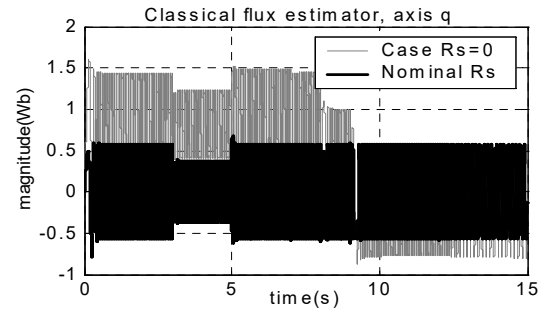


Fig. 3. Axis q flux comparison

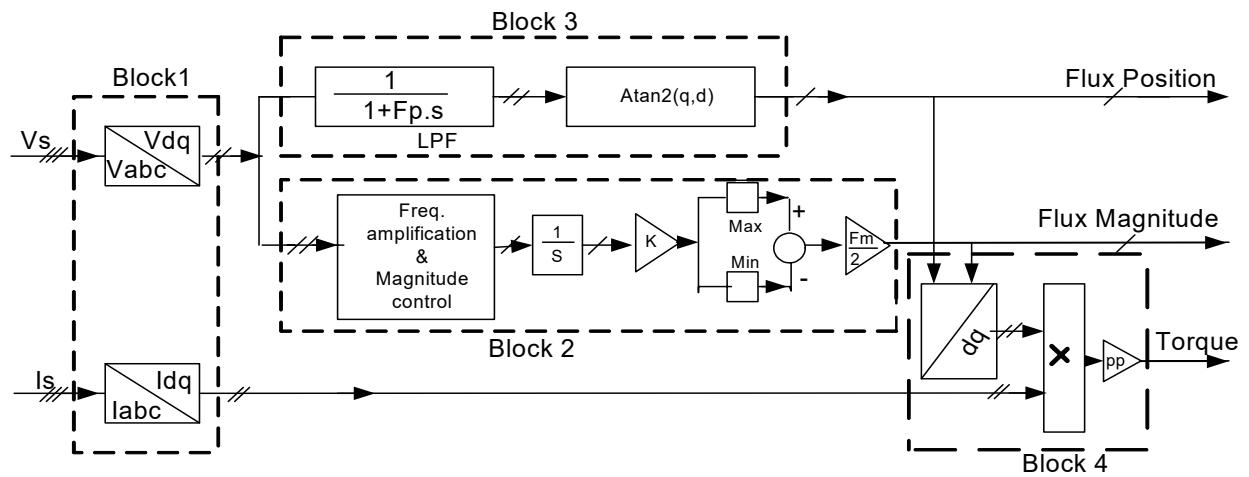


Fig. 4. Structure of the proposed flux and torque estimator

3. DESCRIPTION OF THE PROPOSED APPROACH

The proposed estimator is illustrated in Fig. 4. Stator currents and voltages are transformed to dq coordinates (Block 1). DQ voltages are used for stator flux position and magnitude estimation (Blocks 2 and 3). Flux position and magnitude are estimated separately to obtain accurate estimations with tunable coefficients. DQ currents and fluxes are used for torque estimation (Block 4).

This estimator is designed to operate above 0.5Hz by using a high pass filter in block 2 to filter out signals under 0.5Hz. A frequency multiplier is used to increase dq voltages frequencies to allow for quick minimum, maximum and average estimation. Dc-offset problems are solved by subtracting the dc components (average of signals) which may be contained in the dq voltages or currents. Therefore flux magnitude can be estimated easily by using a pure integrator. It is necessary for that

to multiply the obtained flux by the same frequency multiplication coefficient and to subtract the average of the dq fluxes before calculating the magnitude of the flux. DC component is present in the different signals because frequency is not constant in IM drives in general. The flux position is estimated separately by a low pass filter to obtain an accurate flux position at 0.5Hz. Once the flux position and magnitude are known

Note: the technique of frequency multiplication was also applied successfully to a modified integrator algorithm using a low pass filter in order to set the pole of the filter closer to zero.

3.1 Real time flux magnitude estimation

Once the dq voltages are obtained, their magnitude and position are calculated (first box in block 2). The position is used to determine the slot (pulsation or frequency). The minimal slot corresponding to the minimal desired frequency is then detected. DQ voltages' position is multiplied by a coefficient K in order to increase the

frequency. Voltage magnitude, slot and increased position are combined to obtain a new sinusoidal waveform corresponding to the q axis new voltages. After integration (second box in block 2), the signal obtained is multiplied by the same coefficient K since frequency multiplication will reduce flux level by $1/K$. Quick minimum and maximum detections are then made allowing an accurate flux magnitude estimation. The coefficient F_m is used to tune the flux magnitude at steady state. Fig. 5 and 8 show the accuracy of flux magnitude estimation at both low and general operating frequencies.

3.2 Real time flux position estimation

Flux position estimation is very important for rebuilding dq fluxes and estimating quasi exactly the electromagnetic torque of the **IM**. Study of voltages and currents' positions in the estimator has shown that the phase angles among them and the real flux position describe, in their evolution from zero speed to over the nominal speed of the **IM**, a function of the stator frequency. The evolution of the phase angle between the real flux position and voltage position has been approximated by the phase of a normalized first order low pass filter (**LPF**). A similar result was obtained for the evolution between the real flux position and the current position. Therefore, it is possible to use two first order **LPF**, one on the d-axis of the voltage and the other on the q-axis, to estimate the flux position. Accuracy of the estimation depends on the choice of the cut-off frequency of this normalized **LPF**; for example, on Fig. 4, block 3, accurate flux position is obtained by tuning the time constant coefficient F_p for a specific set torque corresponding to a low frequency.

This study based on observation of the classical estimator in various operation conditions gives a new argument for using **LPFs** to estimate the flux of **IM**. The general reason for the utilization of **LPFs** was avoiding dc-drift problems due to pure integrators at frequencies closed to zero. Even using feedback, saturation elements or programmable **LPF**, papers have shown that the cutoff frequency still remains a problem at low frequency. Modified integrator algorithms, low pass filters and feedback techniques have been used to estimate flux only [3] [4] [5]. A single **LPF** is not appropriate to estimate simultaneously flux position and magnitude over a wide range of speed. Only estimating separately flux position and magnitude can assure accurate estimation with **LPFs**. Engineers working on electrical drive systems would probably like to know at any moment that their estimator is correctly calibrated. To assure a good calibration it is important to tune the estimator parameters online; but it's also possible to tune them off line with well known previously acquired voltages and currents data files. First,

flux and torque references must be set in the controller (**IRFOC**,...), secondly the flux magnitude given by the estimator must be adjusted to the same level as its reference (by coefficient F_m), and thirdly the flux position will be properly tuned by setting a low torque (≤ 0.1 p.u., (low stator frequency)) and adjusting the cutoff frequency of the **LPF** in order to get the exact torque reference (by coefficient F_p). On Fig. 7 and 9, we can see that the estimated flux position is very close to its real value, except during speed inversion.

3.3 Real time torque estimation

The torque is the vector product of the flux and the current, so it depends on the position between these two vectors. Since, the relationship between flux and current has been used to tune the flux position at low frequency, torque will be estimated accurately over a wide range of speed. Nevertheless, at frequencies under 0.5Hz, we supposed in our application that the **IM** is stopped, so there is not estimation, as seen on Fig. 8-10, where the **IM** is started with nominal flux and zero torque. One of the advantages of this new approach is the possibility to use a pure integrator and to get accurate torque estimation when the torque reference is zero (Fig.8-10). This is important for electrical drives and more so for electrical vehicle, which need to be driven and stopped repetitively.

4. SIMULATION RESULTS

The simulations were performed with the parameters listed in Appendix.

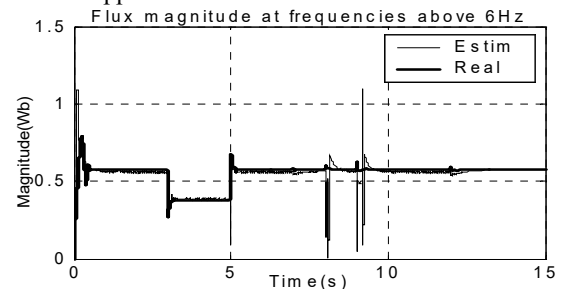


Fig. 5. Flux magnitude estimation above 6Hz

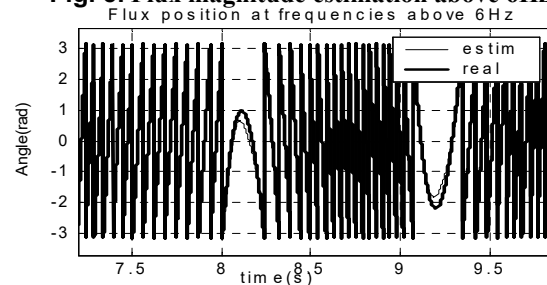


Fig.6. Flux position estimation above 6Hz

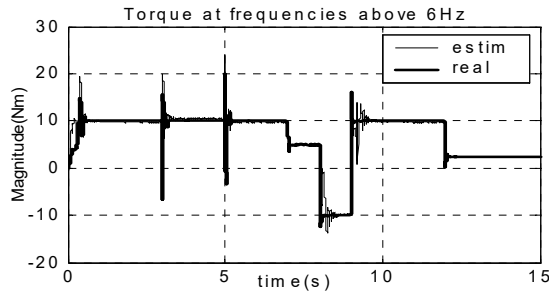


Fig. 7. Torque estimation above 6Hz

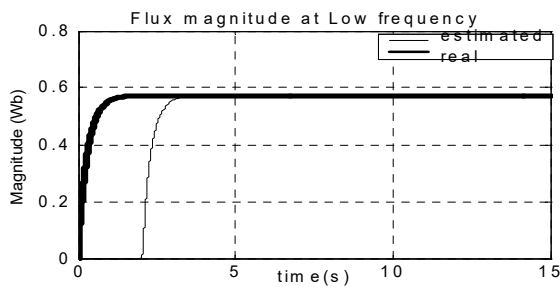


Fig. 8. Flux magnitude at Low frequencies

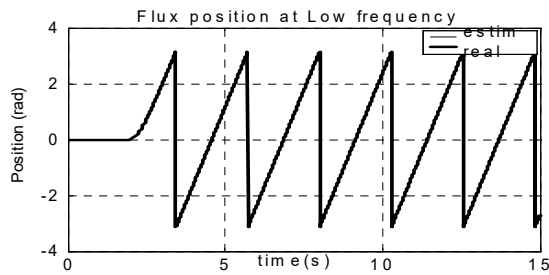


Fig. 9. Flux position at Low frequencies

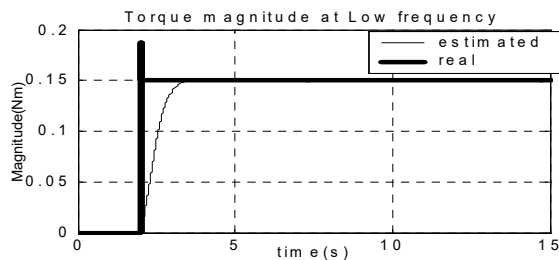


Fig. 10. Torque magnitude at Low frequencies

5. CONCLUSIONS

This paper introduced a different way of estimating flux position, magnitude and torque of an **IM** drive in an **IRFOC**. The estimator built with the min-max detection technique was designed for applications requiring operation frequencies above 0.5Hz. The resulting precision was good, of the order of 2% error on the estimated values in steady state. The proposed approach is robust and independent of stator winding resistance

variation effects. It is appropriate for applications that involve frequent stoppages and start-ups. The estimator can also be used for **IM** connected directly to a fix frequency network. Nevertheless, since **DTC** requires high switching frequencies, our estimator must be modified for such a technique by adding filters, and adjusting **LPF** cut-off frequencies according to the application requirements.

REFERENCES

- [1] Joachim Holtz and Juntao Quan, "Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent Zero-stator-frequency operation of sensorless-Controlled induction motor", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.39 pp.1052-1060, July/August 2003.
- [2] Barabara H. Kenny and Robert D. Lorenz "Stator and Rotor-Flux-Based deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.39 pp1093-1101, July/August 2003.
- [3] Dorin O. Neacsu and K. Rajashekara, "Comparative analysis of torque-controlled IM drives with applications in electric and Hybrid Vehicles". *IEEE trans. Power electron.*, vol. 16, No 2 pp.240-247, March. 2001.
- [4] Myoung-Ho Shin and al, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors", *IEEE trans. Power electron.*, vol. 15, No 2 pp.312-318, March. 2000.
- [5] J. Hu and B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide range", *IEEE Trans. on Power. Electron.*, vol. 13, No.5, pp.969-977, Sept. 1998.
- [6] Thomas G Habetler, and al; "Stator resistance tuning in a stator-flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator". *IEEE Trans. on Power. Electron.*, vol. 13, No.1, pp.125-133, January 1998.
- [7] Stephan, Mbodson, and J.Chiaison, "Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.30, No 3, pp746-759, May/June 1994.
- [8] C.P.Bottura, J.L Silvino and P. de Resende, "An flux observer for induction machines based on a time-variant discret model," *IEEE. Trans. Ind. Applicat.*, Vol 29, no 2, pp 349-354, March/April 1993.

Annexe-B: Accurate Adaptive Integration Algorithms for Induction Machine Drive over a Wide Speed Range

Moussa Zerbo

Pierre Sicard

Abdellfattah Ba-Razzouk

Research Group on Industrial Electronics

Université du Québec à Trois-Rivières

C.P. 500, Trois-Rivières (Qc.), Canada

Zerbo@uqtr.ca , Pierre_Sicard@uqtr.ca , Ba-Razzouk@uqtr.ca

IEMDC, San-Antonio, Texas, USA, May 2005

0-7803-8987-5/05/\$20.00 ©2005 IEEE

Accurate Adaptive Integration Algorithms for Induction Machine Drive over a Wide Speed Range

Moussa Zerbo

Pierre Sicard

Abdellfattah Ba-Razzouk

Research Group on Industrial Electronics
Université du Québec à Trois-Rivières
C.P. 500, Trois-Rivières (Qc.), Canada

Zerbo@uqtr.ca, Pierre_Sicard@uqtr.ca, Ba-Razzouk@uqtr.ca

Abstract—This paper presents three new architectures for designing Accurate Adaptive Integration Algorithms (AAIA) for quasi exact flux position and magnitude estimation of induction machines over a wide speed range. Pure integrators are in practice affected by dc-offset and dc-drift problems while estimating flux position and magnitude from the back electromotive force (emf). Modified integration algorithms based on low pass filter (LPF) or programmable LPF are also known to be affected by the cut-off frequency. The proposed architectures are based on the association of high pass filters (HPF) and pure integrators. DC-offsets and drift problems are eliminated by the HPFs before integration. The HPF characteristics are used for magnitude (gain) and position (angle) compensation. The HPF cut-off frequency can be chosen far from the inverse of stator time constant without affecting the estimation of low frequency signals resulting into good accuracy over a wide speed range. A strong agreement is observed between the simulation and experimental results that demonstrate the accuracy of the proposed architectures. The proposed AAIA can be used for any kind of induction machine (IM) since they are independent from the IM parameters. The AAIA can also be used to estimate stator flux in order to estimate the IM parameters online, as required for adaptive control in Indirect Rotor Flux Oriented Control (IRFOC) schemes.

I. INTRODUCTION

Many integration algorithms have been proposed to estimate the flux position and magnitude of induction machines (IM) (e.g. [1]-[3]). In particular, Low Pass Filters (LPF) have been widely used. LPFs used as modified integration algorithms are affected by the choice of the cut-off frequency [4] making it inaccurate for flux position and magnitude estimation when the frequency of the back electromotive force is lower than the cut-off frequency [1]-[3]. Programmable LPF proposed until now are trying to solve the problem due to the cut-off frequency by allowing it to move according to the frequency of the emf: they estimate the frequency before correcting the cut-off frequency and before compensating the gain and angle of the estimated flux. The estimated flux depends on other estimates such as stator

winding resistance or the emf frequency, making it computationally intensive for real time implementation as compared to the proposed topologies, in which only the properties of the HPF are used to correct the attenuation and the angle introduced by the HPF in order to estimate the flux.

In section II we propose three Accurate Adaptive Integration Algorithm (AAIA) architectures (Fig. 1, Fig. 2 and Fig. 3) that incorporate pure integrators without dc-offset and dc-drift problems affecting the accuracy of the flux estimation. The architectures do not result in overflow while running the real process with Digital Signal Processor (DSP) and they provide better performance than the algorithms proposed in [5]-[9]. Simulation and experimental results, presented respectively in sections III and IV, validate the accuracy and practicability of the method.

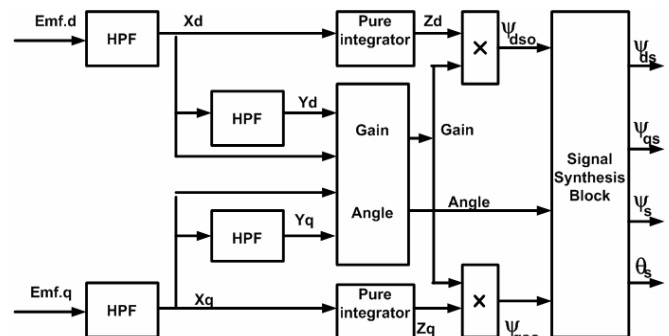


Fig. 1. AAIA with single stage of input filters.

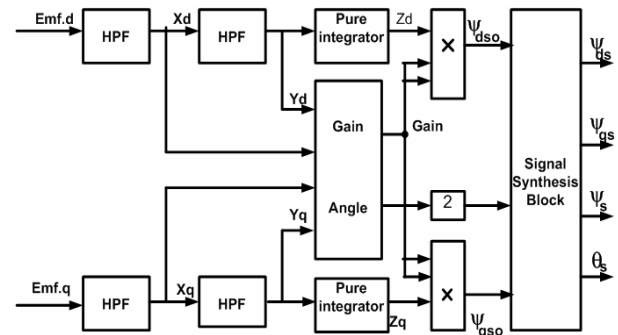


Fig. 2. AAIA with two stages of input filters.

This work was supported by a grant from Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada.

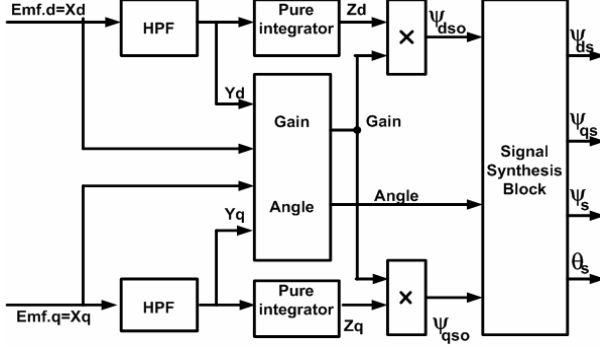


Fig. 3. Basic architecture of AAIA.

II. DESCRIPTION OF THE PROPOSED ALGORITHMS

When the machine is connected to a fixed frequency network, the voltages are not purely sinusoidal because of the geometrical design of the IM and the single phase and nonlinear loads connected to the power supply. Filtering or signal processing is required to extract, for example, information on the signals that produce the machine torque.

AAIA are formed by structured association of elementary filters and they take advantage of the intrinsic properties of the filters to obtain high accuracy.

To assimilate the proposed AAIA with the pure integrator contained in the theoretical model of the IM in the stator stationary frame in order to design the architectures, assume that the stator winding resistance (R_s) is perfectly known and then so are the dq components of the emf of the IM. Also consider that the machine is being run at fixed frequency (60Hz), and constant three phase sinusoidal voltages.

A. Description of AAIA with single stage of input filters

The first filter architecture is presented in Fig. 1. Linear filters and algebraic computation blocks constitute the filter. The goal of the first level of HPFs on the dq signals is to eliminate the problems relative to dc-offsets and drifts. The output of the HPFs will be pure sinusoidal signals but affected in magnitude and in position (phase shift). By integrating the output of the first HPFs with pure integrators, the resulting signals remain purely sinusoidal but with altered magnitude and position. To obtain accurate flux magnitude and position we calculate in real time the coefficients relative to the magnitude (gain) and position (angle) for compensation. To do so, we use a second level of HPFs, identical to the first level of filters, fed directly by the latter. Since the HPFs are identical, they will affect their input signals similarly to the first ones in terms of magnitude and phase shift. Henceforth, by calculating the modulus of the signals at the inputs and at the outputs of the second HPFs and by dividing the inputs modulus by the outputs modulus, we obtain the required coefficient for magnitude compensation. The coefficient for angle compensation is obtained by evaluating the difference between the input and

output positions of the second group of HPFs. The effective flux position is rebuilt as shown in the following equations that also remove the discontinuities affecting it.

Due to the real time compensation, the behavior of this architecture is the same over a wide band of frequencies.

1) *Equations relative to the AAIA with single stage of input filters:* The transfer function of the HPFs is

$$HPF(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (1)$$

where

$$\omega_c = 2\pi \cdot f_c \quad (2)$$

and f_c is the cut-off frequency.

For digital implementation, we assume that appropriate anti-aliasing filters are used and that first level HPFs are described in discrete form by

$$\frac{X_d(z)}{Emf_d(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (3)$$

$$\frac{X_q(z)}{Emf_q(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (4)$$

where

$$z_o = \exp(-\omega_c \cdot T) \quad (5)$$

and T is the sample time.

Similarly, the second level HPFs are described by

$$\frac{Y_d(z)}{X_d(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (6)$$

$$\frac{Y_q(z)}{X_q(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (7)$$

and the pure digital integrators as

$$\frac{Z_d(z)}{Y_d(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (8)$$

$$\frac{Z_q(z)}{Y_q(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (9)$$

The coefficient for gain compensation is obtained as

$$Gain = \sqrt{\frac{X_d \cdot X_d + X_q \cdot X_q}{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}} \quad (10)$$

We note that the compensation gain adapts to frequency variations.

Positions before and after the second level of HPFs are given by

$$\theta_x = \text{atan2}(X_q, X_d) \quad (11)$$

$$\theta_y = \text{atan2}(Y_q, Y_d) \quad (12)$$

The compensation angle is then determined as

$$Angle = \text{atan2}(\sin(\theta_y - \theta_x), \cos(\theta_y - \theta_x)). \quad (13)$$

Similarly, the compensation angle adapts automatically to frequency variations.

Gain compensation is applied on the signal at the output of the pure integrators for accurate flux magnitude estimation:

$$\Psi_{dso} = Gain \cdot Z_d \quad (14)$$

$$\Psi_{qso} = Gain \cdot Z_q. \quad (15)$$

Operations in the signal synthesis block to obtain flux polar coordinate components, magnitude and position are described by

$$\theta_{so} = \text{atan2}(\Psi_{qso}, \Psi_{dso}) = \text{atan2}(Z_q, Z_d) \quad (16)$$

$$\theta_s = \text{atan2}(\sin(\theta_{so} - Angle), \cos(\theta_{so} - Angle)) \quad (17)$$

$$\Psi_s = \Psi_{so} = \sqrt{\Psi_{dso}^2 + \Psi_{qso}^2} \quad (18)$$

$$\Psi_{ds} = \Psi_s \cdot \cos(\theta_s) \quad (19)$$

$$\Psi_{qs} = \Psi_s \cdot \sin(\theta_s). \quad (20)$$

2) *Evaluation of AAIA concept:* Consider a sinusoidal emf with dc-offset and let us compare the estimated flux magnitude and position given by a pure integrator and the AAIA topology with single input filter. Such a situation can be found when the stator winding resistance varies or when the emf are picked directly from the polar coordinates of the voltages as it is usually the case with large IM drives. When the emf contains even a small dc-offset or dc-drift, drifts will be observed with the pure integrator, causing inaccurate flux position and magnitude estimation.

To evaluate the approach, the cut-off frequency of the HPFs is fixed at 600Hz - this value is very far from the inverse stator time constant of the IM given in Appendix. A lower frequency can also be used.

On Fig. 4, 5 and 6, we observe that the AAIA offers the best results after a short transient at start-up. The AAIA is not affected by initial conditions even if a pure integrator is used in its design.

B. Description of AAIA with two stages of input filters

This architecture is presented to demonstrate another way to design the integration algorithm based on HPFs. It is also possible to use high order HPFs in both designs.

In this architecture, since the HPFs are in series with the pure integrator on each branch (Fig. 2), the coefficient for magnitude compensation will be the square of the compensation gain obtained with the first topology, assuming that identical HPFs are being used in both cases. Moreover, the compensation angle will then be the double of the one obtained for the first structure.

The first HPFs fed by the emf of the IM can be considered

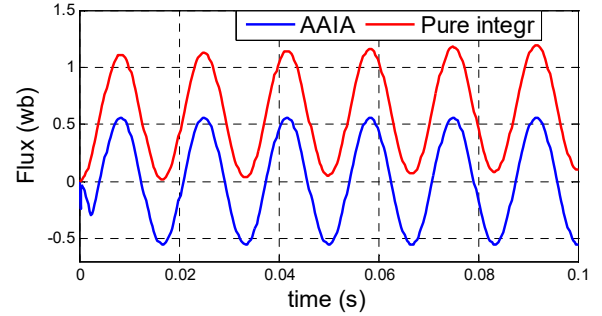


Fig. 4. Comparison of the pure integrator and the AAIA topology with single stage of input filters - d-axis fluxes.

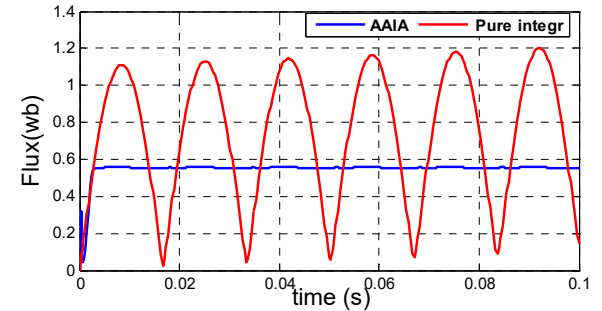


Fig. 5. Comparison of the pure integrator and the AAIA topology with single stage of input filters - flux magnitudes.

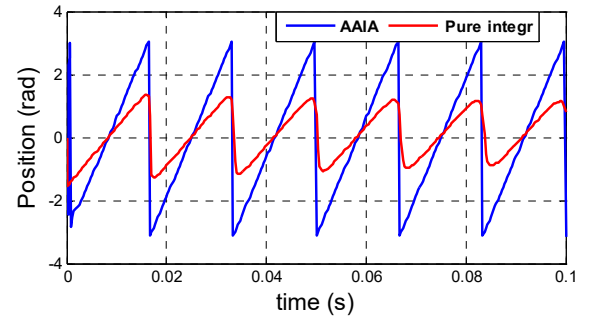


Fig. 6. Comparison of the pure integrator and the AAIA topology with single stage of input filters - stator fluxes positions.

as pre-filters (or signal conditioning filters), while the second level of filters is used for online magnitude and position tracking.

We note that these AAIAs do not require frequency estimation, complex feedback loops nor saturators. Only usual and commonly known mathematical operations are performed.

C. Description of the basic architecture of AAIA

To obtain faster response than the first topology (Fig. 1), and with possibly higher cut-off frequency, we propose the architecture presented in Fig. 3. We obtain the same structure from the second architecture by eliminating the pre-filtering HPFs and their effects on gain and angle compensation. The third architecture is identified as the basic architecture since it

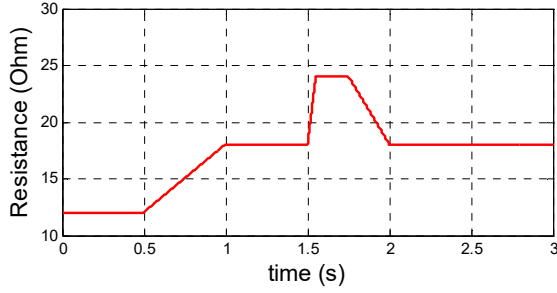


Fig. 7. Stator resistance variations used in simulation.

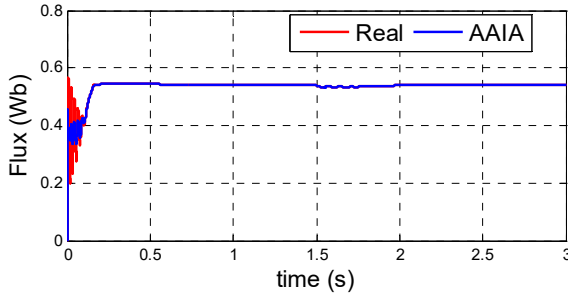


Fig. 8. Flux magnitude estimation – fixed frequency network.

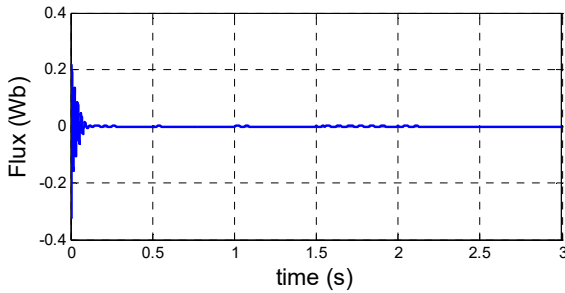


Fig. 9. Flux magnitude error at start-up and steady state – fixed frequency network.

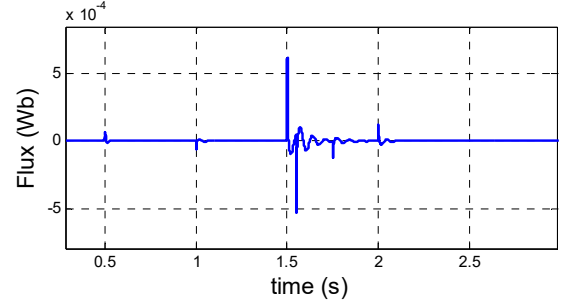


Fig. 10. Flux magnitude error at steady state - fixed frequency network.

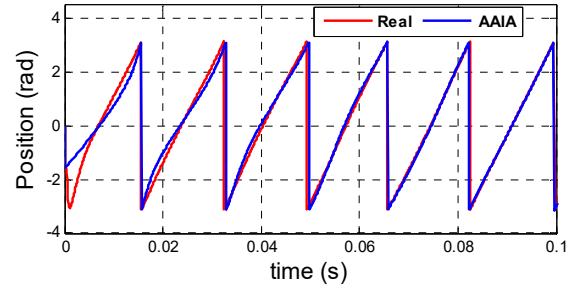


Fig. 11. Flux position at start-up - fixed frequency network.

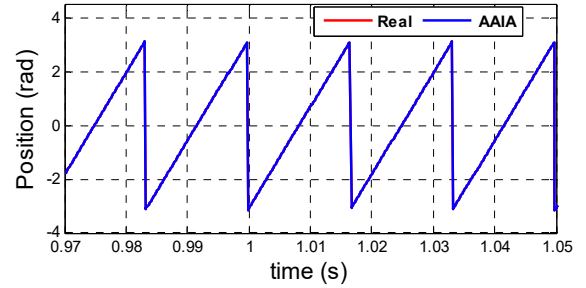


Fig. 12. Flux positions at steady state - fixed frequency network.

can be obtained by simplifying the other topologies.

The basic architecture is interesting for induction machine drives since we already know the waveforms of the emf. If the waveforms of the emf were not known to be alternative signals, it is advised to use the first two topologies since in such a case, it is difficult to evaluate with good accuracy the magnitude and position of the emf. The cut-off frequency of these architectures must be at least about seven times lower than the sampling frequency for proper operation of the filter.

III. SIMULATION RESULTS

To show the accuracy of the AAIA for flux magnitude and position estimation, simulations were performed for a fixed frequency network and in an Indirect Rotor Field Oriented Control (IRFOC) application. The parameters for simulation are listed in Appendix.

Only simulation results of the basic architecture (Fig. 3) are shown and the results are obtained for the case of stator

resistance variations described by the pattern of Fig. 7.

A. Simulations on a fixed frequency network with a 1/4 HP IM

1) *Flux magnitude estimation*: On figures 8, 9 and 10, AAIA accuracy can be seen while estimating flux magnitude from start-up to steady state.

The error at steady state remains close to zero and has very low sensitivity to variations of the stator resistance.

2) *Flux position estimation*: Fig. 11 to 14 show the flux position responses of the estimators.

Fig. 11 and 13 highlight the position estimation error at start-up. Estimated position with AAIA converges quickly to the real flux position.

Fig. 12 and 14 show the high accuracy of the estimated flux position at steady state and its very low sensitivity to stator resistance fluctuations.

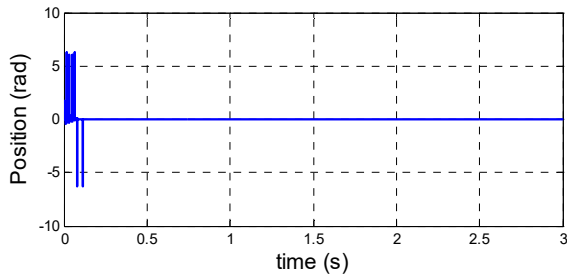


Fig. 13. Flux position error at start-up and steady state - fixed frequency network.

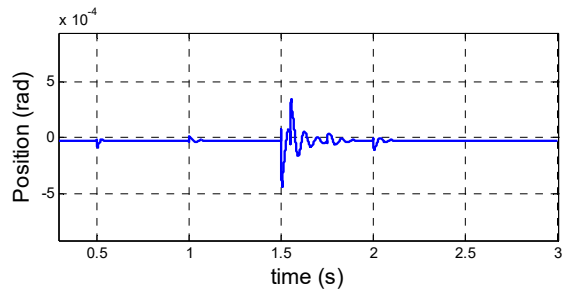


Fig. 14. Flux position error at steady state - fixed frequency network.

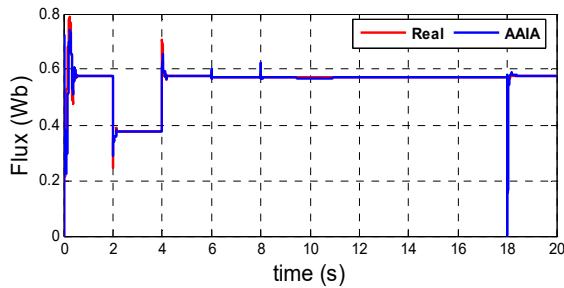


Fig. 15. Flux magnitudes estimation - IRFOC.

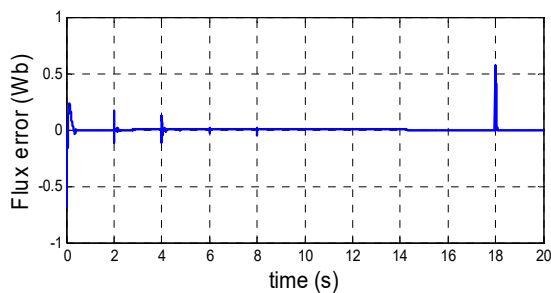


Fig. 16. Error on flux magnitude estimation - IRFOC.

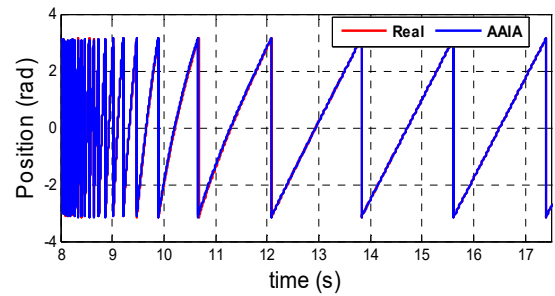


Fig. 17. Flux position estimation at low speed - IRFOC.

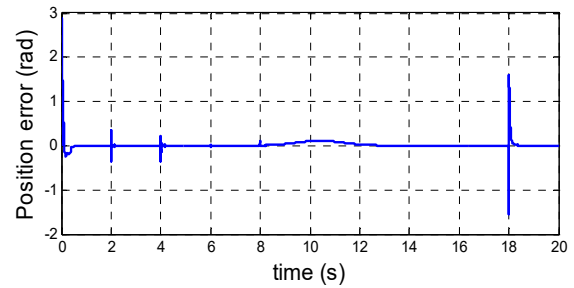


Fig. 18. Error on flux position estimation at start-up and steady state - IRFOC.

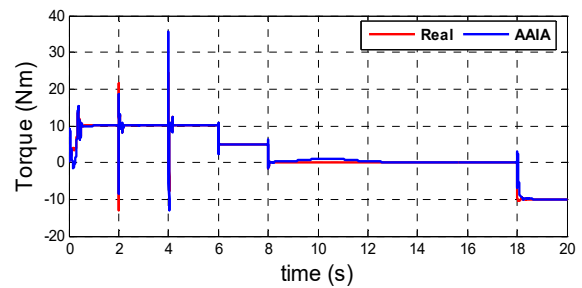


Fig. 19. Electromagnetic torque estimation - IRFOC.

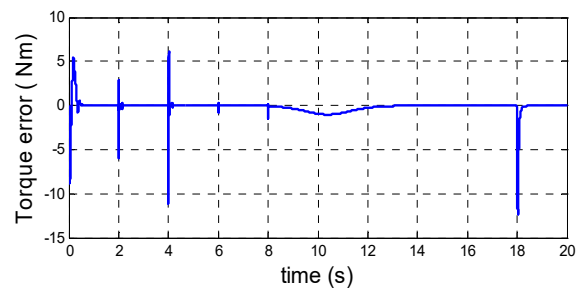


Fig. 20. Error on the torque estimation - IRFOC.

B. Simulation in an IRFOC: Low and high speed drive operation with the 3 hp IM.

Fig. 15 to 20 show the flux, position and torque estimation results for a 3 hp IM variable speed drive with IRFOC. The responses were obtained for the following conditions: low and high speed of operation, torque inversion and variations

of flux set point.

After short transients when a perturbation occurs, the estimates converge with high accuracy. The position error during deceleration remains small (Fig. 17 and 18, from time 8s to 12s). This error reflects directly as a torque estimation error on Fig. 19 and 20.

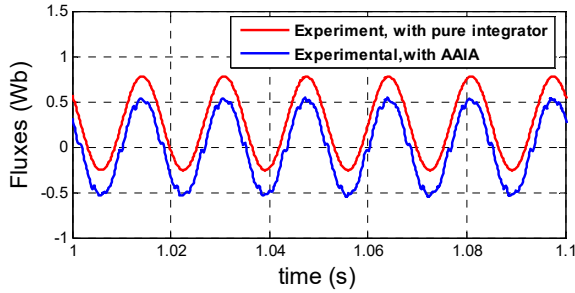


Fig. 21. Real time estimates of d-axis fluxes.

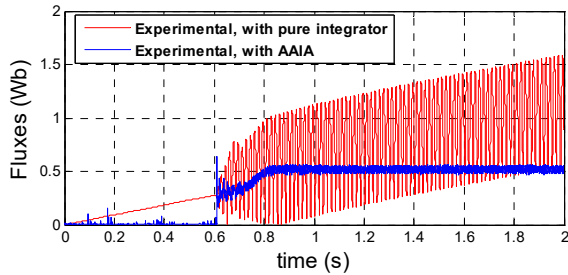


Fig. 22. Real time estimates of flux magnitude.

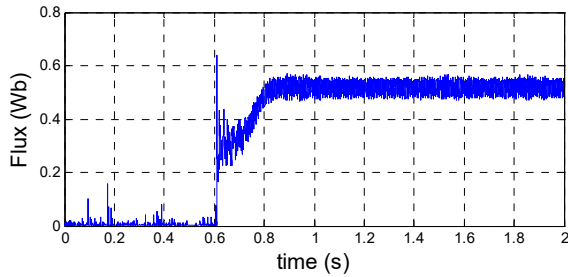


Fig. 23. AAIA real time estimate of flux magnitude.

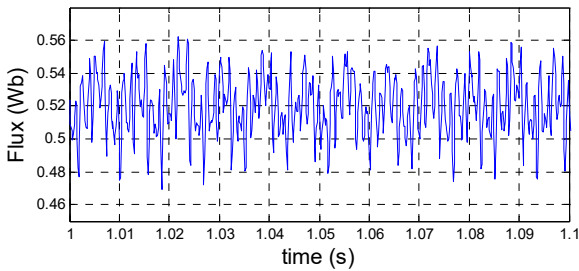


Fig. 24. Zoom on AAIA real time estimate of flux magnitude.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The experimental results were obtained for a 1/4hp (175W) IM with a fixed frequency network (60Hz) at start-up, as used in Section 3, but with constant stator winding resistance. The parameters are listed in Appendix. A programmable power supply (Ling) was used as a power source and a real time dSPACE system was used to implement the filters and for data acquisition.

Experimental results for d-axis fluxes are given on Fig. 21.

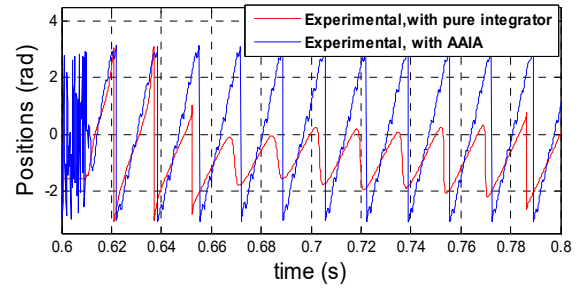


Fig. 25. AAIA real time estimates of fluxes positions at start-up.

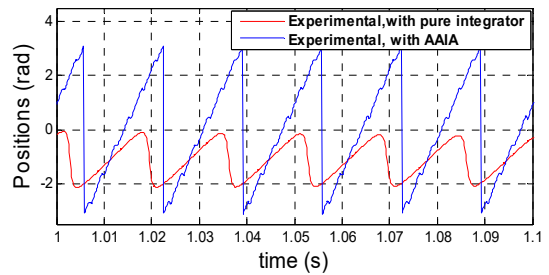


Fig. 26. Zoom on real time estimates of flux positions.

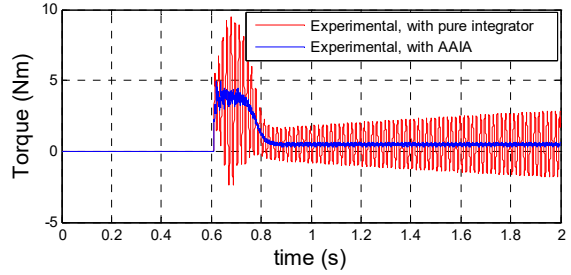


Fig. 27. Real time torque estimation.

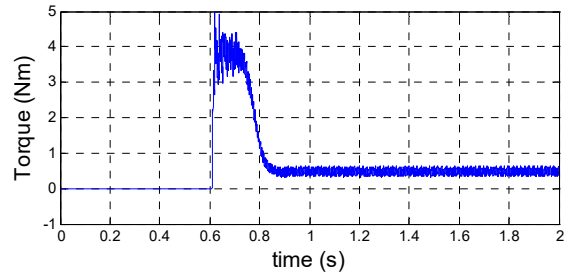


Fig. 28. AAIA real time torque estimation.

They are very similar to those obtained in simulation (Fig. 4).

Results for flux magnitude estimation are presented in Fig. 22 to 24, and are also similar to the ones on Fig. 5. We observe that the AAIA estimate does not drift as the pure integrator does. Flux position estimation shown in Fig. 25 and 26 are also consistent with Fig. 6.

To confirm the accuracy of the AAIA, electromagnetic torque estimations are shown in Fig. 27 to 29; no additional filtering was used on the AAIA outputs signals. The measured IM speed at start-up is shown in Fig. 30.

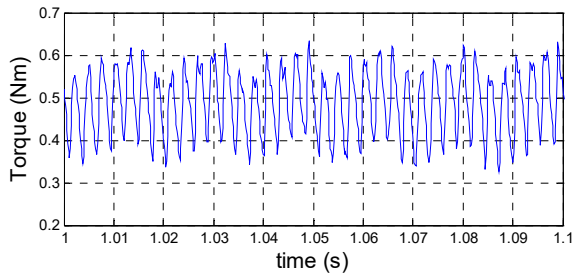


Fig. 29. Zoom on AAIA real time torque estimation.

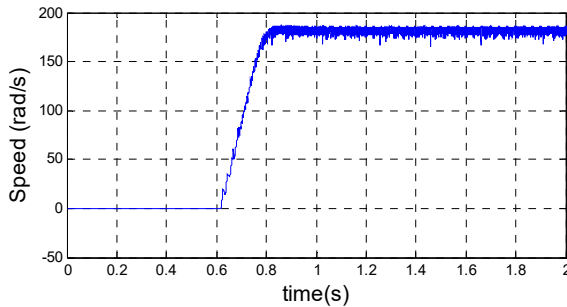


Fig. 30. Real time measured speed.

V. CONCLUSION

Pure integrators used alone for flux estimation are not stable since the stator winding resistance is ill-known most of the time and the currents or voltages waveforms contain harmonics.

The proposed integration algorithms are suited for flux position and magnitude estimation over a wide speed range. Feedbacks are not used between the different blocks composing the AAIA and there are no non-linear elements such as saturators or dead zones in the topologies. Moreover, the choice of the cut-off frequency is independent from the machine parameters and so is the estimated flux from the back emf. That is not the case when simple low pass filters are used as seen in early papers. High order HPFs can also be used, but their advantages need to be validated. Only variable flux can be estimated by these AAIA, so they are not suitable for estimating a flux generated by a dc current.

The AAIA were tested in simulation and validated experimentally on 1/4 hp and on 3 hp induction motors fed from a programmable power supply. The experimental results clearly show the superiority of the AAIA over the pure integrator. While estimating flux position or magnitude, the AAIA topologies presented in section II are not affected by the HPFs cut-off frequencies, giving them superior accuracy than commonly used estimators based on independent LPFs.

The filter outputs can also be easily filtered if a smooth signal is required.

The proposed AAIA can be used for direct torque control (DTC) of IM drives if the switching frequencies are controlled in order to reduce their value or if very high sample frequencies are used for measurement and computation. When HPFs filters cut-off frequencies are about the tenth of the IM nominal frequency, it is also possible to use AAIA in a DTC with good accuracy in steady state.

APPENDIX

A. Parameters of 1/4 hp squirrel cage induction motor

4 poles ($p_p=2$); 175W; $N=1670\text{RPM}$;
 $V_{s\text{nom}}=120/208\text{V-60Hz}$; $I_{s\text{nom}}=1.2\text{A}$; $T=1\text{N.m}$
 $K_{fr}=0.0011\text{N.m/(rad/s)}$; $J=0.0022\text{kg.m}^2$;
 $R_s=12.0296\Omega$; $R_r=7.1\Omega$; $L_s=L_r=0.565\text{H}$; $M=0.546\text{H}$.

B. Parameters of 3 hp squirrel cage induction motor

4 poles ($p_p=2$); 2kW; $N=1770\text{RPM}$; $T=10.8\text{N.m}$;
 $V_{s\text{nom}}=120/208\text{V-60Hz}$; $I_{s\text{nom}}=15.2/8.8\text{A}$;
 $K_{fr}=0.003\text{N.m/(rad/s)}$; $J=0.0357\text{kg.m}^2$;
 $R_s=0.6\Omega$; $R_r=0.4\Omega$; $L_s=L_r=0.0727\text{H}$; $M=0.0698\text{H}$.

REFERENCES

- [1] D.O. Neacsu, and K. Rajashekara, "Comparative analysis of torque-controlled IM drives with applications in electric and hybrid vehicles," *IEEE Trans. Power electronics*, vol. 16, no. 2, pp. 240-247, March 2001.
- [2] M.-H. Shin, et al., "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors," *IEEE Trans. Power electronics*, vol. 15, no. 2, pp. 312-318, March 2000.
- [3] J. Hu, and B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide range," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 969-977, September 1998.
- [4] J. Holtz, and J. Quan, "Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent Zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motor," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 39, pp.1052-1060, July/August 2003.
- [5] B.H. Kenny, and R.D. Lorenz, "Stator- and rotor-flux-based deadbeat direct torque control of induction machines," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 39, pp.1093-1101, July/August 2003.
- [6] T.G. Habetler, et al., "Stator resistance tuning in a stator-flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, no.1, pp. 125-133, January 1998.
- [7] J. Stephan., M. Bodson, and J. Chiasson, "Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 30, no. 3, pp. 746-759, May/June 1994.
- [8] M. Zerbo, A. Ba-Razzouk, and P. Sicard "Real time flux and torque estimator for induction machine," *IEEE-CCECE'04*, Niagara Falls, Canada, pp. 2159-2162, May 2004.
- [9] C.P. Bottura, J.L. Silvino, and P. de Resende, "A flux observer for induction machines based on a time-variant discrete model," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 29, no. 2, pp. 349-354, March/April 1993.

Annexe-C: Open-Loop Speed Estimators Design for Online Induction Machine Synchronous Speed Tracking

Moussa Zerbo

Abdellfattah Ba-Razzouk

Pierre Sicard

Research Group on Industrial Electronics

Université du Québec à Trois-Rivières

C.P. 500, Trois-Rivières (Qc.), Canada

Zerbo@uqtr.ca , Ba-Razzouk@uqtr.ca , Pierre_Sicard@uqtr.ca

IEMDC, San-Antonio, Texas, USA, May 2005

0-7803-8987-5/05/\$20.00 ©2005 IEEE.

Open-Loop Speed Estimators Design for Online Induction Machine Synchronous Speed tracking

Moussa Zerbo

Abdellfattah Ba-Razzouk

Pierre Sicard

Research Group on Industrial Electronics
Université du Québec à Trois-Rivières
C.P. 500, Trois-Rivières (Qc.), Canada

Zerbo@uqtr.ca, Ba-Razzouk@uqtr.ca, Pierre_Sicard@uqtr.ca

Abstract – Open-loop speed estimators (OLSE) and closed loop speed estimators (observers) based on flux estimation are usually inaccurate since they depend on ill-known induction Machine (IM) parameters such as stator winding resistance. This paper presents two methods to track accurately the IM synchronous speed over a large speed range with OLSE. An Accurate Adaptive Integration Algorithm (AAIA) developed for quasi exact flux position and magnitude estimation over a wide speed range is used. A current based speed estimator using AAIA, which is completely independent of the IM parameters, is introduced. The accuracy of two OLSE designs was tested on a fixed frequency network and with Indirect Rotor Flux Oriented Control (IRFOC) of a squirrel cage IM. These techniques were simulated on a commercial package and tested experimentally on a ¼HP IM and on a 3HP IM.

I. INTRODUCTION

Speed sensors are being replaced by speed estimators or observers based on the voltages and currents measured at the IM terminals. Classical IM speed estimators based on flux estimation are inaccurate mainly because they depend on stator winding resistance, which varies with temperature and because the integration algorithms used affect the estimation, e.g. if a pure integrator is used, the estimation will be unstable due to dc-offsets and drifts. Also, commonly used modified integrator algorithms based on Low Pass Filters (LPF) are affected by the cut-off frequency even if a programmable LPF is used. Closed loop speed estimators such as extended Kalman filters, neural networks and extended Luenberger observers depend on IM parameters and require more computation time [1]-[4].

Flux based speed estimators use electric pulsation estimation in the stator or rotor of the IM followed by the deduction of the synchronous speed and then the rotor speed when the slip speed is removed. With the squirrel cage IM only the stator is accessible. In electrical IM drives, the synchronous speed is close to the rotor speed. It is not the case in classical techniques of tuning IM speed on fixed

frequency networks where the synchronous speed can be far away from the rotor speed.

Accurate Adaptive Integration Algorithms (AAIA) based on High Pass Filters (HPF) that we have developed [5] are used to solve problems due to early integration methods and to stabilize position estimation under stator winding resistance variations. Synchronous speed can then be estimated from the polar coordinates of the back electromotive force (emf) and of the flux, or estimated from the derivative of the flux position. This last method exhibits discontinuities that we remove with a technique that does not require using elementary or complex filters, in order to keep the accuracy of the estimation. We also introduce a current based IM speed estimator based on the same principles.

An important advantage of using AAIA is the possibility of obtaining accurate estimations even if currents are affected by offsets, drifts and harmonics, resulting in better results than in [6] and [7].

II. LIMITATION OF CLASSICAL FLUX BASED SPEED ESTIMATORS

A. Flux position based speed estimation

Mathematically the position is the integral of the speed. So, since the pure integrators and LPF affect the position, when the estimated stator resistance is different from the actual value. Speed estimator based on the derivative of the flux position is also affected by dc-offsets, drifts and LPF cut-off frequency. The advantage of this estimator is the possibility of estimating negative speed without any additional equation. Nevertheless, it is affected by discontinuities (Fig. 1).

B. Flux magnitude based speed estimators

These estimators generally give synchronous speed from the electric pulsation by dividing the magnitude of the emf by the magnitude of the flux. Since this value is positive it is used for unidirectional IM drives. For bidirectional drives, speed inversion is necessary. The limitations of this method are drifts in pure integrators and the cut-off frequencies when

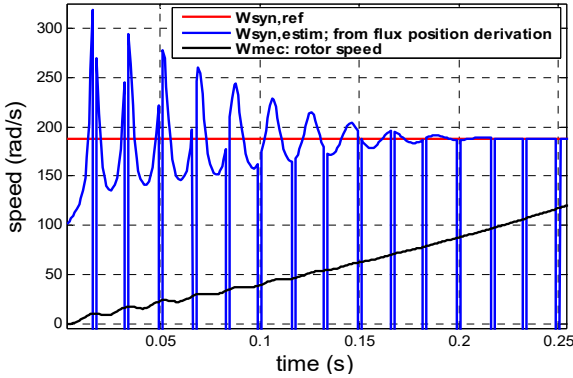


Fig. 1. Synchronous speed tracking from flux position derivative.

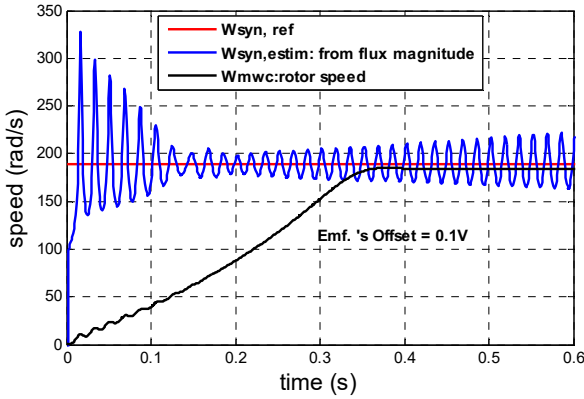


Fig. 2. Classical flux magnitude based speed estimator.

LPF are used. Accuracy is generally poor at low speed and worse if only stator voltages in polar coordinates are used as emf. DC-offsets cause oscillations (Fig. 2).

III. DESCRIPTION OF IMPROVED POSITION BASED SPEED ESTIMATORS

Observations made on the derivative of the position of the flux show that discontinuities affecting the synchronous speed estimation are periodical, since the position varies periodically between $-\pi$ and $+\pi$. The rectangular coordinates of the flux can be used to obtain two complementary estimates of the position. Superposition of the two estimated speeds shows that the missing sequences (discontinuities) in one estimate are completed by the second when the delay between the estimates is chosen wisely, e.g. $\pi/2$ in Fig. 3, which corrects the problems illustrated in Fig. 1. Negative and positive speeds can be estimated directly from this method. The speed estimated by a simple maximum or minimum detection technique is a smooth and accurate signal as shown on Fig. 4, as compared to Fig. 1 or Fig.3.

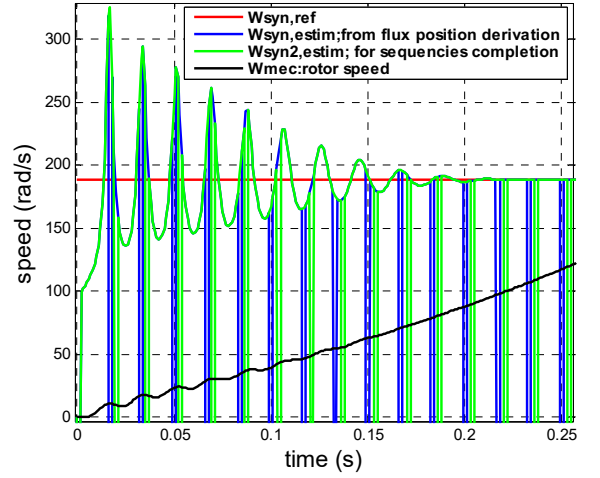


Fig. 3. Estimate overlapping to fill position derivative missing sequences.

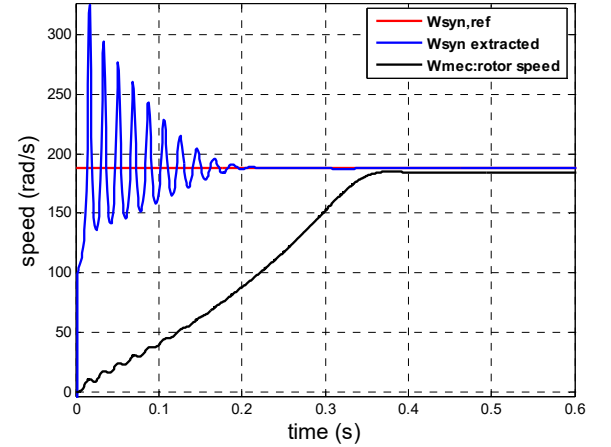


Fig. 4. Extraction of the synchronous speed from position derivative.

IV. DESCRIPTION OF IMPROVED MAGNITUDE BASED SPEED ESTIMATORS

Since the basic AAIA architecture (Fig. 5) described in [5] is accurate for flux estimation over a wide speed range, we propose to use this method to estimate the synchronous speed of an IM. We first recall the equations of this filter and then present the proposed speed estimator (Fig. 6).

A. Basic AAIA Equations

$$HPF(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (1)$$

where

$$\omega_c = 2\pi \cdot f_c \quad (2)$$

and f_c is the cut-off frequency.

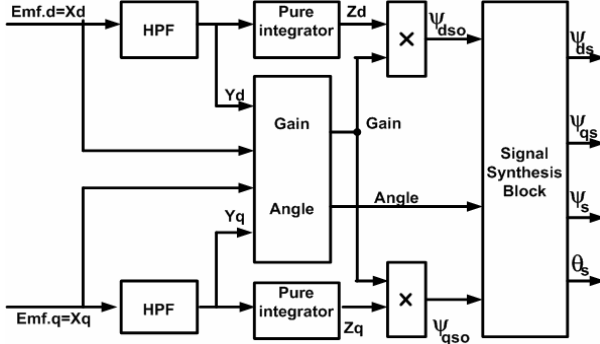


Fig. 5. Basic architecture of the AAIA.

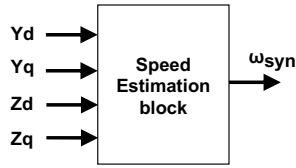


Fig. 6. Input/Output of the AAIA based Speed estimator.

For digital implementation,

$$\frac{Y_d(z)}{X_d(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (3)$$

$$\frac{Y_q(z)}{X_q(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - z_o \cdot z^{-1}} \quad (4)$$

where

$$z_o = \exp(-\omega_c \cdot T) \quad (5)$$

and T is the sample time. Pure integrators are given by:

$$\frac{Z_d(z)}{Y_d(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (6)$$

$$\frac{Z_q(z)}{Y_q(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (7)$$

The coefficient for gain compensation is obtained as

$$Gain = \sqrt{\frac{X_d \cdot X_d + X_q \cdot X_q}{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}} \quad (8)$$

We note that the compensation gain adapts to frequency variations.

Positions before and after the stages of HPFs are given by

$$\theta_x = \text{atan2}(X_q, X_d) \quad (9)$$

$$\theta_y = \text{atan2}(Y_q, Y_d) \quad (10)$$

$$\theta_z = \text{atan2}(Z_q, Z_d) \quad (11)$$

The compensation angle is then determined as

$$Angle = \text{atan2}(\sin(\theta_y - \theta_x), \cos(\theta_y - \theta_x)) \quad (12)$$

Similarly, the compensation angle adapts automatically to frequency variations.

Gain compensation is applied on the signal at the output of the pure integrators for accurate flux magnitude estimation:

$$\Psi_{dso} = Gain \cdot Z_d \quad (13)$$

$$\Psi_{qso} = Gain \cdot Z_q \quad (14)$$

Operations in the signal synthesis block to obtain flux polar coordinate components, magnitude and position are described by

$$\theta_{so} = \text{atan2}(\Psi_{qso}, \Psi_{dso}) = \text{atan2}(Z_q, Z_d) \quad (15)$$

$$\theta_s = \text{atan2}(\sin(\theta_{so} - Angle), \cos(\theta_{so} - Angle)) \quad (16)$$

$$\Psi_s = \Psi_{so} = \sqrt{\Psi_{dso}^2 + \Psi_{qso}^2} \quad (17)$$

$$\Psi_{ds} = \Psi_s \cdot \cos(\theta_s) \quad (18)$$

$$\Psi_{qs} = \Psi_s \cdot \sin(\theta_s) \quad (19)$$

B. Speed estimation block equations:

The estimator (Fig. 6) is defined by using the equations relative to the basic AAIA. The speed estimation block equations, accurate in steady state of the filter, are defined by (20)-(30) as defined below.

$$\omega_{elect} = \frac{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}{Z_d \cdot Z_d + Z_q \cdot Z_q} \cdot \sin(\theta_z - \theta_y) \quad (20)$$

with

$$\sin(\theta_z - \theta_y) = 1 \text{ if } Angle \geq 0 \quad (21)$$

and

$$\sin(\theta_z - \theta_y) = -1 \text{ if } Angle \leq 0 \quad (22)$$

since $|\theta_z - \theta_y| = \frac{\pi}{2}$.

Then

$$\omega_{syn} = \omega_{elect} / pp \quad (23)$$

where pp is the number of pole pairs.

We can simplify the expressions as

$$\sin(\theta_z - \theta_y) = \sin(\theta_z) \cos(\theta_y) - \cos(\theta_z) \sin(\theta_y) \quad (24)$$

$$\sin(\theta_z) = \frac{Z_d}{\sqrt{Z_d Z_d + Z_q Z_q}} \quad (25)$$

$$\cos(\theta_z) = \frac{Z_q}{\sqrt{Z_d Z_d + Z_q Z_q}} \quad (26)$$

$$\sin(\theta_y) = \frac{Y_d}{\sqrt{Y_d Y_d + Y_q Y_q}} \quad (27)$$

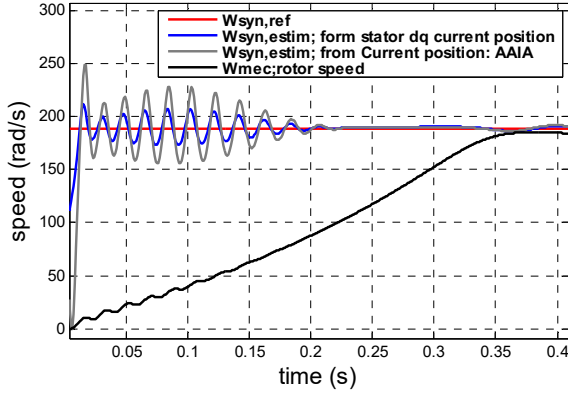


Fig. 7. Direct Current position and AAIA current position based synchronous speed estimation.

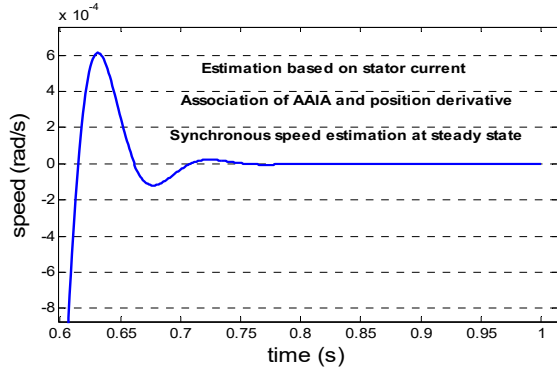


Fig. 8. AAIA Current position based synchronous speed estimation error.

$$\cos(\theta_y) = \frac{Y_q}{\sqrt{Y_d Y_d + Y_q Y_q}} \quad (28)$$

so that

$$\sin(\theta_z - \theta_y) = \frac{Z_d Y_q - Z_q Y_d}{\sqrt{Z_d Z_d + Z_q Z_q} \cdot \sqrt{Y_d Y_d + Y_q Y_q}} \quad (29)$$

$$\omega_{syn} = \frac{1}{pp} \cdot \frac{Z_d \cdot Y_q - Z_q \cdot Y_d}{Z_d \cdot Z_d + Z_q \cdot Z_q} \quad (30)$$

The sinus function is introduced in the equations to allow negative speed estimation. In steady state (Fig. 6), the sinus of the difference of the input and output of the pure integrators is nearly 1 if the IM's speed is positive and -1 otherwise, so that positive and negative synchronous speeds can be obtained.

V. CURRENT BASED OPEN LOOP SPEED ESTIMATORS

The IM stator currents are state variables and the fundamental frequency is then proportional to the synchronous speed. To obtain the synchronous speed independently from the IM variable parameters, it is then

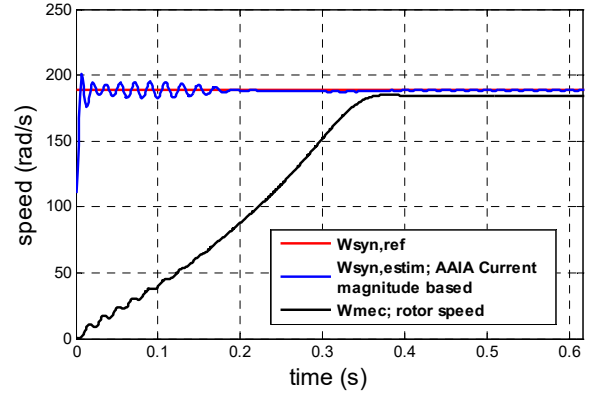


Fig. 9. AAIA current magnitude based synchronous speed estimator.

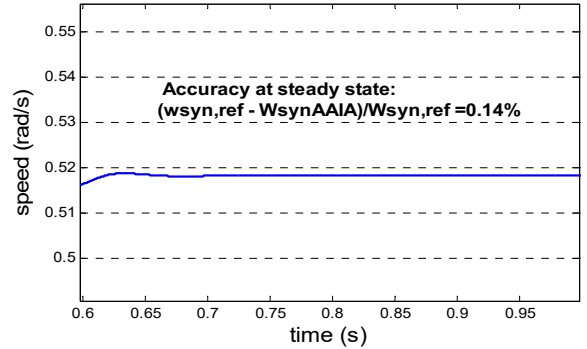


Fig. 10. AAIA current magnitude based synchronous speed estimator.

possible: to use the current position directly from its dq components; to use its position given by the AAIA (Fig. 7 and Fig. 8); or to use the AAIA applied to the current magnitude (Fig. 9 and Fig. 10).

These improved techniques to track the IM synchronous speed are accurate. When basic AAIA is associated to these techniques the obtained results are stable even if dc-offsets, drifts or other perturbation are present.

VI. SIMULATION RESULTS IN A VARIABLE SPEED DRIVE

The simulation conditions are the following:

1. IRFOC on the 3HP IM;
2. rotor flux reference is
 - a. $\Psi_r^* = 0.55$ Wb for $t < 4$ s,
 - b. $\Psi_r^* = 0.35$ Wb for $4s < t < 6$ s and
 - c. $\Psi_r^* = 0.55$ Wb for $t > 6$ s;
3. torque reference is
 - a. $T_{em}^* = 10$ Nm for $t < 8$ s,
 - b. $T_{em}^* = -10$ Nm for $8s < t < 12$ s
 - c. and $T_{em}^* = 0.1$ Nm (for low frequencies) for $t > 12$ s.

Simulation results for AAIA flux and AAIA current based speed estimations are presented at high and low speed (Fig. 11-14).

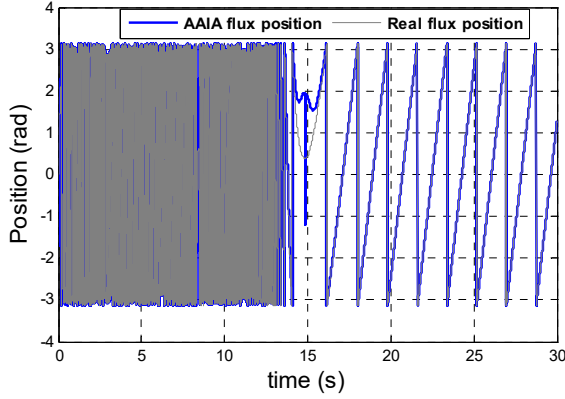


Fig. 11. Flux position tracking with AAIA – Flux based OLSE

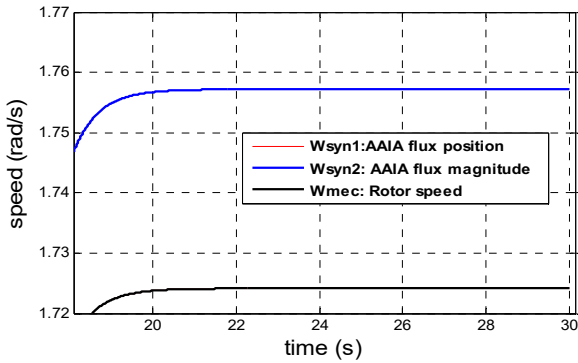


Fig. 12. Error on rotor speed tracking with AAIA-OLSE flux magnitude. (error of 1.88%)

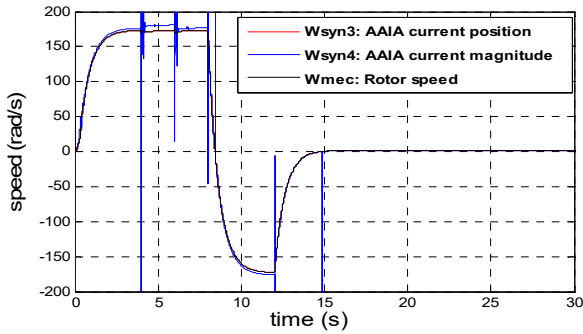


Fig. 13. High and Low Synchronous speed tracking with AAIA current position and magnitude OLSE.

Fig.12 and Fig.14 show low speed estimation. Even if the AAIA-OLSE were designed for synchronous speed tracking, they can track accurately the rotor speed with a low error corresponding to an optimized slip speed. Also current magnitude speed estimator is better than the flux magnitude estimator. Both designs are accurate at high and low speed estimation.

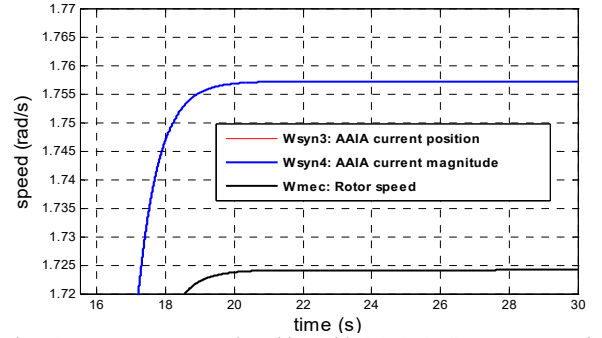


Fig. 14. Error on rotor speed tracking with AAIA-OLSE current magnitude. (error of 1.81%)

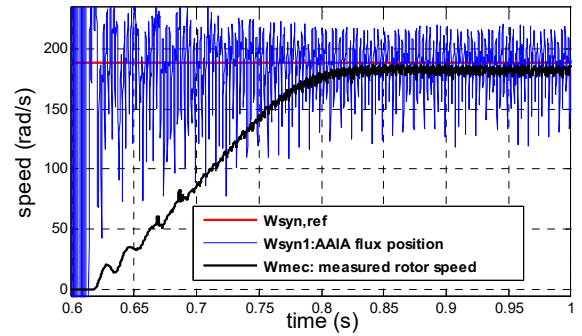


Fig. 15. AAIA Flux Position based speed estimator, without filtering. (IM:1/4 HP)

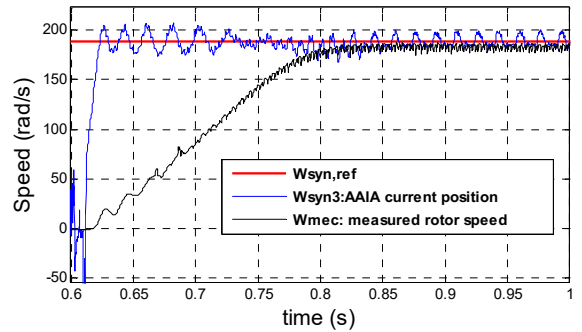


Fig. 16. AAIA current position based speed estimator, without filtering. (IM:1/4 HP)

VII. EXPERIMENTAL RESULTS

The experimental results on a 1/4 HP IM being run on a 60Hz fixed frequency network are shown in Fig. 15-18 where measured signals were not filtered. Better results were obtained with filtered signals in Fig. 19-20.

For the start and stop tests (Fig. 20), the IM is started at $t=0$ s, stopped at $t=1.66$ s and started again at $t=19.68$ s. From $t=17.26$ s to $t=19.68$ s the rotor speed is zero. For $t=1.66$ s to $t=19.68$ s the network is disconnected from the IM and its sensors, so the IM synchronous speed is zero.

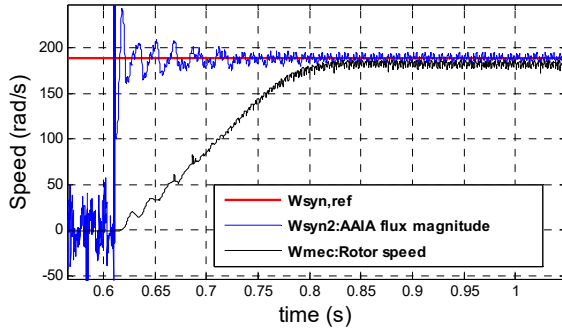


Fig. 17. AAIA flux magnitude based speed estimator. (IM:1/4 HP)

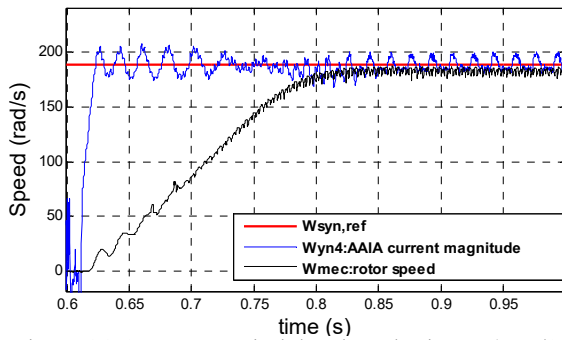


Fig. 18. AAIA current magnitude based speed estimator. (IM:1/4 HP)

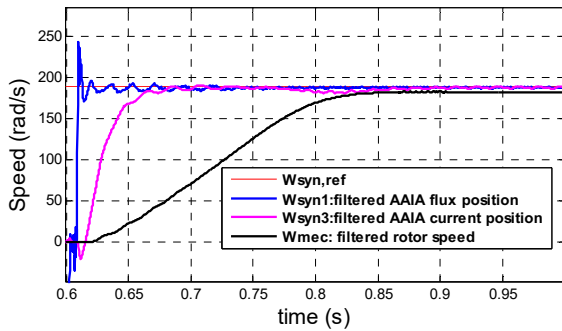


Fig. 19. AAIA flux and current position based speed estimators with filtering. (IM:1/4 HP).

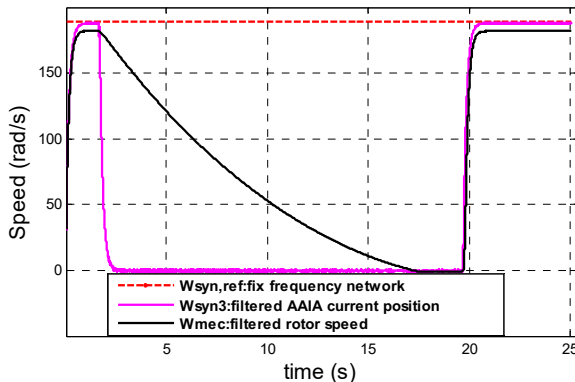


Fig. 20. AAIA current position based OLSE - Accuracy in synchronous speed tracking in a start-stop test. (IM:1/4 HP).

Robust start and stop test made experimentally on the IM (Fig. 20) show that the OLSEs based on current position or magnitude are accurate for synchronous speed tracking but not for rotor speed tracking during voltage sags. In such a case flux based OLSE are recommended.

VIII. CONCLUSION

The new designs of open loop speed estimators exhibit good features that make them suitable for practical applications. They accurately track the IM synchronous speed online. The AAIA position (flux or current) based OLSE can be used directly as feedback in closed loop speed control while AAIA magnitude estimators need an additional technique. AAIA current based OLSE are appropriate for synchronous speed tracking whilst flux based OLSE and voltage based OLSE are interesting for rotor speed tracking even if the network is suddenly disconnected (emf and voltages are proportional to the speed during this short time, i.e. in generator mode). The accuracy of the estimators was verified experimentally. The estimators can be used to estimate other IM parameters and to simplify complex algorithms.

IX-APPENDIX

First Squirrel cage induction motor's data and parameters:

4 poles (pp=2), 175W, $V_{s,nom}=120/208V-60Hz$, $I_{s,nom}=1.2A$, $N=1670rpm$, $T=1Nm$, $K_{fr}=0.0011N.m/(rad/s)$, $J=0.0022kg.m^2$, $R_s=12.0296\Omega$, $R_r=7.1\Omega$, $L_s=L_r=0.565H$, $M=0.546H$.

Second Squirrel cage induction motor's data and parameters:

4 poles (pp=2), 2kW, $V_{s,nom}=120/208V-60Hz$, $I_{s,nom}=15.2/8.8A$, $N=1770rpm$, $T=10.8Nm$, $K_{fr}=0.003N.m/(rad/s)$, $J=0.0357kg.m^2$, $R_s=0.6\Omega$, $R_r=0.4\Omega$, $L_s=L_r=0.0727H$, $M=0.0698H$.

REFERENCES

- [1] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, and G.A. Capolino, "A new TLS-based MRAS speed estimation with adaptive integration for High-Performance Induction Machines Drives," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 40, no. 4, pp.1116-1137, July/ August 2004.
- [2] S. Chavez Velazquez, R. Alejos Palomares, and A.Nava Segura, "Speed estimation for an induction motor using the extended Kalman filter," in *Proc. IEEE 14th CONIELECOMP'04*, pp.63-68, February 2004.
- [3] K.B. Lee, J.Y. Yoo, J.H. Song, and I. Choy, "Improvement of low speed operation of electric machine with an inertia identification using RELO," *IEEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 151, no. 1, pp.116-120, January 2004.
- [4] S.-H. Kim, T.-. Park, J.-. Yoo, and G.-T. Park, "Speed sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation," *IEEE Trans. Ind. Electr.*, vol. 48, no. 3, pp.609-614, June 2001.
- [5] M. Zerbo, P. Sicard, and A. Ba-Razzouk, "Accurate adaptive integration algorithms for induction machine drive over a wide speed range" in *Proc. IEEE-IEMDC'05*, May 2005, in this proceedings.
- [6] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, Inc, New York; pp.401-504, 1998.
- [7] M.F. Rahman, L. Zhong, M.E. Haque and M.A. Rahman, "A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor," *IEEE Trans. Power Energy Conversion*, vol. 18, no. 1, pp.17-22, March 2003.

Annexe-D: Hand Shake Filters for Signal Smoothing in a Switching Induction Machine Drive

Moussa Zerbo

Christian Thiffault

Pierre Sicard

Research Group on Industrial Electronics, Department of Electrical and Computer Engineering
Université du Québec à Trois-Rivières

Moussa.Zerbo@uqtr.ca, Christian.Thiffault@uqtr.ca, Pierre.Sicard@uqtr.ca

ISIE, Montréal, Québec, Canada, July 2006

1-4244-0497-5/06/\$20.00 © 2006 IEEE

Hand-Shake Filters for Signal Smoothing in a Switching Induction Machine Drive

Moussa Zerbo

Christian Thiffault

Pierre Sicard

Research Group on Industrial Electronics, Department of Electrical and Computer Engineering
Université du Québec à Trois-Rivières

Moussa.Zerbo@uqtr.ca, Christian.Thiffault@uqtr.ca, Pierre.Sicard@uqtr.ca

Abstract—This paper presents two accurate methods to smooth the d-q components of a poly-phased signal without introducing magnitude and phase errors. The resulting Hand-Shake Filters (HSF) can be used to estimate the fundamental of a signal, an important function for the control of motor drives since the induction machines (IM) are modeled using the equivalent first harmonic theory. Henceforth it is now possible to approach IM model theory, even if high switching frequencies are used. HSF can also ease real-time estimation of IM flux, torque and parameters. Simulation and experimental results demonstrate the accuracy of the methods.

Keywords: Hand-Shake Filters, fundamental harmonic, poly-phased signals smoothing, induction machine drive.

I. INTRODUCTION

Field Oriented Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC) of induction machine are known to be great harmonic generators due to the switching in the power converter required for the drive. They are also known to be sensitive to the harmonics, since they require accurate observers or adaptive parameters estimators. It is therefore very important to have good filters in order to have reliable signal restitution: signals without magnitude or phase errors. If elementary filters are placed separately on each d-q axis, they will introduce magnitude and phase errors and in most cases, these filters are not able to have the same accuracy over a wide range of speed. It is also the case in active filtering, where harmonics estimations are important and directly affected by the elementary filters [1]-[3].

Integration algorithms that have been proposed to estimate the flux position and magnitude of induction machines (IM) (e.g. [4]-[7]) often use low-pass filters (LPF), resulting into inaccurate estimation at low frequencies. Accurate Adaptive Integration Algorithm (AAIA) architectures based on high-pass filters (HPF) were proposed in [8] for IM flux estimation. Properties of the HPF used in the AAIA were used to correct the attenuation

and phase lag they introduced, resulting in a simple filter, free of dc-offset and dc-drift problems that affect the accuracy of the flux estimation, and outperforming the algorithms proposed in [9]-[12]. The AAIA were used in [13] to develop IM synchronous speed estimators that resulted in accurate estimations even when currents were affected by offsets, drifts and harmonics, resulting in better results than in [14] and [15].

The new techniques of smoothing d-q axis signals are using both d and q axis and identical filters working together (Hand-shake filter (HSF)), resulting in filtered signals that can accurately represent the original signals, without extensive computations. The HSF are issued from the same topologies as the AAIA. Filters used in the design of HSF, can be LPF, HPF, band-pass filters (BPF), or any kind of filter (Butterworth, Chebyshev, Notch,...) of any order (first,..., eight,...), the only condition to satisfy being to use the same type of normalized filters in the same topology. Great flexibility on the choice of the cut-off frequencies are also observed with these types of HSF.

The HSF design and characteristics are presented in section II. Simulation results of indirect rotor field oriented control and of direct torque control of an IM in section III show the performance of the filters. Models from SimPowerSystems and the author's models were used for simulation. Experimental results on dSpace confirm the accuracy of the methods in section IV.

II. HAND-SHAKE FILTERS DESIGN

Two HSF topologies are presented in Fig. 1 and 2. To demonstrate the concept of the HSF, assume that all the filters in Fig. 1 are identical LPF. The first stage of LPF filter the d-q signals, introducing magnitude attenuation and phase lag. The second stage of LPF introduces the same effects since they are identical. It is then possible to use the inputs and outputs of the latter filters to estimate in real time the coefficients for magnitude and phase compensation [8]. D-Q components at the output of the synthesis block are obtained using the equations given in subsection II.B. We note that the elementary filters must be identical but that they can be of various types (LPF, HPF, BPF, etc.)

This work was supported by a grant from Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada.

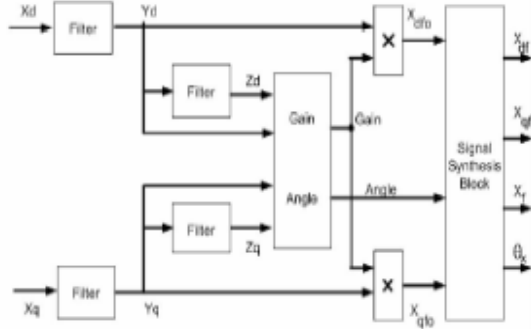


Fig. 1. Hand-shake filter with single stage of input filters.

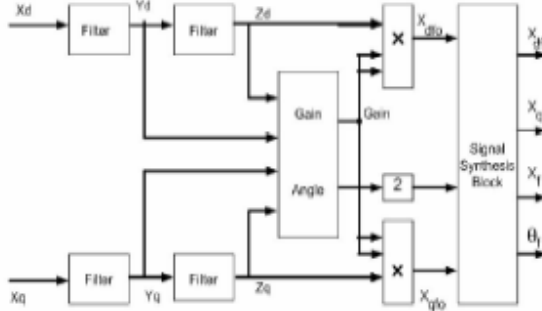


Fig. 2. Hand-shake filter with two stages of input filters.

A. Symbolic Annotations

To represent hand-shake filter of different types or topologies, we propose the following annotation: *Type*+ *Filter order*+ *Filter nature*+ *HSF*+ *architecture*+ *Cut off frequency*+ *Sampling time*, where

- Type*: A or L indicates analog filter, N or D indicates numerical or digital filter;
- Filter order*: 1st, 2nd ..., only the number is indicated;
- Filter nature*: LPF, HPF...
- HSF architecture*: 1 or 2, one for first architecture and 2 for the second architecture;
- Cut-off frequency*: given in Hertz;
- Sampling time*: given in μs , this one is not mandatory.

Example1: *A1LPF-HSF2-60-* or *L1LPF-HSF2-60-* indicate an analog first order LPF based HSF of second architecture and a cut-off frequency of 60Hz. It can be represented as in fig. 3 with rectangular and polar coordinate. Figure 4-a, is a specific representation where only rectangular coordinates are used; fig.4-b, is only based on polar coordinates representation; fig.4-c is a default representation also accepted.

Example2: *N1HPF-HSF1-120-* or *D1HPF-HSF1-120-100* indicate a numerical first order HPF based HSF, first architecture, with 120 Hz cut-off frequency and 100 μs sampling time. (Figures 5 a, b and c.)

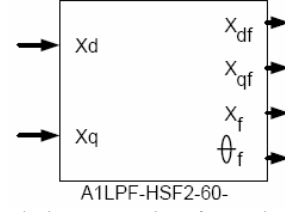


Fig. 3. Block representation of a LPF based HSF.

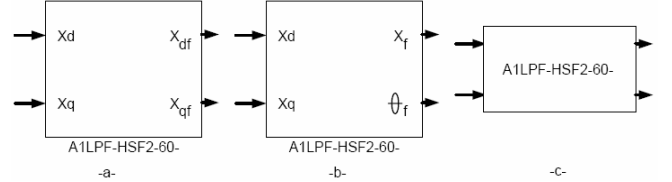


Fig. 4. Some usual block representation of LPF based HSF.

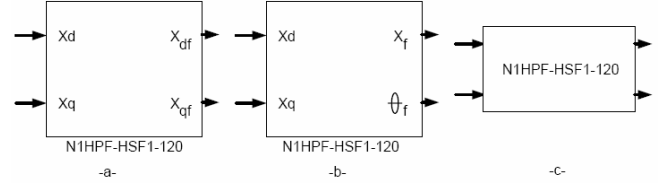


Fig. 5. Example of representation of a first order HPF based HSF.

Hand shake filters can be used in other applications than signal smoothing. For harmonics estimation, different topologies of HSF can be associated.

B. Equations relative to the first topology

Equations for the topology of Fig. 1 are as follows for an implementation with LPF.

$$LPF(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad \omega_c = 2\pi \cdot f_c \quad (1)$$

$$\frac{Y_d(z)}{X_d(z)} = \frac{Z_d(z)}{Y_d(z)} = \frac{Y_q(z)}{X_q(z)} = \frac{Z_q(z)}{Y_q(z)} = \frac{(1-z_0)z^{-1}}{1-z_0z^{-1}} \quad (2)$$

where T is the sample time and $z_0 = \exp(-\omega_c \cdot T)$.

$$\begin{cases} \theta_x = \text{atan2}(X_q, X_d) \\ \theta_y = \text{atan2}(Y_q, Y_d) \\ \theta_z = \text{atan2}(Z_q, Z_d) \end{cases} \quad (3)$$

The gain error introduced by the elementary filters is

$$Gain = \sqrt{\frac{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}{Z_d \cdot Z_d + Z_q \cdot Z_q}} \quad (4)$$

The phase shift introduced by the elementary filters is

$$Angle = \text{atan2}(\sin(\theta_z - \theta_y), \cos(\theta_z - \theta_y)) \quad (5)$$

The initial signal reconstitution is defined by:

$$\begin{cases} X_{df} = Gain \cdot Y_d \\ X_{qf} = Gain \cdot Y_q \\ X_{fo} = \sqrt{X_{df}^2 + X_{qf}^2} \\ \theta_{fo} = \text{atan2}(X_{qfo}, X_{dfo}) = \text{atan2}(Y_q, Y_d) \end{cases} \quad (6)$$

where subscript f stands for 'filtered'.

The final signal of obtained in the ‘Signal Synthesis block’ with phase shift compensation:

$$\begin{cases} X_f = X_{f_0} \\ X_{df} = X_f \cdot \cos(\theta_f) \\ X_{qf} = X_f \cdot \sin(\theta_f) \\ \theta_f = \text{atan2}(\sin(\theta_{f_0} - \text{Angle}), \cos(\theta_{f_0} - \text{Angle})) \end{cases} \quad (7)$$

Equations relative to the second topology can be deduced from the first one [8].

C. Comparison of HSF with low-pass filter

Consider the case where a voltage switched inverter (VSI-120°) is feeding an IM with a fixed (60Hz) frequency. The d-q voltage components obtained in steady state are given on figure 6. Fourier series corresponding to each d-q component is given by the sum of a fundamental term added with harmonics [3]. Hand-shake filter applied to these signals can be used to obtain smoothed signal for each d-q component (Fig.6). We observe that the resulting signals of the HSF represent good approximations of the fundamental components of the measured signals. Moreover, with first order LPF, the resulting signals of the HSF do not introduce phase shift like the stand-alone LPF.

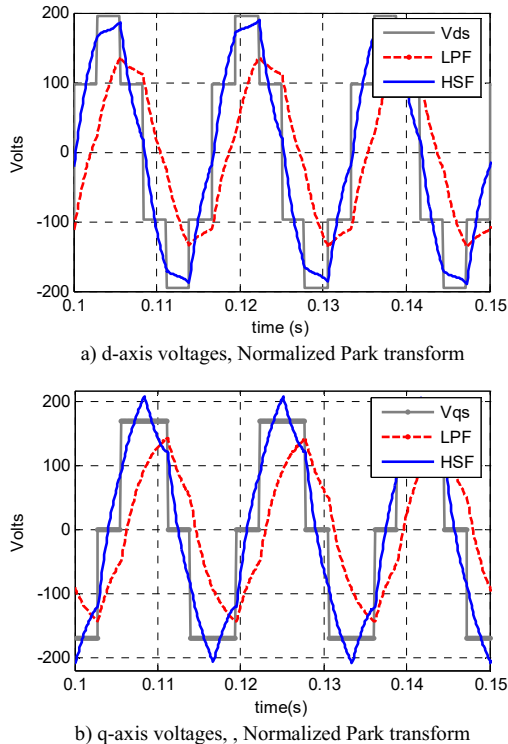


Fig. 6. Comparison of first order LPF used alone and in HSF.

C. Influence of cut-off frequency in HSF

In steady state, the cut-off frequency does not significantly affect the estimation, as can be seen on Fig. 7

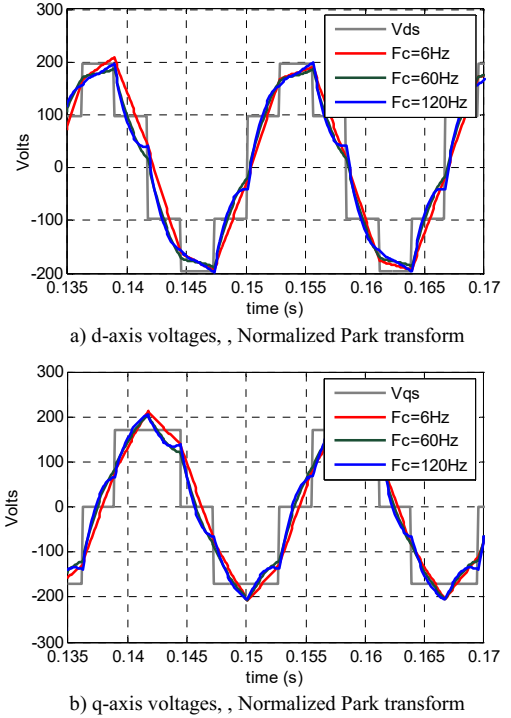


Fig. 7. Responses of first order LPF based HSF with cut-off frequency of 6Hz, 60Hz and 120Hz.

for cut-off frequencies of 6Hz, 60Hz and 120Hz.

E. Influence of filter order in HSF

Figure 8 presents simulation results of voltage filtering of the VSI-120° fed IM with the HSF using LPF of different orders. We note that as the order of the filter increases, the output of the HSF becomes sinusoidal in steady state: the fundamental of the voltage signal is obtained. However, simulations have shown that it is better not to use very high order filters because a very small sampling time would then be required for good estimation.

III. SIMULATION RESULTS

To quickly validate the HSF algorithm, SimPowerSystems drive models contained in the demos are used. In particular, Indirect rotor field oriented control (IRFOC) and Direct torque control (DTC) are used to evaluate the HFS properties to filter signals with high harmonic content while preserving phase information. The HSF is used to filter stator voltages and currents.

A. HSF in Indirect rotor field oriented control

Indirect rotor field oriented control can generate lot of harmonics, particularly for VSI fed IM with closed loop current control and hysteresis comparators. The simulation results shown in Fig. 9 and 10 are obtained with a 3HP IM

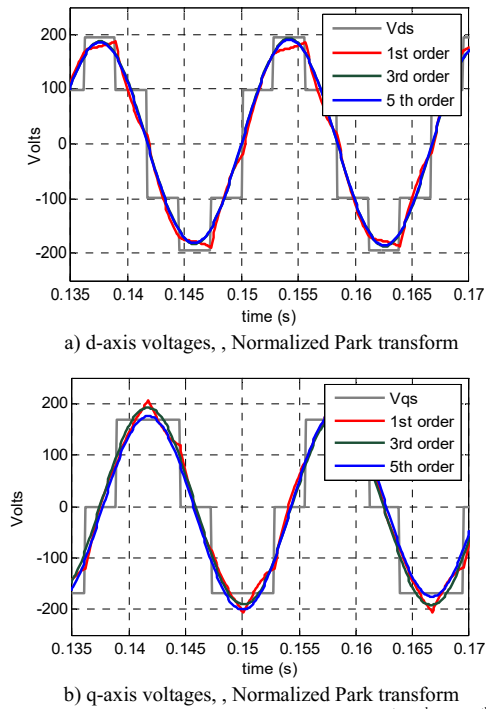


Fig. 8. Responses of LPF based HSF with filters of 1st, 3rd and 5th order; cut-off frequency is 60Hz.

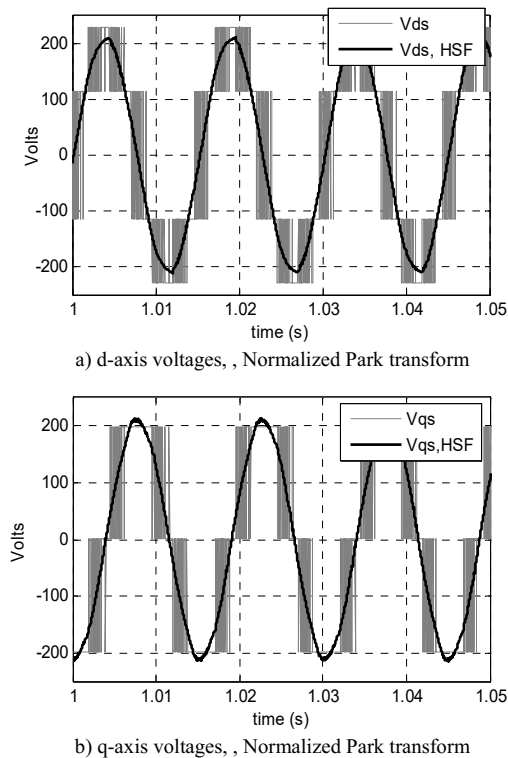


Fig. 9. First order LPF based HSF in IRFOC.

whose parameters are given in appendix. First order LPF based HSF is used with a cut-off frequency set to 60 Hz.

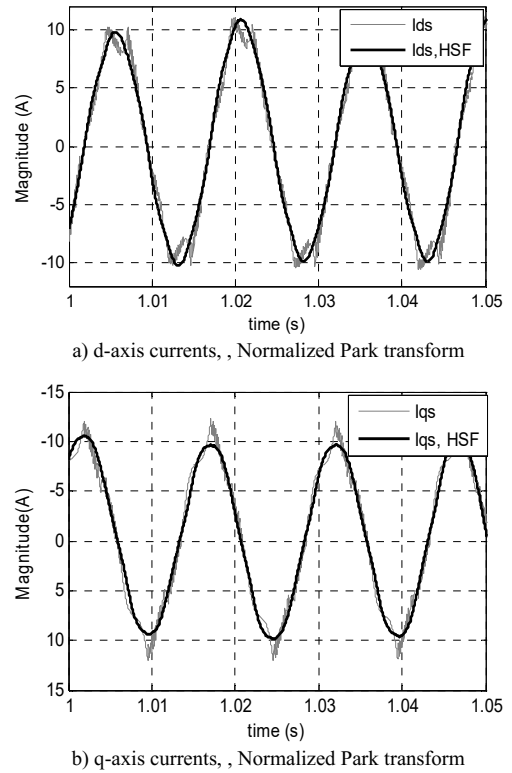


Fig. 10. First order LPF based HSF in IRFOC.

Figures 9 and 10 show that a smooth approximation of the fundamental voltages and currents can be obtained with an HSF in an IRFOC.

B. HSF in Direct torque control

Figures 11 and 12 show the results obtained for the 3HP motor drive with DTC. First order LPF based HSF is used with a cut-off frequency set to 60 Hz. Again, a high quality smooth approximation of the fundamental voltages and currents is obtained.

Moreover, simulations have shown that flux and torque estimated using the LPF based HSF are very close to the real flux and torque given by the IM model.

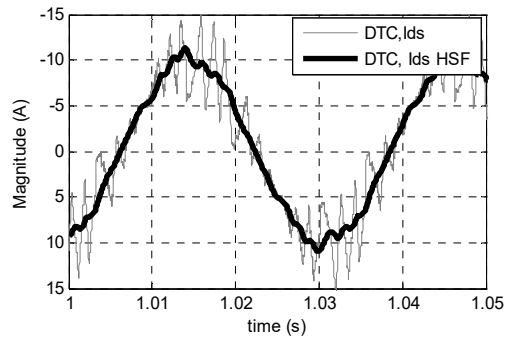
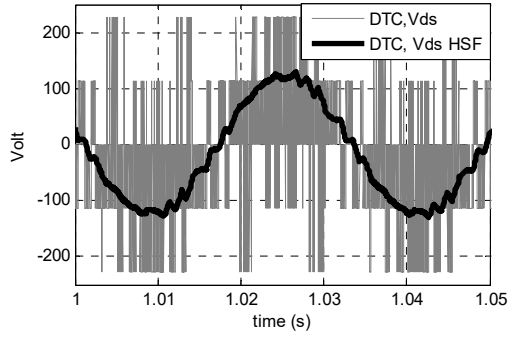
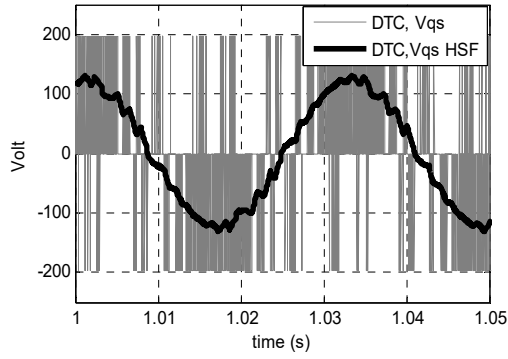


Fig. 11. Stator d-axis current in a DTC before and after HSF.



a) d-axis voltages, , Normalized Park transform



b) q-axis voltages, , Normalized Park transform

Fig. 12. Stator voltages in a DTC before and after HSF.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

Experimentation on a $\frac{1}{4}$ HP IM whose parameters are listed in appendix, is performed to validate the filters. The IM is fed by a VSI controlled with dSpace.

Results with first order LPF filter based HSF are shown in Fig. 13 and 14, and results for a fourth order filter are presented in Fig. 15. Strong agreement with the simulation results is obtained. Like in simulation, smooth filtered signals are obtained, without phase shift in steady state and the results tend to the voltage fundamental components for the higher order filter (Fig. 15).

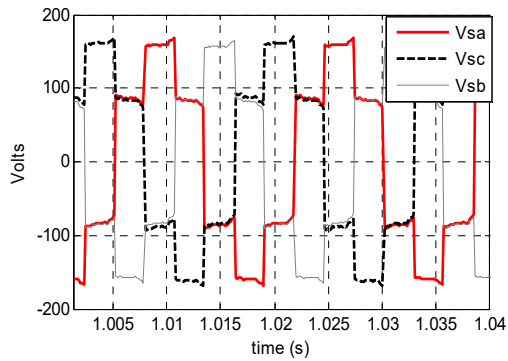
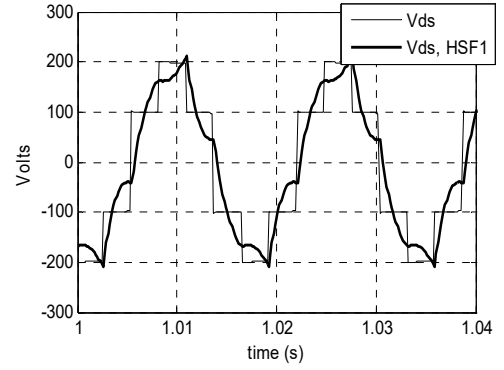
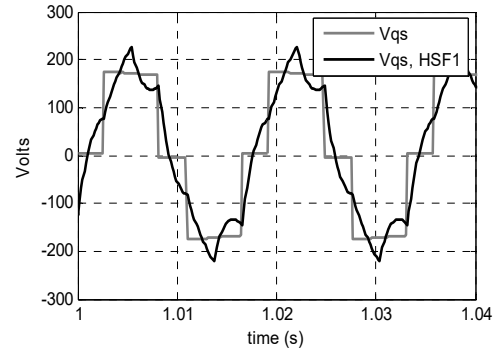


Fig. 13. Measured stator voltages.

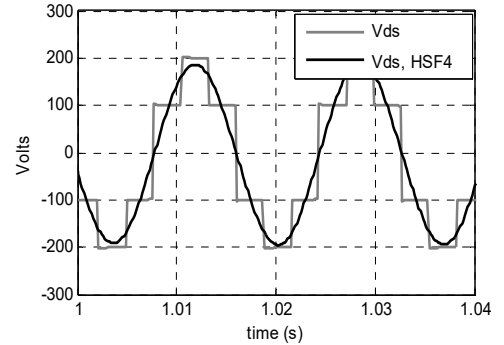


a) d-axis voltages, , Normalized Park transform

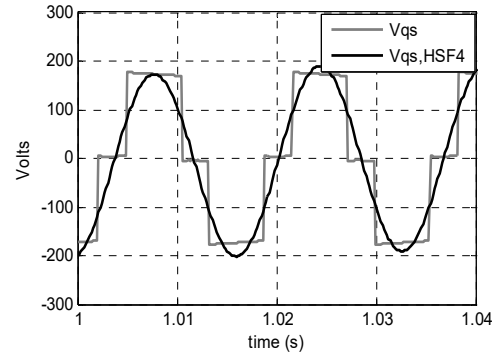


b) q-axis voltages, , Normalized Park transform

Fig. 14. Experimental stator voltages with a first order LPF based HSF.



a) d-axis voltages, , Normalized Park transform



b) q-axis voltages, , Normalized Park transform

Fig. 15. Experimental stator voltages with a fourth order LPF based HSF.

V. CONCLUSIONS

In IM drives, voltages, fluxes, currents, speed and torque are mainly characterized by the fundamental harmonic linking the voltages and the currents. Even when stator voltages are switched with pulse width modulation, they will have the same fundamental frequency as the currents in the stator. The other harmonics create cyclically positive torque or negative torque, causing acceleration or deceleration of the IM. Moreover the harmonics can cause heating in the IM.

The hand-shake filtering technique outperforms using elementary filters on each d-q axis, since they allow smooth signals extraction from noisy ones with transparency, i.e. with accurate magnitude and phase. Also, the cut-off frequency of the filters is not critical and does not need to be tuned in each speed operating range.

LPF, HPF and BPF can also be used, and association of these filters can be made in order to extract harmonics contained in a poly-phased signal. When using high order filters, we recommend combining first or second order filters in cascade instead of using a single HSF with high order filters, thus avoiding the requirement for very small sample times.

Hand-shake filter algorithms are well suited for real time applications and do not require large memory allocation since their design are made without feedbacks between the blocks.

REFERENCES

- [1] G. Casaravilla, A. Salvia, C. Briozzo, and E.H. Watanabe, "Selective Active Filter with Optimum Remote Harmonic Distortion Control," *IEEE Trans. on Power Delivery*, 19(4), pp1990-1997, Oct. 2004.
- [2] H. Fujita, T. Yamasaki, and H. Akagi, "A Hybrid Active Filter for Damping of Harmonic Resonance in Industrial Power Systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, 15(2), pp. 215-222, March 2000.
- [3] J. Arillaga, and N.R. Watson, *Power System Harmonics*. Second Edition, John Wiley & Sons, 2003.
- [4] D.O. Neacsu, and K. Rajashekara, "Comparative analysis of torque controlled IM drives with applications in electric and hybrid vehicles," *IEEE Trans. Power electronics*, 16(2), pp. 240-247, March 2001.
- [5] M.-H. Shin, *et al*, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors," *IEEE Trans. Power electronics*, 15(2), pp. 312-318, March 2000.
- [6] J. Hu, and B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide range," *IEEE Trans. on Power Electronics*, 13(5), pp. 969-977, September 1998.
- [7] J. Holtz, and J. Quan, "Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent Zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motor," *IEEE Trans. Ind. Applications*, 39(4), pp.1052-1060, July/August 2003.
- [8] M. Zerbo, P. Sicard, and A. Ba-Razzouk, "Accurate Adaptive Integration Algorithms for Induction Machine Drive over a Wide Speed Range," in *Proc. IEEE IEMDC'05*, San-Antonio TX, pp. 1082-1088, May 2005.
- [9] B.H. Kenny, and R.D. Lorenz, "Stator- and rotor-flux-based d eadbeat direct torque control of induction machines," *IEEE Trans. Ind. Applications*, 39(4), pp.1093-1101, July/August 2003.
- [10] T.G. Habetler, *et al*, "Stator resistance tuning in a stator-flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator," *IEEE Trans. on Power Electronics*, 13(1), pp. 125-133, January 1998.
- [11] J. Stephan., M. Bodson, and J. Chiasson, "Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Applications*, 30(3), pp. 746-759, May/June 1994.
- [12] C.P. Bottura, J.L. Silvino, and P. de Resende, "A flux observer for induction machines based on a time-variant discrete model," *IEEE Trans. Ind. Applications*, 29(2), pp. 349-354, March/April 1993.
- [13] M. Zerbo, P. Sicard, and A. Ba-Razzouk "Open-Loop Speed Estimator Design for Online Induction Machine Synchronous Speed Tracking," in *Proc. IEEE-IEMDC'05*, San-Antonio TX, pp. 1089-1094, May 2005.
- [14] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, Inc, New York; pp.401-504, 1998.
- [15] M.F. Rahman, L. Zhong, M.E. Haque, and M.A. Rahman, "A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor," *IEEE Trans. Power Energy Conversion*, 18(1), pp.17-22, March 2003.

APPENDIX

First Squirrel cage induction motor's data and parameters:

4 poles (pp=2), 175W, $V_{s,nom}=120/208V-60Hz$, $I_{s,nom}=1.2A$, $N=1670rpm$, $T=1Nm$, $K_{fr}=0.0011N.m/(rad/s)$, $J=0.0022kg.m^2$, $R_s=12.0296\Omega$, $R_r=7.1\Omega$, $L_s=L_r=0.565H$, $M=0.546H$.

Second Squirrel cage induction motor's data and parameters:

4 poles (pp=2), 2kW, $V_{s,nom}=120/208V-60Hz$, $I_{s,nom}=15.2/8.8A$, $N=1770rpm$, $T=10.8Nm$, $K_{fr}=0.003N.m/(rad/s)$, $J=0.0357kg.m^2$, $R_s=0.6\Omega$, $R_r=0.4\Omega$, $L_s=L_r=0.0727H$, $M=0.0698H$.

Annexe-E: Rotor and Stator Resistance Tracking in an Indirect Rotor Flux Oriented Control of an Induction Machine

Moussa Zerbo Pierre Sicard

Research Group on Industrial Electronics, Department of Electrical and Computer Engineering

University of Québec à Trois-Rivières

Zerbium@ieee.org, Pierre.Sicard@uqtr.ca

En préparation pour soumission

Rotor and Stator Resistances Tracking in an Indirect Rotor Flux Oriented Control of an Induction Machine.

Moussa Zerbo

Pierre Sicard

Research Group on Industrial Electronics, Department of Electrical and Computer Engineering
Université du Québec à Trois-Rivières

Zerbium@ieee.org, Pierre.Sicard@uqtr.ca

Abstract—This paper presents a simple method to track accurately induction machine rotor and stator resistances at start-up and online under indirect rotor flux oriented control (IRFOC). The method is based on the use of proportional integral (PI) controllers to track each resistance and sequential estimation of stator resistance. A Voltage Switched Inverter (VSI) is used to feed the induction machine (IM) under vector control. A Low pass filter (LPF) based Hand-Shake Filters (HSF) is used to smooth measured d-q currents and voltages issued from the VSI. Since, the smoothed d-q voltages and currents are accurate approximation of fundamental signals issued from the VSI, an Accurate Adaptive Integration Algorithm (AAIA) can be used for flux and torque estimation. Estimated flux magnitude allows accurate online rotor resistance tracking while estimated electromagnetic torque is used for online stator resistance tracking. Simulation results on Simulink/Matlab show the accuracy of the method.

Keywords: Rotor, Stator, Resistance estimation, HSF, AAIA, IRFOC.

I. NOMENCLATURE

v_s, i_s	Stator voltage and currents;
v_{ds}, v_{qs}	Stator d-q voltages in stator reference frame;
i_{ds}, i_{qs}	Stator d-q current in stator reference frame;
$\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$	Stator d-q fluxes in stator reference frame;
$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$	Rotor d-q fluxes in stator reference frame;
λ_s, λ_r	Stator, Rotor fluxes magnitude;
X^*	Reference value of any vector denoted X ;
X^s, X_s	Any vector X in stationary reference frame;
X^e	Any vector X in excitation reference frame;
\bar{X}, \hat{X}	Classical, new estimation of any vector X ;
R_s, R_r	Stator, Rotor resistances in the machine;
\hat{R}_s, \hat{R}_r	Estimated stator and rotor resistances;
L_s, L_r	Stator and rotor self inductances;
L_m	Magnetizing inductance;

σ	Leakage coefficient, $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s)$;
ω_s	Electrical pulsation $\omega_s = 2\pi \cdot f_s$;
ω_{sl}	Slip speed;
$\omega_{mec}, \omega_{ref}$	Rotor mechanical speed and its reference;
θ_e	Electrical current position;
pp	Number of pole pairs;
T_{em}	Electromagnetic torque and its reference;
$[P], [P]^{-1}$	Simple Park transforms Matrix and its inverse.

II. INTRODUCTION

Indirect rotor flux oriented control (IRFOC) of an induction machine (IM) is known to be sensitive to rotor resistance variations which are generally caused by power dissipation and temperature variations [1]-[7]. Stator resistance variation is also known to affect flux and torque estimation in an IM drive [8], specifically in direct torque control (DTC) [9]-[15].

Many algorithms have been developed to compensate or to estimate online the rotor resistance variation [1], [3]-[7] or the stator resistance variation [1], [8], [9]-[15]. The compensation techniques use monitored stator voltages and currents, combined with fuzzy logic [1], [10]-[11], artificial Neural Networks [1], [10]-[11], or Proportional-Integrator (PI) controllers [1], [13], [15]. These algorithms are good for online resistance estimation but the complexity of some of them made them sometimes difficult to be evaluated in terms of cost, memory allocation, computational complexity and minimum of hardware requirement for real time implementation [1],[8],[10]-[11].

In daily industry applications, the simpler a system is, the more appealing it is as compared to other systems offering the same quality of work task and accuracy.

As Low Pass Filters (LPF) based Hand Shake Filters (HSF) are well suited to smooth the discontinuous signals produced by a Voltage Switched Inverter (VSI) [16], and since that smoothed signal is nearly the fundamental in an IRFOC, it is then possible to use an Accurate Adaptive Integration

Algorithm (AAIA) to estimate accurately the IM flux and torque [17]. Topologies of HSF and AAIA allow great flexibility along with good accuracy in the choice of their filters cut-off frequency, which can then just be taken as the nominal frequency of the IM, [16]-[17].

Using technical advantage of the properties of HSF and AAIA, we propose new rotor and stator resistances estimators for IRFOC of an IM. Rotor resistance tracking is based on estimated rotor flux magnitude, while the stator resistance tracking is based on the estimated electromagnetic torque. At start-up the first operational sequence is to begin tracking the rotor resistance in order to stabilize quickly the IRFOC. The second operational sequence is to begin tracking the stator resistance; then alternation of the sequences between rotor and stator resistance online tracking will continue until the errors on the flux and the torque are suitably small.

In Section III, IRFOC is described and justification of the identification approach is presented. Flux and torque estimations are introduced in Section IV and PI resistance estimators are described in Section V along with simple PI parameter tuning rules. An adaptive IRFOC is used in Section VI to demonstrate the accuracy of the estimators and the resulting high quality adaptive IRFOC highly accurate flux, torque and speed tracking.

III. INDIRECT ROTOR FLUX ORIENTED CONTROL (IRFOC)

The controller used in IRFOC is based on the IM's inverse model. Since this controller is a feed forward controller, it is sensitive to rotor resistance variations [2]. Basic equations of an IRFOC controller are well known and given in Section III-A; they can be used to determine parameter variations as in Section III-B.

A Basic Equations of IRFOC controller

Equations of the general controller are given by (1)-(6) assuming that the reference torque and rotor flux are constant. When the IM is run under nominal speed, the reference rotor flux is kept constant to its nominal value, but its value is slowly decreased for speeds above the nominal speed (flux weakening control).

$$i_{sd}^* = \frac{1}{L_m} \lambda_r^* \quad (1)$$

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{L_r}{pp \cdot L_m} \frac{T_{em}^*}{\lambda_r^*} \quad (2)$$

$$\omega_{sl} = \frac{2}{3} \frac{1}{pp} \frac{R_r}{\lambda_r^{*2}} T_{em}^* \quad (3)$$

$$\theta_e = \int (pp \cdot \omega_{mec} + \omega_{sl}) dt \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^{s*} \\ i_{qs}^{s*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{e*} \\ i_{qs}^{e*} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{s*} \\ i_{qs}^{s*} \end{bmatrix} \quad (6)$$

B Parameter variations in the IRFOC controller

Different IRFOC presented in the literature assume that the IM inductances value set in the controller is measured experimentally and known. In practice, closed loop current control is used in voltage fed IRFOC schemes to assure that magnetization inductance in the real IM will be approximately the same as the value set in the controller.

Results of analysis of rotor resistance variations in IRFOC are given in table I and figures 1 and 2, where rotor flux reference was 0.45 Wb, electromagnetic torque reference was 10Nm, with a load torque proportional to the speed $T_L = 0.055 \omega_{mec}$ (see Appendix for machine parameters).

Equation (3) shows that rotor resistance affects the rotor flux orientation by acting directly on the slip speed. On fig. 1, it can be seen that the error made on rotor flux estimation is positive when the rotor resistance in the controller is greater than the real rotor resistance and negative when the rotor resistance in the controller is smaller than the one in the IM. When rotor resistance set in the controller is equal to the one in the IM, the error on the rotor flux is zero. Fig. 2 also shows that the unique minimum of quadratic error equals to zero, and that it is reached if and only if the rotor resistance set in the controller is identical to the one in the IM. Therefore, a stable observer can be derived since the flux error is a monotonic function with respect to rotor resistance estimation error (fig. 1). The same observation can be established for torque reference over approximately 10% of the nominal torque. A simple integral controller is then sufficient to track online the rotor resistance variation, assuming that the rotor flux is accurately estimated (7)-(20).

Since an accurate rotor flux value is necessary for the rotor resistance tracking at start-up and online, it is then necessary to estimate accurately the stator flux first in order to deduce the rotor flux. The strategy of estimating the rotor flux magnitude is given in the Section IV.

TABLE I

Steady state rotor flux error and quadratic error for step rotor resistance variations in the controller (from start-up to steady state).

\tilde{R}_r / R_r	λ_r	$\Delta\lambda_r = \lambda_r^* - \lambda_r$	$(\Delta\lambda_r)^2$
0	0.7018	-0.2518	0.0634
1/8	0.6941	-0.2441	0.05957
2/8	0.6723	-0.2223	0.04944
4/8	0.6022	-0.1522	0.02317
6/8	0.5223	-0.07227	0.005223
7/8	0.4847	-0.03469	0.001203
1	0.45	0	0
9/8	0.4185	0.03154	0.0009946
10/8	0.39	0.05998	0.003598
12/8	0.3415	0.1085	0.01177
14/8	0.3024	0.1476	0.02179
2	0.2705	0.1795	0.0322
4	0.1435	0.3065	0.09394

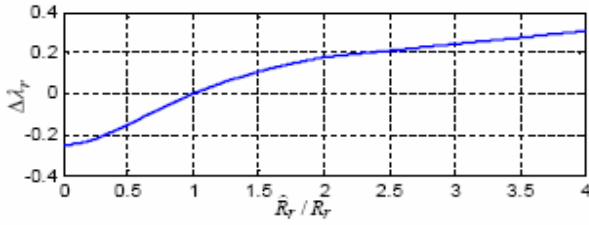


Fig. 1. Error on flux estimation with respect to rotor resistance variation.

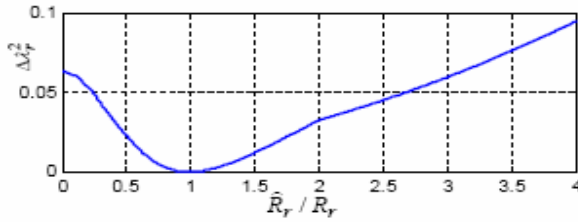


Fig. 2 Quadratic error on rotor flux with respect to rotor resistance variation

IV. FLUX AND TORQUE ESTIMATION

Equations relative to classical stator flux and torque estimators are given (7)-(11). They are identical to the equations used in the IM voltage model.

$$\tilde{\lambda}_{ds} = \int (v_{ds} - R_s \cdot i_{ds}) \cdot dt \quad (7)$$

$$\tilde{\lambda}_{qs} = \int (v_{qs} - R_s \cdot i_{qs}) \cdot dt \quad (8)$$

$$\tilde{\lambda}_s = \sqrt{(\lambda_{ds})^2 + (\lambda_{qs})^2} \quad (9)$$

$$\tilde{\theta}_s = \text{atan2}(\lambda_{qs}, \lambda_{ds}) \quad (10)$$

$$\tilde{T}_{em} = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot (\lambda_{ds} \cdot i_{qs} - \lambda_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (11)$$

In real time implementation, these equations are sensitive to dc-offsets and drifts. Some have used cascade low pass filters [4], neural networks [1], [11] and MRAS [8] based flux estimation in order to get the stator flux. AAIAs have been designed and proposed in [17] for accurate stator flux position and magnitude estimation, along with electromagnetic torque estimation in steady state. LPF based HSF [16] are also introduced to smooth the signal issued from VSI and to improve AAIA's performances in IRFOC. No training is required, convergence is assured, and these algorithms have a simple and clear structure. AAIA and HSF have been evaluated experimentally in [16], [17].

Rotor flux estimation is made possible using stator flux estimator and IM inductances by combining (12) and (13) to obtain (14).

$$\tilde{\lambda}_{ds} = \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{dr} + \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \quad (12)$$

$$\tilde{\lambda}_{qs} = \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{qr} + \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} \quad (13)$$

$$\tilde{\lambda}_r = \frac{L_r}{L_m} \cdot \sqrt{(\lambda_{ds} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds})^2 + (\lambda_{qs} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs})^2} \quad (14)$$

Quick analysis of (7) and (8) shows that these equations are also sensitive to stator resistance variation and to initial conditions. The sensitivity of this classical estimator to stator resistance variation is overcome when an AAIA is used in the estimation strategy, by replacing the integrators in (7)-(8) by AAIA in (15)-(16) or (17)-(18).

$$\hat{\lambda}_{ds} = \int_{AAIA} (v_{ds} - R_s \cdot i_{ds}) \cdot dt \quad (15)$$

$$\hat{\lambda}_{qs} = \int_{AAIA} (v_{qs} - R_s \cdot i_{qs}) \cdot dt \quad (16)$$

$$\hat{\lambda}_{ds} = \int_{AAIA} (v_{ds}) \cdot dt - \hat{R}_s \cdot \int_{AAIA} (i_{ds}) \cdot dt \quad (17)$$

$$\hat{\lambda}_{qs} = \int_{AAIA} (v_{qs}) \cdot dt - \hat{R}_s \cdot \int_{AAIA} (i_{qs}) \cdot dt \quad (18)$$

AAIAs have the property to keep the equality at steady state between the equations (7), (15) and (17) even if stator

resistance is varying; similarly, on axis q, equality is kept between (8), (16) and (18). This property will be used in section VI to design the stator resistance tracking scheme with a simple proportional integrator (PI).

Low pass filter based hand-shake filters can smooth the currents and voltages issued from the VSI (fig. 3), and since those smoothed signal are nearly the fundamental at steady state, the real application will be approached by the first harmonic theory. A Basic AAIA topology is sufficient to estimate online the stator position and flux without being affected by drifts, offsets, and initial conditions (fig. 3).

When the flux position and magnitude are accurately estimated, it is possible to estimate the electromagnetic torque (19).

$$\hat{T}_{em} = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot (\hat{\lambda}_{ds} \cdot i_{qs} - \hat{\lambda}_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (19)$$

$$\hat{\lambda}_r = \frac{L_r}{L_m} \cdot \sqrt{(\hat{\lambda}_{ds} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds})^2 + (\hat{\lambda}_{qs} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs})^2} \quad (20)$$

Stator flux, rotor flux and adaptive stator resistance estimation are given on figure 3. A numeric second order LPF based HSF built using the first architecture [16], with 60Hz as cut-off frequency and 10 μ s as sampling time is used.

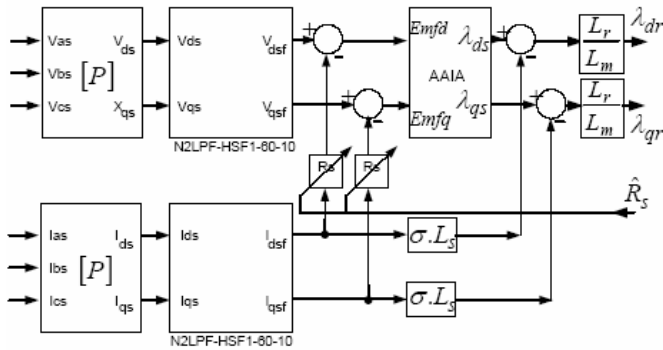


Fig. 3 Association of N2LPF-HSF1-60-10 and an AAIA for flux estimation

V. ROTOR AND STATOR RESISTANCES TRACKING

The rotor resistance tracking strategy is built up using the reference rotor flux and the estimated rotor flux (Section V-A). Stator resistance tracking is made possible by using electromagnetic torque and its reference (Section V-B).

A Rotor resistance tracking

The upper limit of the stator flux in the IM is given by (21) where only stator voltages are monitored.

$$\lambda_{s,Max} = \frac{v_{s,Max}}{\omega_s} = \frac{\sqrt{2} \cdot v_{s,nom}}{2 \cdot \pi \cdot f_{s,nom}} \quad (21)$$

Equations (20) can be used to estimate rotor flux magnitude. Fig.1 and 2 have shown that (22) is a monotonic function in rotor resistance and that the squared function has only one minimum. Henceforth, a simple integrator is sufficient to estimate R_r with the only equilibrium, which is stable, being the actual R_r . However, a PI is used to obtain better dynamics.

$$\lambda_{s,Max} = \frac{\Delta \lambda_r}{\lambda_{s,Max}} = \frac{\lambda_r^* - \hat{\lambda}_r}{\lambda_{s,Max}} \quad (22)$$

The estimated rotor resistance is always positive (23).

$$\hat{R}_r = \left| K_{pr} \cdot \Delta \lambda_r + K_{Ir} \cdot \int_0^t \Delta \lambda_r \cdot dt \right| \quad (23)$$

Moreover the proportional coefficient K_{pr} will give an initial electrical pulsation reference at start-up. R_r tracking is stopped when the error on the rotor flux is smaller than the error boundary set in the dead zone function (0.1% of nominal flux was chosen) (24); at that moment the flux estimator is naturally disconnected.

$$\text{If } \frac{|\Delta \lambda_r|}{\lambda_{s,Max}} \leq 0.1\% \text{ then } \frac{|\Delta \lambda_r|}{\lambda_{s,Max}} = 0 \quad (24)$$

We note that relationship (25) is always true for squirrel cage IM; it is also true for wound rotor IM if its windings are not burnt or in series with additional extern resistances.

$$R_{r,Max} \leq \frac{v_{s,nom}}{5 \cdot i_{s,nom}} \quad (25)$$

Equation (25) will fix the upper value of R_r in the saturator. R_r variation in practice is very slow so coefficients in (26) are suitable for online R_r tracking.

$$\begin{cases} K_{pr} = 5\% \cdot K_{Ir} \\ K_{Ir} = \frac{v_{s,nom}}{5 \cdot i_{s,nom}} \end{cases} \quad (26)$$

On figure 4, the designed IRFOC controller is shown. For a voltage fed IM, this controller is used to generate the three phase current reference necessary for the IRFOC, VSI is also used and so are hysteresis comparators. The dead zone will allow having constant rotor resistance when the error on the rotor flux is very small. The value set as boundary in the dead zone will affect the rotor and stator resistance accuracy, so it has to be very small (24).

With this topology of PI rotor resistance estimator, initial rotor resistance value is not necessary and the accuracy is better than $\pm 1\%$ at steady state.

B Stator resistance tracking

In section IV it was already shown that LPF-HSF can be used to smooth d-q currents and voltages. AAIA can then be used to estimate the flux and electromagnetic torque (15)-(19).

Stator resistance estimation is performed with equations (27)-(31).

$$\Delta T_{em} = \hat{T}_{em} - T_{em}^* \quad (27)$$

$$\begin{cases} \text{if} & \frac{|\Delta \lambda_r|}{\lambda_{s,Max}} \leq 5\% \quad \text{and} \quad \frac{|\Delta T_{em}|}{T_{em}^*} \leq 20\% \\ \text{then} & \Delta T_{em} = \hat{T}_{em} - T_{em}^* \quad \text{else} \quad \Delta T_{em} = 0 \end{cases} \quad (28)$$

$$\hat{R}_s = \left| K_{ps} \cdot \Delta T_{em} + K_{Is} \cdot \int_0^t \Delta T_{em} \cdot dt \right| \quad (29)$$

$$\begin{cases} K_{ps} = 5\% \cdot K_{Is} \\ K_{Is} = \frac{v_{s,nom}}{5 \cdot i_{s,nom}} \end{cases} \quad (30)$$

$$R_{s,Max} \leq \frac{v_{s,nom}}{5 \cdot i_{s,nom}} \quad (31)$$

In an IRFOC of an IM, exact rotor resistance value is not required to stabilize the control. So a torque feedback is not necessary for stability. By estimating accurately the stator flux and the electromagnetic torque, we are able to estimate the rotor and stator resistances. These resistances are tracked considering the rotor flux reference and electromagnetic torque reference along with estimated rotor flux magnitude and electromagnetic torque.

Conditions to activate stator resistance tracking are giving in (28), showing that priority is given to rotor resistance tracking and simultaneous stator and rotor resistance are made only if condition (28) is met. If (24) and (28) are satisfied, then only stator resistance is tracked.

The adaptive IRFOC with online rotor and stator resistances tracking is given on fig.4 where hysteresis controllers are used, combined with a current closed loop control and a VSI.

VI. SIMULATION RESULTS

Simulations are made on a 3HP IM, which parameters are given in Appendix. The load torque is proportional to the speed and the flux reference is kept constant ($T_L=0.055\omega_{mec}$, $\lambda_r^*=0.45$ Wb).

Figures 5-7 show that, with or without use of the stator resistance, the flux estimator remains stable with no drift; it is not affected by offsets and initials conditions. Constant torque

reference was used for these figures. Smoothed voltages are nearly first harmonics (fig.5); they can be used to estimate the upper limits (boundaries) of flux magnitude (fig.6) and torque (fig.7).

Simulations with the adaptive IRFOC controller (fig. 4) are given on figures 8, 9 and 10, respectively for variable rotor and constant stator resistances tracking, constant rotor and variable stator resistances tracking, and simultaneous rotor and stator resistances variation tracking. Constant speed reference (100 rad/s) is used to show that the estimation strategies remain accurate either with constant torque reference or with constant speed reference. All the tests are made in the same conditions, with the same resistance variation pattern in order to compare the results and to show the rotor and stator resistances tracking at start-up and online.

In practice the evolution of the rotor and stator resistances is very slow since the winding are generally made of copper, which temperature coefficient is $0.043K^{-1}$. For a squirrel cage IM, the rotor is most of the time made with aluminum and copper bars, which temperature coefficient is also small. The design of the rotor is generally made to have it at least self cooling for small IM or with a fan for large IM. So the ramp pattern used for these simulations is much faster than what would be encountered in practice, since rotor and stator resistances variations occur over several seconds. Moreover, step resistances variation is not possible in the IM. These patterns are only used to show the accuracy of the estimation algorithms.

Flux reference, torque reference, load torque variations or short voltage sags tests were performed to verify the performances of this controller. Tests have shown that a self adaptive IRFOC controller is obtained, since rotor resistance can be tracked accurately at start-up and online (fig. 8-d, 9-d and 10-d), with no need to known initial rotor resistance value.

On figures 8-a, 9-a and 10-a, it can be seen that speed step regulation has 4% overshoot and is not affected by rotor or stator resistances variation. Even a $\pm 50\%$ step variation on rotor resistance is quickly damped as shown on fig. 8-a and fig. 10-a. Speed control is not affected by step stator resistance variation while online rotor and stator resistance tracking is occurring (fig. 9-a and 10-a).

With a hysteresis current controller of $\pm 0.25A$ and sampling time of $10 \mu s$, the electromagnetic torque of the IM without filtering is given on fig. 8.b, 9-b and 10-b. Filtered estimated torque and reference torque generated by the speed controller are also given on these figures. Estimated torque and reference torque are identical at steady state. The estimated electromagnetic torque and IM's averaged torque are also almost identical. Even a $\pm 50\%$ step variation on stator resistance does not affect the torque estimation (fig.9-b) showing that the IRFOC is robust to stator resistance variation, but sensitive to rotor resistance variation (fig 8-b and 10-b).

On figures 8-c, 9-c and 10-c, the reference, estimated and real rotor fluxes in the IM are shown. The estimated rotor flux tracks its reference during rotor and stator resistance variations, the flux also tracks its reference value and at steady state they remain identical as zoomed on fig. 8-c and

9-c. Transient evolution of the rotor flux is zoomed on fig.10-c where it can be seen than the flux goes be back to its reference value when the rotor resistance is varying slowly or if it is constant.

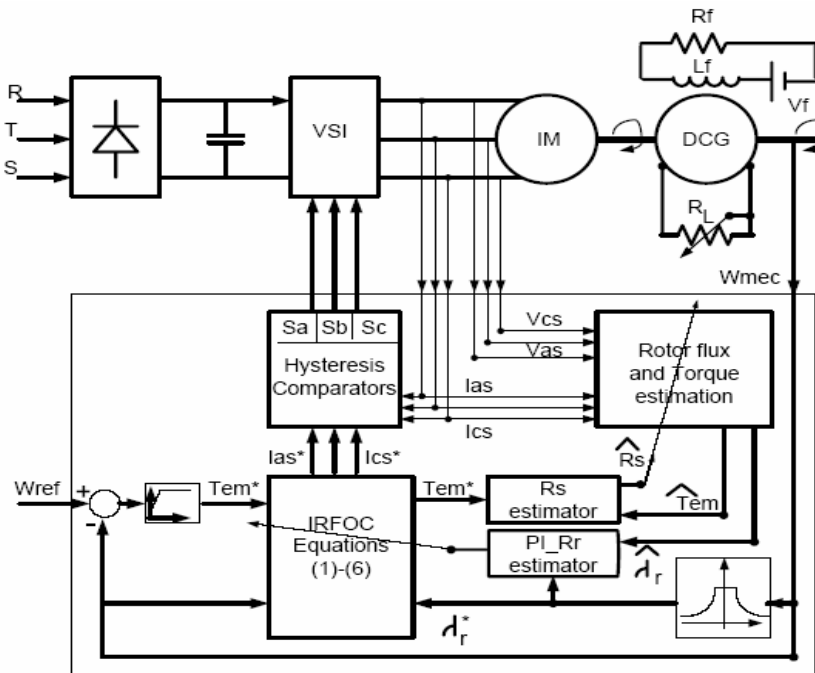


Fig. 4 Adaptive IRFOC with rotor and stator resistances tracking at start-up and online

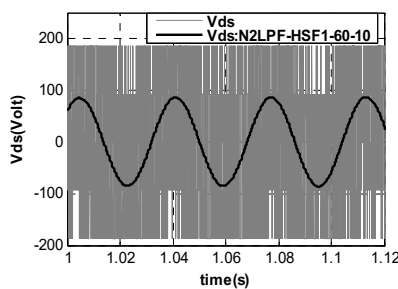


Fig. 5 Example of axis d voltage smoothing with N2LPF-HSF1-60-10

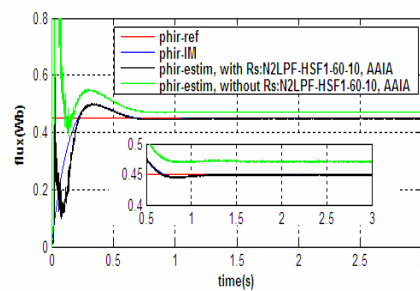


Fig.6 Rs effect on flux estimation with
N2LPF-HSF1-60-10 and AAIA

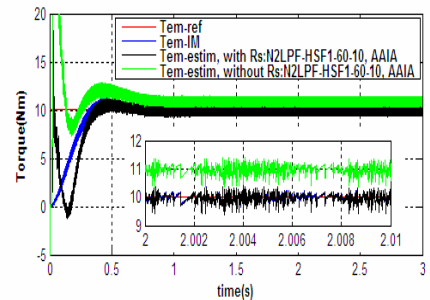


Fig.7 Rs effect on torque estimation with
N2LPF-HSF1-60-10 and AAIA

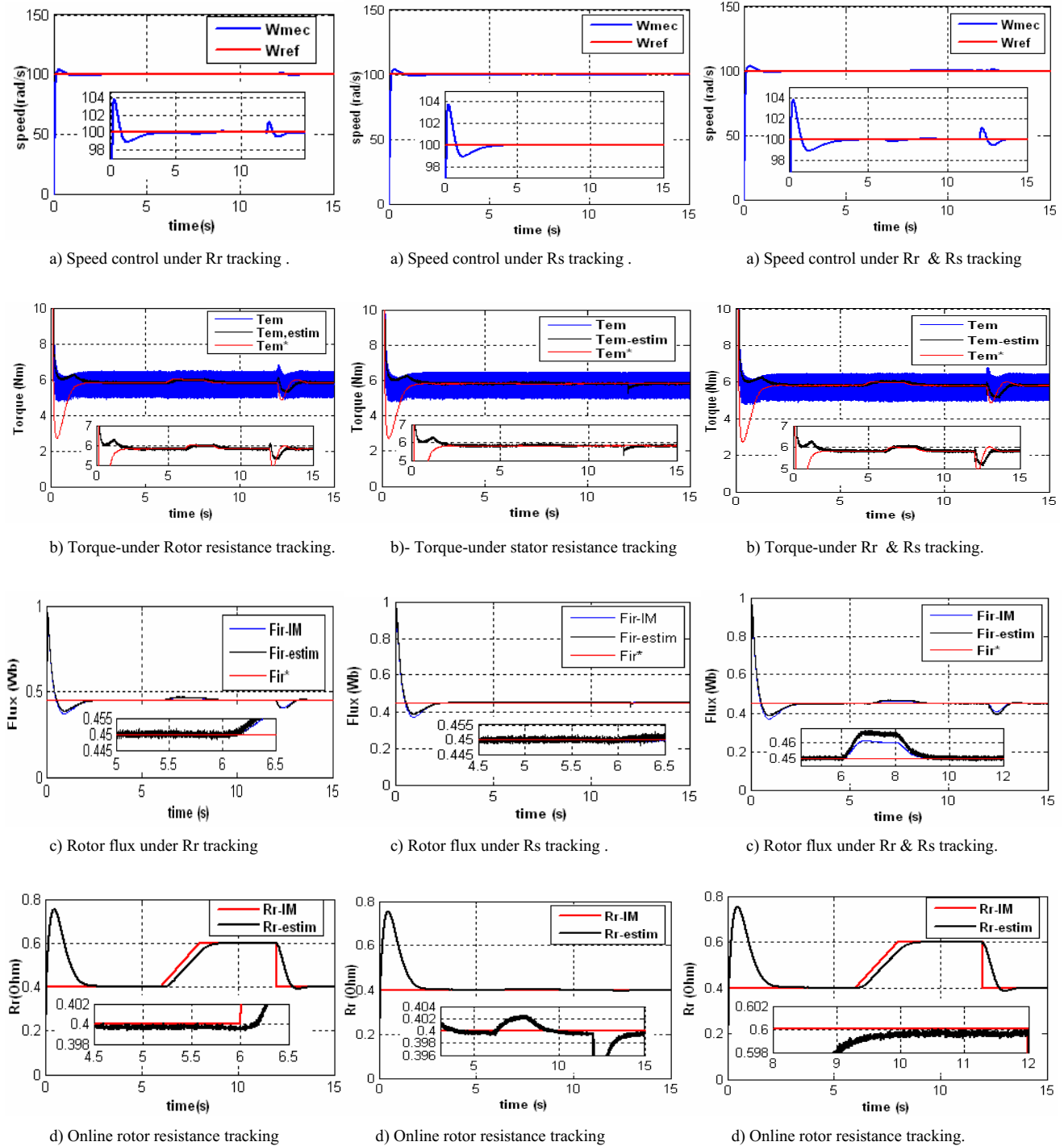
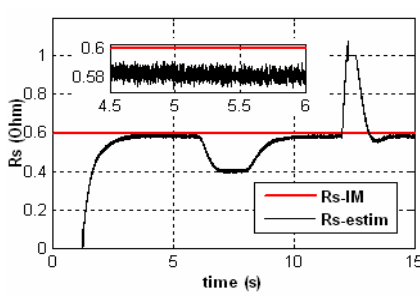


Fig. 8 Variable rotor and constant stator resistances

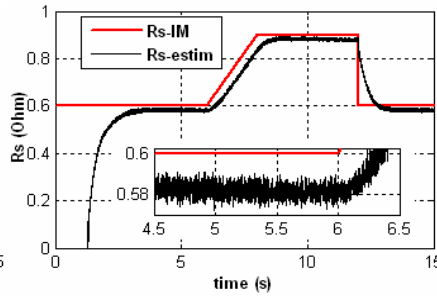
Fig. 9 Constant rotor and variable stator resistances

Fig. 10 Simultaneous rotor and stator resistances variation.



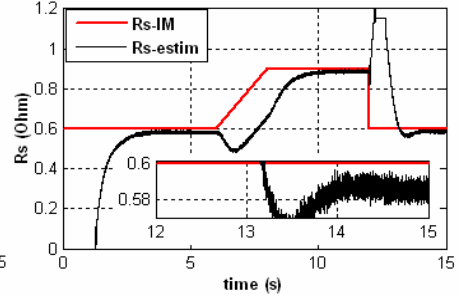
e) Online stator resistance tracking

Fig. 8 (Cont.)



e) Online stator resistance tracking

Fig. 9 (Cont.)



e) Online stator resistance tracking.

Fig. 10 (Cont.)

On figures 8-d, 9-d and 10-d, rotor resistance tracking at start-up, without initial R_r value is made with almost 80% overshoot since the estimation is made with zero stator resistance in the estimator and during speed transient response. HSF and AAIA also affect the transient R_r tracking since their accuracy is affected during start-up or speed reversal transients. The most important is that the estimation algorithm always tracks the rotor resistance value at start-up and on line. The accuracy of rotor resistance tracking is less than $\pm 0.5\%$ at steady state as seen on zoomed sections on figures 8-d, 9-d and 10-d.

Since priority is given to rotor resistance tracking at start-up and online, on figures 8-e, 9-e and 10-e, it can be seen that the stator resistance tracking begins whenever condition (28) is not met. This little delay at start-up won't affect the IRFOC, that is, for online simultaneous rotor and stator resistances tracking (fig. 10-e). At steady state, accuracy of stator resistance tracking is almost $\pm 3.3\%$ depending on the hysteresis bandwidth and the sampling time.

During rotor resistance variations, stator resistance estimation reacts in the opposite direction for a short time but the plant remains stable (fig 8-d and 8-e, fig. 10-d and 10-e).

VII. CONCLUSION

Improved schemes for rotor and stator resistances tracking at start-up and online in an IRFOC are proposed and evaluated. This novel method is an easy and quick solution, different from other methods based on intensive computation algorithms such as artificial neural network, fuzzy neural network and extended Kalman filters.

Simulations were performed on current models and voltage models of the IM. Ideal sources and VSI have also been used to test the method under different patterns of resistances, fluxes, speeds and load torque variations, concluding that a self adaptive IRFOC controller is obtained.

Combination of HSF, AAIA and PI controllers allows to estimate with accuracy the IM fluxes, torque and resistances at start-up and online. Better accuracy (less than $\pm 1\%$) on both rotor and stator resistances can be obtained if a well-built PWM voltage controlled inverter is used.

APPENDIX

Squirrel cage induction motor's data and parameters:

3HP: (2.2kW), 4 poles ($pp=2$), $V_{s,nom}=120/208V-60Hz$, $I_{s,nom}=15.2/8.8A$, $N=1770rpm$, $T=10.8N\cdot m$, $K_{fr}=0.003N\cdot m/(rad/s)$, $J=0.0357kg\cdot m^2$, $R_s=0.6\Omega$, $R_r=0.4\Omega$, $L_s=L_r=0.0727H$, $L_m=0.0698H$.

REFERENCES

- [1] Baburaj Karanayil, M. Fazlur Rahman, and C. Grantham "Stator and Rotor resistance observer for Induction Motor Drive using a Fuzzy Logic and Artificial Neural Networks" *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol.20, No.4, pp. 771-780, December 2005
- [2] R. Krishnan and A.S Bharadwaj "A Review of Parameter Sensitivity and Adaptation in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Systems" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.6, No.4, pp. 623-635, Oct. 1991
- [3] D. Akamatsu, A. Chiba, T. Fukao, and M. A. Rahman. "An Improved Rotor Resistance Identification for Bearingless Induction Motors" *IEEE-IEMDC*, Vol. 3, pp. 1981-1987, May, 2005.
- [4] Baburaj Karanayil, M. Fazlur Rahman, and C. Grantham "An Implementation of a Programmable Cascaded Low Pass Filter for a Rotor Flux Synthesizer for an Induction Motor Drive" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 19, No.2, pp. 257-263, March 2004.
- [5] Xing Yu, Matthew W. Dunnigan, and Barry W. Williams "A Novel Rotor Resistance Identification Method for Indirect Rotor Flux Oriented Controlled Induction Machine System" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 17, No.3, pp. 353-364, May 2002.
- [6] Wensen Wang *et al.* "Identification of Rotor Resistance for Induction Motor with Injection of Torque Disturbance" *IEEE-IAS conf.*, Vol. 3, pp. 2048-2053, Sept. 2001.
- [7] In-Joong Ha, and Sang-Hoon Lee "An Online Identification Method for both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors without Rotational Transducers" *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol. 47, No.4, pp. 842-853, August 2000.
- [8] H. M. Kodjabadi, L. Chang, and R. Doraiswami, "A MRAS-Based Adaptive Pseudoreduced-Order Flux Observer for Sensorless Induction Motors Drive" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.20, No.4, pp. 930-938, July 2005.

- [9] Russel J. Kerkman *et al.* "A New Flux and Stator Resistance Identifier for AC Drive Systems" *IEEE Trans. on Ind. Applications*, Vol. 32, No 3, pp. 585-593, May-June 1996.
- [10] L. Zhong *et al.* "A Fuzzy Observer for Induction Motor Stator Resistance for Application in Direct Torque Control" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, No 2, pp. 215-222, March 2000.
- [11] Cao Zhengzhi, Yang Xiaobo, and Lu Zhanhong "A stator Resistance Estimator of Induction Motors Based on Fuzzy-Neural Networks" *IEEE ICEMS 2001*, Vol. 1, pp. 378-380, Aug. 2001.
- [12] L. Umanand, and R. S. Bhat "Online Estimation of Stator Resistance of an Induction Motor for Speed Control Applications" *IEE proceedings, Electric Power Applications*, Vol. 42, pp. 97-103, March 1995.
- [13] S. Haghbin *et al.* "Performance of PI Stator Resistance Compensator on DTC of Induction Motor" *IEEE IECON'03*, Vol. 1, pp. 425-430, Nov. 2003.
- [14] Byeong Seok Lee, and R. Khrisnan "Adaptive Stator Resistance compensator for High Performance Direct Torque Controlled Induction Motor Drive" *IEEE IAS*, Vol. 1, pp. 423-430, Oct 1998.
- [15] M. E Haque, and M. F Rahman "A PI Stator Resistance Compensator for Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive" *IEEE PIEMC 2000*, Vol. 1, pp. 175-179, Aug. 2001.
- [16] M. Zerbo, C. Thiffault, and P. Sicard, "Hand-Shake Filters for Signal Smoothing in a Switching Induction Machine Drive" in *Proc. IEEE ISIE '06*, pp.2389-2394, July 2006.
- [17] M. Zerbo, P. Sicard, and A. Ba-Razzouk, "Accurate Adaptive Integration Algorithms for Induction Machine Drive over a Wide Speed Range," *IEEE IEMDC'05, San-Antonio TX*, pp. 1082-1088, May 2005.

Annexes-F: Encombrement, étendue de mesure et sensibilité d'un capteur mécanique de vitesse

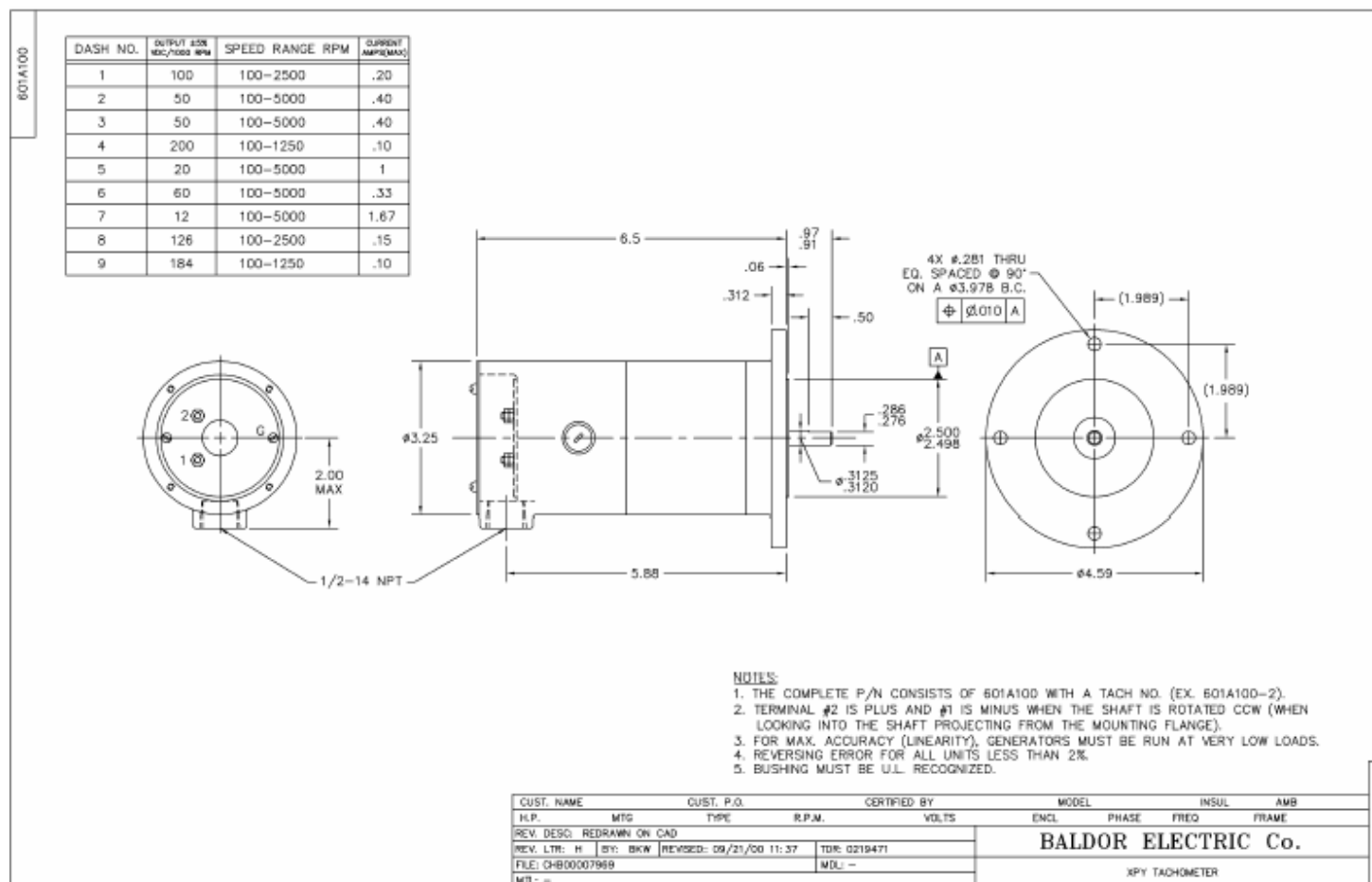


Fig. F1- Exemple de capteur de vitesse mécanique

Annexes-G: Paramètres des machines asynchrones à cage

- Paramètres de la machine asynchrone à cage de 3HP :

4 poles ($p=2$), 2.2kW, $V_{s,nom}=120/208V-60Hz$, $I_{s,nom}=15.2/8.8A$, $N=1770rpm$, $T=10.8N\cdot m$, $K_{fr}=0.003N\cdot m/(rad/s)$, $J=0.0357kg\cdot m^2$, $R_s=0.6\Omega$, $R_r=0.4\Omega$, $L_s=L_r=0.0727H$, $M=0.0698H$.

- Paramètres de la machine asynchrone à cage de 1/4 HP :

4 poles ($p=2$), 175W, $V_{s,nom}=120/208V-60Hz$, $I_{s,nom}=1.2A$, $N=1670rpm$, $T=1N\cdot m$, $K_{fr}=0.0011N\cdot m/(rad/s)$, $J=0.0022kg\cdot m^2$, $R_s=12.0296\Omega$, $R_r=7.1\Omega$, $L_s=L_r=0.565H$, $M=0.546H$.

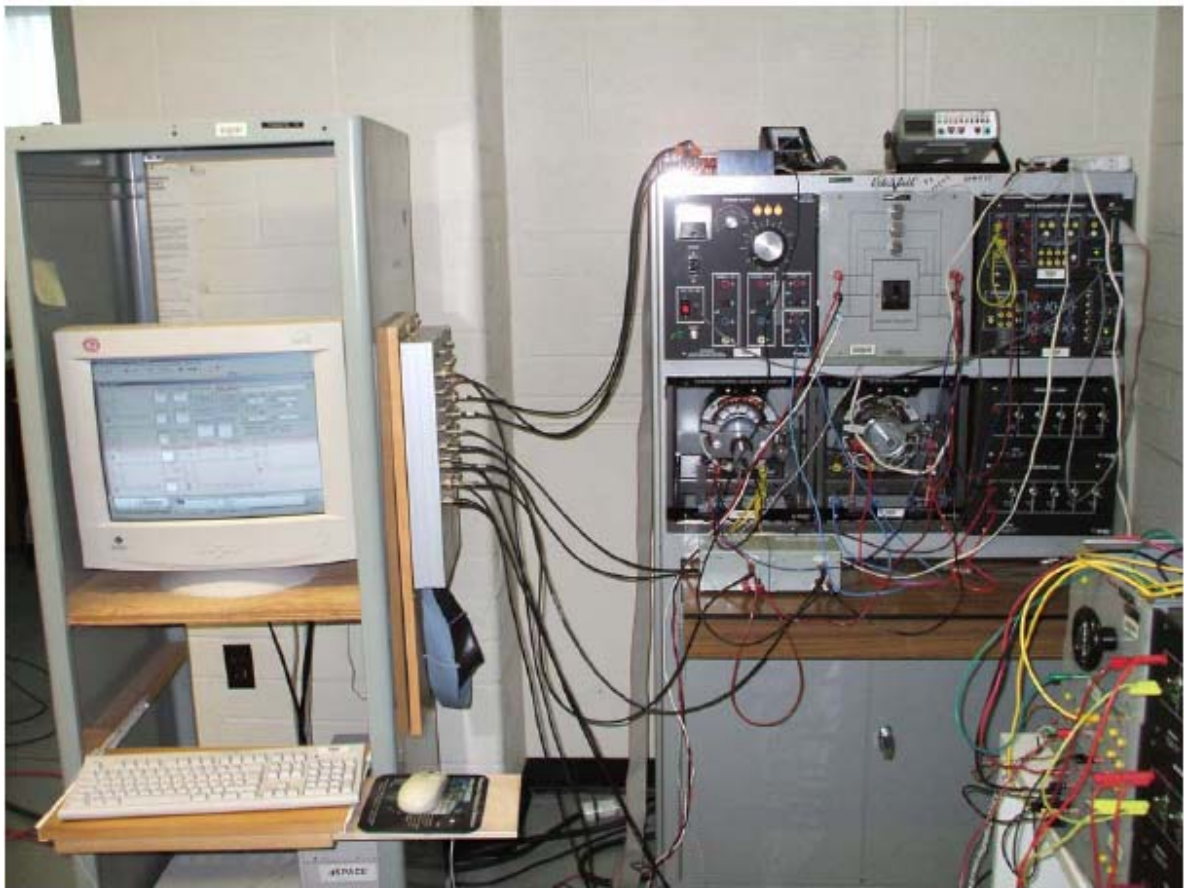


Photo No 2 : Banc d'essai en fonctionnement CIFRO adaptatif à R_r et R_s constantes (1/4 HP)

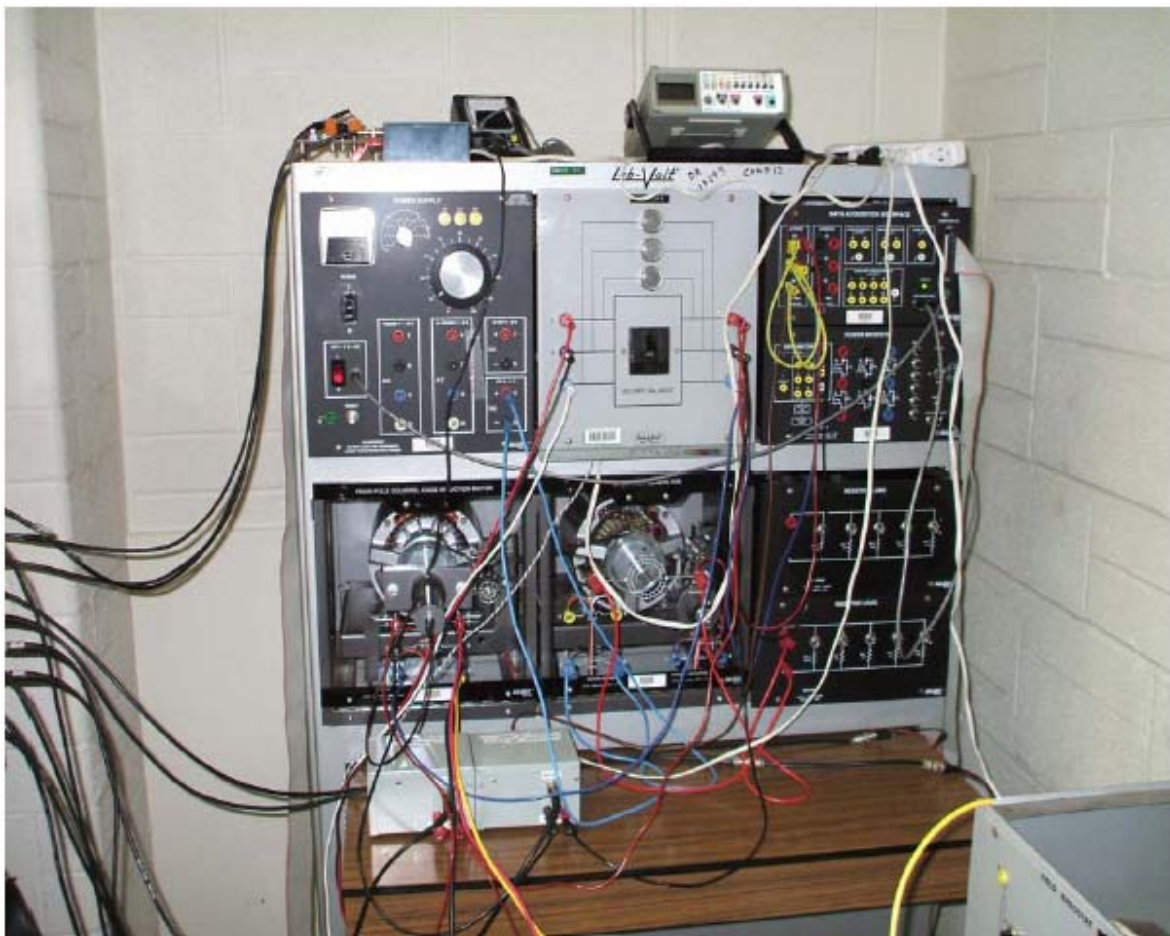


Photo No 3 : Banc d'essai en fonctionnement, CIFRO avec R_s variable (1/4 HP)