

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D' INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

THÈSE

Présentée pour obtenir le diplôme de

DOCTORAT

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE

Par :

Ouiza TOUDERT

THEME

**Contribution à l'analyse et la mise en œuvre des commandes
sans capteurs d'une machine synchrone à aimants permanents :
Application par la méthode d'injection de signal de haute fréquence**

SOUTENUE DEVANT LE JURY :

Président	HADDAD Salah	Professeur, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou
Rapporteur	LAGHROUCHE Mourad	Professeur, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou
Examineur	SEDDIKI Hamid	Professeur, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou
Examineur	GHEDAMSI Kaci	Professeur, Université Abderrahmane Mira de Béjaia
Examineur	KESRAOUI Mohamed	Professeur, INH/Université M'Hamed Bougara Boumerdes
Examineur	RAHOUI Adel	Maitre de Conférences A, ENSTP Kouba

ANNÉE : 2024

Remerciements

Cette thèse représente l'aboutissement de nombreuses années de travail personnel, marquées par des moments tantôt faciles et agréables, tantôt difficiles et déconcertants. Trois éléments principaux ont permis d'arriver à ce résultat : le mentorat scientifique, le soutien personnel et la persévérance.

Je tiens d'abord à remercier chaleureusement les membres de mon jury de thèse.

D'abord, le Professeur Salah Haddad, de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, qui a aimablement accepté le rôle de président du jury ; ensuite, le Professeur Kaci Ghedamci, de l'Université Abderrahmane Mira de Béjaia, le Professeur Mohamed Kesraoui, de l'INH, Université M'Hemed Bougara de Boumerdes et Monsieur Adel Rahoui, maître de conférences à l'ENSTP de Kouba, pour leur participation à l'évaluation de ce travail. Enfin, merci au Professeur Hamid Seddiki, de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour son soutien indéfectible et la documentation précieuse qu'il m'a fournie tout au long de ma recherche.

Je suis particulièrement reconnaissante envers mon directeur de thèse, le Professeur Mourad Laghrouche, pour avoir accepté sans hésiter la lourde tâche de m'encadrer. Je lui suis reconnaissante pour toute la confiance et le respect qu'il m'a témoignés, son suivi rigoureux de l'avancement de nos travaux, ses conseils judicieux, sa patience, sa gentillesse et ses encouragements constants, tant sur le plan scientifique que moral. Sa compréhension et son empathie durant les moments difficiles a été inestimable.

Mes remerciements s'étendent également au Professeur François Auger, qui m'a accueilli pour un stage au laboratoire de commande d'IREENA de Saint-Nazaire qui, malgré ses obligations, a accepté de diriger ma thèse et a su faire preuve de compétence, de pragmatisme et d'une grande disponibilité. Puisse-t-il voir en cette thèse l'aboutissement de longues discussions scientifiques, le fruit de ses conseils, de son orientation, échangés au travers de plusieurs années de courriers électroniques ; et puisse-t-il lire en ces lignes toute l'estime que je lui témoigne ainsi que l'honneur que j'éprouve d'avoir travaillé à ses côtés.

Je souhaite également exprimer ma sincère et profonde reconnaissance envers Azeddine Houari, maître de conférences au laboratoire IREENA de Saint-Nazaire, pour son aide pendant la phase expérimentale, notamment sa contribution à la réalisation des essais expérimentaux des algorithmes de commande élaborés. Son engagement, ses compétences et sa bonne humeur ont permis de mener à bien cette partie du travail.

Ma reconnaissance va aussi à Monsieur Luc Lorrion, Professeur au laboratoire IREENA de Saint-Nazaire, pour ses précieux conseils lors du démarrage de la partie pratique de cette thèse. Et je n'oublie pas le Professeur Mohamed Machmoum pour m'avoir accueilli au laboratoire.

Mes remerciements vont également à tous ceux qui m'ont soutenue lors de mes séjours à Saint-Nazaire, desquels Laurette et Christine, qui ont toujours su faciliter les démarches administratives ; et Franck, technicien du laboratoire, pour sa jovialité et toute l'étendue de ses compétences (sans lesquelles je n'aurais pas pu récupérer le contenu de mon disque dur). J'adresse, de plus, mes respects et ma gratitude aux Professeurs Nadia et Mourad Ait Ahmed et Madame Nadia Filiachi pour leur soutien moral durant mes séjours à Saint Nazaire. Un grand merci à ma famille, Yemma, Dada, mes sœurs et ma belle sœur pour leur soutien moral et leurs encouragements incessants durant toute la durée de ce projet.

Je peux encore entendre le murmure de mon père, un mot : "persévérance", qualité laquelle a germé en moi de son vivant, et qui a porté ce projet sans jamais lui laisser l'occasion de s'essouffler. J'adresse cet aboutissement à mon père, à son souvenir, à ce coin de ciel depuis lequel il me regarde, à l'impossible que je braverai sans un doute pour qu'il revienne partager nos réussites. A mes amies, Sonia et Annick, qui ont su alléger toutes les difficultés.

A mon neveu Hacène pour son soutien indéfectible lors de tous mes déplacements.

Je remercie mes enfants, qui ne manquent de me répéter aujourd'hui ces phrases que je n'ai eu de cesse de scander auparavant : "Etudie, continue, tu y arriveras".

Enfin, je finirai cette série de remerciements en rendant hommage à mon très cher époux, au

partenaire d'une vie, qui a su m'accompagner depuis la genèse de ce projet jusqu'à son aboutissement, et sans qui rien de cela ne serait possible. Je rends hommage à la patience dont il a fait preuve durant mes absences, à sa sollicitude durant la phase de rédaction, à sa compréhension. Je le remercie d'avoir accueilli les moments de tristesse et de joie d'un même front, d'avoir su museler mes doutes, dissiper mes inquiétudes et de n'avoir jamais manqué de mots d'encouragement.

Je me dois, au nom de toute l'implication qu'il a fourni dans ce projet, de lui dédier personnellement ce travail.

A ma très chère Yemma, pour ta bienveillance, ton dévouement et ta sagesse qui ont été des sources inestimables de force et de motivation tout au long de ce parcours académique.

A mon époux pour ton soutien inébranlable.

A mes enfants, qui m'ont inspiré chaque jour avec leur curiosité et leur joie de vivre.

A mon frère, mes sœurs, mes neveux et ma belle sœur, pour leur amour et leur foi en moi.

A mon directeur de thèse, Monsieur Mourad Laghrouche, pour sa guidance précieuse et ses conseils avisés. Cette thèse n'aurait pas été possible sans votre expertise.

A mes amies et collègues pour leur soutien moral et leurs encouragements tout au long de ce voyage.

Veillez trouver dans ce travail un hommage à votre soutien et une ode à la persévérance.

" Simal nettawed, simal ziγ mazal ad nawed " Proverbe Amaziγ

Plus on franchit les obstacles, plus il reste encore des obstacles à franchir.

Traduction en français

Symboles et Notations

Symboles et Actonymes :

BP :	Bande pass.
DFT :	Discret Fourier transformation.
f.é.m :	Force électromotrice.
HF :	Haute Fréquence.
HP :	High pass.
IGBT :	Insulated Gate Bipolar Transistor.
INFORM :	Indirect Flux Detection by On-line Reactance Measurement.
LP :	low pass.
MLI :	Modulation de Largeur d'Impulsion.
MSAI :	Moteur Synchrone à Aimants Permanents Internes.
MSAP :	Moteur (ou Machine) Synchrone à Aimants Permanents.
MSAS :	Moteur Synchrone à Aimants Permanents surfaciques.
OMG :	Observateur à Mode Glissant.
PI :	Proportionnel Intégral.
SVPWM :	Space Vector Pulse Width Modulation.

Indices :

α, β :	Axes α et β du repère biphasé stationnaire (lié au stator).
d, q :	Axes d et q du repère biphasé tournant (lié au rotor).
δ, γ :	Axes δ et γ du repère biphasé tournant estimé (hypothétique).
$\tilde{(\cdot)}$:	Erreur sur la variable.
$(\cdot)_{ref}$ ou $(\cdot)^*$:	Grandeur de référence.
$(\cdot)_c$:	Haute fréquence (carrier).
a, b, c :	Phases du stator ou les axes a, b et c du repère triphasé.
$\hat{(\cdot)}$:	Variable estimée.

Paramètres :**A**

α_{max} :	Accélération maximale de la machine.
α_{max} :	Accélération maximale du moteur.
W_n :	Action intégrale globale du système.
ξ :	Amortissement de l'observateur.
V_c :	Amplitude du signal injecté.
I_f :	Amplitudes du courant fondamental.
I_{cp} et I_{cn} :	Amplitudes de la séquence positive et négative de la composante inverse du courant haute fréquence.
$\varphi_{BP}(\omega), \varphi_{HP}(\omega)$:	Arguments des filtres passe-bande, passe-haut, de deuxième ordre.

C

m_{LP} et m_{HP} :	Coefficients de qualités respectivement des filtres passe haut et passe bas utilisées dans le filtre passe bande.
m_{Lp2} :	Coefficient de qualité du filtre passe bas utilisées dans la méthode conventionnelle.
m_{Lp4} :	Coefficient de qualité du filtre passe bas 4 utilisé dans la méthode simple.
f :	Coefficient de frottement visqueux.
$I_{\alpha\beta dem}$:	Composante inverse du courant.
$i_\alpha i_\beta$:	Courants statoriques diphasés dans le repère fixe (α, β) .
$i_d i_q$:	Courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) .
C_{em} :	Couple électromagnétique du moteur.
C_r :	Couple de charge.

E

ε :	Erreur entre le signal de référence et le signal estimé.
-----------------	--

F

Q :	Facteur de qualité.
Φ_f :	Flux des aimants permanents à travers les bobines statoriques.
$\Phi_d \ \Phi_q$:	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) .
$\Phi_\alpha \ \Phi_\beta$:	Flux statoriques diphasés dans le repère (α, β) .
$H_{LpA}(s)$:	Fonction de transfert du filtre passe bas utilisé dans la méthode simple.
$H_{BP}(s)$:	Fonctions de transfert du filtre passe bande utilisé dans la méthode conventionnelle.
$H_{LP}(s)$:	Fonction de transfert du filtre passe bas utilisé dans la méthode conventionnelle.
$H_{HP}(s)$:	Fonction de transfert du filtre passe haut utilisé dans la méthode conventionnelle.
f_c :	Fréquence du signal injecté.
f_s :	Fréquence des courants statoriques.
f_r :	Fréquence rotorique.

G

K_Q :	Gain
K_a et K_b :	Gains proportionnel et intégral du régulateur PI utilisés dans l'observateur pour l'estimation de la position et de la vitesse.
K_p :	Gain proportionnel du régulateur PI.
K_i :	Gain intégral du régulateur PI.

I

m :	Indice de modulation.
$Z_d \ Z_q$:	Impédance statoriques directe et en quadrature.
L_i :	Inductance propre d'une phase statorique, $i = 1, 2$, ou 3 .
$L_d \ L_q$:	Inductances statoriques directe et en quadrature.

M	
$[\mathcal{C}], [\mathcal{C}]^{-1}$	Matrices de passage direct et inverse de Concordia.
$[R(\theta)], [R(\theta)]^{-1}$	Matrices de rotation.
$[P(\theta)], [P(\theta)]^{-1}$	Matrices de passage direct et inverse de Park.
$[L_{\alpha\beta}] :$	Matrice des inductances statoriques dans le repère fixe (α, β) .
$[L_{abc}] :$	Matrice des inductances statoriques.
$J :$	Moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble (machine + charge).
$L :$	Moyenne des inductances statoriques.
$\Delta L :$	Moyenne de la différence des inductances statoriques.
$M_{ik} :$	Mutuelle entre phase (i, k) du stator.
N	
$N_i :$	Nombre d'impulsion du codeur incrémental.
$P :$	Nombre de paire de pôles.
O	
$s :$	Opérateur de Laplace.
P	
$T_s :$	Période d'échantillonnage.
$w_1 :$	Pôle dominant de la fonction de transfert du système à réguler.
$\theta_r :$	Position mécanique du rotor.
$\theta :$	Position électrique du rotor.
$\omega_s :$	Pulsation électrique de la machine.
$\omega_c :$	Pulsation du signal injecté.

ω_{LP4} :	Pulsation caractéristique du filtre passe bas utilisée dans la méthode simple.
ω_{LP2} :	Pulsation caractéristique du filtre passe bas utilisé dans la méthode conventionnelle.
ω_{LP} et ω_{HP} :	Pulsations caractéristiques des filtres passe haut et passe bas utilisées dans le filtre passe bande.
	R
ξ :	Rapport de saillance.
T_Q :	Retard causé par l'onduleur et le capteur.
R_s :	Résistance d'une phase statorique.
	S
φ :	Somme des déphasages des filtres utilisés.
	T
E :	Tension du bus continu.
$v_d v_q$:	Tensions statoriques diphasées dans le repère tournant (d, q) .
$v_\alpha v_\beta$:	Tensions statoriques diphasées dans le repère fixe (α, β) .
$V_{\alpha\beta c}^*$:	Tension de la porteuse dans le repère fixe (α, β) .
	V
$v_s = [v_a v_b v_c]^T$:	Vecteur des tensions aux bornes des trois phases statoriques.
$i_s = [i_a i_b i_c]^T$:	Vecteur des courants dans les trois phases statoriques.
$\Phi_s = [\Phi_a \Phi_b \Phi_c]^T$:	Vecteur flux totaux statoriques.
$\Phi_{sf} = [\Phi_{af} \Phi_{bf} \Phi_{cf}]^T$:	Vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les phases statoriques.
Ω_r :	Vitesse mécanique de rotation du rotor.
ω_r :	Vitesse électrique de rotation du rotor.

Table des matières

Symboles et Notations	7
Table des figures	17
1 Modélisation et simulation de la commande de vitesse du MSAP	9
1.1 Introduction	9
1.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	10
1.2.1 Modèle du MSAP dans le repère triphasé (abc)	12
1.2.2 Modèle du MSAP dans le repère de Park (d, q)	13
1.2.3 Modèle du MSAP dans le repère fixe (α, β)	15
1.3 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI vectorielle	17
1.3.1 Principe de fonctionnement de la SVPWM	18
1.3.2 Description de l'algorithme de commande de la SVPWM	20
1.4 Commande vectorielle du MSAP	23
1.5 Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP	28
1.6 Conclusion	29
2 Stratégies de commande sans capteur mécanique du MSAP	35
2.1 Introduction	35
2.2 Classification des techniques de commande sans capteur mécanique du MSAP	37
2.3 Commande sans capteur mécanique du MSAP	37
2.3.1 Capteurs logiciels basés sur le modèle de la machine	37
2.3.2 Capteurs logiciels sans modèle du MSAP	48
2.4 Modèle du MSAP en haute fréquence	66
2.5 Simulation de l'injection d'une tension HF rotative directe à un MSAI	68

2.6	Conclusion	72
3	Estimation de la position et de la vitesse par injection d'une tension HF	75
3.1	Introduction	75
3.2	Méthodes d'extraction de la composante inverse du courant	77
3.2.1	Extraction de la composante inverse par deux filtres synchrones passe haut	77
3.2.2	Extraction des composantes inverses par un filtre analogique suivi d'un filtre synchrone passe haut	80
3.2.3	Extraction des composantes inverses par un filtre synchrone passe bas . .	81
3.3	Choix et dimensionnement des filtres	83
3.3.1	Choix des filtres	83
3.3.2	Représentation d'un signal	83
3.3.3	Dimensionnement des filtres utilisés	85
3.4	Estimation de la position et de la vitesse du rotor	89
3.4.1	Estimation de la position et de la vitesse par la fonction arc-tangente . . .	89
3.4.2	Estimation de la position et de la vitesse du rotor par le processus hétéro- dyné suivi d'un observateur en boucle fermée	90
3.5	Compensation de l'erreur d'estimation de la position	95
3.6	Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique du MSAP	101
3.6.1	Analyse spectrale des signaux	103
3.7	Conclusion	109
4	Mise en œuvre de la commande sans capteur par injection de signal HF	115
4.1	Introduction	115
4.2	Présentation du banc d'essai expérimental	115
4.2.1	Le moteur synchrone MSAP	116
4.2.2	L'onduleur	117
4.2.3	Présentation de la carte d'acquisition Dspace1103	118
4.2.4	Les capteurs	119
4.3	Implémentation de la commande sans capteur du MSAP par injection de signal HF en utilisant le démodulateur proposé	121

4.4	Résultats expérimentaux et interprétation	123
4.5	Conclusion	124
	Conclusion Générale	131
	Bibliographie	133
.1	Transformation de Park	145
.2	Transformation de Concordia	145

Table des figures

1.1	Moteur industriel synchrone à aimants permanents [51].	10
1.2	Structure générale d'un actionneur synchrone.	11
1.3	Représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents.	11
1.4	Repère triphasé (abc) - Repère tournant (d, q) - Repère fixe (α, β).	17
1.5	Association onduleur-machine.	19
1.6	Principe d'application d'un vecteur de référence dans la modulation vectorielle (SVPWM).	21
1.7	Synoptique général d'une régulation de vitesse du MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux.	24
1.8	Structure de la boucle de régulation avec un régulateur PI.	25
1.9	Schéma fonctionnel de la régulation de courant i_d	27
1.10	Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse ω_r	28
1.11	Vitesse de rotation pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec application d'un couple de charge de 1 N.m.	30
1.12	Couple électromagnétique pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s et un couple de charge de 1 N.m.	30
1.13	Position rotorique pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec application d'un couple de charge de 1 N.m.	31
1.14	Courants statoriques direct I_d (en rouge) et en quadrature I_q (en bleu) pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m.	31
1.15	Zoom sur les courants des phases statoriques I_a (en bleu), I_b (en rouge) et I_c (en vert) pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m.	32

2.20	Composante stationnaire I_α pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m et une injection d'une tension HF pour $\xi = 0.854$.	70
2.21	Zoom sur la composante de courant I_α pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m et une injection d'une tension HF pour $\xi = 0.854$.	71
2.22	Zoom sur la composante de courant I_α pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m et une injection d'une tension HF pour $\xi = 1$.	71
2.23	Zoom sur la composante de courant I_α pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m et une injection d'une tension HF pour $\xi = 1.548$.	72
3.1	Représentation des vecteurs de tension et des composantes de courant HF tournant à leurs vitesses respectives.	78
3.2	Schéma d'extraction de composante inverse par deux filtres synchrones passe haut.	78
3.3	Méthode la plus fréquemment utilisée pour l'extraction de la composante inverse.	80
3.4	Méthode simple proposée pour l'extraction de la composante inverse.	81
3.5	Réponse temporelle des trois filtres : Butterworth en vert, Bessel en bleu, Tchebychev en rouge.	85
3.6	Réponse de gain et de phase des trois filtres étudiés Butterworth en vert, Bessel en bleu, Tchebychev en rouge.	86
3.7	: Zoom sur la phase des trois filtres étudiés Butterworth en vert, Bessel en bleu, Tchebychev en rouge.	86
3.8	Réponse fréquentielle des deux démodulateurs étudiés : la méthode classique (ligne rouge) et la méthode simple (ligne bleu).	89
3.9	Estimation de la position du rotor par la fonction arc-tangente.	90
3.10	Schéma fonctionnel du processus hétérodyné suivi d'un observateur linéaire en boucle fermée du second ordre.	91
3.11	Schéma fonctionnel de l'observateur linéaire de second ordre.	92
3.12	Trajectoires de référence de la position, vitesse et de l'accélération.	95
3.13	Vitesse de référence (en noir), estimée avant le filtrage (en rouge) et estimée après le filtrage (en jaune).	96

3.14	Position de référence (en noir), estimée avant le déroulement de phase (en rouge) et estimée après le déroulement de phase (en bleu).	96
3.15	Réponse de l'observateur à un échelon de position allant de 0 à 180 degrés (en noir) pour des valeurs de l'amortissement $\xi = 0.7$ (en bleu) et $\xi = 1.95$ (en rouge).	97
3.16	Vitesse obtenue avec l'observateur (en rouge) et la consigne (en noir).	97
3.17	Position obtenue avec l'observateur (en rouge) et la consigne (en noir).	98
3.18	Erreur d'estimation de la vitesse obtenue avec la fonction arc-tangente (ligne rouge) et avec l'observateur (bleu pointillée).	98
3.19	Erreur d'estimation de la position obtenue avec la fonction arc-tangente (ligne rouge) et avec l'observateur (bleu pointillée).	99
3.20	Schéma de compensation de l'erreur proposé.	100
3.21	Schéma fonctionnel de la commande vectorielle sans capteur d'un PMSM saillant utilisant l'injection de signaux à haute fréquence.	101
3.22	Erreur de l'estimation de la position avec la méthode classique sans la compen- sation des déphasages (bleu pointillé) et avec la compensation des déphasages (ligne rouge). La vitesse de référence est constante égale à 10 rd/s.	103
3.23	Erreur de l'estimation de la position avec la méthode classique sans la compen- sation des déphasages (bleu pointillés) et avec la compensation des déphasages (ligne rouges). La vitesse de référence est constante égale à 20 rd/s.	104
3.24	Erreur de l'estimation de la position avec la méthode proposée sans la compen- sation des déphasages (bleu pointillés) et avec la compensation des déphasages (ligne rouge). La vitesse de référence est constante égale à 10 rd/s.	104
3.25	Erreur de l'estimation de la position avec la méthode classique sans la compen- sation des déphasages (bleu pointillés) et avec la compensation des déphasages (ligne rouge). La vitesse de référence est constante égale à 20 rd/s.	105
3.26	Déphasage introduits par les filtres avec la méthode classique pour les deux vitesses de référence : 10 rd/s (bleu) et 20 rd/s (rouge).	105
3.27	Déphasage introduits par les filtres avec la méthode proposée pour les deux vitesse de référence : 10 rd/s (bleu) et 20 rd/s (rouge).	106
3.28	Réponse à un échelon de vitesse de 10 rd/s, mesurée (ligne verte) et estimée (ligne rouge) lors de l'application d'un couple résistant de 1 N.m à $t = 3s$	106

3.29 Réponse à une référence de vitesse variable entre -10 rd/s et $+10$ rd/s : mesurée (ligne verte) et estimée (ligne rouge).	107
3.30 Erreur d'estimation de la vitesse obtenue avec la méthode classique (bleu pointillés) et avec la méthode proposée (ligne rouge), toutes les deux avec la compensation de phase pour une référence de vitesse variable de -10 rd/s et $+10$ rd/s.	107
3.31 Erreur d'estimation de la position obtenue avec la méthode classique (bleu pointillés) et avec la méthode proposée (ligne rouges), toutes les deux avec la compensation de phase pour une référence de vitesse variable de -10 rd/s et $+10$ rd/s.	108
3.32 Spectre du courant statorique $I_{\alpha\beta}$	109
3.33 Spectre du courant statorique après le filtre passe bande $i_{\alpha 1 \beta 1}$ obtenu avec la méthode classique.	110
3.34 Spectre du courant statorique après la première rotation $i_{\alpha 2 \beta 2}$ obtenu avec la méthode classique.	110
3.35 Spectre du courant statorique après le filtre passe haut $i_{\alpha 3 \beta 3}$ obtenu avec la méthode classique.	111
3.36 Spectre du courant statorique après la deuxième rotation $i_{\alpha 4 \beta 4}$ obtenu avec la méthode classique.	111
3.37 Spectre du courant statorique après le filtre passe bas $i_{\alpha \beta dem}$ et Zoom de la composante inverse obtenu avec la méthode classique.	112
3.38 Spectre du courant statorique après la rotation $i_{\alpha \beta s}$ obtenu avec la méthode proposée.	112
3.39 Spectre du courant statorique après le filtre passe bas $i_{\alpha \beta dems}$ et Zoom de la composante inverse obtenue avec la méthode proposée.	113
4.1 Photographie du banc d'essai expérimental.	116
4.2 Machine Synchrone.	117
4.3 Charge du MSAP (Moteur Asynchrone).	117
4.4 onduleur.	118
4.5 Boitier contenant la carte Dspace 1103.	119
4.6 Capteur de courant.	120

4.7	Capteur de tension.	120
4.8	Synoptique d'implémentation de la commande sans capteur mécanique par injection de signal HF utilisant le démodulateur proposé du MSAP.	122
4.9	Erreur d'estimation de la position, sans la compensation pour un échelon de vitesse : courbes expérimentales (en bleu et rouge) pour un échelon de vitesse de 10 rd/s et 20 rd/s et courbes de simulation (en vert et noir) pour un échelon de vitesse de 10 rd/s et 20 rd/s.	125
4.10	Déphasage pour un échelon de vitesse de 10 rd/s et 20 rd/s : courbes expérimentales (en bleu et vert) avec un échelon de vitesse de 10 rd/s et 20 rd/s et courbes de simulation (en noir et rouge) pour un échelon de vitesse de 10 rd/s et 20 rd/s.	125
4.11	Réponse à une référence de vitesse variable entre +10 rd/s et -10 rd/s : mesurée (en noir) et estimée (en rouge).	126
4.12	Erreur d'estimation de la vitesse pour une référence de vitesse variable entre +10 rd/s à -10 rd/s.	126
4.13	Zoom sur les positions électriques estimées sans compensation (en rouge), avec compensation (en bleu) et mesurée (en noir) pour une référence de vitesse variable entre +10 rd/s et -10 rd/s.	127
4.14	Erreur d'estimation de la position électrique sans compensation (en rouge), avec compensation (en bleu) pour une référence de vitesse variable entre +10 rd/s et -10 rd/s.	127
4.15	Réponse à une référence de vitesse constante de 15 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m : estimée (en rouge) et mesurée (en noir).	128
4.16	Erreur d'estimation de la position électrique sans compensation (en rouge), avec compensation (en bleu) pour un échelon de vitesse de 15 rd/s et un couple de charge de 1 N.m.	128

Introduction Générale

Au cours de ces dernières années, le besoin des entraînements électriques à vitesse variable ne cesse d'augmenter dans de nombreuses applications industrielles ou domestiques. Cette forte demande, a suscité en permanence les chercheurs à l'innovation qui concerne les composants de l'électronique de puissance, la micro-informatique, les convertisseurs électromécaniques et les microprocesseurs dédiés au traitement de signal [88].

Le développement des technologies des semi-conducteur a donné naissance aux thyristors GTO (Gate Turn Off), aux MOSFET (Metal-Oxyde-Semiconductor Field Effect Transistor) et par la suite aux IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), ce qui a permis la conception d'onduleurs à modulation d'impulsions fiables proposés à un coût non prohibitif [59], de fréquence de commutation élevée allant jusqu'à 20 kHz. Ces onduleurs sont associés à des moteurs électriques à courant alternatifs vu leurs avantages par rapport aux moteurs à courant continu et constituant ainsi des variateurs de vitesse.

L'évolution des techniques de conception assistée par ordinateur, la maîtrise de fabrication des aimants permanents et la réduction de leurs coûts de type rares (Samarium-Cobalt et Néodyme-Fer-Bore) a donné un grand essor à la machine synchrone à aimants permanents à supplanter progressivement le moteur asynchrone dans des domaines nécessitant des performances tant statiques que dynamiques élevées [81]. Les atouts de ce type de machines sont liés principalement à leurs hautes performances : compacité, simplicité de conception et de contrôle, fort couple massique et un très bon rendement [5, 34].

Actuellement, un nombre important d'applications industrielles concernent des actionneurs électriques motorisés par les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) tels que la

domotique, la traction électrique, les générateurs éoliens, les applications robotiques, les automobiles, les systèmes embarqués, etc ... [51, 52, 59].

Pour la commande de vitesse et/ou de position et pour le contrôle vectoriel des MSAP, l'alimentation des phases statoriques doit se faire en fonction de la position du rotor. La connaissance exacte de la position du rotor est nécessaire, ce qui requière alors l'utilisation de capteur de position (codeur ou résolveur) placé sur l'arbre de la machine. Toutefois, leurs emplois non seulement augmente le coût, la maintenance et la complexité, mais nuit également à la robustesse et à la fiabilité du système d'entraînement [34, 77, 81]. Toutes ces raisons, ont suscité l'engouement de la recherche sur le développement des capteurs logiciels de position afin d'éliminer le capteur physique, tout en préservant les performances statiques et dynamiques ainsi que la robustesse et la stabilité de fonctionnement. La commande sans capteur mécanique dites "sensorless" est alors apparue [81].

L'arrivée de la nouvelle génération des processeurs de signaux DSP (Digital Signal Processing) et les circuits FPGA (Field Programmable Gate Array) rapides et pas chers, a permis le recours à l'implémentation des lois de commande sans capteurs les plus performantes sur des actionneurs électriques, se basant généralement sur les mesures des tensions ou des courants statoriques pour estimer la position et/ou la vitesse [59].

Plusieurs études ont fait apparaitre de nombreuses méthodes de commande sans capteur mécanique. En effet, on peut distinguer dans la littérature deux catégories de méthodes permettant l'estimation de la position du rotor :

- ✓ Méthodes fondées sur un modèle. Celles basées sur l'intelligence artificielle et celles basées sur l'estimation de la f.é.m. à l'aide de modèles de tension, d'observateurs d'état ou de filtres de Kalman [5, 34, 76].
- ✓ Méthodes sans modèle, qui, à leur tour, sont subdivisées en deux classes :
 - celles basées sur l'inintelligence artificielle [9, 77].
 - celles basées sur la saillance de la machine [2].

Les méthodes utilisant un modèle basées sur l'estimation de la force électromotrice présentent généralement une grande sensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine, ce qui affecte

les performances et peut dégrader significativement l'estimation de la position aux basses vitesses [17, 103]. Les méthodes utilisant des observateurs d'état ou des filtres de Kalman sont moins sensibles aux variations des paramètres, mais le problème commun à toutes les méthodes mentionnées est qu'aux basses vitesses, l'observabilité se dégrade, l'amplitude de la force contre-électromotrice étant très faible pour être exploitée, ce qui augmente l'erreur d'estimation de la position du rotor [5, 28] et peut rendre le contrôle de vitesse instable [3, 31, 69].

Les méthodes basées sur l'intelligence artificielle telle que les réseaux de neurones, sont viables sur une large plage de vitesse de fonctionnement (basse, moyenne et haute vitesse). En revanche, elles nécessitent des algorithmes complexes qui sont difficiles à mettre en œuvre et qui dépendent du choix judicieux des données d'entrées [8, 77].

Lorsqu'une tension est appliquée à la machine présentant des saillances, un courant est induit dont les fréquences contiennent la position de ces saillances. Puisque ces saillances sont, en général, dues à la saturation (créée par le flux principal) ou à la variation de l'entrefer, des informations sur la position du flux principal ou du rotor peuvent être obtenues. Si elles se basent sur l'alimentation fondamentale de la machine, ces techniques échouent également à basse vitesse et à l'arrêt [2]. Une méthode basée sur l'injection d'un signal de haute fréquence proposée est celle qui se base sur l'estimation de la position des saillances via une excitation supplémentaire persistante à haute fréquence indépendante de l'alimentation fondamentale de la machine [31, 39, 49, 50]. Ces méthodes peuvent être utilisées lorsqu'il existe une saillance sous forme géométrique pour les moteurs synchrones à aimants internes (MSAI) également appelés à pôles saillants ou sous forme magnétique pour les moteurs synchrones à aimants en surface (MSAS) également appelés à pôles lisses [103]. L'avantage de ces méthodes est qu'elles sont capables d'estimer avec précision la position du rotor à faibles vitesses, et même à l'arrêt [50, 53, 81].

Cette excitation va induire des courants statoriques de haute fréquence dont la composante inverse ou négative contient l'information sur la position rotorique, cependant un traitement de signal approprié est nécessaire afin d'extraire la position de ces courants [21, 35]. La précision d'estimation de la position et de la vitesse du rotor est affectée par plusieurs facteurs tels que la non-linéarité introduite par l'onduleur, le comportement dynamique de la machine, la saturation

magnétique de la machine, le type de signal haute fréquence injecté et le traitement de signal requis pour effectuer la démodulation.

L'injection classique d'un signal haute fréquence en boucle ouverte est affectée par les propriétés non linéaires de l'onduleur, tel que l'effet des temps morts, introduisant des erreurs significatives en basses vitesses sur la valeur moyenne de la tension [65] qui se traduit par une déformation de la forme des courants qui engendre des harmoniques basse fréquence, une oscillation sur la vitesse estimée et une importante erreur sur l'estimation de la position [51]. Ces temps morts peuvent être compensés avec plusieurs méthodes, telles que l'utilisation d'un convertisseur matriciel utilisant la technique de profilage de modulation spatiale [84] ou bien en adoptant un algorithme d'injection de tension haute fréquence à onde carrée sans compensation [79].

En commande vectorielle sans capteur, le couple de démarrage du moteur généré, dépend de la précision sur l'estimation de la position initiale du rotor. Si l'erreur sur la position initiale est relativement importante, la valeur du couple de charge au démarrage sera limitée ce qui entraînera une perte de contrôle et le décrochage de la machine [64].

L'utilisation du modèle linéaire de la machine induit une erreur d'estimation de la position du rotor qui est due à la saturation magnétique du moteur. Cette erreur dépend du couple de charge et de la valeur du courant statorique. Un modèle non linéaire tenant compte des effets de la saturation magnétique et leur compensation permet d'estimer correctement la position du rotor [51].

Plusieurs formes de signaux d'excitation hautes fréquences peuvent être injectées à savoir : un vecteur rotatif sinusoïdal [2, 21, 31, 35, 50, 62], un vecteur pulsé sinusoïdal [1, 39, 46, 62, 65, 68, 105], un vecteur sinusoïdal elliptique [14, 29, 42, 65, 86, 89] et un vecteur d'onde carrée [96, 99–101]. Ces signaux peuvent être injectés dans différents repères : le repère stationnaire, le repère tournant ou le repère tournant estimé (repère hypothétique). Il existe des différences significatives dans les modèles hautes fréquences résultant de ces signaux injectés. Par conséquent, dans la méthode de démodulation de la composante de courant statotique utile à l'estimation de la position rotorique.

La stratégie d'injection d'un vecteur rotatif sinusoïdal est simple et facile à mettre en œuvre [100]. La méthode d'injection d'un vecteur pulsée sinusoïdal est plus précise [62], moins sensible à l'effet de temps mort du dispositif d'alimentation que la méthode d'injection rotative [53]. Cependant, sa résolution est faible aux basses vitesses, elle requière quelques opérations supplémentaires pour le traitement de signal [62,68] et elle peut être confrontée aux problèmes de temps de convergence et de stabilité limitée du système. Pour surmonter ces problèmes, une méthode de démodulation directe est proposée dans [53,104]. L'injection d'un vecteur d'onde carrée réduit ce temps de réponse. En outre, elle améliore considérablement la bande passante de l'estimation de la position et de la régulation du courant [14,63]. Cette méthode présente deux inconvénients, le premier est que la tension haute fréquence injectée doit augmenter avec la fréquence d'injection pour maintenir un rapport signal/bruit (S/B) raisonnable par conséquent il peut affecter le bon fonctionnement de la machine. Le second inconvénient est la nécessité d'une démodulation complexe du signal, contrairement aux méthodes d'injection de signaux sinusoïdaux conventionnelles, ce qui a amené certains auteurs à proposer une nouvelle stratégie d'injection d'un signal à onde carrée utilisant la composante homopolaire [1,104].

L'injection d'un signal sinusoïdal elliptique a été introduite pour la première fois par Corley et Lorenz (1998) [29], puis elle est utilisée par [65,89] pour estimer la position sur une large plage de vitesse de fonctionnement. Néanmoins la précision sur la position estimée est affectée par la saturation, et augmente avec l'augmentation de la charge, ce qui peut engendrer des oscillations et une instabilité, qui dégradent les performances de la commande [27,29].

L'injection dans le moteur d'une tension de haute fréquence rotative sinusoïdale dans le repère stationnaire, induit des courants statoriques de haute fréquence dont la composante inverse est modulée par la position rotorique. La difficulté de cette méthode reste dans le choix des signaux imposés ainsi que la récupération par filtrage de la composante utile à l'estimation de la position. Par conséquent, les aspects liés aux traitements de signal sont prépondérants pour cette méthode. Dans le cas de la présence d'une seule saillance dans la machine, trois techniques d'extraction des composantes inverses utilisant des filtres analogiques peuvent être trouvées dans la littérature [2,10,31] : deux filtres synchrones passe-haut, un filtre analogique suivi de deux filtres synchrones passe haut et un filtre synchrone passe bas.

Les inconvénients de la première technique sont liés à l'augmentation de son temps de réponse qui est dû aux filtres de premier ordre utilisés, à l'impossibilité d'éliminer les perturbations proches de la composante haute fréquence en plus de la nécessité d'utiliser la vitesse de synchronisme qui peut conduire à l'instabilité [2, 10].

La deuxième méthode est la solution conventionnelle la plus utilisée pour extraire la composante inverse du courant statorique, en combinant trois filtres à temps continu (un filtre passe bande, un filtre passe haut et un filtre passe bas). Les limitations de cette méthode sont liées à sa complexité, une bande passante limitée et aux déphasages ajoutés à la position du rotor, ce qui entraîne une estimation biaisée de la position. La troisième méthode exige l'utilisation d'un filtre passe bas d'ordre élevé [2, 10]. Par conséquent, elle n'est pas recommandée pour des applications numériques en raison des problèmes d'instabilité qu'elle peut engendrer [2, 10].

C'est principalement dans cette direction que notre travail de thèse s'est orienté, qui consiste en l'utilisation de la troisième technique d'extraction du courant contenant l'information sur la position du rotor. Nous avons d'abord modélisé et simulé sous le logiciel Matlab/Simulink, la commande vectorielle de notre actionneur motorisé par le MSAP, où la position et la vitesse du rotor sont obtenues par une mesure. Une injection d'une tension rotative sinusoïdale de haute fréquence dans le repère fixe, induit des courants de haute fréquence dont la composante négative est modulée par la position du rotor. Afin d'extraire cette composante de courant et d'en déduire par la suite la position du rotor, nous avons utilisé deux démodulateurs : celui imposé par la technique conventionnelle ou compliquée et celui que nous avons conçu se basant sur la troisième technique d'extraction. Cette technique de démodulation que nous proposons, diffère de la méthode classique par le fait qu'elle utilise seulement un filtre passe bas à temps continu, la raison pour laquelle nous l'avons nommée « méthode simple ». Un choix pertinent du filtre à utiliser et un dimensionnement adéquat a été réalisé. Un processus hétérodyné suivi d'un observateur linéaire de deuxième ordre est conçu dans l'objectif d'estimer la position et la vitesse du rotor. Une erreur sur la position estimée a été observée dans les deux méthodes étudiées, qui est due aux déphasages introduits par les filtres utilisés. Nous avons proposé des schémas de compensation de ces retards pour chacune d'elles. Une étude comparative des deux démodulateurs est menée

par simulation numérique, montrant ainsi l'efficacité de la méthode simple à fournir l'information non biaisée sur la position en basses vitesses et même à l'arrêt.

Une implantation en temps réel dans l'environnement Matlab/Simulink/Dspace 1103, de la commande sans capteur utilisant la méthode de démodulation simple a été réalisée sur un banc d'essai disponible au laboratoire IREENA de Saint-Nazaire-Nantes, contenant un moteur synchrone à aimants permanents de type YASKAWA, à faible saillance, de 4.4 kW et de vitesse nominale de 1500 *tr/min*. Les résultats expérimentaux obtenus valident ainsi les résultats de simulation.

Pour mener à bien notre étude, la thèse s'articule donc autour des chapitres suivants :

- Le premier chapitre est dédié à une brève description et à la modélisation des différents éléments constituant l'actionneur électrique étudié à savoir : le MSAP à forces électromotrices sinusoïdales et à faibles saillances, dont les équations sont rappelées dans les différents repères : le repère triphasé(abc), le repère de Park (d,q) et le repère lié au stator (α, β); l'onduleur à MLI vectorielle et les correcteurs proportionnel-intégral (PI) utilisés ainsi que leur dimensionnement. Des résultats de simulation obtenus en poursuite et en régulation sous MATLAB/SIMULINK de la commande vectorielle à flux orienté du MSAP valident la commande.
- Le deuxième chapitre porte essentiellement la classification des stratégies de commande sans capteur mécanique du MSAP selon la gamme de vitesse de fonctionnement ainsi qu'un aperçu sur le principe de base des techniques sensorless les plus utilisées et la mise en évidence de leurs limites à basses vitesses et à l'arrêt. Nous présentons brièvement la technique d'injection de signal de haute fréquence et les deux types de signaux HF, les plus fréquemment utilisés pour la commande sensorless d'un MSAP, en exposant les avantages et les inconvénients de chacun d'eux. Une simulation numérique de l'injection d'une tension sinusoïdale rotative directe de haute fréquence au MSAP, conduit à des résultats parfaitement en accord avec la théorie, établie sur l'influence de la variation de la saillance sur les allures des composantes des courants statoriques dans le repère stationnaire.
- Dans le chapitre trois, le modèle du MSAP en haute fréquence et à basses vitesses, ob-

tenu en injectant un signal sinusoïdal rotatif est établi. Trois méthodes d'extraction de la composante inverse du courant citées dans la littérature sont présentées. Une étude comparative de deux de ces méthodes de démodulation par simulation est alors menée : la méthode conventionnelle ou classique et la méthode simple. Un choix judicieux de type de filtres analogiques à utiliser ainsi que leur dimensionnement a été effectué. Des schémas de compensation des déphasages introduits par les filtres qui affectent la précision sur l'estimation de la position sont alors proposés pour chacune des méthodes. Une estimation de la position par la fonction arc-tangente suivi d'un filtre passe bas et par le procédé hétérodyné suivi d'un observateur est réalisée.

- Le quatrième chapitre est consacré à la mise en œuvre de la commande vectorielle sans capteur du MSAP utilisant la méthode de démodulation simple, sans et avec la compensation du déphasage introduit par le filtre sur le banc d'essai expérimental à base de la carte de commande temps réel dSPACE DS1103, dans l'environnement Matlab/Simulink se trouvant au laboratoire IREENA de Saint Nazaire à Nantes. Des essais expérimentaux ont été réalisés, à savoir l'essai à vide avec une vitesse constante, un Benchmark commande ainsi qu'un essai en charge, validant ainsi les résultats théoriques préalablement obtenus.
- La thèse se termine par une conclusion générale qui résume le travail accompli et les perspectives envisagées.

Notre contribution à ce large domaine consiste en :

- ✓ l'utilisation d'une nouvelle méthode simple comparée à la méthode conventionnelle habituellement utilisée pour la démodulation du courant haute fréquence, afin d'extraire la composante contenant l'information sur la position.
- ✓ L'utilisation d'un observateur du deuxième ordre en boucle fermée permettant de forcer la convergence du vecteur issu de l'estimation vers le vecteur issu de la mesure et ainsi d'estimer la vitesse de rotation du rotor et sa position.
- ✓ La compensation efficace des différents déphasages introduits par les filtres utilisés dans les deux méthodes étudiées ce qui a conduit à l'amélioration de la précision d'estimation de la position.
- ✓ La validation de la méthode proposée même sur un MSAP à très faible saillance qui a servi à effectuer les essais expérimentaux utilisant la carte Dspace DS1103.

Chapitre 1

Modélisation et simulation de la commande de vitesse du MSAP

1.1 Introduction

Depuis l'avènement et le développement des matériaux de haute énergie tels que les aimants permanents, l'utilisation des machines synchrones à aimants permanents connaît un regain d'intérêt dans une gamme de puissance d'une centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsions de navires, traction, pompe . . .) [59]. La figure (1.1) représente un moteur industriel synchrone à aimants permanents. En effet, un intérêt particulier et significatif leur est consacré ces dernières années, de part les nombreux avantages qu'ils procurent à savoir : un rendement élevé, une construction robuste, un couple et une puissance massiques importants et tout cela pratiquement sans entretien [5, 34]. Ce type de machines jouit d'une réputation remarquable dans plusieurs secteurs tels que : les servomoteurs, les transports terrestres (ferroviaire), l'automobile, les systèmes embarqués et les générateurs éoliens [34, 103]. On les retrouve également dans les dispositifs exigeant une grande précision comme les imprimantes électriques, broches de machines outils, bras de robots et les équipements médicaux (les pompes médicales, les souffleurs et les compresseurs) [51, 59].

Les évolutions récentes des composants semi-conducteurs de l'électronique de puissance, associées aux performances croissantes de l'informatique industrielle (micro-contrôleurs, DSP et FPGA) ont permis depuis peu, l'essor des actionneurs électriques pour les machines à courant alternatif en général et pour la machine synchrone à aimants permanents en particulier [59, 74].

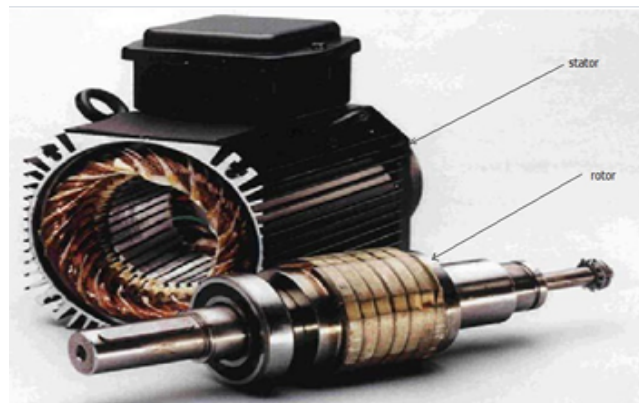


FIGURE 1.1: Moteur industriel synchrone à aimants permanents [51].

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable, l'actionneur électrique motorisé par un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), comporte plusieurs éléments : le moteur synchrone, un convertisseur statique, un système de mesure comportant des capteurs de tensions, de courants, de position et de vitesse afin de générer la commande et dont le schéma de principe est représenté par la figure (1.2) [90].

Ce chapitre a pour objectif de simuler un asservissement du MSAP alimenté par un onduleur de tension pour en faire un actionneur électrique à vitesse variable. Il débute par une brève description et une modélisation des différents éléments constitutifs de l'association Onduleur-Machine-Commande : Le MSAP à forces électromotrices sinusoïdales et à pôles saillants, l'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions vectorielle et la stratégie de la commande à flux orienté. Les modèles du MSAP dans les trois repères : réel (abc), tournant (d,q) et fixe (α,β) sont donnés, ceci a pour finalité de faire la commande vectorielle ainsi que la commande sans capteur mécanique du MSAP par injection de signal de haute fréquence. Nous finissons ce chapitre, par la présentation des résultats de simulation numérique en poursuite et en régulation obtenus, moyennant le logiciel Matlab/Simulink.

1.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Comme dans toutes les machines tournantes, on distingue la partie fixe appelée stator, de la partie tournante appelée rotor. L'entrefer est l'espace aménagé entre les deux armatures, il peut être constant (rotor lisse) ou variable (rotor saillant), qui est le cas de notre étude. En mode générateur la machine fournit de l'énergie au réseau, alors qu'en mode moteur elle en

consomme. Le stator est constitué d'un empilage de tôles magnétiques contenant des encoches

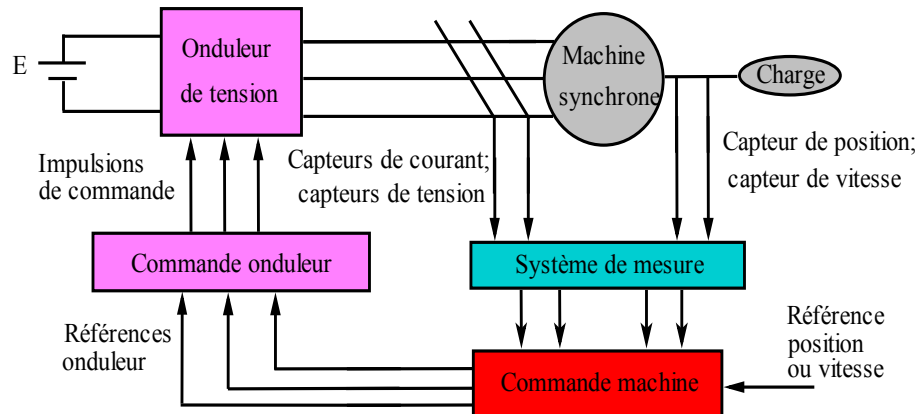


FIGURE 1.2: Structure générale d'un actionneur synchrone.

dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques déphasés, l'un par rapport à l'autre, de $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace, connectés généralement en étoile et produit un champ magnétique de pulsation (ω_s) proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor (Ω_r) [81]. Le rotor est formé par des aimants

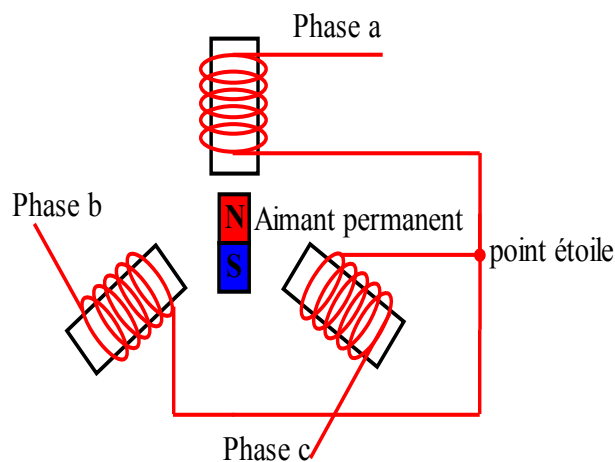


FIGURE 1.3: Représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents.

permanents qui génèrent un champ magnétique constant qui ont l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques [34]. La figure (1.3) schématise les différentes parties constituant la machine synchrone à aimants permanents.

Le modèle mathématique est un mode de représentation de la machine réelle permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement, et d'autre part de prévoir le comportement de la machine. Le modèle de la machine peut être représenté

dans trois repères : le repère triphasé réel (abc) , le repère biphasé tournant (d, q) et le repère biphasé fixe (α, β) .

Afin de réduire la complexité du modèle de la machine, certaines hypothèses usuelles données dans la majorité des références sont adoptées comme suit [59, 76, 103] :

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

Nous considérons dans ce travail que, le stator et le rotor sont de constitution symétrique avec p paire de pôles. Le stator comporte trois phases connectées en étoile à neutre isolé, comme le montre la figure (1.3), le système triphasé formé par les forces contre-électromotrices de la machine constitue un système équilibré, par conséquent les composantes homopolaires sont nulles.

1.2.1 Modèle du MSAP dans le repère triphasé (abc)

Dans le repère triphasé (abc) , les tensions statoriques du MSAP en fonction des courants et des flux statoriques sont exprimées par [25, 81] :

$$[v_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (1.1)$$

avec : $[x_s] = [x_a \ x_b \ x_c]^T$. La variable x_s peut être une tension, un courant ou un flux.

et $[R_s]$ la résistance statorique donnée par : $[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$. La relation entre les flux

et les courants statoriques s'écrit comme suit :

$$[\Phi_{abc}] = [L_{abc}] [i_{abc}] + [\Phi_{abc f}] \quad (1.2)$$

$[L_{abc}]$ est la matrice des inductances statorique donnée par :

$$[L_{abc}] = \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

les éléments de la matrice $[L_{abc}]$ au sens de la théorie du premier harmonique sont donnés par :

$$\begin{aligned}
L_a &= L_1 + L_0 + L_2 \cos(2\theta_r) \\
L_b &= L_1 + L_0 + L_2 \cos\left(2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
L_c &= L_1 + L_0 + L_2 \cos\left(2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
L_{ab} &= L_{ba} = -\frac{1}{2}L_0 + L_2 \cos\left(2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right)\right) \\
L_{ac} &= L_{ca} = -\frac{1}{2}L_0 + L_2 \cos\left(2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right)\right) \\
L_{bc} &= L_{cb} = -\frac{1}{2}L_0 + L_2 \cos(2(\theta_r + \pi))
\end{aligned} \tag{1.4}$$

L_1 est l'inductance de fuite.

L_0 et L_2 sont les deux composantes de l'inductance des enroulements statoriques.

$[\Phi_{abc f}]$ représente le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les trois phases a, b et c tel que :

$$[\Phi_{abc f}] = \begin{pmatrix} \Phi_{af} \\ \Phi_{bf} \\ \Phi_{cf} \end{pmatrix} = \Phi_f \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \tag{1.5}$$

θ_r est la position électrique du rotor et Φ_f est l'amplitude du flux créé par les aimants permanents.

En combinant les équations (1.1), (1.2), (1.3) et (1.5), on obtient le modèle triphasé du MSAP dans le repère (abc) exprimé par :

$$[v_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d}{dt} \left([L_{abc}] [i_s] + [\Phi_{abc f}] \right) \tag{1.6}$$

Le comportement mécanique de la machine est régi par l'équation suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f \Omega_r \tag{1.7}$$

La relation entre la vitesse angulaire mécanique et électrique est donnée par :

$$\omega_r = p \Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \tag{1.8}$$

1.2.2 Modèle du MSAP dans le repère de Park (d, q)

La mise en équation des machines synchrones triphasés dans le repère (abc) aboutit à des modèles mathématiques complexes et non linéaires. L'étude analytique du comportement de ces machines est alors laborieuse. Pour contourner cette difficulté on introduit une transformation

qui rend les grandeurs sinusoïdales équilibrées constantes dans le temps, ce qui permet de supprimer la non linéarité des modèles précédents. Cette transformation est appelée transformation de Park, notée $P(\theta_r)$ [5, 57].

La transformation de Park permet de se placer dans le repère tournant (d, q) lié au flux du rotor représenté par la figure (1.4) telle que :

$$X_{dq0} = P(\theta_r)X_{abc} \quad (1.9)$$

l'expression de la matrice de passage $P(\theta_r)$ du repère (abc) au repère (d, q) est définie en Annexe B.

Dans ce cas, la variable X peut représenter une tension, un courant ou un flux. Dans le repère tournant, l'équation (1.1) devient [5, 76] :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d - \omega_r \Phi_q + \frac{d}{dt} \Phi_d \\ v_q = R_s i_q + \omega_r \Phi_d + \frac{d}{dt} \Phi_q \end{cases} \quad (1.10)$$

Le flux statorique dans le système d'axes (d, q) peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_{df} \\ \Phi_q = L_q i_q + \Phi_{qf} \end{cases} \quad (1.11)$$

Φ_{df} et Φ_{qf} sont les projections du vecteur flux des aimants permanents sur les axes (d, q) respectivement. Ils sont donnés par : $\Phi_{df} = \Phi_f$ et $\Phi_{qf} = 0$. Les inductances L_d et L_q sont données par les expressions [81] :

$$\begin{aligned} L_d &= L_1 + \frac{3}{2}(L_0 + L_2) \\ L_q &= L_1 + \frac{3}{2}(L_0 - L_2) \end{aligned} \quad (1.12)$$

On remplace Φ_d et Φ_q par leurs expressions dans l'équation (1.10), on obtient le modèle de Park du MSAP donné par :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \Phi_f \end{cases} \quad (1.13)$$

En appliquant la transformation de Laplace à ce système on aura :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + sL_d) I_d - \omega_r L_q I_q \\ V_q = (R_s + sL_d) I_q + \omega_r L_d I_d + \omega_r \Phi_f \end{cases} \quad (1.14)$$

Sous forme matricielle, on peut l'écrire :

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + sL_q \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_r \Phi_f \end{pmatrix} \quad (1.15)$$

Les forces électromotrices (f.é.m.) e_d et e_q peuvent s'écrire respectivement par :

$$\begin{cases} e_d = 0 \\ e_q = p\Omega_r \Phi_f \end{cases} \quad (1.16)$$

L'expression du couple électromagnétique dans le système d'axe (d,q) s'écrit :

$$C_{em} = p(\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (1.17)$$

En remplaçant Φ_d et Φ_q par leurs expressions respectives (équation 1.11), on obtient :

$$C_{em} = p[(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q] \quad (1.18)$$

Dans le cas d'une machine synchrone à pôles lisses ($L_d = L_q$), l'équation (1.18) devient :

$$C_{em} = p\Phi_f I_q \quad (1.19)$$

En examinant les équations (1.18) et (1.19), il est intéressant de noter qu'en sus du couple principal créé par l'interaction des champs rotoriques et statoriques, le MSAP à pôles saillants possède un couple réactant dû à la saillance du rotor ; il délivre alors un couple plus fort que celui d'un MSAP à pôles lisses [17, 88].

L'équation mécanique du MSAP dans le repère (d,q) est identique à celle obtenue dans le repère (abc) (équation 1.7). Le modèle ainsi obtenu sera utilisé pour la commande vectorielle du MSAP.

1.2.3 Modèle du MSAP dans le repère fixe (α, β)

Le comportement de la machine peut être décrit par un modèle diphasé fixe (α, β) . Ce modèle est constitué de deux bobines stationnaires perpendiculaires l'une par rapport à l'autre comme illustré sur la figure (1.4). Les bobines sont parcourues par des courants diphasés de $\pi/2$. Ceci permet de créer un champ tournant à la vitesse ω_r . La transformation de Concordia $C(\theta_r)$, donnée en Annexe B, permet le passage du repère triphasé (abc) au repère fixe (α, β) . Le modèle du MSAP dans ce repère est :

$$[X_{\alpha,\beta}] = [C(\theta_r)] [X_{abc}] \quad (1.20)$$

En appliquant la même transformation à l'équation (1.1), le modèle diphasé du MSAP est donné par l'équation :

$$[v_{\alpha\beta}] = [R_s] [i_{\alpha\beta}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{\alpha\beta}] \quad (1.21)$$

La nouvelle expression du flux dans le repère (α, β) est donnée par :

$$[\Phi_{\alpha\beta}] = [L_{\alpha\beta}] [i_{\alpha\beta}] + [\Phi_{\alpha\beta f}] \quad (1.22)$$

La matrice inductance de la machine a une seule saillance sinusoïdale s'exprime par :

$$[L_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} L_\alpha & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_\beta \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

où : $L_\alpha = L - \Delta L \cos(2\theta_r)$, $L_\beta = L + \Delta L \cos(2\theta_r)$, et $L_{\alpha\beta} = -\Delta L \sin(2\theta_r)$.

avec $L = \frac{L_d + L_q}{2}$ et $\Delta L = \frac{L_d - L_q}{2}$.

Les composantes du flux des aimants permanents dans le repère (α, β) sont données par :

$$[\Phi_{\alpha\beta f}] = \Phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

En remplaçant les expressions (1.22), (1.23) et (1.24) dans l'équation (1.21), on obtient le modèle du MSAP dans le domaine de Laplace exprimé par [16, 22, 63] :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_\alpha & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & R_s + sL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \Phi_f \cdot \omega_r \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Il est à noter que $sL_\alpha I_\alpha$ désigne la dérivée du produit donnée par :

$$sL_\alpha I_\alpha = L_\alpha \frac{d}{dt} i_\alpha + i_\alpha \frac{d}{dt} L_\alpha \quad (1.26)$$

et que $sL_\beta I_\beta$ désigne la dérivée du produit donnée par :

$$sL_\beta I_\beta = L_\beta \frac{d}{dt} i_\beta + i_\beta \frac{d}{dt} L_\beta \quad (1.27)$$

L'équation du couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_{em} = p (\Phi_\alpha i_\beta - \Phi_\beta i_\alpha) \quad (1.28)$$

Le passage du repère biphasé fixe au repère biphasé tournant se fait par la matrice de rotation $R(\theta)$ donnée dans l'annexe B.

$$[X_{d,q}] = [R(\theta)] [X_{\alpha,\beta}] \quad (1.29)$$

Remarque : Il est intéressant de noter que la matrice des inductances transformée par la transformation de Concordia, ou par la transformation de Park, se réduit à une matrice diagonale. Cela découple magnétiquement les variables dans les référentiels autres que le référentiel triphasé (abc).

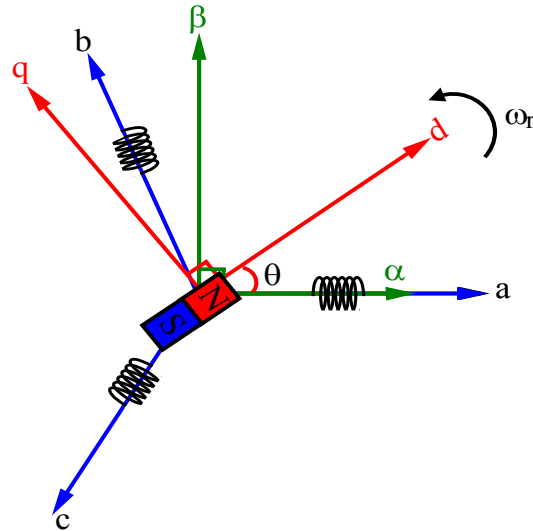


FIGURE 1.4: Repère triphasé (abc) - Repère tournant (d, q) - Repère fixe (α, β).

Ce modèle sera utilisé pour l'estimation de la position et de la vitesse par la technique d'injection de signal de haute fréquence.

1.3 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI vectorielle

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable de la machine synchrone, il est nécessaire d'alimenter cette dernière par une tension ou un courant ayant une fréquence et une amplitude variables, d'où la nécessité d'utiliser des convertisseurs statiques, généralement des onduleurs de tension. L'objectif principal de l'onduleur de tension consiste à reproduire sur la machine synchrone les références des tensions simples demandées par les boucles de commande. Il est de plus en plus fréquent de concevoir directement des modulations à partir des transformées de Concordia des tensions désirées (V_α et V_β) : il s'agit alors de la modulation de largeur d'impulsion vectorielle, couramment appelée en anglo-saxon Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM), qui s'affranchit de la notion de porteuse, et permet d'avoir la zone de linéarité maximale, un taux de distorsion harmonique de tension et de courant faible, réduction des pulsations

du couple, une implémentation simple en temps réel sur support numérique (DSP, FPGA ou micro-contrôleur) et la possibilité d'obtenir une fréquence élevée de modulation [57, 78]. Ce qui justifie son utilisation dans le cadre de notre étude.

1.3.1 Principe de fonctionnement de la SVPWM

L'onduleur de tension triphasé alimentant le MSAP est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs bidirectionnels en courant et commandés par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion vectorielle, avec une fréquence de commutation de 10 kHz. Il est représenté par la figure (1.5), où T_i et T'_i ($i = 1, 2$ ou 3) sont des transistors IGBT supposés idéaux et des alimentations considérées parfaites.

($C_i ; C'_i$) sont les différentes combinaisons de commandes qui leur sont associées, telles que :

- si $C_i = 1$, l'interrupteur T_i est passant et T'_i est bloqué.
- si $C_i = 0$, l'interrupteur T_i est bloqué et T'_i est passant.

La stratégie de modulation vectorielle a pour principe la construction vectorielle de la référence de tension à partir des différents instants de commutation et en fonction des huit vecteurs de tension V_i réalisables par l'onduleur dont six sont actifs ($i = 1, \dots, 6$), qui ont un module de $\frac{2E}{3}$ et une direction donnée et deux sont nuls ($i = 0$ et $i = 7$). Les vecteurs actifs définissent six secteurs angulaires de $(\frac{\pi}{3}$ rad) comme le montre la figure (1.6) [57, 59, 73].

La modélisation de l'onduleur consiste à trouver une relation entre les grandeurs de commande des transistors et les grandeurs électriques de la machine. Pour ce faire, nous supposons que la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé comme l'indique la figure (1.5).

En tenant compte des hypothèses cités dans les paragraphes précédents, nous pouvons considérer les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = v_{aN} - v_{bN} \\ U_{bc} = v_{bN} - v_{cN} \\ U_{ca} = v_{cN} - v_{aN} \\ v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0 \end{cases} \quad (1.30)$$

Les tensions simples des phases de la charge équilibrée issues des tensions composées peuvent

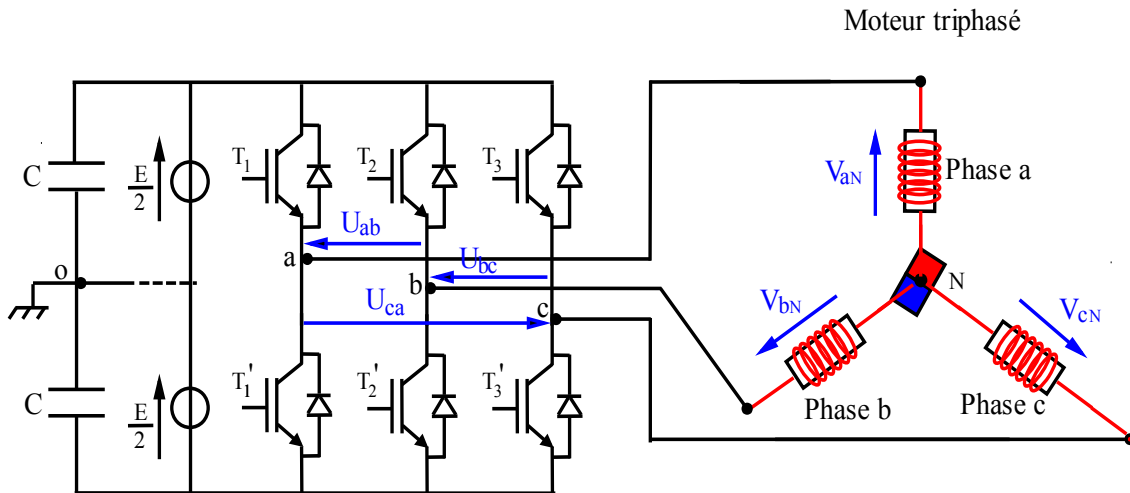


FIGURE 1.5: Association onduleur-machine.

s'écrire par :

$$\begin{cases} v_{aN} = \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ca}) \\ v_{bN} = \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ab}) \\ v_{cN} = \frac{1}{3} (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (1.31)$$

En exprimant les tensions composées en fonction du neutre fictif o (point milieu de la source), les expressions suivantes peuvent être déduites.

$$\begin{cases} U_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ U_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ U_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (1.32)$$

En remplaçant le système d'équation (1.31) dans (1.32) on obtient [57, 59] :

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

E est la tension du bus continu alimentant l'onduleur.

Les tensions aux bornes des enroulements par rapport aux points o peuvent s'exprimer par la relation matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = E \left(\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} - \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \quad (1.34)$$

En combinant les équations (1.33) et (1.34) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

Cette relation matricielle permet d'estimer les tensions simples aux bornes du moteur à partir de la tension du bus continu et la connaissance des ordres de conduction des transistors T_1 , T_2 et T_3 . Par conséquent, nous pouvons définir les tensions simples de référence $v_{\alpha ref}$ et $v_{\beta ref}$ aux bornes des enroulements du stator obtenues en utilisant la matrice de Concordia donnée par l'équation (1.20). On obtient alors :

$$\vec{V}_{ref} = \begin{bmatrix} v_{\alpha ref} \\ v_{\beta ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

$v_{\alpha ref}$ et $v_{\beta ref}$ sont les composantes du vecteur de tension \vec{V}_{ref} dans le repère (α, β) . \vec{V}_{ref} est le vecteur de tension de référence qui est donné par l'équation [73] :

$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha ref} + jV_{\beta ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_a(t) + v_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (1.37)$$

1.3.2 Description de l'algorithme de commande de la SVPWM

Les différentes combinaisons de commande des transistors ne peuvent fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type V_i . On ne peut réaliser une tension quelconque $(v_{\alpha ref}, v_{\beta ref})$ qu'en valeur moyenne sur une période de hachage T_s [57, 59]. Afin de minimiser les ondulations de tension, et par voie de conséquence les harmoniques, on admet qu'un vecteur tension quelconque peut être considéré comme étant, dans une période de hachage T_s , la combinaison de deux vecteurs adjacents et du vecteur nul [59, 73] comme le montre la figure (1.6). Autrement dit, pour appliquer la tension \vec{V}_{ref} pendant le temps T_s , il est équivalent d'appliquer des vecteurs de tensions réalisables \vec{V}_i comme suit :

- la tension V_i pendant T_1
- la tension V_{i+1} pendant T_2
- une tension nulle pendant T_0 et T_7 .

Avec :

$$T_s = T_0 + T_1 + T_2 + T_7 \quad (1.38)$$

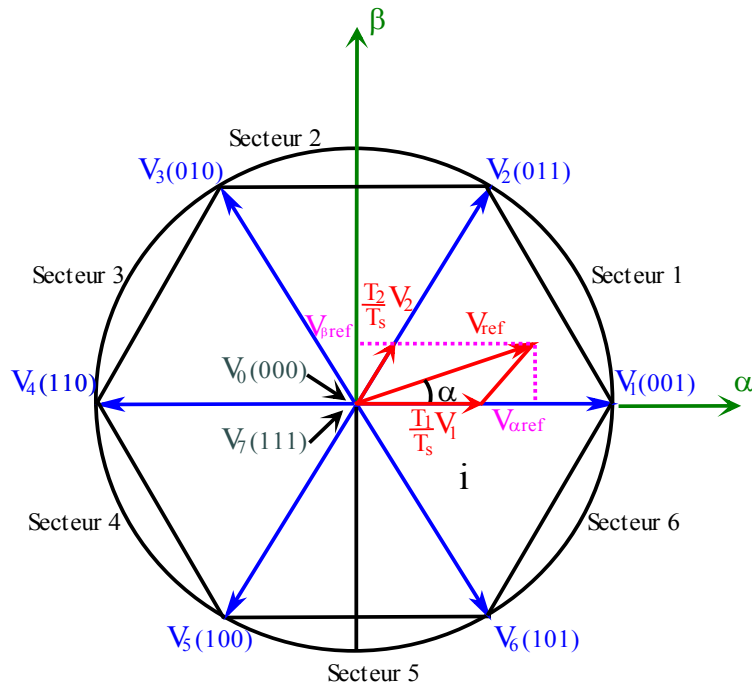


FIGURE 1.6: Principe d'application d'un vecteur de référence dans la modulation vectorielle (SVPWM).

Les six vecteurs réalisables \vec{V}_i par l'onduleur, sont répartis sur un hexagone circonscrit dans un cercle de rayon $\frac{2E}{3}$ comme le montre la figure (1.6) et sont donnés par :

$$\vec{V}_i = \frac{2E}{3} e^{j(i\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{3})} \quad \text{et} \quad \vec{V}_{i+1} = \frac{2E}{3} e^{j(i\frac{\pi}{3})} \quad (1.39)$$

l'indice i représente le secteur.

Tout vecteur spatial \vec{V}_{ref} , qui se trouve complètement dans l'hexagone, peut être construit en faisant la moyenne temporelle des deux vecteurs spatiaux actifs adjacents et des vecteurs nuls, comme suit [73] :

$$\vec{V}_{ref} = \frac{\vec{V}_n * T_1 + \vec{V}_{n+1} * T_2 + \vec{V}_0 * T_0 + \vec{V}_7 * T_7}{T_s} \quad (1.40)$$

L'algorithme de calcul a pour objet de fournir les valeurs de T_0 , T_1 et T_2 .

La SVPWM suppose que l'on travaille dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà déterminé les composantes souhaitées $V_{\alpha ref}$ et $V_{\beta ref}$.

Suivant la combinaison de l'état des interrupteurs le tableau (1.1) regroupant les différentes tensions résultantes pour chaque phase, est dressé.

TABLE 1.1: Tensions triphasées (V_{ab} V_{bc} V_{ac}) et diphasées ($V_{\alpha ref}$, $V_{\beta ref}$) générées par l'onduleur de tension pour les différentes combinaisons de commande des interrupteurs [24, 73].

Etats	C_1	C_2	C_3	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	\vec{V}_{ref}
0	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-E\sqrt{\frac{1}{6}}$	$-E\sqrt{\frac{1}{2}}$	$\frac{2}{3}Ee^{j0}$
2	0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-E\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$\frac{2}{3}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$
3	0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-E\sqrt{\frac{1}{6}}$	$E\sqrt{\frac{1}{2}}$	$\frac{2}{3}Ee^{j\frac{2\pi}{3}}$
4	1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$E\sqrt{\frac{1}{6}}$	$E\sqrt{\frac{1}{2}}$	$\frac{2}{3}Ee^{j\pi}$
5	1	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$E\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$\frac{2}{3}Ee^{j\frac{4\pi}{3}}$
6	1	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$E\sqrt{\frac{1}{6}}$	$-E\sqrt{\frac{1}{2}}$	$\frac{2}{3}Ee^{j\frac{5\pi}{3}}$
7	1	1	1	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	0

Ayant les composantes du vecteur \vec{V}_{ref} dans le repère (α, β) , la projection de celui-ci sur les deux vecteurs adjacents détermine les valeurs des périodes T_1 et T_2 . Durant le reste de la période de hachage T_s on applique les vecteurs nuls comme illustrée sur la figure (1.6).

Les temps d'application des différentes tensions sont calculés comme suit [24, 73] :

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} T_s m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (1.41)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} T_s m \sin(\alpha) \quad (1.42)$$

α représente l'angle du vecteur de référence qui peut être calculé par :

$$\alpha = \arctan\left(\frac{v_{\beta ref}}{v_{\alpha ref}}\right) \quad (1.43)$$

et m est l'indice de modulation donné par :

$$m = \frac{\|\vec{V}_{ref}\|}{E/2} \quad (1.44)$$

où : $\|\vec{V}_{ref}\|$ est le module du vecteur de référence \vec{V}_{ref} .

$$T_0 + T_7 = T_s - T_1 - T_2 \quad (1.45)$$

avec $T_7 = T_0$.

On peut généraliser ces relations pour un vecteur de tension se trouvant dans un secteur délimité par les vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} , $i = 1, \dots, 5$. En écrivant :

$$\vec{V}_{ref} = \frac{T_i}{T_s} \vec{V}_i + \frac{T_{i+1}}{T_s} \vec{V}_{i+1} + \frac{T_0}{T_s} \vec{V}_0 + \frac{T_7}{T_s} \vec{V}_7 \quad (1.46)$$

Les temps de commutation pour les différents secteurs peuvent être déterminés par les relations [59] :

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{i\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{i\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(i-1)\pi}{3}\right) & +\cos\left(\frac{(i-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

L'application des deux vecteurs actifs \vec{V}_n et \vec{V}_{n+1} et le vecteur nul pendant les périodes respectives T_1 , T_2 et $2T_0$, donne le vecteur de référence désiré et assure que la tension moyenne ait la même amplitude souhaitée.

1.4 Commande vectorielle du MSAP

Aux régimes transitoires et à basses vitesses, la commande scalaire de la machine synchrone à aimants permanents est insuffisante. En revanche, la commande vectorielle (ou commande par orientation de flux) est conçue sur la base d'un modèle caractérisant le comportement de la machine à chaque instant en régime dynamique. La commande vectorielle porte généralement sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Elle consiste à assimiler le comportement de la machine synchrone à celui de la machine à courant continu. Cela revient à commander le couple de manière optimale selon un critère choisi par la composante de courant i_q et le flux par la composante i_d qui est imposée généralement nulle ($i_d = 0$) afin de minimiser les pertes Joules [76].

Nous allons utiliser le modèle de Park donné par l'équation (1.14) qui montre l'existence de termes de couplage entre les axes d et q . Un découplage par compensation [38, 81] est alors adopté. Pour ce faire, deux nouvelles variables de commande V_{dref} et V_{qref} seront appliquées avec :

$$\begin{cases} V_{dref} = V_{dr} - V_{dc} \\ V_{qref} = V_{qr} - V_{qc} \end{cases} \quad (1.48)$$

où V_{dc} et V_{qc} sont les composantes directes et en quadrature du vecteur f.e.m. de compensation

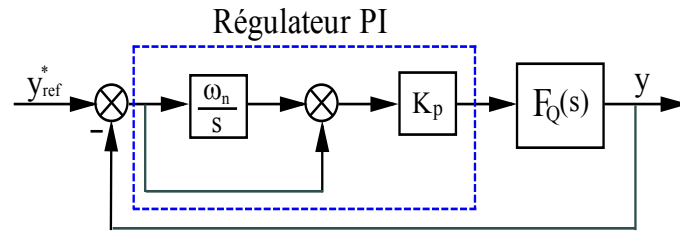


FIGURE 1.8: Structure de la boucle de régulation avec un régulateur PI.

Dimensionnement des régulateurs

L'onduleur, les filtres et les capteurs contenus dans le variateur de vitesse, génèrent des retards, il faudra donc tenir compte de leur présence dans la synthèse de la commande. En introduisant ces retards dans les différentes fonctions de transfert des boucles (courants et vitesse), elles peuvent alors se mettre sous la forme [4, 67] :

$$F_Q(s) = \frac{K_Q}{s + \omega_1} e^{-T_d s} \approx \frac{K_Q}{(s + \omega_1)(1 + T_d s)} \quad (1.50)$$

T_d englobe le retard causé par les filtres, l'onduleur et le capteur.

ω_1 et K_Q sont respectivement le pôle dominant et le gain de la fonction de transfert du système à réguler.

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

$$F_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (1.51)$$

K_p et K_i sont respectivement les gains proportionnel et intégral du régulateur.

Cette fonction peut s'écrire sous une autre forme :

$$F_{PI}(s) = K_p \left(1 + \frac{\omega_n}{s} \right) \quad (1.52)$$

avec :

$$\omega_n = \frac{K_i}{K_p} \quad (1.53)$$

ω_n est l'action intégrale globale du système. La structure de la boucle de régulation est donnée par le schéma de la figure (1.8) : Pour réguler notre système, nous avons dimensionné les régulateurs PI avec la méthode de l'optimum symétrique. Cette méthode permet d'obtenir de très bons réglages des correcteurs PI [4].

Dans les variateurs de vitesse, la constante de temps dominante est $T_1 = \frac{1}{\omega_1}$, est très grande comparée à la constante de temps équivalente au retard $T_Q = \frac{1}{\omega_Q}$, ce qui nous permet de négliger ω_1 devant ω_Q . En tenant compte de cette hypothèse dans l'équation (1.50), le modèle devient alors :

$$F_Q(s) = \frac{K_Q}{s(1 + T_Q s)} \quad (1.54)$$

Le système contient un intégrateur et une fonction de transfert du premier ordre. Selon la figure (1.8), la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$F_{BO}(s) = K_p \frac{s + \omega_n}{s} \frac{K_Q}{s(1 + T_Q s)} \quad (1.55)$$

En boucle fermée on aura, la fonction de transfert :

$$F_{BF}(s) = \frac{1 + \frac{1}{\omega_n} s}{1 + \frac{1}{\omega_n} s + \frac{1}{K_p K_Q \omega_n} s^2 + \frac{T_Q}{K_p K_Q \omega_n} s^3} \quad (1.56)$$

C'est un système de troisième ordre avec deux paramètres de réglage K_p et ω_n . Pour déterminer K_p et ω_n on applique la méthode classique de la maximisation de l'avance de phase. Pour cela on règle le correcteur en suivant les différentes étapes ci-après [4] :

- ▷ On donne le gain global K_Q et la pulsation global ω_Q du système (MSAP-Onduleur-Capteurs).
- ▷ On fixe la marge de phase désirée $\Delta\varphi$,
- ▷ On calcule le coefficient d'avance de phase κ donné par :

$$\kappa = \left(\frac{1 + \sin(\Delta\varphi)}{\cos(\Delta\varphi)} \right)^2 \quad (1.57)$$

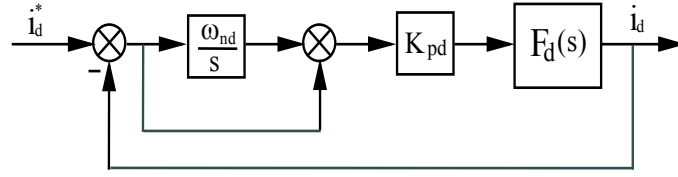
- ▷ la pulsation ω_n du régulateur est déterminée par :

$$\omega_n = \frac{\omega_Q}{\kappa} \quad (1.58)$$

- ▷ et le gain K_p du régulateur est calculé par :

$$K_p = \frac{\omega_Q}{K_Q \sqrt{\kappa}} \quad (1.59)$$

La valeur optimale du coefficient d'avance de phase κ est égal à 7.5, il fournit un dépassement de 25% et une marge de phase de 50 degrés [4].

FIGURE 1.9: Schéma fonctionnel de la régulation de courant i_d .

Boucle de régulation de courant i_d

La fonction de transfert de la boucle de courant i_d peut s'écrire :

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{L_d}}{s + \frac{R_s}{L_d}} e^{-T_d s} \approx \frac{K_d}{s(1 + T_d s)} \quad (1.60)$$

Avec $K_d = \frac{1}{L_d}$ et la constante de temps T_d est choisie égale à 0.4 ms.

Son schéma bloc est donnée par la figure (1.9) :

Les paramètres ω_{nd} et K_{pd} sont donnés par :

$$\omega_{nd} = \frac{1}{T_d} \quad \text{et} \quad K_{pd} = \frac{\omega_{nd}}{K_d \sqrt{\kappa}}$$

Boucle de régulation de courant i_q

La fonction de transfert de la boucle de courant i_q peut s'écrire :

$$F_q(s) = \frac{\frac{1}{L_q}}{s + \frac{R_s}{L_q}} e^{-T_q s} \approx \frac{K_q}{s(1 + T_q s)} \quad (1.61)$$

Avec $K_q = \frac{1}{L_q}$ et la constante de temps $T_q = T_d = 0.4$ ms.

Les paramètres ω_{nq} et K_{pq} sont donnés par :

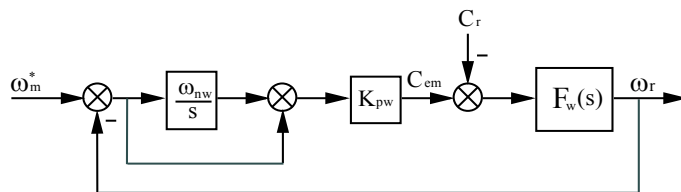
$$\omega_{nq} = \omega_{nd} \quad \text{et} \quad K_{pq} = \omega_{nq}$$

Son schéma bloc est similaire à celui du courant i_d .

Boucle de régulation de la vitesse ω_r

La fonction de transfert de la boucle de vitesse ω_r peut s'écrire :

$$F_\omega(s) = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{f}{J}} e^{-T_\omega s} \approx \frac{K_\omega}{s(1 + T_\omega s)} \quad (1.62)$$

FIGURE 1.10: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse ω_r .

Avec $K_\omega = \frac{1}{j}$ et la constante de temps T_ω est choisie égale à 63 ms.

Son schéma bloc est donnée par la figure (1.10) :

Les paramètres $\omega_{n\omega}$ et $K_{p\omega}$ sont donnés par :

$$\omega_{n\omega} = \frac{1}{T_\omega} \quad \text{et} \quad K_{p\omega} = \frac{\omega_{n\omega}}{K_\omega \sqrt{\kappa}}$$

Après avoir calculé les différents coefficients des régulateurs de courant et de vitesse, nous présentons les résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP dans la section qui suit.

1.5 Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP

Pour analyser les performances des régulateurs, le schéma de commande de la figure (1.7) est mis en œuvre sous MATLAB/Simulink. Les résultats de simulation présentés par la suite sont obtenus avec un moteur synchrone à aimants permanents dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A. Le moteur est alimenté par un convertisseur de puissance avec la valeur du bus continu est $E = 380 \text{ V}$ et la fréquence de la porteuse est $f_p = 10 \text{ kHz}$.

Ce moteur reçoit trois signaux de commande d'un contrôle vectoriel classique assuré par les trois contrôleurs PI. On démarre la machine à vide puis un couple de charge lui est appliquée à l'instant $t = 3 \text{ s}$. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures (1.11) à (1.17) représentant les allures des différentes grandeurs de la machine.

La figure (1.11) montre l'allure de la vitesse pour une consigne constante de 10 rd/s . Le moteur accélère jusqu'à atteindre la vitesse de référence après 1.5 s avec un dépassement de 16.3% et un temps de réponse de l'ordre de 0.37 s . Au moment de l'application du couple résistant, on

remarque que la vitesse subi une diminution cette perturbation est rejetée au bout d'une seconde environ.

- Le couple électromagnétique est illustré par la figure (1.12). Il présente un pic de 0.6 N.m au démarrage de la machine, puis chute brusquement à $t = 0.15 \text{ s}$ et se stabilise autour de zéro au régime permanent avec des oscillations dues aux harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur. Après l'application du couple résistant, le couple électromagnétique augmente et se stabilise à une valeur de 1 N.m qui correspond au couple de charge appliqué.
- La figure (1.13) représente la position électrique du rotor. La figure (1.14) montre les composantes directe i_d et en quadrature i_q du courant statorique. Le courant i_d est maintenu autour d'une valeur nulle pendant tout le fonctionnement, malgré les variations du couple et de la vitesse, tandis que le courant i_q suit la même allure avec la même dynamique que le couple électromagnétique. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique.
- Les courants de phase i_a , i_b et i_c sont représentés sur la figure (1.15). Leurs valeurs sont, autour de zéro lors de la marche à vide, une fois chargée leurs valeurs augmentent et leurs allures sont proches d'une sinusoïde.
- Les courants i_α et i_β sont montrés sur la figure (1.16). Leurs allures sont très proches d'une sinusoïde.
- La figure (1.17) illustre le comportement de la vitesse suite à une consigne de vitesse variable entre -10 rad/s et $+10 \text{ rad/s}$. Cette figure montre que les régulateurs de la commande vectorielle ont été réglés pour que la vitesse réelle suive de près la vitesse souhaitée même lors de l'inversion du sens de rotation.

1.6 Conclusion

La première partie de ce chapitre est dédiée à la modélisation des différents blocs constituant le variateur de vitesse à savoir le modèle du MSAP dans les repères réel(abc), le repère fixe (α, β) et le repère tournant (d, q) et l'onduleur à modulation vectorielle (SVPWM). La deuxième section de ce chapitre est consacrée à la commande vectorielle du MSAP ainsi que le dimensionnement des correcteurs PI des courants et de la vitesse utilisés et sont testés en simulation. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la commande appliquée.

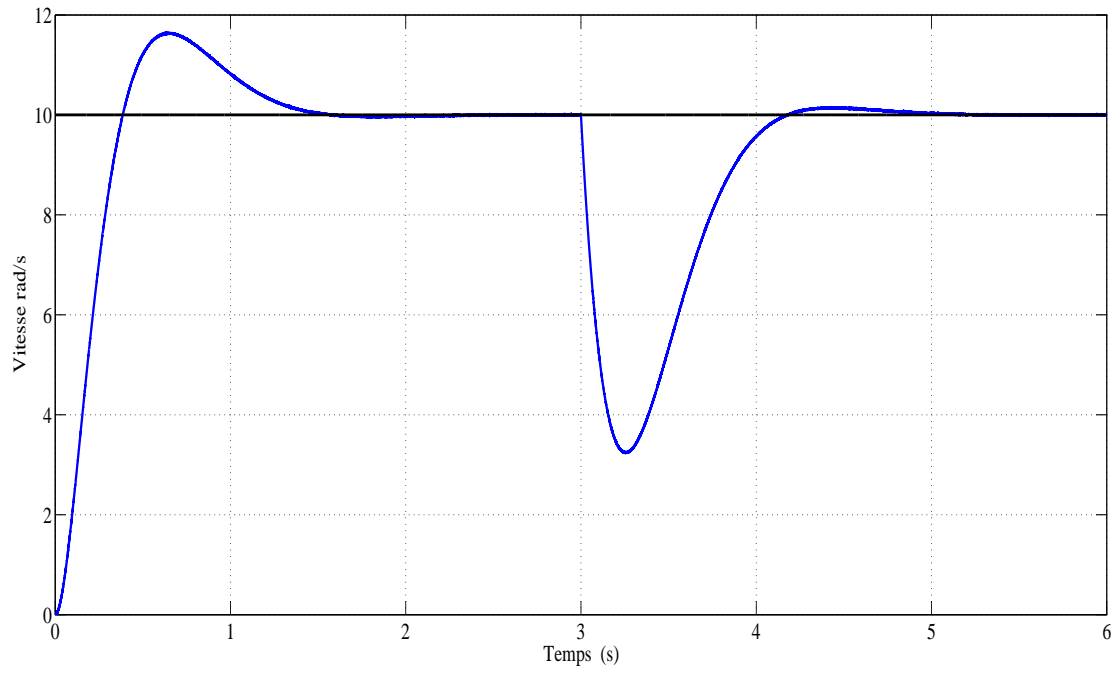


FIGURE 1.11: Vitesse de rotation pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec application d'un couple de charge de 1 N.m.

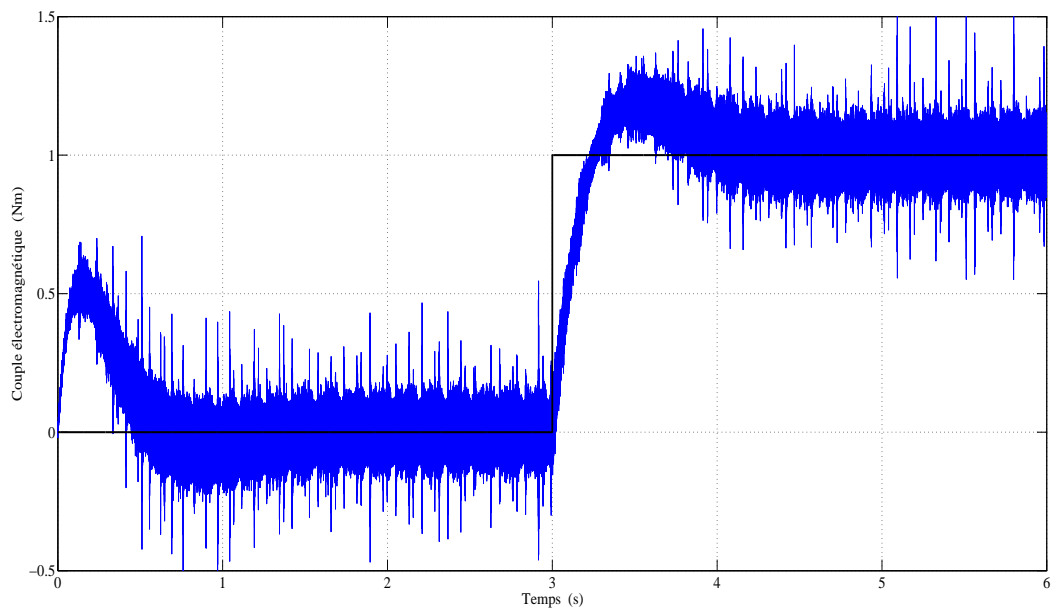


FIGURE 1.12: Couple électromagnétique pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s et un couple de charge de 1 N.m.

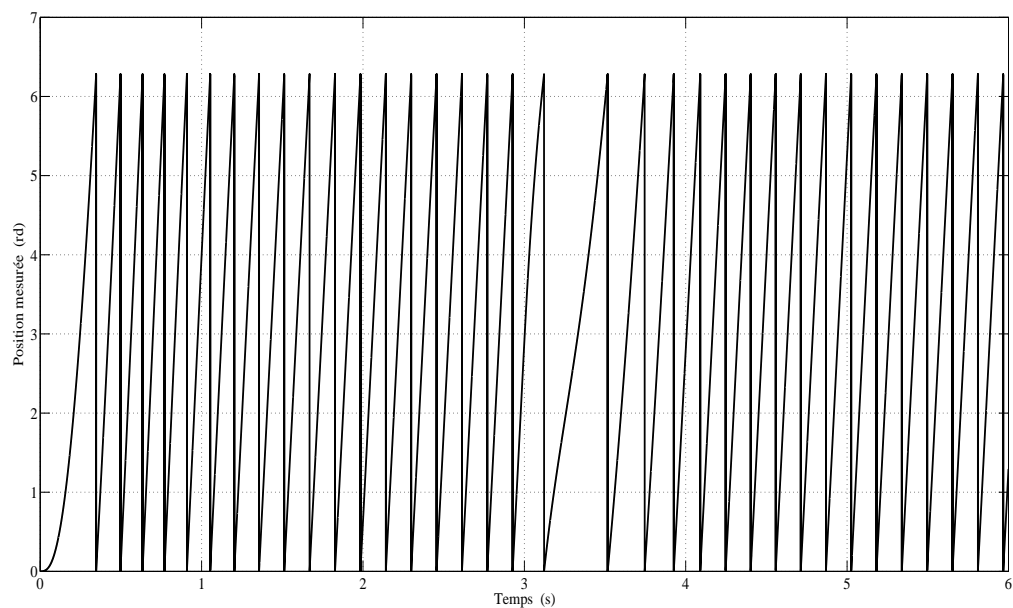


FIGURE 1.13: Position rotorique pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec application d'un couple de charge de 1 N.m.

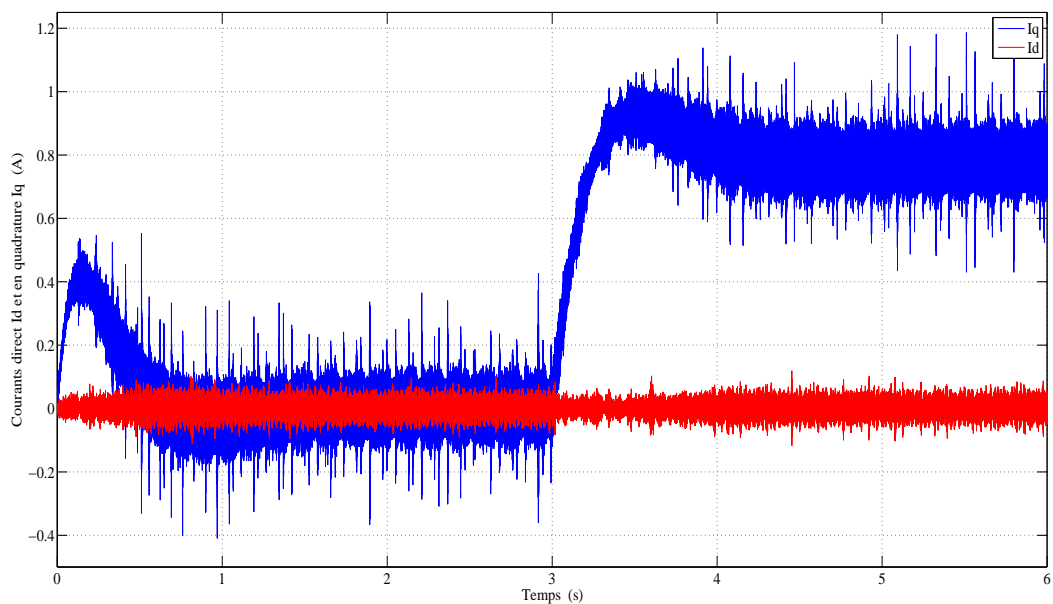


FIGURE 1.14: Courants statoriques direct I_d (en rouge) et en quadrature I_q (en bleu) pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m.

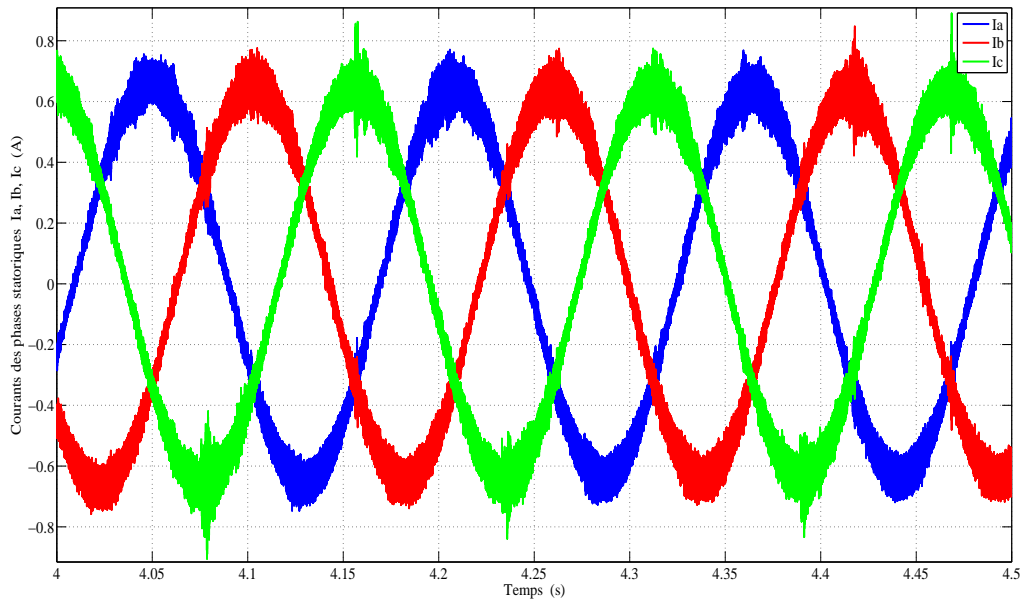


FIGURE 1.15: Zoom sur les courants des phases statoriques I_a (en bleu), I_b (en rouge) et I_c (en vert) pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m.

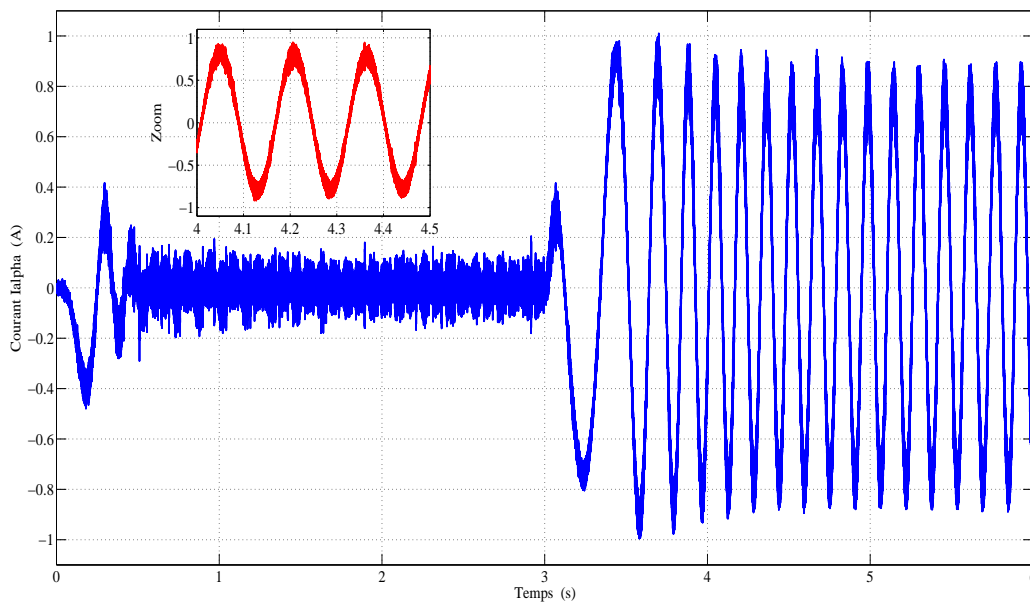


FIGURE 1.16: Composante stationnaire I_α et son zoom pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m.

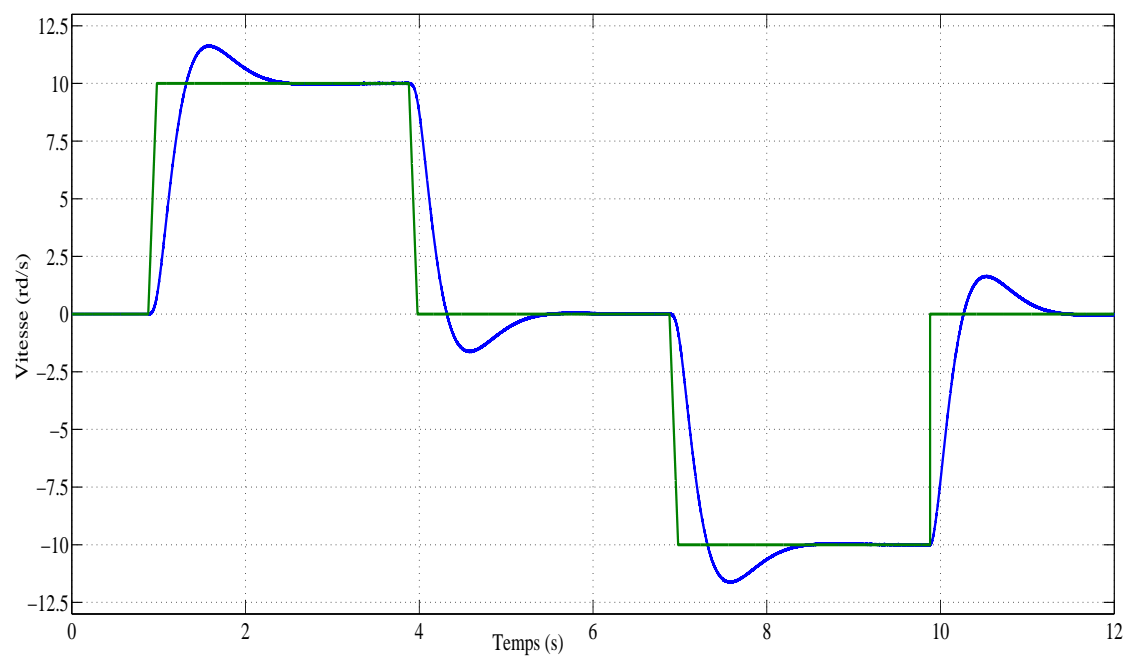


FIGURE 1.17: Vitesse de rotation pour une référence de vitesse variable entre -10 rd/s et $+10$ rd/s à vide.

La connaissance de la position et de la vitesse du rotor du MSAP est primordiale pour réaliser la commande vectorielle comme le montre le schéma de commande illustré par la figure (1.7), ceci en insérant un capteur mécanique monté sur l'arbre du moteur.

Chapitre 2

Stratégies de commande sans capteur mécanique du MSAP pour les différentes plages de vitesse de fonctionnement

2.1 Introduction

Ces dernières années, la conception d'onduleurs à des fréquences de commutation élevées et l'évolution des moyens de calcul numérique ont permis le recours à l'implémentation des lois de commande évoluées de plus en plus performantes sur des actionneurs électriques notamment ceux motorisés par le MSAP [34, 81].

Cependant, la connaissance avec précision de la position rotorique du MSAP est indispensable pour son auto-pilotage et la mise en œuvre de ces lois de commande. Une mesure en permanence de celle-ci est nécessaire qui peut être effectuée via des capteurs mécaniques de position tels que les sondes à effet Hall, le résolveur et le codeur incrémental. Ces capteurs mécaniques mesurent la position sur toute la gamme de fonctionnement de la machine. Les capteurs de position sont actuellement en deuxième position en nombre après les capteurs de température et les grandeurs thermodynamiques [6].

Les inconvénients rencontrés lors de l'utilisation de ces capteurs mécaniques sont multiples. Ces capteurs et leur connectique associée (câbles et la carte de conditionnement) sont oné-

reux [34, 77] et augmente le volume du système. Leur utilisation nécessite un bout d'arbre disponible ce qui est particulièrement difficile pour des machines de petite taille où le capteur peut être soumis à de fortes sollicitations mécaniques [11]. Le signal de sortie du capteur mécanique de nature discrète peut être fortement affecté par des bruits de différentes origines (quantification, mécanique, etc) et les perturbations extérieures. Par ailleurs, les câbles et les connecteurs constituent l'une des principales causes de défaillance des capteurs mécaniques en particulier les câbles qui sont détendus dans les applications soumises à des mouvements, confrontées aux défis des températures élevées, chocs ou vibrations [28, 31]. Il faut donc compter que le système aura des mises en arrêt inopportunes pour des raisons de maintenance. Leur fragilité et les problèmes de fiabilité limitent leur mise en œuvre dans les applications industrielles [77].

Tous ces problèmes inhérents à l'utilisation d'un capteur mécanique, ont suscité ces trois dernières décennies, l'engouement de nombreuses recherches sur son élimination ou son remplacement en cas de sa défaillance par un "capteur logiciel" en "backup", tout en préservant le bon fonctionnement de la machine d'où la naissance des commandes dites sans capteur ou "Sensorless" [34]. D'intensives études leur ont été alors dédiées.

Il existe plusieurs méthodes de commande sensorless du MSAP, celles qui sont valables seulement à l'arrêt, d'autres peuvent étendre jusqu'aux basses vitesses (< 100 tr/min), d'autres qui sont valables en moyennes jusqu'au fonctionnement proche de la vitesse nominale (> 100 tr/min) et enfin celles qui sont valables à l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale de la machine [11, 34, 81].

Dans ce qui suit, un état de l'art sur ces méthodes de commande "sensorless" récentes et les plus répandues est élaboré afin de connaître les principales techniques développées dans ce domaine. Leurs avantages et leurs inconvénients y sont présentés. En effectuant une analyse sur ces méthodes sensorless, on peut mettre en évidence l'aptitude de la technique d'injection de signal HF à estimer la position et/ou la vitesse à basses vitesses et même à l'arrêt avec précision. Cette technique est alors abordée et mise en place par simulation numérique sur le schéma de commande du MSAP établi dans le chapitre précédent.

2.2 Classification des techniques de commande sans capteur mécanique du MSAP

Les techniques de commande sensorless sont toutes fondées sur l'utilisation de certaines variables courants ou tensions pour l'estimation de la position ou/et de la vitesse [5]. Dans le cas de l'estimation de la position, la vitesse est déduite à partir de la position en utilisant la dérivée de cette dernière ou moyennant d'une boucle à verrouillage de phase (PLL). Ces techniques de pilotages sans capteur ont énormément évolué ces dernières années. Elles peuvent être classées en trois grandes catégories selon la grandeur exploitée [5] : l'inductance statorique, le flux ou la force électromotrice ou bien selon le régime de fonctionnement de la machine [76, 77] : des techniques basées sur le modèle de la machine fonctionnant en moyennes et hautes vitesses, des techniques sans modèle où on trouve celles fondées sur la saillance magnétique de la machine qui sont valables en basses vitesses et à l'arrêt et des techniques basées sur l'intelligence artificielle valables sur toute la gamme de vitesse de fonctionnement comme illustré sur la figure (2.1) [34, 77]. Dans la suite de notre étude, nous nous focalisons sur les deux premières approches.

2.3 Commande sans capteur mécanique du MSAP

2.3.1 Capteurs logiciels basés sur le modèle de la machine

Il existe dans la littérature une panoplie de techniques de commande sans capteurs basées sur un modèle de la machine. Elles se basent sur le modèle de la machine écrit sous forme d'état donné par l'équation (2.1). Par conséquent l'outil le plus utilisé est l'observateur :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.1)$$

Où : x , u et y représentent respectivement les vecteurs d'état (constitué des grandeurs à observer), d'un vecteur d'entrée de commande et d'un vecteur de sortie dont les composantes sont supposées mesurables. A , B et C sont des matrices constantes de dimensions appropriées constituées des paramètres du modèle régissant le système.

Nous distinguons plusieurs types d'observateurs par lesquels on peut citer : l'observateur de Luenberger, le filtre de Kalman, les observateurs adaptatifs avec modèle de référence, l'observateur de Matsui, les observateurs par modes glissants, etc. ... [11].

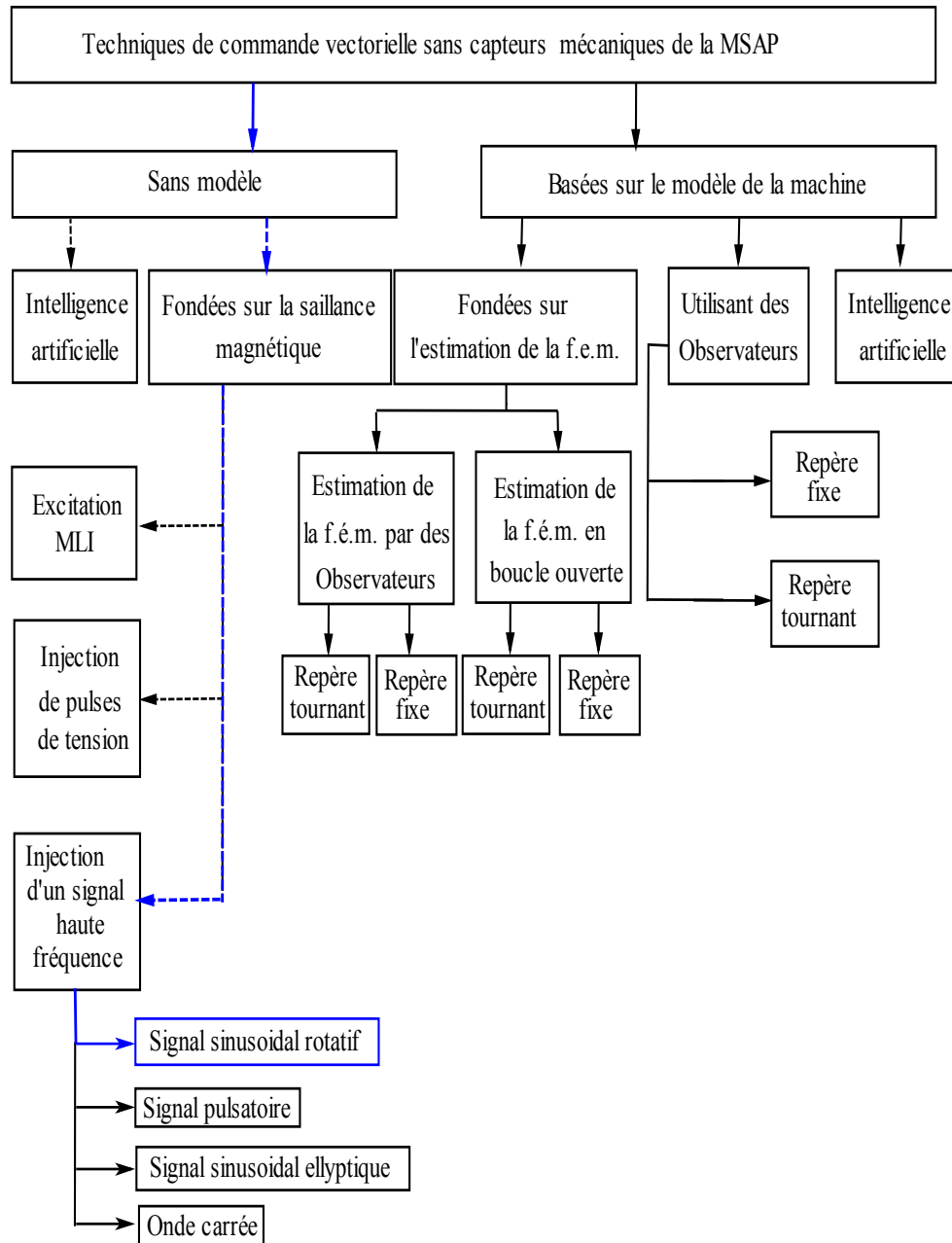


FIGURE 2.1: Différentes stratégies de commande sans capteur de position du MSAP.

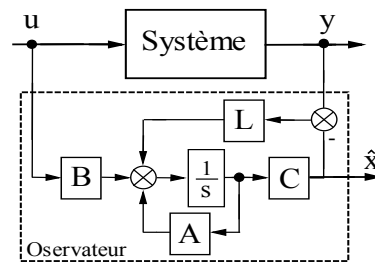


FIGURE 2.2: Schéma de principe d'un observateur de Luenberger.

Il existe de nombreuses techniques d'observation selon :

- la nature du système : linéaire ou non linéaire.
- l'environnement du processus : déterministe (observateur de Luenberger) ou stochastique (filtre de Kalman),
- la dimension du vecteur d'état : observateurs d'ordre complet ou observateurs d'ordre réduit.

2.3.1.1 Observateur de Luenberger

L'observateur de Luenberger est un estimateur linéaire fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il permet d'estimer les grandeurs internes du système en se basant uniquement sur des informations concernant les entrées et sorties du système. Cette estimation est obtenue grâce à la réinjection, à l'entrée de l'observateur, de l'erreur entre les sorties réelles et les sorties estimées. La matrice gain L permet de régler la dynamique de convergence de l'erreur d'estimation. Le principe de cet observateur est illustré par le schéma bloc de la figure (2.2). Lorsque le système est régi par l'équation (2.1), l'observateur de Luenberger correspondant est donné par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A \hat{x} + B u + L (y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C \hat{x} \end{cases} \quad (2.2)$$

Où \hat{x} et \hat{y} sont les estimations des états et des sorties du système respectivement.

L'erreur d'estimation entre l'état reconstruit \hat{x} et l'état réel x du système est donnée par :

$$e = x - \hat{x} \quad (2.3)$$

son expression dynamique est obtenue sous la forme :

$$\dot{e} = (A - LC)e \quad (2.4)$$

La matrice gain L est calculée de manière à ce que l'erreur sur l'état converge asymptotiquement vers zéro. Cela, en utilisant les techniques de placement de pôles. Il faut que L soit déterminée de telle sorte que la matrice $(A - LC)$ ait toutes ses valeurs propres dans le demi-plan gauche du plan complexe [16, 30, 104].

L'observateur de Luenberger est caractérisé par sa simplicité et sa stabilité. A partir d'un choix judicieux des gains de Luenberger, il est possible d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du moteur [11, 104]. Dans [59] les auteurs ont utilisé deux observateurs de Luenberger en cascade, le premier pour estimer la position du rotor du MSAP à partir des courants statoriques et le second pour estimer la vitesse. Un observateur d'ordre réduit a été proposé dans [60] pour estimer les f.é.m. et par la suite la position et la vitesse du MSAP à partir des tensions statoriques dans un référentiel lié au stator [59]. Cependant, ces observateurs sont sensibles aux variations des paramètres du moteur et sont adaptés aux systèmes linéaires et déterministes où les mesures ne sont pas très bruitées.

2.3.1.2 Filtre de Kalman

Comme l'observateur de Luenberger, le filtre de Kalman permet d'estimer l'état d'un système à partir de sa commande et de sa sortie mesurée. Les algorithmes permettant d'estimer l'état à partir des mesures sont appelés des filtres car leur action est de restituer l'état du système en éliminant les incertitudes et les bruits qui peuvent perturber l'information disponible [16, 72].

Par la discrétisation du modèle d'état du système en temps continu, en découle un modèle d'état discret où les équations sont récurrentes et les bruits de mesure et les bruits d'états peuvent être pris en considération respectivement par les matrices W et V [72] représentées par le système d'équation :

$$\begin{cases} X(k+1) = AX(k) + BU(k) + G(k)V(k) \\ Y(k) = CX(k) + W(k+1) \end{cases} \quad (2.5)$$

où : $V(k)$ est un vecteur des signaux aléatoires qui perturbent l'équation d'état du système à travers la matrice dite de perturbation $G(k)$. $W(k+1)$ est un bruit de signaux aléatoires qui polluent les mesures. Les instants considérés, notés par les indices k , correspondent donc à un échantillonnage de période T_{ech} . Son schéma de principe est donné par la figure (2.3).

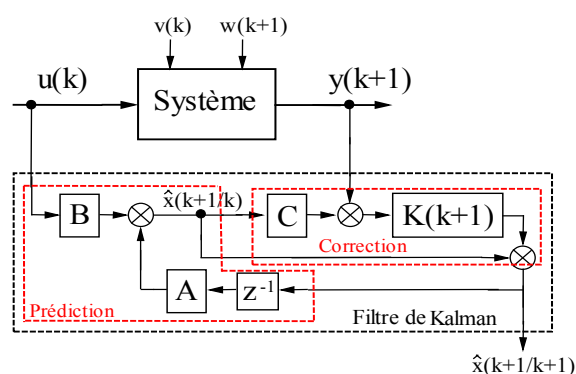


FIGURE 2.3: Schéma de Principe du filtre de Kalman.

Le filtre de Kalman présente l'avantage de la réduction du volume des données stockées. En effet, pour estimer l'état d'un système à un instant donné, le filtre a besoin uniquement de l'entrée et de la sortie de ce système au même instant et de la connaissance de son état à un instant immédiatement antérieur. Le filtre de Kalman est fondé sur un schéma du type prédiction-correction. Il utilise l'information d'innovation pour corriger la prédiction de l'état en prenant en compte l'estimation antérieure [16].

En utilisant le filtre de Kalman, nous pouvons implanter la commande de la machine sans capteur mécanique, car il permet d'observer et de prédire la position, la vitesse ainsi que le couple de charge à partir de la mesure des courants et des tensions d'alimentation [23, 105]. Il a souvent été employé dans le cas de la machine asynchrone pour l'estimation du flux, de la vitesse ou des paramètres rotoriques. En outre, il s'est aussi avéré efficace dans la détermination en ligne de la position et de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, et il se traduit par une erreur d'estimation très petite pour différentes vitesses du rotor, ainsi que par son insensibilité aux variations de la charge, pour l'asservissement de position [83, 105]. Cependant, la difficulté majeure de son utilisation réside dans le réglage des matrices de covariance qui apparaissent dans les équations du filtre [16, 59].

La machine synchrone est un modèle fortement non linéaire. Une des méthodes utilisées pour l'estimation de la position ou de la vitesse du MSAP est le filtre de Kalman étendu (EKF) qui est une extension du filtre de Kalman linéaire [59]. Le filtre de Kalman étendu est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine synchrone (courants statoriques, flux rotorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant

les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état, soit par un algorithme génétique [59].

L'estimation de la position et de la vitesse du MSAP à pôles saillants par un filtre de Kalman étendue a été réalisée dans [18, 72].

Dans un environnement stochastique, lorsque les variances des bruits sont connues, le filtre de Kalman est un observateur performant. De plus, si les bruits peuvent être considérés comme blancs et Gaussiens, il est optimal, c'est-à-dire que de tous les observateurs, c'est celui dont la variance de l'erreur d'observation sera la plus faible [16]. Cependant, pour estimer la vitesse du MSAP en appliquant le filtre de Kalman, nous rencontrons plusieurs limitations. Dans la pratique, les bruits dans un système onduleur - machine sont colorés, c'est pourquoi la minimisation des erreurs ne peut être garantie [16]. Le filtre de Kalman nécessite un réglage judicieux des paramètres initiaux (matrices de variance et de covariance ainsi que la position initiale) [74, 105], son algorithme est récursif et demande des calculs fastidieux, ce qui augmente énormément le temps de calcul. Par conséquent, sa mise en œuvre exige des outils de calcul puissants. L'observateur basé sur le filtre de Kalman reste sensible aux variations des paramètres, il diverge au démarrage et le sens de rotation peut être incorrect, il ne résout pas l'estimation de la vitesse ou de la position à basses vitesses ou à l'arrêt [5, 11, 59].

2.3.1.3 Observateur à modes glissants

L'observateur à modes glissants (OMG) utilise aussi le modèle du système. A partir de la mesure des courants et des tensions de phase, il peut estimer les variables d'état du système. Il est basé aussi sur la comparaison entre les sorties, observées et celles estimées.

Comme il est caractérisé par sa robustesse par rapport aux perturbations et la variation des paramètres du moteur, l'OMG est largement utilisé dans la commande sans capteurs des moteurs [59], et généralement pour estimer ses f.é.m. Ces dernières sont filtrées par un filtre de Kalman d'ordre 3 afin d'extraire la composante fondamentale, une fonction trigonométrique « arctangente » a ensuite été utilisée pour calculer la position du rotor. Cette solution a été proposée surtout pour les moteurs qui sont caractérisés par les f.e.m distordues. Malheureusement, cette solution n'est pas valable pour les basses vitesses [11].

2.3.1.4 Méthode d'estimation de la force électromotrice (f.é.m.)

La f.é.m. est la seule variable électrique "image" d'une variable mécanique (équation 1.16), celle-ci étant proportionnelle à la vitesse angulaire. Pour cette raison, une grande part des travaux qui ont été effectués sur la commande sans capteur mécanique du MSAP se basent sur l'estimation du vecteur f.é.m. afin d'en déduire la vitesse et la position [58, 75, 76, 85]. Cette estimation peut être effectuée, soit dans un repère fixe (α, β) ou dans un repère hypothétique (γ, δ) où l'objectif étant de faire coïncider ce repère estimé avec le repère réel (d, q) lié au rotor [4, 76, 103].

Le modèle du MSAP dans le plan (α, β) est donné par l'équation (1.25). Les composantes des f.é.m. dans ce référentiel s'écrivent par :

$$e_{\alpha, \beta} = \omega_r \Phi_f \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Leurs dérivées s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_\alpha \\ \dot{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Le modèle d'état du MSAP, en utilisant comme variables d'état les courants i_α, i_β et les f.é.m. e_α et e_β , est alors [16] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & 0 & 0 & \frac{-R_s}{L_d} \\ 0 & \frac{-R_s}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Ce modèle peut être mis sous la forme standard $\dot{x} = Ax + Bu$ mais dans lequel la matrice système A dépend de la vitesse ω_r . Pour estimer le vecteur d'état à l'aide d'un observateur et à partir de la mesure sur les tensions, on peut remplacer la grandeur ω_r par la vitesse de référence [17], rendant ainsi constante la matrice système A .

Une fois que les composantes de la force électromotrice e_α et e_β sont estimées, il est possible de déterminer la position du rotor θ_r et la vitesse ω_r par l'équation (2.6) :

$$\frac{-e_\alpha}{e_\beta} = \frac{\sin \theta_r}{\cos \theta_r} = \tan \theta_r \quad (2.9)$$

La vitesse peut alors être estimée par [17] :

$$\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2 = (\Phi_f \hat{\omega}_r)^2 \quad (2.10)$$

avec :

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{\Phi_f} \sqrt{\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2} \text{sign}(\omega_r) \quad (2.11)$$

$$\text{sign}(\omega_r) = \begin{cases} +1 & \text{si } \Delta\theta_r(n) = (\hat{\theta}_r(n) - \hat{\theta}_r(n-1)) > 0 \\ -1 & \text{si } \Delta\theta_r(n) = (\hat{\theta}_r(n) - \hat{\theta}_r(n-1)) < 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

L'estimation de la f.é.m. pour déterminer la vitesse et la position du rotor a trouvé de grands succès, du fait de sa simplicité et de son efficacité à vitesse moyenne et au delà. Cependant, son handicap majeur réside aux basses vitesses et particulièrement à l'arrêt où l'amplitude de la f.é.m. étant trop faible pour être exploité. Ce qui augmente l'erreur d'estimation de la position rotorique. Ajoutons à cela, cette méthode est sensible aux fluctuations du flux rotorique et l'utilisation de la vitesse de référence pour la mise en œuvre de l'observateur conduit à des régimes transitoires médiocres [17, 74].

Les algorithmes de la méthode de la f.é.m. sont souvent appliqués aux machines à pôles lisses et nécessitent des approximations lorsqu'ils sont adoptés pour les machines à pôles saillants ceci est dû au fait que les inductances aussi dépendent de la position [34]. Cependant, ces approximations détériorent les performances de l'estimateur et peuvent rendre le système instable [5, 17]. Une variante de la méthode de la f.é.m. dite méthode de la f.é.m. étendue, permet d'estimer la position du moteur à partir de la f.é.m. avec prise en compte de la saillance de la machine grâce aux équations électriques de la machine dans le repère du champ tournant estimé (γ, δ) illustré par la figure (2.4) [4, 5, 80].

2.3.1.5 Méthode par l'estimation du flux

Un observateur de flux consiste à estimer les composantes de flux (composantes selon les deux axes d et q), connaissant ces dernières, il est alors possible de déterminer la vitesse et la position du rotor [5, 17].

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques : les courants et les tensions obtenues du modèle mathématique de la machine dans le plan (α, β) donné par le système d'équation (1.25) qui peut être réécrit sous forme d'équations d'état. On peut écrire ce système pour une machine à pôles lisses où $L_{\alpha\beta} = 0$ et $L_\alpha = L_\beta = L_c$, on obtient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{-R_s}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{\Phi_f \omega_r}{L_c} \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

En combinant les équations (1.22) et (1.24), on peut écrire

$$\begin{cases} \Phi_\alpha = L_c i_\alpha + \Phi_f \cos \theta_r \\ \Phi_\beta = L_c i_\alpha + \Phi_f \sin \theta_r \end{cases} \quad (2.14)$$

En remplaçant l'équation (2.14) dans (2.13), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_\alpha = -R_s i_\alpha + v_\alpha = e_\alpha \\ \frac{d}{dt} \Phi_\beta = -R_s i_\beta + v_\beta = e_\beta \end{cases} \quad (2.15)$$

avec $e_\alpha = -\Phi_f \omega_r \sin \theta_r$ et $e_\beta = +\Phi_f \omega_r \cos \theta_r$

A partir de l'équation (2.14) il est possible de déterminer la position du rotor et donc de réaliser une commande sans capteur mécanique. Néanmoins, cela nécessite la connaissance des composantes des flux et la mesure des courants statoriques. Pour mesurer ces courants statoriques il est possible d'utiliser des capteurs de courant, par contre pour avoir les composantes du flux, il est possible de les mesurer avec des capteurs (solution indésirable), de les calculer à partir de l'équation (2.15), ou de les estimer [5, 17].

Le calcul des composantes Φ_α et Φ_β par intégration de l'équation (2.15) introduit beaucoup d'erreurs (accumulation des erreurs d'intégration). Une solution permettant de palier à ce problème consiste à remplacer les intégrales ($\frac{1}{s}$) par des filtres passe-bas cela revient à introduire un pôle dans les expressions du flux [5]. Par conséquent, à partir de l'équation (2.14), au lieu d'avoir :

$$\Phi_\alpha = \frac{1}{s} e_\alpha \quad \text{et} \quad \Phi_\beta = \frac{1}{s} e_\beta \quad (2.16)$$

on aura :

$$\Phi_\alpha = \frac{1}{s + T_i} e_\alpha \quad \text{et} \quad \Phi_\beta = \frac{1}{s + T_i} e_\beta \quad (2.17)$$

$T_i \gg 1$ est le pôle introduit.

En utilisant l'équation (2.14) on obtient alors :

$$\cos(\hat{\theta}_r) = \frac{\Phi_\alpha - L_c i_\alpha}{\sqrt{(\Phi_\alpha - L_c i_\alpha)^2 + (\Phi_\beta - L_c i_\beta)^2}} \quad \text{et} \quad \sin(\hat{\theta}_r) = \frac{\Phi_\beta - L_c i_\beta}{\sqrt{(\Phi_\alpha - L_c i_\alpha)^2 + (\Phi_\beta - L_c i_\beta)^2}} \quad (2.18)$$

A partir de ces deux expressions on peut déterminer la position du rotor θ_r .

Une autre méthode qui permet le calcul des composantes du flux consiste à estimer à la fois les composantes du flux et de la f.é.m. La f.é.m. selon les deux axes du repère statorique

est considérée comme étant la somme de deux composantes : une composante continue et une composante alternative [17] telles que :

$$e_\alpha = a_1 \cos(\omega_r t) + b_1 \sin(\omega_r t) + e_{\alpha d} = e_{\alpha 1} + e_{\alpha d} \quad (2.19)$$

$e_{\alpha d}$ est la composantes continue.

On pose alors :

$$\dot{e}_{\alpha 1} = e_{\alpha 2} \quad \text{et} \quad \dot{e}_{\alpha 2} = -\omega_r^2 e_{\alpha 1} \quad (2.20)$$

L'expression de e_β s'obtient d'une façon similaire à e_α .

Ainsi, on définit les composantes de flux par :

$$\begin{cases} \Phi_\alpha = \int e_{\alpha 1} dt & \Rightarrow & \dot{\Phi}_\alpha = e_{\alpha 1} \\ \Phi_\beta = \int e_{\beta 1} dt & \Rightarrow & \dot{\Phi}_\beta = e_{\beta 1} \end{cases} \quad (2.21)$$

En combinant les équations (2.15) et (2.21) on obtient :

$$\begin{cases} \dot{e}_\alpha = -\omega_r^2 \Phi_f \cos(\theta) = -\omega_r^2 \Phi_\alpha \\ \dot{e}_\beta = -\omega_r^2 \Phi_f \sin(\theta) = -\omega_r^2 \Phi_\beta \end{cases} \quad (2.22)$$

En reportant l'équation (2.22) dans (2.13), on obtient le modèle d'état :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ \Phi_\alpha \\ e_{\alpha 1} \\ e_\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_C} & 0 & \frac{-1}{L_C} & \frac{-1}{L_C} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\omega_r^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ \Phi_\alpha \\ e_{\alpha 1} \\ e_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_C} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_\alpha \quad (2.23)$$

Pour estimer toutes les composantes du vecteur d'état, on utilise un observateur d'ordre complet [40]. Et comme il s'agit d'une commande sans capteur mécanique, dans la matrice système, la vitesse ω_r est inconnue. Elle est dans ce cas aussi remplacée par la vitesse de référence. Les équations sur l'axe β s'obtiennent d'une manière similaire que celles selon l'axe α .

Une fois les flux $(\hat{\Phi}_\alpha, \hat{\Phi}_\beta)$ et les forces électromotrices $(\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta)$ estimés, il est possible de déterminer la vitesse et la position par :

$$\hat{\omega}_r = \frac{\dot{e}_{\beta 1} \hat{\Phi}_\alpha - \dot{e}_{\alpha 1} \hat{\Phi}_\beta}{\hat{\Phi}_{\alpha 1}^2 + \hat{\Phi}_{\beta 1}^2} \quad (2.24)$$

et

$$\sin \hat{\theta}_r = \frac{\hat{\Phi}_{\beta 1}}{\sqrt{\hat{\Phi}_{\alpha 1}^2 + \hat{\Phi}_{\beta 1}^2}} \quad \text{et} \quad \cos \hat{\theta}_r = \frac{\hat{\Phi}_{\alpha 1}}{\sqrt{\hat{\Phi}_{\alpha 1}^2 + \hat{\Phi}_{\beta 1}^2}} \quad (2.25)$$

Du fait que la position ne dépend que des composantes de flux, cette structure donne de bons résultats, mais son inconvénient est l'utilisation de deux observateurs (un pour estimer les variables d'états selon l'axe α et l'autre selon l'axe β), ce qui implique un alourdissement du temps de calcul et la nécessité d'une double initialisation des matrices de variance et de covariance [40]. L'utilisation de la vitesse de référence pour la mise en œuvre de l'observateur (la vitesse au régime permanent) conduit à un régime transitoire médiocre.

La précision d'estimation de la force électromotrice joue un rôle important dans les performances des méthodes sans capteur mécanique. Cette estimation se base sur la connaissance du modèle du MSAP, il est alors intéressant de savoir à quel point les méthodes sont sensibles à son incertitude. La loi de commande étudiée n'utilise à aucun moment les paramètres mécaniques, la rendant ainsi très robuste vis-à-vis de leurs incertitudes. En outre, les incertitudes sur la connaissance des paramètres de la machine provoquent une erreur statique sur l'estimation de la position [17].

2.3.1.6 Observateur de Matsui

Matsui a proposé un observateur qui peut s'appliquer aux machines synchrones à pôles saillants et à pôles lisses. Cet observateur repose sur le modèle de la machine dans un repère diphasé tournant à la vitesse du rotor appelé repère de Park estimé ou repère hypothétique (γ, δ) donné par la figure (2.4). Cet observateur n'estime pas la position du rotor mais l'erreur d'estimation de la position. Dans le cas où ces deux repères coïncident parfaitement, la composante directe de la f.é.m. estimée s'annule et donne ainsi un solide critère permettant de corriger la vitesse et la position du repère estimé pour qu'il se synchronise avec le repère réel [76].

Matsui a remarqué l'existence d'un point d'équilibre qui limite la convergence de cet observateur. Des solutions ont été proposées dans [76] pour éliminer ce point d'équilibre, dans [4] deux observateurs de deuxième ordre ont été rajouté pour chacun des axes avec la linéarisation du modèle et dans [103] un nouvel algorithme plus léger et intrinsèquement plus robuste vis-à-vis des incertitudes et des variations des paramètres de la machine a été élaboré.

Toutes ces méthodes se basent sur l'estimation de la f.é.m. dont la valeur est faible aux basses vitesses (voir nulle à l'arrêt) ce qui affecte visiblement l'estimation de la position du rotor. Ces limitations peuvent être contournées par une autre approche dite sans modèle qui est basée sur la saillance magnétique de la machine.

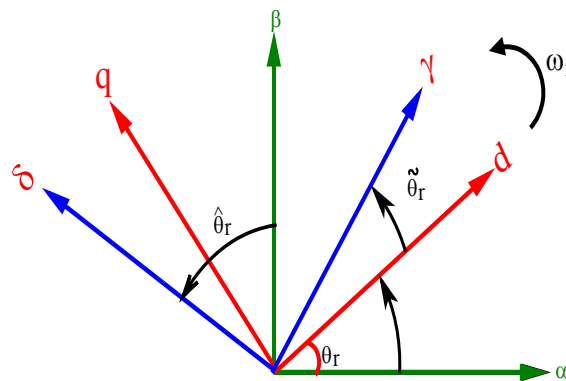


FIGURE 2.4: Repères fixe (α, β) , réel (d, q) et hypothétique (γ, δ) .

2.3.2 Capteurs logiciels sans modèle du MSAP

Certaines applications exigent les entraînements à basses vitesses et/ou à l'arrêt comme le secteur de la manutention. Plusieurs industriels introduisent le sensorless dans les applications où il est autorisé [77].

Avant de présenter les différentes approches sans modèle de l'estimation de la position et/ou de la vitesse du MSAP qui sont basées sur la saillance de la machine, il semble qu'il est approprié de rappeler certaines connaissances préalables à ces techniques.

2.3.2.1 Saillance magnétique dans les machines synchrones à aimants permanents

La saillance dans une machine électrique est définie comme toute anisotropie vue du stator qu'elle soit d'origine électrique ou magnétique, autrement dit elle exprime la différence du comportement magnétique entre l'axe direct d et l'axe transversal q . Elle est évaluée par le rapport de saillance exprimé par : $\xi = L_q/L_d$.

Le classement de Bianchi permet d'agencer toutes les machines synchrones, selon le type d'excitation (bobinage, aimants permanents, etc) et selon le rapport de saillance [26]. comme l'illustre la figure (2.5). Selon la disposition des aimants au rotor et de la valeur de ξ , les machines synchrones à aimants permanents peuvent être scindées en deux familles : les machines synchrones à aimants surfaciques (MSAS) et les machines synchrones à aimants internes (MSAI).

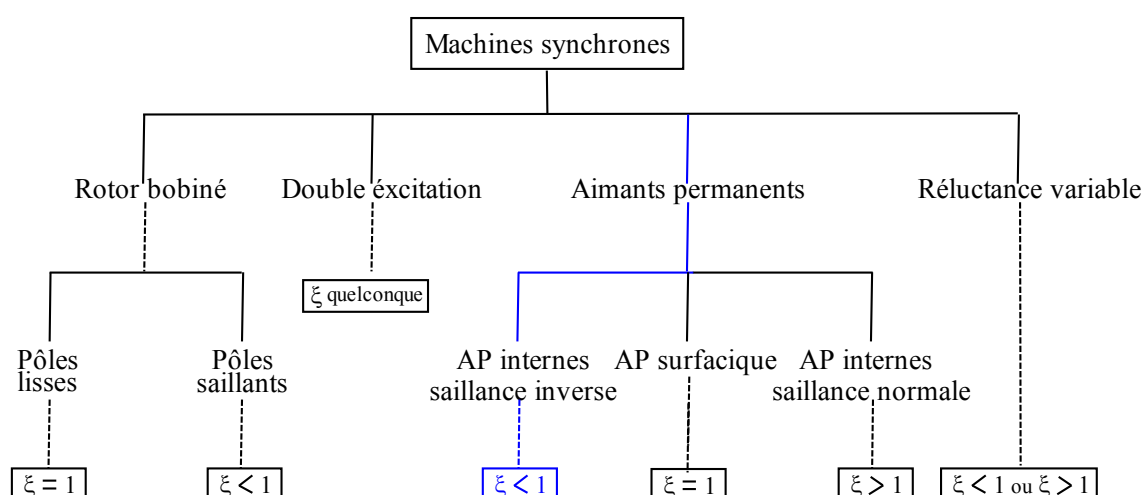


FIGURE 2.5: Classement des machines synchrones.

2.3.2.2 Moteur synchrone à aimants permanents surfaciques

Les aimants permanents de cette machine sont collés en surface du rotor et ils ont une très faible perméabilité magnétique. De ce fait, ils peuvent être assimilés à de l'air. Par conséquent, l'entrefer peut être considéré comme constant et c'est la raison pour laquelle elles sont appelées machines synchrones à aimants permanents à pôles lisses [26] (ou à aimants surfaciques (MSAS)), dites en anglais saxon SPMSM (Surface Permanent Magnet Synchronous Machine). Le circuit magnétique du rotor de cette machine est parfaitement isotrope en conséquence, les deux inductances : directe L_d et en quadrature L_q sont identiques ($\xi = 1$). La figure (2.6-a) montre ce type de rotor. Le trajet du flux magnétique dans l'entrefer est représenté par la figure (2.7). Ce type de machine ne présente pas de saillance, ce qui rend leurs inductances indépendantes de la position du rotor.

Toutefois, les inductances d'un MSAS sont susceptibles de varier en fonction de l'état magnétique des tôles qui constituent le stator et donc de la position occupée par celui-ci par rapport au rotor. Ceci peut être réalisé en saturant le circuit magnétique du stator en lui injectant une composante de courant statorique directe positive I_d [103]. Cette composante génère une force magnétomotrice qui s'ajoute aux forces magnétomotrices des aimants permanents, ce qui entraîne une diminution de l'inductance directe par la saturation de certaines dents statoriques et rend ainsi la machine magnétiquement saillante. Dans ce cas, il faut établir un modèle de la machine avec prise en compte de la saturation magnétique [103].

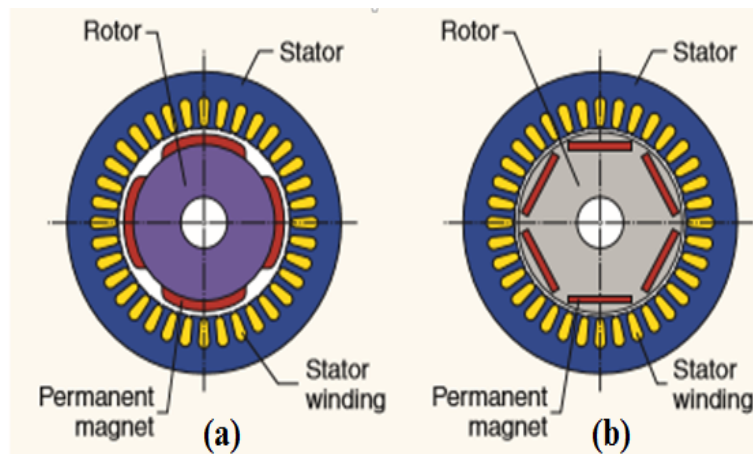


FIGURE 2.6: Structure des moteurs synchrones à aimants permanents.

2.3.2.3 Moteur synchrone à aimants permanents internes

Cette machine est caractérisée par des aimants insérés, elle n'est pas magnétiquement homogène et par conséquent l'entrefer varie en fonction de la position rotorique d'où le nom de moteur synchrone à aimants permanents à pôles saillants (ou à aimants internes (MSAI)) dites en anglais saxon IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Machine). Cette machine est géométriquement saillante. Il existe deux catégories de ces machines : la première catégorie dite à saillance normale qui est la plus ancienne où $(\xi > 1)$. Ce type de rotor est représenté par la figure (2.6-b) et le trajet du flux magnétique dans l'entrefer est représenté par la figure (2.8). La deuxième catégorie dite à saillance inverse qui est beaucoup plus récente dont l'inductance quadratique est diminuée en insérant des barrières de flux et $(\xi < 1)$ [26] comme le montre la figure (2.9). Il s'agit de notre référence pour notre étude où $(\xi = 0.854)$.

Dans un moteur à aimants permanents internes, les aimants ont une grande réluctance par rapport à celle du fer par conséquent le flux dans l'entrefer donc l'inductance aussi varient avec la position du rotor comme le montre la figures (2.10).

Cette variation peut être exprimée par l'équation :

$$L_m = 1.5 \left(\frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos 2\theta_r \right) \quad (2.26)$$

Cette équation nous confirme que l'inductance (L_m) du MSAI est modulée par la saillance spatiale dépendante de la position du rotor. Cette saillance est exploitée dans les techniques de commande sans capteur mécanique du MSAI. La position du rotor peut être détectée en

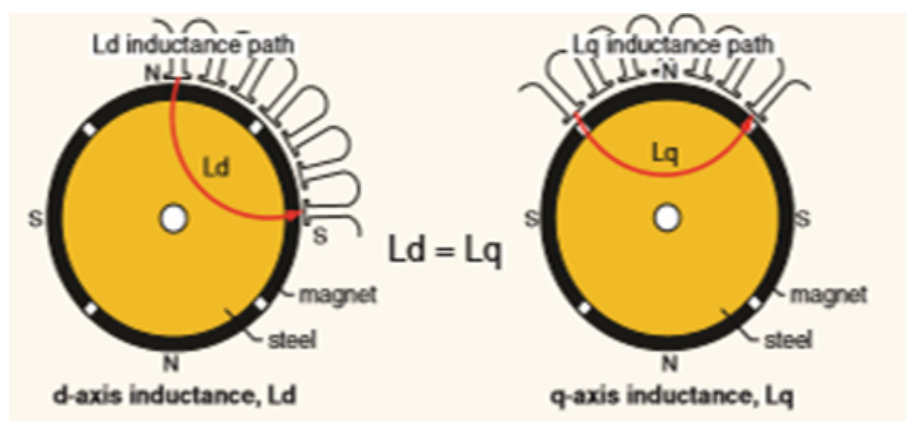


FIGURE 2.7: Caractéristique de la non-saillance d'un MSAS ($L_d = L_q$).

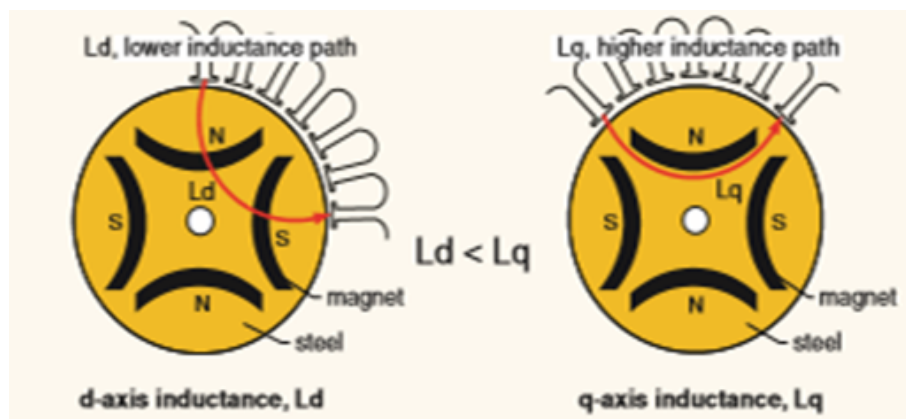


FIGURE 2.8: Caractéristique de la saillance d'un MSAI ($L_d \neq L_q$).

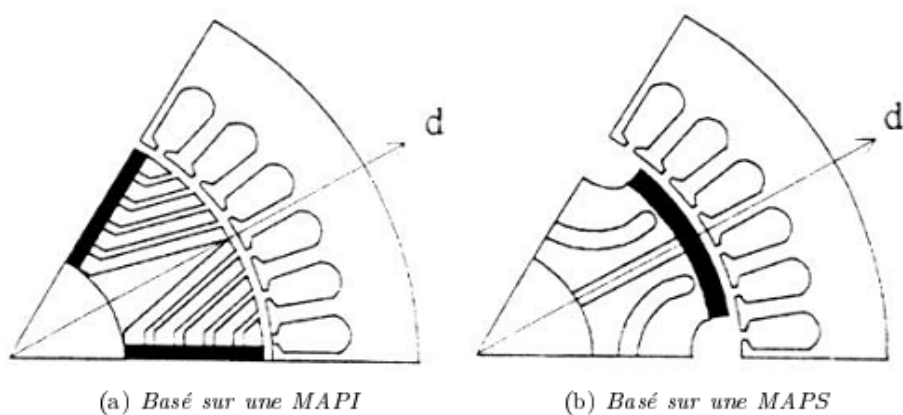


FIGURE 2.9: Rotor du MSAI à saillance inverse à barrière de flux en quadrature.

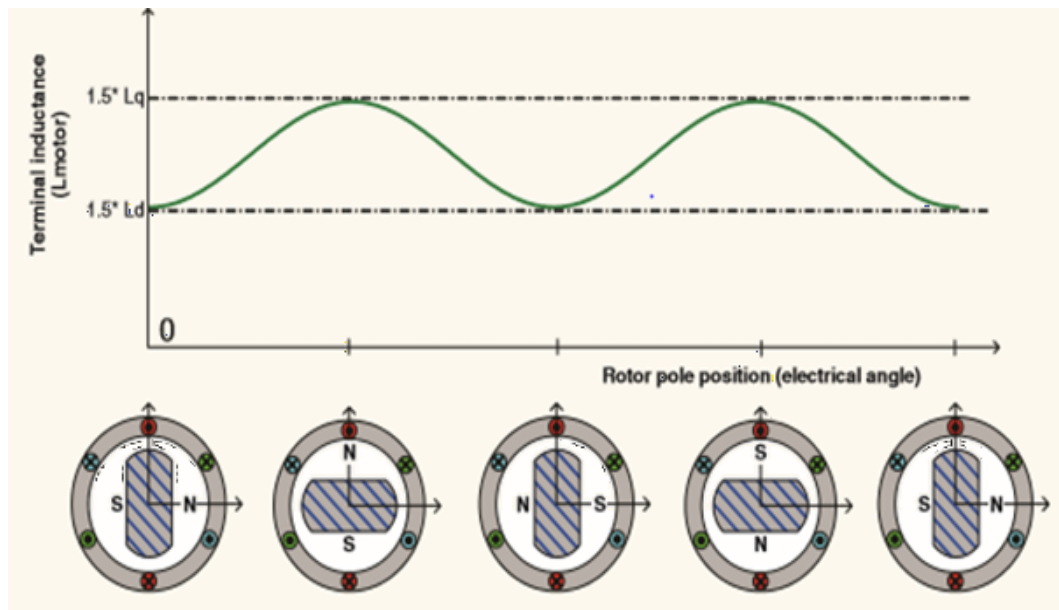


FIGURE 2.10: Variation de l'inductance en fonction de la position rotorique pour un MSAI.

mesurant la variation de l'impédance. Lorsqu'une tension de haute fréquence est injectée à un MSAI avec un angle d'injection de zéro degré (c'est-à-dire à travers l'axe d), le courant mesuré sera au maximum (en raison de la plus faible inductance) ceci indique que l'impédance du moteur sera à sa valeur minimale. Lorsqu'une tension haute fréquence est injectée dans le moteur avec un angle d'injection de 90° (c'est-à-dire à travers l'axe q), le courant mesuré sera au minimum. Par conséquent, l'impédance du moteur sera à sa valeur maximale comme illustré sur la figure (2.11). On sait que la réactance du moteur (donc son impédance) est proportionnelle à la fréquence. La même variation de l'impédance du moteur est constatée (minimale pour la position 0 degré ou axe d) et maximale pour la position de 90 degrés ou axe q et ceci pour les différentes valeurs de l'amplitude et la fréquence de la tension HF injectée [45]. La figure (2.12) montre la variation de l'impédance en fonction de l'angle d'injection et de la fréquence du signal HF [45].

2.3.2.4 Méthodes fondées sur la saillance magnétique de la machine

Malgré les qualités techniques que présentent les machines électriques, des défauts structurels détectables peuvent exister dans le stator qui sont à l'origine d'une certaine forme de saillance [41]. Comme on l'a vu précédemment, les MSAI sont conçues avec des saillances significatives qui jouent un rôle important dans le fonctionnement fondamental de la machine. Les MSAS, qui elles sont généralement conçues et modélisées comme étant non saillantes ou symétriques.

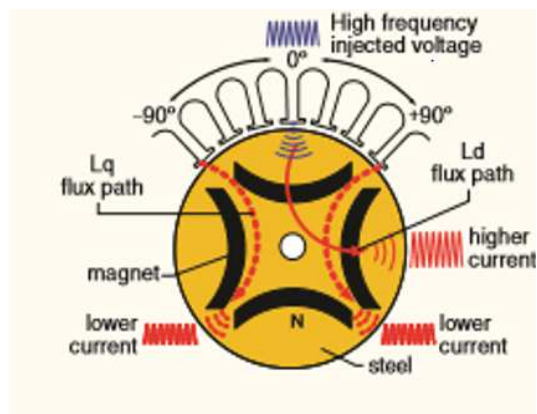


FIGURE 2.11: Injection d'un signal haute fréquence dans un MSAI [55].

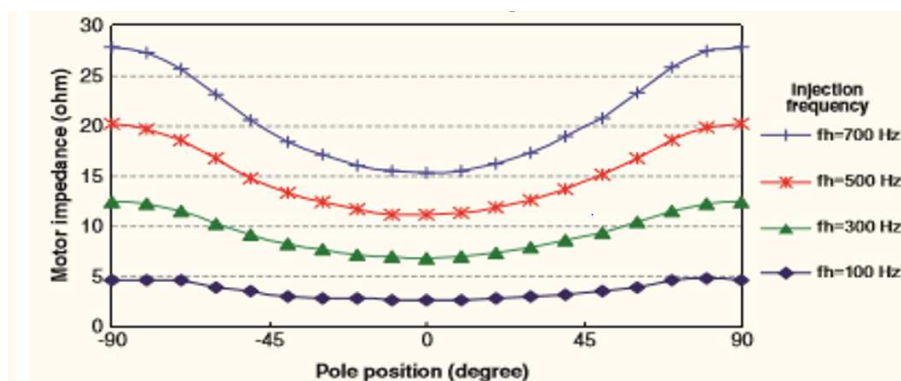


FIGURE 2.12: Variation de l'impédance d'un MSAI en fonction de l'angle d'injection et de la fréquence du signal HF injecté [54].

Cependant, l'existence des imprécisions de construction et la saturation magnétique, produisent presque toujours une certaine saillance dans ces machines [2,103]. Comme on l'a mentionné dans les paragraphes précédents, les saillances présentes dans une machine sont importantes pour l'estimation de la position du rotor, car elles font qu'une machine ait des paramètres (résistance ou inductance) qui dépendent de l'espace, permettant ainsi au courant et/ou à la tension statorique de contenir des informations sur la position de ces saillances [45]. Ce courant et/ou cette tension est alors traitée pour en extraire la position. Une machine peut présenter une seule saillance ou plusieurs saillances. Dans ce dernier cas, on peut trouver des saillances dépendantes de la position du rotor et des saillances qui sont indépendantes de la position du rotor. Ces composantes sont considérées comme étant des composantes perturbatrices qui nécessitent un traitement de signal supplémentaire afin de les dissocier des composantes dépendantes de la position du rotor [2,31].

Les méthodes d'estimation de la position fondées sur la saillance magnétique de la machine se portent sur l'idée de la conception des algorithmes d'estimation indépendants des paramètres du moteur et qui sont basés uniquement sur des saillances modélisables et dépendantes de la position du rotor [2]. Dans cette optique de nombreuses méthodes ont été alors proposées dans la littérature pour estimer la position des saillances dans les machines synchrones à aimants permanents, qui varient considérablement dans la manière dont elles estiment cette position. Ces techniques peuvent être classées en trois grandes catégories selon le type et la durée du signal injecté : injection d'impulsions de tension, excitation par MLI sans et avec injection de signal supplémentaire et injection de signal de haute fréquence (HF). Certaines de ces méthodes s'appliquent aux moteurs à pôles lisses et d'autres s'appliquent aux moteurs à pôles saillants. Suivant la manière d'extraire cette position, on trouve certaines de ces méthodes qui estiment directement la position du rotor et d'autres qui estiment l'erreur sur l'estimation de la position du rotor qui sera ensuite réglée à zéro [103]; celles qui sont utilisées pour estimer la position aux basses vitesses et celles qui sont utilisées pour détecter la position initiale et la polarité du rotor (à vitesse nulle) [11].

La partie suivante, passe brièvement en revue le principe de base des techniques d'estimation de la position basées sur la saillance du MSAP, les plus connues, en soulignant les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles.

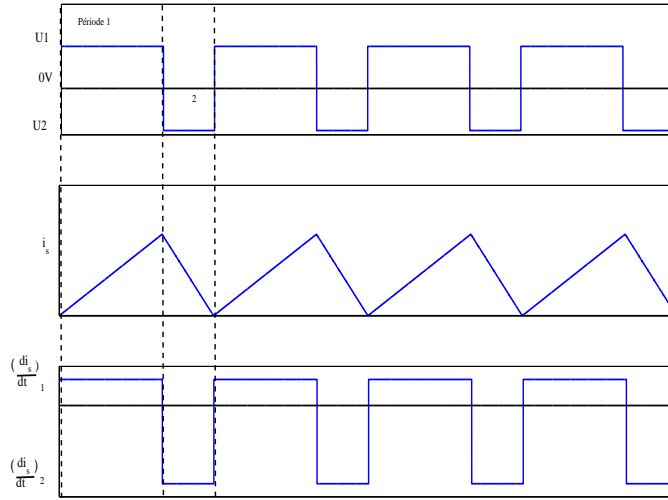


FIGURE 2.13: Signaux MLI.

2.3.2.5 Estimation de la position du rotor de la MSAP par l'exploitation des signaux MLI

Ces techniques ne nécessitent pas un signal supplémentaire à injecter à la machine. Elle exploitent les informations relatives à la saillances, se trouvant dans les signaux d'alimentation générés par la MLI [43, 77]. En faisant l'hypothèse de l'état non saturé du circuit magnétique de la machine et en combinant les équations (1.1) et (1.2) on peut écrire [37] :

$$v_s(t) = R_s i_s(t) + \frac{d(L_s(\theta_r) i_s(t))}{dt} = R_s i_s(t) + L_s(\theta_r) \frac{di_s(t)}{dt} + i_s(t) \frac{dL_s(\theta_r)}{dt} \quad (2.27)$$

avec : $L_s = L_{abc}$.

D'où l'expression de l'inductance en fonction du temps :

$$L_s(\theta_r) = \frac{v_s(t) - R_s i_s(t) - \frac{dL_s(\theta_r)}{dt} i_s(t)}{\frac{di_s(t)}{dt}} \quad (2.28)$$

En supposant que le courant croit linéairement durant les deux phases de la MLI comme le montre la figure (2.13) et en utilisant l'hypothèse d'invariance du courant moyen, de la résistance et de l'inductance sur une période MLI on peu écrire [43] :

$$L_s(\theta_r) = \frac{(U_1 - R_s i_s(t) - \frac{dL_s}{dt} i_s(t)) - (U_2 - R_s i_s(t) - \frac{dL_s}{dt} i_s(t))}{\left(\frac{di_s(t)}{dt}\right)_1 - \left(\frac{di_s(t)}{dt}\right)_2} = \frac{U_1 - U_2}{\left(\frac{di_s(t)}{dt}\right)_1 - \left(\frac{di_s(t)}{dt}\right)_2} \quad (2.29)$$

les indices 1 et 2 correspondent aux phases 1 et 2 de la MLI.

En échantillonnant les grandeurs mesurables (courants et tensions) à une fréquence 3 à 5 fois supérieure à la fréquence de modulation de largeur d'impulsion (MLI), nous devrions théoriquement pouvoir obtenir 2 fois la fréquence de la MLI par secondes informations sur la matrice inductance [37] ce qui implique pour une fréquence de la MLI de 8 kHz une acquisition à une fréquence minimum de $f_e = 24$ kHz.

2.3.2.6 Estimation de la position des saillances à partir de la phase de la tension homopolaire

Lorsqu'une tension de haute fréquence est injectée à un moteur présentant des saillances, l'interaction de la tension du signal HF avec les saillances de la machine produit deux effets qui peuvent être utilisés pour l'estimation de la position du moteur. Le premier effet est la présence de la composante HF de séquence négative du courant et le second est la présence d'une tension homopolaire de HF. La phase de ces deux signaux est une fonction de la position du rotor [35].

Certains auteurs [1, 20, 36, 77] utilisent la composante haute fréquence de la tension homopolaire déjà inhérente à la MLI vectorielle. En étudiant les effets de la saillance sur la phase de la composante homopolaire de la tension, la position peut être estimée. La composante homopolaire est obtenue en reliant le point neutre N de la machine, connectée en étoile, au point milieu de la source o de tension DC au travers d'un filtre afin de limiter le courant homopolaire [11]. La tension homopolaire fait apparaître les alternances existantes entre les vecteurs nuls (V_0 et V_7) et se traduit par une tension évoluant entre $(\frac{V_{bus}}{2})$ et $(-\frac{V_{bus}}{2})$ avec des paliers $(\pm \frac{V_{bus}}{6})$. En autorisant la circulation du courant au travers d'un filtre LC adapté, nous pouvons récupérer deux tensions en quadrature contenant la position du rotor en mesurant les dérivées de ce courant sur les axes α et β [77]. L'information sur la position peut être évaluée avec une dynamique importante et un rapport signal/bruit élevé. L'utilisation des fréquences élevées est possible avec cette méthode ainsi qu'une large bande d'estimation [36]. La fréquence de la composante homopolaire de la tension est calculée par un test de passage par zéro ou par une PLL [59]. En outre, un capteur de courant classique pour la commande et un capteur de variation de courant est nécessaire [36, 77]. Cette composante homopolaire doit aussi fournir une amplitude de courant homopolaire assez importante pour la mesure sans pour autant générer des pertes supplémentaires. Dans le cas où

les effets de saillance sont dues à la saturation, on est amené à sursaturer la machine dans les conditions normales de fonctionnement, chose que l'on évite de faire habituellement.

2.3.2.7 Estimation de la position du rotor du MSAP par injection des tensions triphasées de haute fréquence (méthode INFORM)

La méthode INFORM (Indirect Flux Detection by On-line Reactance Measurement) a été appliquée pour la première fois par [87]. Elle s'applique pour les machines à pôles saillants. Elle consiste à l'injection de trois impulsions de tensions triphasées et complexes v_{ca} , v_{cb} et v_{cc} , l'une après les autres (environ 20 périodes d'échantillonnages) respectivement sur les phases a , b et c du stator [103]. La période qui suit, le système de commande est interrompu pour effectuer la mesure des variations des courants qui en résultent de l'injection et d'en déduire l'impédance complexe \underline{X}_{INFORM} qui contient l'information souhaitée sur la position du rotor. En négligeant les termes résistifs (en haute fréquence) et les termes représentant la f.é.m. (nous opérons à basses vitesses), cette impédance peut être donnée par l'expression [11, 103] :

$$\underline{X}_{INFORM} = \frac{\underline{v}_{ci}}{\frac{d}{d\tau}\underline{i}_{ci}} \quad (2.30)$$

Où : \underline{v}_{ci} et \underline{i}_{ci} sont respectivement l'impulsion de la tension complexe test injectée sur la phase i , le courant complexe qui en découle par ce stimulus et τ est le temps durant lequel la tension \underline{v}_{ci} est appliquée. $i = a, b$ ou c étant la phase statorique dans laquelle la tension test est appliquée.

La variation totale du courant $\underline{\Delta i}_{ci}$ provoquée par la tension test \underline{v}_{ci} est donc :

$$\underline{\Delta i}_{ci} = \underline{Y}_{INFORM} \cdot \Delta\tau |\underline{v}_{ci}| e^{j\theta_i} \quad (2.31)$$

Avec : $\underline{Y}_{INFORM} = \underline{X}_{INFORM}^{-1}$.

$|\underline{v}_{ci}|$ et θ_i sont respectivement la norme des impulsions des tensions appliquées et leurs arguments c'est-à-dire :

$$\theta_i = \begin{cases} 0 & si \quad i = a \\ \frac{2\pi}{3} & si \quad i = b \\ \frac{4\pi}{3} & si \quad i = c \end{cases} \quad (2.32)$$

\underline{Y}_{INFORM} est une fonction π -périodique ayant comme paramètre θ_i ainsi que la position du rotor θ_r et peut être décrite par [103] :

$$\underline{Y}_{INFORM} = y_0 - \Delta y e^{(2\theta_r - 2\theta_i)} \quad (2.33)$$

En remplaçant l'équation (2.33) dans (2.31) on aura une expression de la partie réelle des trois réponses en courant à chacune des impulsions de tension :

$$\begin{cases} \underline{\Delta i}_{ca} = \Delta\tau |\underline{v}_c| \cdot [y_0 - \Delta y \cos(2\theta_r)] \\ \underline{\Delta i}_{cb} = \Delta\tau |\underline{v}_c| \cdot [y_0 - \Delta y \cos(2\theta_r - \frac{4\pi}{3})] \\ \underline{\Delta i}_{cc} = \Delta\tau |\underline{v}_c| \cdot [y_0 - \Delta y \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3})] \end{cases} \quad (2.34)$$

En posant :

$$\underline{C}_{INFORM} = \underline{\Delta i}_{ca} + \underline{\Delta i}_{cb} e^{j\frac{4\pi}{3}} + \underline{\Delta i}_{cc} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.35)$$

Nous obtenons ainsi une estimation de la position du rotor (à π près) avec :

$$\arg(\underline{C}_{INFORM}) = 2\theta_r (+2\pi) \quad (2.36)$$

Nous obtenons la position estimée du moteur à partir des variations des courants statoriques correspondant aux tensions test injectées donnée par l'équation (2.37) qui est indépendante des paramètres du moteur.

$$\begin{cases} \text{Re}(\underline{C}_{INFORM}) = \underline{\Delta i}_{ca} - \frac{1}{2}\underline{\Delta i}_{cb} - \frac{1}{2}\underline{\Delta i}_{cc} \\ \text{Im}(\underline{C}_{INFORM}) = \frac{\sqrt{3}}{2}(\underline{\Delta i}_{cc} - \underline{\Delta i}_{cb}) \end{cases} \quad (2.37)$$

$$\theta_r = \frac{1}{2} \left[\arctan \left(\sqrt{3} \frac{\underline{\Delta i}_{cc} - \underline{\Delta i}_{cb}}{2\underline{\Delta i}_{ca} - \underline{\Delta i}_{cb} - \underline{\Delta i}_{cc}} \right) \right] (+\pi) \quad (2.38)$$

L'avantage de la méthode INFORM est que l'algorithme d'estimation de la position ne requière pas la connaissance des paramètres de la machine. D'où sa robustesse vis-à-vis de leurs incertitudes ou de leurs variations. L'application d'un signal de test indépendant de l'alimentation fondamentale de la machine, valide l'algorithme d'estimation dans la plage des basses vitesses. Elle est aussi caractérisée par une bonne résolution par rapport aux autres méthodes. Cependant, cette technique présente quelques inconvénients : la discontinuité de la position estimée qui est due à sa mesure directe, entraîne aussi la discontinuité des références des tensions et celles des courants dans les boucles de régulation, ce qui rend l'estimation discrète et provoquera des à coup de couple qui peuvent endommager le moteur [59]. De plus, un sur-échantillonnage de la MLI et des courants statoriques est nécessaire au moment de l'estimation de la position [77]. Cette approche est valable uniquement aux basses vitesses et sa mise en œuvre expérimentale est très complexe [77, 103].

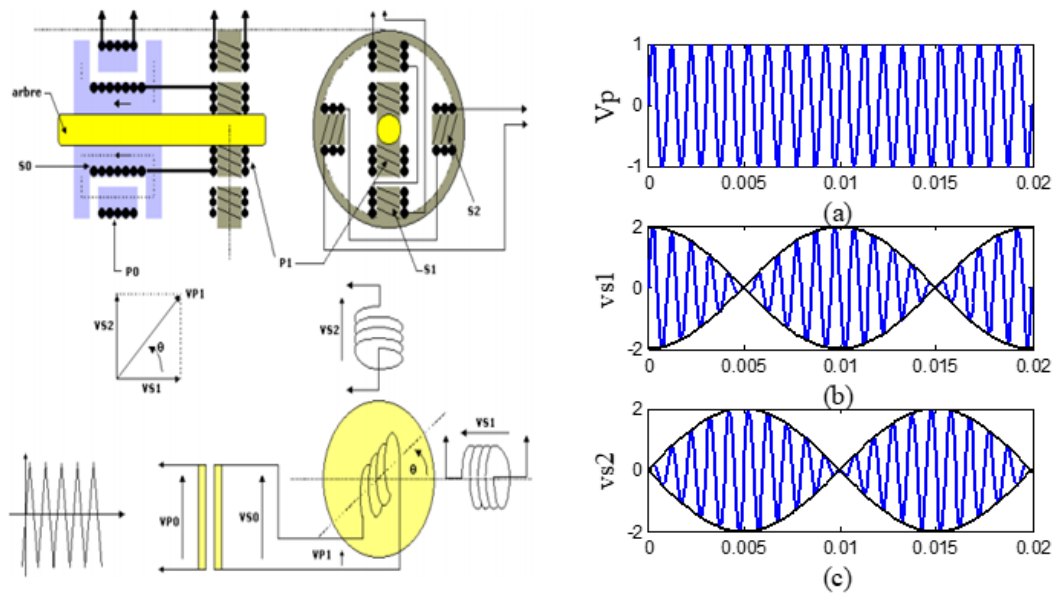


FIGURE 2.14: Schéma de principe de la constitution d'un résolveur : (a) porteuse, (b) le signal de mesure cosinus, (c) le signal de mesure sinus.

2.3.2.8 Méthode d'injection d'un signal de haute fréquence

Contrairement aux méthodes précédentes, cette technique se focalise sur un autre aspect pour déduire la matrice inductance à partir des équations électriques de la machine en haute fréquence. Elle s'inspire du principe de fonctionnement d'un résolveur. Dans le résolveur, l'injection d'un signal HF appelé porteuse au primaire P_0 , produit un champ tournant qui induit deux tensions aux enroulements secondaires S_1 et S_2 , dont l'allure est semblable à une modulation d'amplitude où un signal de basse fréquence module la porteuse sinusoïdale. Les amplitudes de ces tensions varient sinusoïdalement lors de la rotation du rotor, l'un des deux bobinages fournit une tension dont l'amplitude est proportionnelle au sinus de l'angle du rotor et l'autre à son cosinus. Le décodeur (inclus dans le résolveur), par l'évaluation de l'arc-tangente de ces deux signaux accède à la position angulaire de l'arbre du moteur, comme le montre la figure (2.14). Le même principe est introduit dans les machines électriques pour la première fois par Jansen et Lorenz en 1995 dans [49]. Une tension HF est injectée pour la commande sans capteur du moteur asynchrone et du MSAS à basses vitesses et à l'arrêt.

La technique d'injection de signal HF est appliquée pour les différents types de moteurs : le MSAI [19, 60–63], le moteur asynchrone (MAS) [2, 22, 32, 91], la machine synchro-réductante assis-

tée à aimants permanents (MSRAP) [77] et le moteur pas à pas hybride(MPPH) [11] et pour les MSAS [46, 103].

Le signal à haute fréquence HF injecté peut être un courant ou une tension. Il est superposé à l'excitation fondamentale du moteur et interagit avec la saillance spatiale qui permet de créer une composante harmonique respectivement de tension ou de courant qui est modulée par la position du rotor. Son principe est illustré par la figure (2.15). La technique d'injection d'un signal HF permet de "traquer" la position des saillances indépendamment des paramètres de la machine [2, 32, 59, 103]. Elle est basée sur des équations électriques pour remonter jusqu'à l'estimation de la position et/ou de la vitesse rotorique. Pour une estimation robuste par ce type de méthode, les conditions ci-après doivent être confirmées [20, 32, 59] :

- Démoduler le signal à la fréquence d'injection pour séparer l'information de position des courants(ou des tensions) dus au fonctionnement de la machine.
- Une excitation permanente indépendante de l'excitation fondamentale est nécessaire.
- Reconstruire la position ou vitesse du rotor en ligne avec le moins de perturbations grâce aux signaux obtenus.

Le signal de haute fréquence supplémentaire injecté pour l'estimation de la position du rotor d'un MSAP peut être de formes différentes : rotatif [2, 21, 31, 35, 50, 62], pulsatoire [1, 39, 46, 62, 68], elliptique [29, 65, 89] ou carré [97, 99, 100]. Ces signaux peuvent être une tension ou un courant. De plus, ils peuvent être injectés dans différents repères : le repère stationnaire (α, β) , le repère tournant réel (d, q) , ou le repère tournant estimé (γ, δ) (hypothétique).

L'injection d'un signal rotatif et d'un signal pulsatoire sont les plus fréquemment utilisés pour la commande sensorless d'un MSAP. Nous détaillerons ces deux types d'injection dans la suite de ce travail.

Remarque : Sur la figure (2.15), un exemple d'injection d'une tension HF dans le repère stationnaire.

2.3.2.9 Injection d'un signal de haute fréquence pulsatoire

Cette méthode est introduite par Ha et Sul en 1999 pour l'estimation de la position rotorique du MSAP [39]. Le signal injecté peut être une tension ou un courant. Il est porté par l'axe γ ou par l'axe δ . L'injection dans l'axe γ est la plus répondeue, car elle génère moins d'ondulations de couple

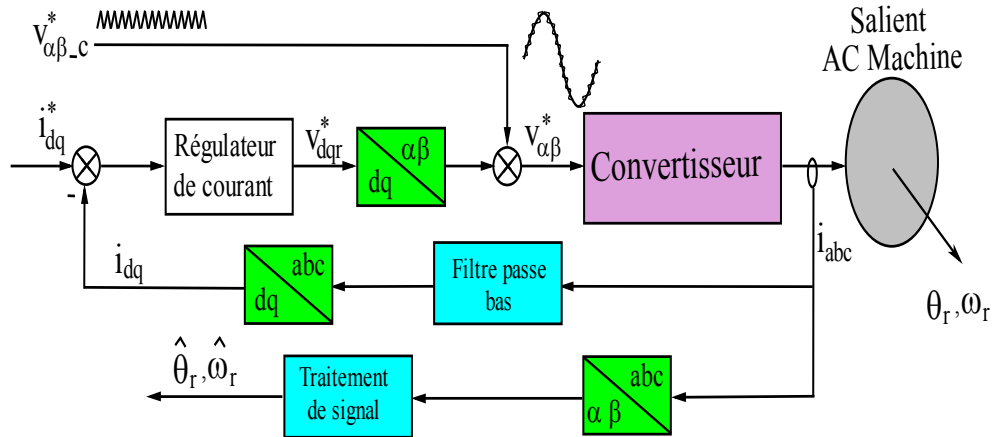


FIGURE 2.15: Principe de la méthode d'injection d'un signal HF pour l'estimation de la position du rotor du MSAI.

comparée à l'injection dans l'axe δ . Cette direction est choisie pour localiser une anisotropie spécifique du moteur qui est, pour le modèle linéaire, alignée avec l'axe d (inductance minimale L_d) ou l'axe q (inductance maximale L_q). Les auteurs dans [66] proposent une nouvelle technique d'estimation de la position rotorique à basse vitesse en injectant une tension pulsatoire HF dans le repère (α, β) [51]. La position estimée est alors déduite à partir du courant mesuré suivant l'axe orthogonal à l'axe de l'injection. Cette méthode d'injection est basée sur un processus de démodulation permettant de trouver un signal proportionnel à l'erreur d'estimation de la position rotorique [45–48]. Ce processus est utilisé par plusieurs méthodes. Il utilise des filtres analogiques pour isoler le terme contenant des informations sur la position et pour éliminer les autres termes indésirables. Si une tension pulsatoire HF est injectée selon l'axe γ (dans le référentiel hypothétique) représenté par la figure (1.4), son expression peut être donnée par [51, 52, 105] :

$$\begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_c \cos(\omega_c t) \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{V_c}{2} e^{j(\omega_c t)} + \frac{V_c}{2} e^{j(-\omega_c t)} \quad (2.39)$$

La lettre "c" désigne les termes haute fréquence (HF).

Ce signal est composé de deux signaux rotatifs tournants dans le sens inverse. La figure (2.4) représente les repères, biphasé (α, β) , tournant réel (d, q) et le repère hypothétique ou estimé (γ, δ) . En supposant que la fréquence du signal injecté est beaucoup plus grande que la fréquence d'alimentation de la machine et en négligeant les effets de la vitesse du rotor, les équations (I.13)

peuvent être réécrites en haute fréquence par [46, 62, 105] :

$$v_{dc} = R_s i_{dc} + L_d \frac{di_{dc}}{dt} = (R_s + j\omega_c L_d) i_{dc} = Z_d i_{dc} \quad (2.40)$$

$$v_{qc} = R_s i_{qc} + L_q \frac{di_{qc}}{dt} = (R_s + j\omega_c L_q) i_{qc} = Z_q i_{qc} \quad (2.41)$$

Où $Z_d = L_d \omega_c$ et $Z_q = L_q \omega_c$ sont respectivement l'impédance longitudinale et transversale en haute fréquence.

Les équations (2.42) et (2.43) peuvent être mises sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_d & 0 \\ 0 & Z_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

La matrice de transformation des variables réelles (x_d, x_q) aux variables estimées (\hat{x}_d, \hat{x}_q) est la matrice de rotation $R(\tilde{\theta}_r)$ telle que :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\tilde{\theta}_r) \begin{bmatrix} \hat{x}_d \\ \hat{x}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & \sin \tilde{\theta}_r \\ -\sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_d \\ \hat{x}_q \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

où : $\tilde{\theta}_r = \hat{\theta}_r - \theta_r$

La variable x peut être une tension ou un courant. $\hat{\theta}_r$ est la position estimée. $\tilde{\theta}_r$ est l'erreur sur la position estimée.

En remplaçant (2.43) dans (2.42) on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & \sin \tilde{\theta}_r \\ -\sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{Z_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dc} \\ \hat{i}_{qc} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Les expressions des courants estimés à haute fréquence peuvent être donnés par :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dc} \\ \hat{i}_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & -\sin \tilde{\theta}_r \\ \sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{Z_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_r & \sin \tilde{\theta}_r \\ -\sin \tilde{\theta}_r & \cos \tilde{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dc} \\ \hat{v}_{qc} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

En développant les calculs on obtient les expressions ci-dessous [77, 105] :

$$\hat{i}_{dc} = \frac{1}{Z_d} \left(\hat{v}_{dc} \cos^2(\tilde{\theta}_r) + \hat{v}_{qc} \cos(\tilde{\theta}_r) \sin(\tilde{\theta}_r) \right) + \frac{1}{Z_q} \left(\hat{v}_{dc} \sin^2(\tilde{\theta}_r) - \hat{v}_{qc} \cos(\tilde{\theta}_r) \sin(\tilde{\theta}_r) \right) \quad (2.46)$$

et

$$\hat{i}_{qc} = \frac{1}{Z_d} \left[\frac{1}{2} \hat{v}_{dc} \sin 2\tilde{\theta}_r + \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\tilde{\theta}_r \right) \hat{v}_{qc} \right] + \frac{1}{Z_q} \left[-\frac{1}{2} \hat{v}_{dc} \sin 2\tilde{\theta}_r + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\tilde{\theta}_r \right) \hat{v}_{qc} \right] \quad (2.47)$$

Posons :

$$Z = \frac{Z_d + Z_q}{2} \quad \text{et} \quad \Delta Z = \frac{Z_d - Z_q}{2} = j\omega_c \left(\frac{L_d - L_q}{2} \right) \quad (2.48)$$

Par conséquent, puisque la tension HF injectée est selon l'axe d , en insérant l'équation (2.39) et (2.48) dans (2.46) et (2.47), on obtient [46]

$$\hat{i}_{dc} = \frac{V_c \cos \omega_c t}{Z_d Z_q} \left(Z - \frac{1}{2} \Delta Z \cos 2\tilde{\theta}_r \right) \quad (2.49)$$

et

$$\hat{i}_{qc} = \frac{V_c \cos \omega_c t}{Z_d Z_q} \left(-\frac{1}{2} \Delta Z \sin 2\tilde{\theta}_r \right) \quad (2.50)$$

On peut déterminer l'erreur d'estimation de la position rotorique si $(Z_d - Z_q) \neq 0$. Si cette erreur est nulle, dans ce cas seule la composante de courant \hat{i}_{qc} qui s'annule. Cette dernière est proportionnelle à $\sin 2\tilde{\theta}_r$. On la considère comme un signal d'entrée pour l'estimation de $\tilde{\theta}_r$. En haute fréquence, la résistance statorique peut être négligée devant l'impédance relative aux inductances, le courant \hat{i}_{qc} devient alors [16, 46, 105] :

$$\hat{i}_{qc} = \frac{V_c \sin 2\tilde{\theta}_r}{2\omega_c L_d L_q} (\Delta L \cos \omega_c t) \quad (2.51)$$

Nous remarquons que ce courant est sinusoïdal et modulé en amplitude par l'erreur sur la position estimée $\tilde{\theta}_r$. Le filtre passe bande, centré sur la fréquence porteuse f_c , permet de séparer les deux composantes HF de faibles amplitudes du courant statorique et d'annuler le courant d'excitation en basse fréquence. Afin de démoduler \hat{i}_{qc} , on effectue une démodulation synchrone à la même pulsation du signal injecté ω_c , autrement dit la composante \hat{i}_{qc} est multipliée par $\sin(\omega_c t)$ comme le montre la figure (2.16). Le terme résultant à la fréquence $2\omega_c$ est éliminé par un filtre passe bas ainsi on obtient le signal portant l'information sur l'erreur d'estimation de la position rotorique donné par l'expression [46, 105] :

$$i_{\tilde{\theta}_r} \equiv LFP \left(\hat{i}_{qc} \sin \omega_c t \right) = \frac{V_c \Delta L}{2\omega_c L_d L_q} \sin 2\tilde{\theta}_r \quad (2.52)$$

En supposant que l'erreur d'estimation de la position rotorique est faible, on a donc :

$$i_{\tilde{\theta}_r} \approx -\frac{V_c \Delta L}{2\omega_c L_d L_q} \tilde{\theta}_r \quad (2.53)$$

Etant donné que le signe de la différence des inductances ΔL est connu, on peut annuler le courant $i_{\tilde{\theta}_r}$ par changement d'orientation du signal HF injecté [105]. Par conséquent, le repère estimé coïncide avec le repère réel, ainsi la position du signal injecté nous informe sur la position

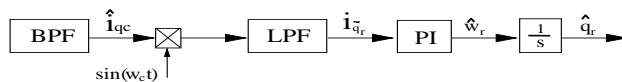


FIGURE 2.16: Procédure de calcul du signal d'entrée de l'observateur de position.

réelle du rotor.

La méthode d'injection d'un signal pulsatoire sinusoïdal est moins sensible à l'effet du temps mort du dispositif d'alimentation que la méthode d'injection rotative [62]. Cependant, elle peut être confrontée aux problèmes de temps de convergence et de stabilité limitée du système [62, 68].

2.3.2.10 Injection d'un signal de haute fréquence rotatif

La forme la plus simple et la plus utilisée des signaux d'excitation est un signal rotatif, qui peut être un courant ou une tension.

2.3.2.10-a Injection d'un courant rotatif à haute fréquence dans la machine

Aux entrées des régulateurs de courant contenus dans le schéma de la commande vectorielle du MSAP illustré par la figure (1.7), est ajouté un courant triphasé de haute fréquence f_c et d'amplitude I_c donné par l'équation (2.54). La fréquence injectée doit être inférieure à la fréquence de commutation de l'onduleur et supérieure à la bande passante des régulateurs de courant. Idéalement, l'amplitude du courant HF injecté devrait être aussi faible que possible pour réduire les pertes, le bruit et elle est limitée par les capteurs de courant et d'autres composantes de l'excitation globale [31, 32]. L'interaction entre ce courant de haute fréquence avec les saillances présentes dans le moteur, induit une tension triphasée contenant des informations sur la position du rotor [2, 31, 32].

$$i_{\alpha\beta c}^* = I_c e^{j\omega_c t} \quad (2.54)$$

L'avantage principal de l'injection d'un courant HF est qu'un courant d'amplitude relativement faible se traduit par une tension assez importante. Cela est dû à la dépendance de l'impédance par rapport à la fréquence. Comme l'excitation du signal HF se fera en général à des fréquences

assez élevées, l'impédance sera grande [31, 32].

Les inconvénients de cette méthode résident dans la difficulté à extraire l'information spatiale souhaitée et de sa mise en œuvre, qui est due principalement aux signaux injectés aux entrées des régulateurs de courant. Ces derniers possèdent une bande passante limitée. Nous avons alors deux choix :

- Augmenter la bande passante des régulateurs de courant de plusieurs multiples de la fréquence injectée, par conséquent ils deviennent sensibles aux bruits, particulièrement à celui du découpage de la MLI, ce qui réduit la qualité du contrôle [2].
- Diminuer la fréquence injectée, et par conséquent diminuer la séparation spectrale entre le courant injecté et le courant fondamental.

Nous rappelons que les régulateurs de courant dans un schéma de commande vectorielle sont implantés dans un référentiel lié au champ tournant. C'est pourquoi leurs gains sont unitaires et leurs déphasages sont égaux à zéro pour l'alimentation fondamentale. Mais pour les autres fréquences, malheureusement, ça ne sera pas le cas. C'est pourquoi le signal injecté sera déphasé avant même d'être appliqué dans la machine [2].

Tous ces problèmes sont à l'origine du fait que l'injection d'un courant HF pour l'estimation de la position ou/et vitesse est moins souhaitable que l'injection d'une tension HF [31].

2.3.2.10-b Injection d'une tension HF rotative

L'injection d'une tension HF rotative consiste en l'injection d'une tension sinusoïdale triphasée équilibrée directe ou inverse, d'amplitude V_c et de pulsation ω_c , superposée à l'alimentation fondamentale de la machine, dans le repère (α, β) . Pour effectuer cette injection, la machine doit présenter des saillances. Son principe consiste à ajouter des tensions $V_{\alpha\beta c}$ du signal à haute fréquence aux tensions v_{dqr} de l'alimentation fondamentale à la sortie des régulateurs de courant. De ce fait, cette technique ne nécessite pas d'équipements supplémentaires pour effectuer l'injection. Ensuite, la tension résultante est appliquée aux bornes du MSAP via un onduleur (figure 2.15). L'interaction entre le vecteur de tension HF injecté et la saillance de la machine produira un courant de haute fréquence, contenant des fréquences dépendantes de la position des saillances qui est la même que celle du rotor [31]. Cette composante doit être extraite par application d'un traitement de signal approprié [2, 10]. La stratégie d'injection d'un vecteur rotatif sinusoïdal est simple et facile à mettre en œuvre, elle est très utilisée pour l'estimation de la position du MSAP

à basse vitesse [100]. C'est cette technique que nous avons adoptée pour notre étude et que nous détaillerons dans le paragraphe qui suit.

2.4 Modèle du MSAP en haute fréquence

La machine dont nous disposons est à distribution sinusoïdale, nous ne pouvons considérer qu'une seule saillance dominante sinusoïdale. Dans ce cas, nous n'avons pas besoin d'identifier son amplitude [2]. Le signal à injecter est une tension haute fréquence, sinusoïdale, triphasée, équilibrée et directe donnée par l'expression suivante :

$$V_{\alpha\beta c} = V_c \begin{bmatrix} -\sin(\omega_c t) \\ \cos(\omega_c t) \end{bmatrix} = V_c e^{j(\omega_c t + \frac{\pi}{2})} \quad (2.55)$$

f_c est la fréquence de la tension haute fréquence à injecter.

Le Choix de l'amplitude V_c et de la fréquence f_c , du signal à haute fréquence à injecter, est effectué afin d'assurer un faible taux de distorsion harmonique (THD) du courant de phase [11, 92, 106], un faible taux d'ondulation du couple électromagnétique, de respecter la limite de la bande passante des régulateurs utilisés et d'engendrer le minimum de perturbation possible (couple et pertes) [59] dans la machine tout en tenant compte des restrictions de mise en œuvre. Le signal haute fréquence à injecter doit avoir une fréquence très inférieure à celle de la MLI tout en ayant une fréquence suffisamment élevée pour ne pas perturber le bon fonctionnement du système. Dans ce cas, la valeur de sa fréquence f_c peut varier de 500 Hz à 2 kHz, c'est-à-dire $\frac{1}{10}$ de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur et son amplitude V_c est de 10 % à 20 % de la valeur de la tension du bus continu [69, 102]. Dans notre étude, nous avons choisi une fréquence f_c égale à 1 kHz qui permettrait de passer l'onduleur dont la MLI fonctionne à 10 kHz et une amplitude $V_c = 10$ V. Cette tension HF est superposée aux tensions de sortie des régulateurs de courant comme indiqué sur la figure (2.15).

De l'équation (I.25), le modèle du MSAP en HF peut être déduit et mis sous la forme :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha c} \\ v_{\beta c} \end{bmatrix} = \left(R_s I_2 + \frac{d}{dt} L_{\alpha\beta}(\theta_r) \right) \begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} + L_{\alpha\beta}(\theta_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} + \frac{d\Phi_{\alpha\beta f}}{dt} \quad (2.56)$$

Avec I_2 désigne la matrice identité d'ordre 2,

$v_{\alpha c}$, $v_{\beta c}$, $i_{\alpha c}$ et $i_{\beta c}$ désignent les valeurs des tensions et des courants haute fréquence suivant les

axes α et β .

En remplaçant les équations (1.23), (1.24), (1.26) et (1.27) dans l'équation (2.56), on aura :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos 2\theta_r & -\Delta L \sin 2\theta_r \\ -\Delta L \sin 2\theta_r & L + \Delta L \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \omega_r \begin{bmatrix} -\Delta L \sin 2\theta_r & \Delta L \cos 2\theta_r \\ \Delta L \cos 2\theta_r & \Delta L \sin 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_r \Phi_f \sin \theta_r \\ \omega_r \Phi_f \cos \theta_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.57)$$

Etant donné que la fréquence du signal injecté est beaucoup plus grande que la fréquence de la tension de commande, la résistance R_s peut être alors négligée devant les impédances. Aux basses vitesses, les termes de couplage peuvent être omis [46, 98]. A partir de toutes les approximations précédentes, le modèle du MSAP donné par l'équation (2.57), peut se réduire en haute fréquence et à basses vitesses à :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha c} \\ V_{\beta c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos 2\theta_r & -\Delta L \sin 2\theta_r \\ -\Delta L \sin 2\theta_r & L + \Delta L \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} \approx L_{\alpha\beta}(\theta_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

L'équation (2.58) prouve que des composantes HF de courant dans le repère fixe i_α et i_β sont générées par la tension HF injectée à la machine. En intégrant cette équation suivant les deux axes (α, β) , le courant à haute fréquence a pour expression :

$$i_{\alpha\beta c} \approx I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(-\omega_c t + 2\theta_r + \frac{\pi}{2})} \quad (2.59)$$

Où I_{cp} et I_{cn} désignent respectivement l'amplitude des séquences positive et négative du courant haute fréquence qui sont données par :

$$I_{cp} = \frac{L V_c}{(L^2 - \Delta L^2) \omega_c} \quad \text{et} \quad I_{cn} = \frac{\Delta L V_c}{(L^2 - \Delta L^2) (\omega_c - 2\omega_r)} \quad (2.60)$$

Le courant statorique résultant $i_{\alpha\beta}$ dans la machine est donné par l'expression :

$$i_{\alpha\beta} = I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(-\omega_c t + 2\theta_r + \frac{\pi}{2})} + I_f e^{j\omega_s t} \quad (2.61)$$

I_f désigne l'amplitude de la composante fondamentale du courant statorique.

D'après l'équation (2.61), on constate que le courant à haute fréquence résultant est composé de deux termes. Le premier terme, appelé composante directe (ou positive), qui est un vecteur tournant dans le même sens que la pulsation du signal injecté, a une amplitude proportionnelle

à la valeur moyenne des inductances statoriques et à l'amplitude du signal injecté et inversement proportionnelle à la fréquence du signal injecté. Cette composante ne contient pas d'informations sur la position du rotor. Le deuxième terme, appelé composante inverse (ou négative), est un vecteur tournant dans le sens inverse de celui de la tension injectée et dont l'amplitude est proportionnelle à la différence des inductances statoriques, à l'amplitude du signal injecté et inversement proportionnelle à la fréquence du signal injecté. Cette composante est modulée par la position du rotor [2, 10, 31] d'où la nécessité d'un traitement de signal afin de l'extraire.

2.5 Simulation de l'injection d'une tension HF rotative directe à un MSAI

La simulation présentée par la suite est réalisée sur le schéma de commande de la figure (1.7), en lui ajoutant une injection d'une tension HF sinusoïdale rotative dans le repère (α, β) à la sortie des régulateurs de courants. Son amplitude est de 10 V et sa fréquence est de 1 kHz. Les mêmes consignes de vitesse et du couple de charge que celles de l'étude précédente (commande vectorielle), sont imposées à la machine. Pour montrer l'effet de la saillance de la machine sur l'allure des deux composantes de courant statoriques i_α et i_β , de tests sont effectuées pour trois valeurs de rapport de saillance ξ à savoir :

- $\xi = 0.854$: correspond à la valeur réelle du moteur utilisé.
- $\xi = 1$: correspond au moteur à pôles lisses.
- $\xi = 1.548$: correspond au moteur à pôles saillants.

Les courbes issues de la simulation sont représentées par les figures allant de (2.17) à (2.23).

D'après les résultats de simulation obtenus, nous constatons que le signal HF injecté, n'affecte pas les performances de la commande du moteur comme le montre la figure (2.17). Toutefois, il introduit quelques harmoniques au niveau du couple électromagnétique et des courants statoriques comme l'illustrent respectivement les figures (2.18) à (2.23). Cependant, cette injection ne perturbe pas le fonctionnement du moteur.

Les figures (2.21), (2.22) et (2.23) révèlent l'effet du rapport de saillance sur les courants statoriques. Nous remarquons que lorsque $\xi \neq 1$, les composantes HF du courant statorique i_α et i_β sont modulées en amplitude, contrairement au cas où $\xi = 1$. Comme on peut constater

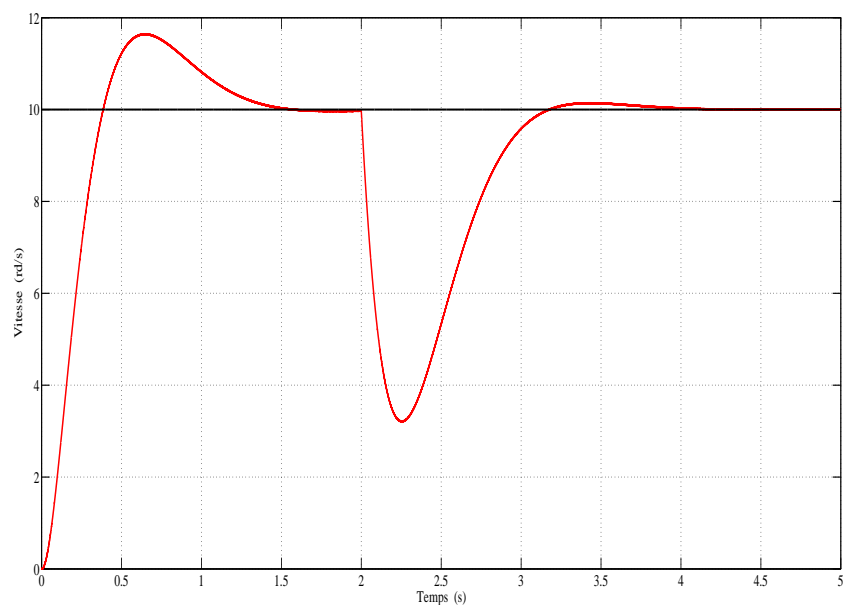


FIGURE 2.17: Vitesse de rotation pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s, avec application d'un couple de charge de 1 N.m et une injection d'une tension HF.

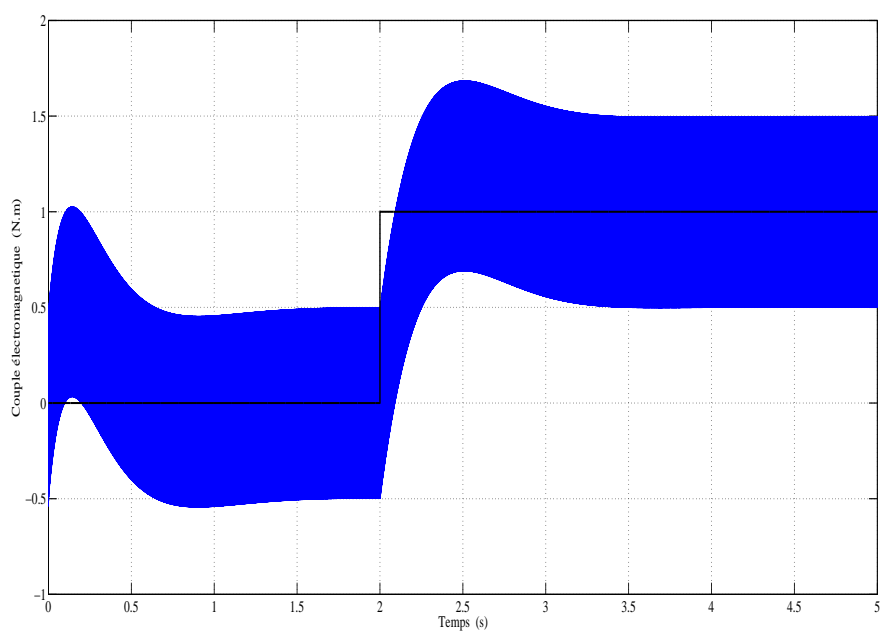


FIGURE 2.18: Couple électromagnétique pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s, avec un couple de charge de 1 N.m et une injection d'une tension HF.

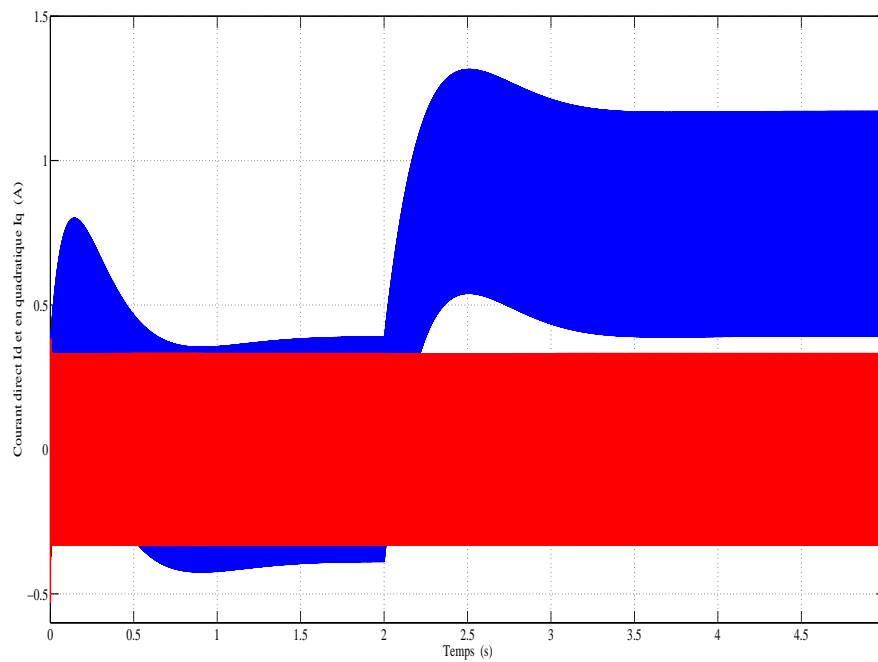


FIGURE 2.19: Courants statoriques direct I_d (en rouge) et en quadrature I_q (en bleu) pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m et une injection d'une tension HF.

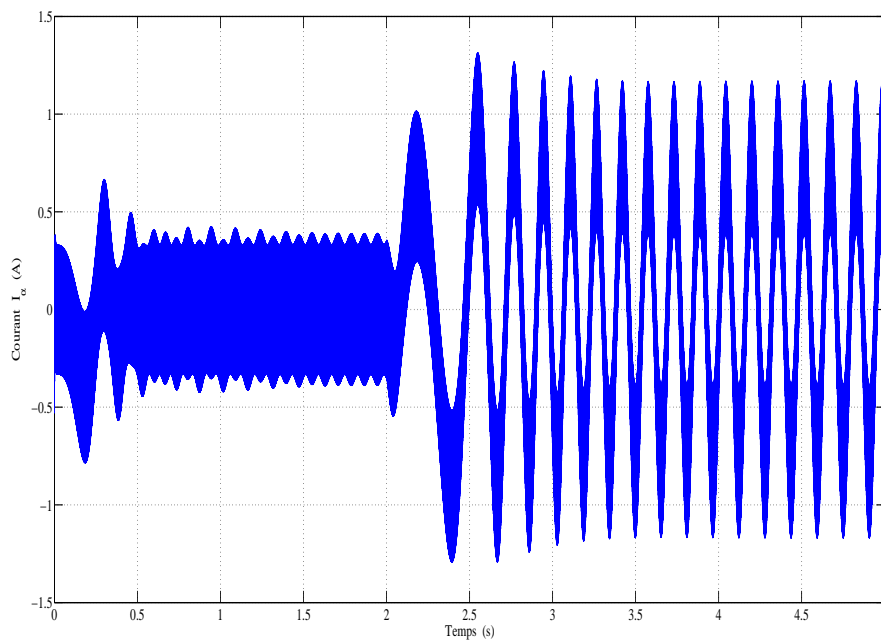


FIGURE 2.20: Composante stationnaire I_α pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m et une injection d'une tension HF pour $\xi = 0.854$.

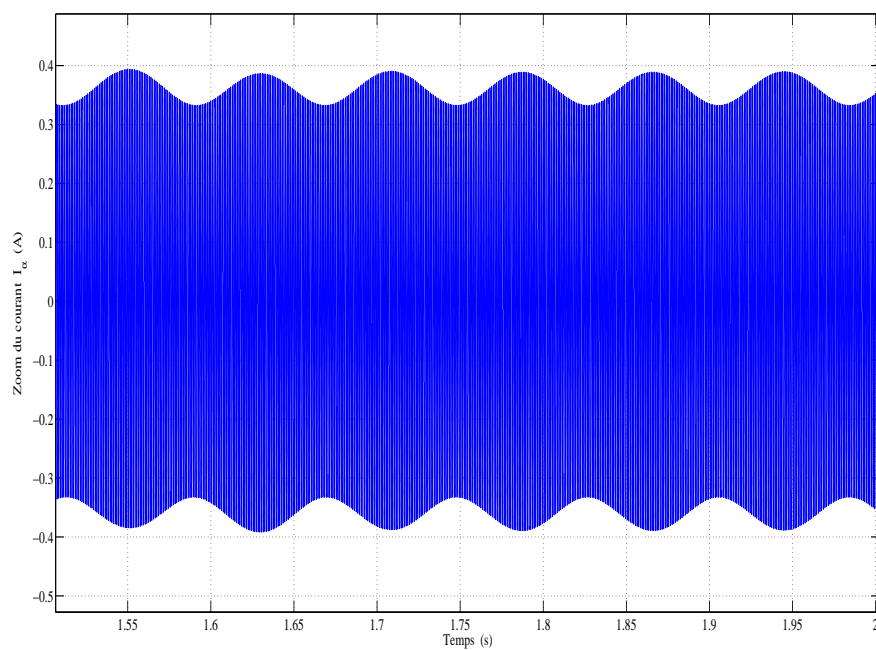


FIGURE 2.21: Zoom sur la composante de courant I_α pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m et une injection d'une tension HF pour $\xi = 0.854$.

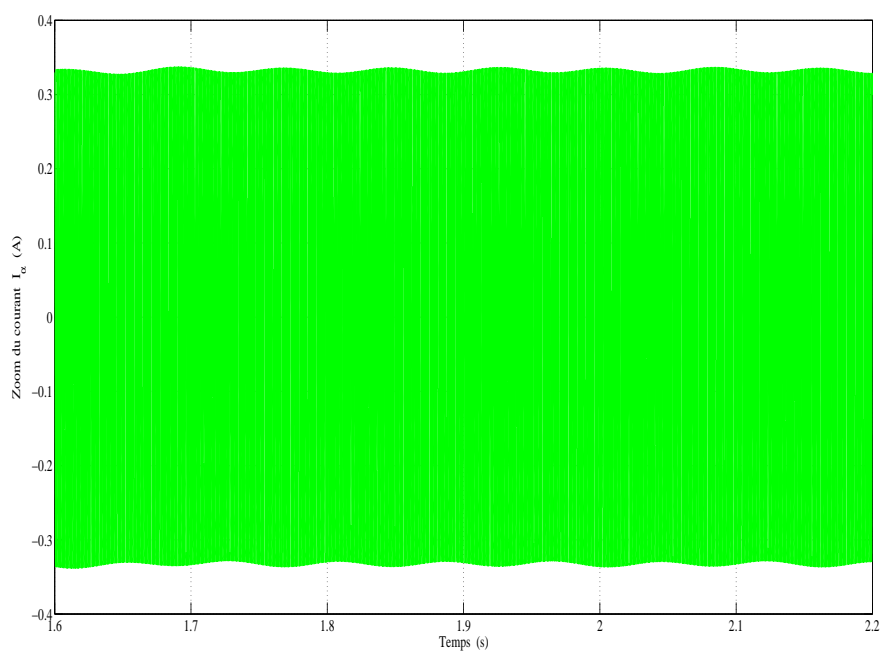


FIGURE 2.22: Zoom sur la composante de courant I_α pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m et une injection d'une tension HF pour $\xi = 1$.

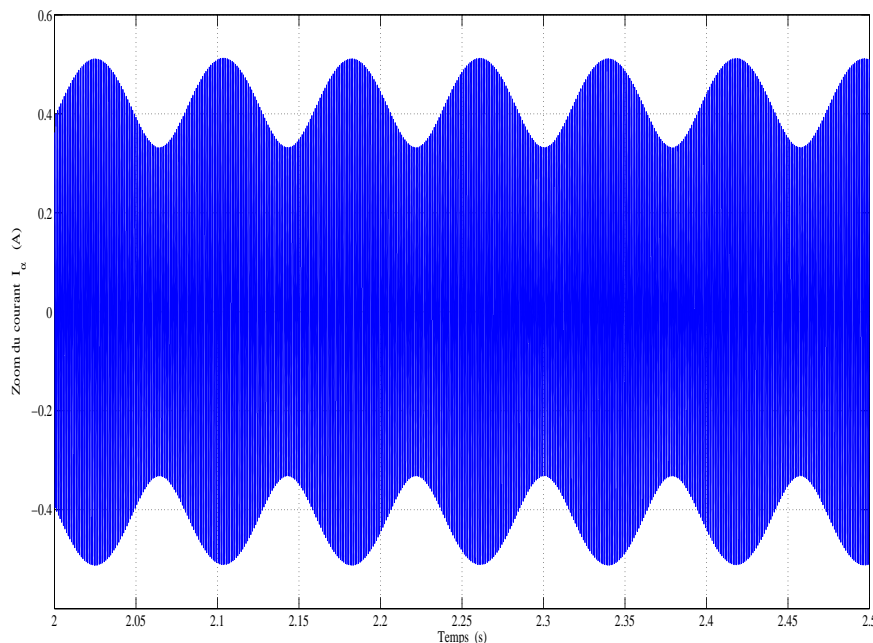


FIGURE 2.23: Zoom sur la composante de courant I_α pour une référence de vitesse constante de 10 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m et une injection d'une tension HF pour $\xi = 1.548$.

également, ce taux de modulation est proportionnel au rapport de saillance de la machine.

Sur les figures, seule la composante i_α est représentée, l'allure de la composante i_β lui est similaire.

2.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de poser la problématique de la commande des machines synchrones à aimants permanents avec un capteur mécanique. Une étude bibliographique sur la commande sensorless, en utilisant des capteurs logiciels les plus répandus tels que des observateurs, des filtres de Kalman, des estimateurs basés sur la f.é.m. et sur l'estimation du flux, a montré leur efficacité en moyenne et haute vitesse et leurs limites dans le domaine de basses vitesses et à l'arrêt. Pour pallier ce problème et le problème de la dépendance des paramètres de la machine, les techniques d'injection de signaux à haute fréquence sont plus adaptées pour la commande sans capteur mécanique dans la gamme de basses vitesses et à l'arrêt. Plusieurs formes de signaux peuvent alors être injectés, selon différents repères. Le signal rotatif semble le plus utilisé en raison de sa facilité de mise en œuvre.

Lors d'une simulation de l'injection d'une tension rotative de haute fréquence suivant le repère stationnaire, l'allure des deux composantes de courant I_α et I_β est semblable à une modulation en amplitude. Ce taux de modulation en amplitude dépend de la position rotorique et varie proportionnellement avec la variation du rapport de saillance de la machine. Par conséquent, cette méthode exige la présence d'une saillance significative dans la machine pour pouvoir l'appliquer à l'estimation de la position rotorique.

Les signaux modulants I_α et I_β contiennent l'information à transmettre qui est la position rotorique. Seule la composante de courant négative contient cette information. Afin d'extraire cette dernière, il va falloir démoduler les signaux ainsi obtenus pour pouvoir l'isoler des autres composantes (fondamentale et positive). Ceci moyennant d'un traitement de signal approprié qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 3

Estimation de la position et de la vitesse rotorique par injection d'une tension Haute Fréquence : Méthodes d'extraction de la position rotorique

3.1 Introduction

Comme nous venons de le voir dans le chapitre précédent, la composante inverse du courant est contenu dans le courant statorique résultant de l'injection de signal de haute fréquence. Afin d'estimer la position du rotor et d'en déduire par la suite sa vitesse de rotation, il est nécessaire d'isoler cette composantes grâce à un traitement de signal adéquat.

La précision d'estimation de la position rotorique par la technique d'injection de signal HF peut être affectée par plusieurs facteurs tels que : la non linéarité introduite par le convertisseur statique [19, 51, 65], le comportement dynamique et la saturation magnétique de la machine [51, 64], le type et la forme du signal HF injecté : un vecteur rotatif sinusoïdal [21, 49, 82], un vecteur pulsé sinusoïdal [27, 48, 62, 68], un vecteur sinusoïdal elliptique [29, 51, 65] ou un vecteur d'onde carrée [97, 99, 100] et le traitement de signal utilisé pour l'extraction de la composante inverse dont la phase permet d'estimer la position du rotor.

Dans le cas de la présence de plusieurs saillances dans la machine, l'extraction de cette composante exige l'utilisation d'un filtre très sélectif, à cause de la présence des composantes perturbatrices. Des estimateurs utilisant la DFT, les moindres carrés récurrents, filtre de Kalman, ... etc, peuvent être utilisés [2, 41, 75]. Comme notre étude traite le cas de la présence d'une seule saillance, l'utilisation des estimateurs constitués de filtres analogiques s'avèrent suffisant pour extraire la composante souhaitée.

Trois méthodes d'extraction de la composante inverse utilisant des filtres analogiques sont envisagées dans la littérature [2, 10, 31]. Une synthèse bibliographique de ces méthodes a permis de dégager deux d'entre elles : la méthode conventionnelle (ou classique), habituellement utilisée, et la méthode qui est généralement déconseillée à son application dans la pratique, vu ses problèmes d'instabilité qu'elle peut engendrer [2, 10]. Nos recherches se sont alors penchées vers cette dernière. Les deux méthodes exigent l'utilisation des filtres analogiques pour l'extraction de la composante utile. L'objectif visé est d'obtenir une estimation non biaisée de la position et de la vitesse rotorique. Il apparaît évident qu'un choix et un dimensionnement des différents filtres constituant le démodulateur est opportun.

Pour ce faire, ce chapitre est décomposé en quatre volets :

- Dans son premier volet, nous aborderons les trois méthodes d'extraction de la composante inverse utilisant les filtres analogiques se trouvant dans la littérature.
- Le deuxième volet sera dédié aux contraintes liées au traitement de signal à utiliser. Une étude rigoureuse sur le choix et le dimensionnement des différents filtres nécessaires pour les deux méthodes d'extraction choisies sera établie.
- Le troisième volet comportera les deux processus d'estimation de la position et/ou de la vitesse : par la fonction arc-tangente et par le processus hétérodyné suivi d'un observateur en boucle fermée ou (PLL). Une étude comparative des deux estimateurs de la position sous l'environnement Matlab/Simulink déterminera l'estimateur choisi pour la suite de notre étude.
- Le dernier volet, concernera la conception de nouveaux schémas de compensation des déphasages causés par les filtres utilisés pour chacune des méthodes étudiées afin d'améliorer la précision sur l'estimation de la position.

3.2 Méthodes d'extraction de la composante inverse du courant

Les composantes HF du courant statorique résultant de l'injection de signal HF, donné par l'équation (2.59), peuvent être représentées par le schéma vectoriel de la figure (3.1) [2, 10]. La composante fondamentale est prédominante en amplitude par rapport aux deux composantes hautes fréquence. Ce qui ne facilite pas le traitement de signal de ce courant mesuré. En plus de toutes ces composantes que peut contenir le courant statorique mesuré, s'ajoutent d'autres composantes harmoniques qui sont dues à la commutation des composants semi-conducteurs de l'onduleur [74]. Afin d'extraire la composante inverse modulée par la position du rotor à partir de cette mesure, il est nécessaire d'éliminer les autres termes perturbateurs. Cela peut se faire en utilisant des filtres. Ces filtres doivent transmettre la composante exploitable avec une distorsion minimale pour ne pas affecter la précision d'estimation de la position. Un dispositif de traitement de signal, doit être conçu de telle sorte qu'il atténue au maximum les composantes indésirables (la composante fondamentale et la composante directe), tout en introduisant le moins de perturbations possibles sur la composante inverse. Trois structures d'extraction envisagées, existent dans la littérature à savoir l'utilisation de : deux filtres synchrones passe haut, un filtre analogique suivi d'un filtre synchrone passe haut et un filtre synchrone passe bas suivi d'un filtre analogique [2, 10, 31]. Il nous apparaît nécessaire, de présenter ces différentes méthodes d'extraction de cette composante.

3.2.1 Extraction de la composante inverse par deux filtres synchrones passe haut

Cette structure utilise la caractéristique des filtres synchrones passe haut pour éliminer la composante fondamentale et la composante directe en deux étapes distinctes [71]. Le schéma bloc de principe de cette méthode est représenté par la figure (3.2) [2, 21, 31].

La première étape consiste à éliminer la composante fondamentale. Le courant triphasé mesuré du moteur, est transféré, en premier lieu, du repère stationnaire (α, β) , au repère lié à la pulsation d'excitation (ω_s) , ceci peut se traduire analytiquement par une multiplication de l'expression du courant statorique donnée par l'équation (2.61) par le terme $e^{-j\omega_s t}$, on obtient :

$$\begin{aligned} i_{\alpha 1 \beta 1}(t) &= \left[I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2})} + I_f e^{j\omega_s t} \right] e^{-j\omega_s t} \\ &= I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2} - \omega_s t)} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t - \omega_s t + \frac{\pi}{2})} + I_f \end{aligned} \quad (3.1)$$

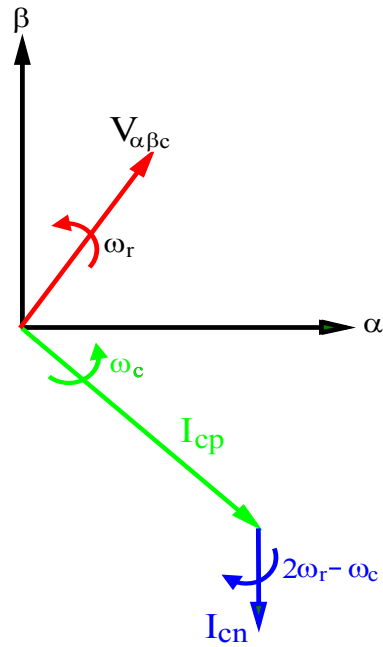


FIGURE 3.1: Représentation des vecteurs de tension et des composantes de courant HF tournant à leurs vitesses respectives.

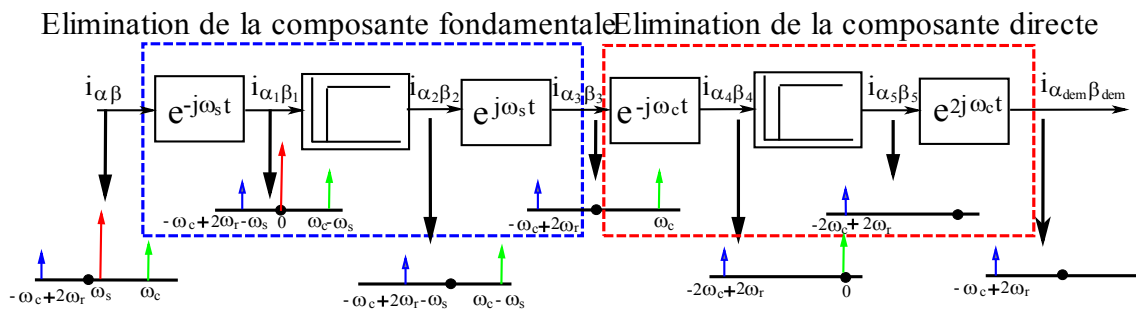


FIGURE 3.2: Schéma d'extraction de composante inverse par deux filtres synchrones passe haut.

Ainsi, la composante fondamentale devient une composante continue dans le signal transféré. Elle peut être éliminée en utilisant un filtre analogique passe-haut du premier ordre on obtient les composantes de la porteuse données par :

$$i_{\alpha 2 \beta 2}(t) = I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2} - \omega_s t)} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t - \omega_s t + \frac{\pi}{2})} \quad (3.2)$$

Ensuite, une transformation inverse est appliquée à cette porteuse pour transférer à nouveau le signal dans le repère lié au champ statorique qui peut se traduire par :

$$\begin{aligned} i_{\alpha 3 \beta 3}(t) &= \left[I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2} - \omega_s t)} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2} - \omega_s t)} \right] e^{j\omega_s t} \\ &= I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Il en reste que les composantes directe et inverse. L'idée est l'utilisation du filtre synchrone passe haut, qui exploite la conséquence de rotation des deux vecteurs de courant à HF, à la même pulsation ω_c et dans deux directions opposées [2, 21, 31, 71]. Ceci concerne la seconde étape. Ces composantes sont alors transférées dans un référentiel en rotation synchrone avec la pulsation de la tension haute fréquence injectée (ω_c) on aura :

$$\begin{aligned} i_{\alpha 4 \beta 4}(t) &= \left[I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2})} \right] e^{-j\omega_c t} \\ &= I_{cp} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - 2\omega_c t + \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (3.4)$$

La composante directe est ramenée à une fréquence nulle, qui sera éliminée en traitant le courant résultant ($i_{\alpha 4 \beta 4}(t)$) à travers un deuxième filtre passe haut du premier ordre, on obtient :

$$i_{\alpha 5 \beta 5}(t) = I_{cn} e^{j(2\theta_r - 2\omega_c t + \frac{\pi}{2})} \quad (3.5)$$

Le signal résultant de ce filtre est ramené dans un référentiel lié au double de la pulsation de la tension haute fréquence injectée ($2\omega_c$), on obtient :

$$\begin{aligned} i_{\alpha \beta dem}(t) &= \left[I_{cn} e^{j(2\theta_r - 2\omega_c t + \frac{\pi}{2})} \right] e^{+j2\omega_c t} = I_{cn} e^{j(2\theta_r + \frac{\pi}{2})} \\ &= I_{cn} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.6)$$

C'est la composante recherchée. Il est très visible qu'elle fait apparaître la position du rotor. Il est évident de noter que le gain de la fonction de transfert du filtre est nul pour les fréquences à éliminer (ω_s et ω_c) et égal à 1 pour la composante inverse [2, 10]. Le déphasage est également quasi nul pour cette composante.

Les inconvénients de cette technique sont liés à l'impossibilité d'éliminer les perturbations proches de la composante haute fréquence (ω_c), à l'augmentation de son temps de réponse qui

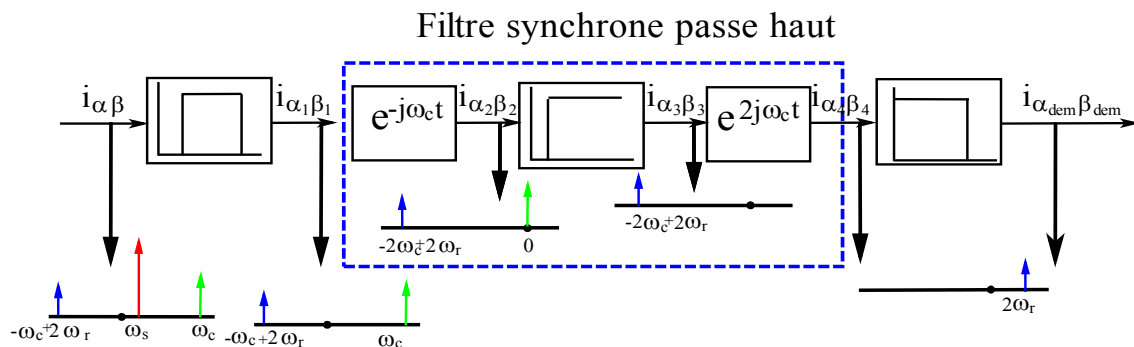


FIGURE 3.3: Méthode la plus fréquemment utilisée pour l'extraction de la composante inverse.

est dû aux filtres de premier ordre utilisés [2, 10]. En effet, l'utilisation d'un filtre du premier ordre, accroît le temps de réponse, et cette conséquence dégrade l'estimation de la position du rotor durant les transitoires [2, 10]. La première rotation utilisée dans cette technique requière la vitesse de synchronisme, et dans la commande vectorielle sans capteur, la pulsation ω_s doit être générée grâce à la vitesse estimée qui elle aussi est générée par ce démodulateur. Cette boucle peut conduire à l'instabilité du système [2, 10]. A l'issue de tous ses inconvénients, nous n'avons pas retenu cette méthode pour la suite de notre travail.

3.2.2 Extraction des composantes inverses par un filtre analogique suivi d'un filtre synchrone passe haut

Cette méthode est la technique conventionnelle qui est habituellement utilisée dont le schéma synoptique est donné par la figure (3.3) [2, 31]. Elle nécessite deux étapes comme le cas précédent. Avant de procéder à une démodulation, la première étape consiste à éliminer la composante fondamentale du courant statorique, cette fois-ci, en utilisant un filtre analogique passe bande [2, 10, 22].

Le filtre passe bande, centré sur la fréquence porteuse f_c , permet de ne laisser passer que les signaux de fréquence proches de $-f_c$ ou de $+f_c$. Cela veut dire, séparer les deux composantes HF du courant statorique, de la composante fondamentale et des harmoniques causés par la SVPWM. Le courant résultant est celui de la porteuse, donné par l'équation (3.2). La deuxième étape est identique à celle de la méthode précédente. Elle consiste à traiter les composantes restantes par un filtre synchrone passe haut.

Cette méthode ne nécessite pas la connaissance de la pulsation du fondamental. Le problème

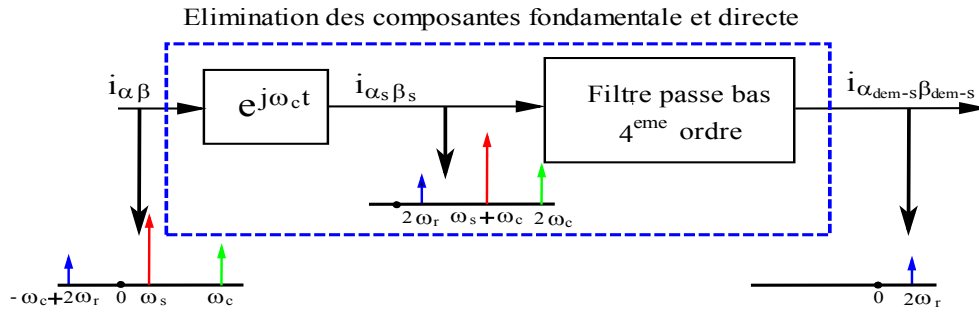


FIGURE 3.4: Méthode simple proposée pour l'extraction de la composante inverse.

est que le filtre passe bande utilisé, peut introduire une asymétrie dans le signal filtré. Cette asymétrie provient des différences entre les composantes électroniques constituant les deux filtres analogiques passe bande, utilisés par les deux axes α et β [2]. Elle peut provoquer d'autres composantes de séquence négative, cette dernière n'est pas modulée par la position du rotor, particulièrement dans le cas de la présence de plusieurs saillances dans la machine [10]. Comme la méthode précédente, le filtre du premier ordre utilisé augmente le temps de réponse. Cela peut détériorer l'estimation de la position pendant les transitoires et peut affecter la commande. Néanmoins, elle reste la technique conventionnelle, la plus utilisée, c'est pour cette raison que nous la retenons pour la suite de notre travail.

3.2.3 Extraction des composantes inverses par un filtre synchrone passe bas

La troisième structure pour extraire la composante inverse, se fait en une seule étape qui consiste à éliminer à la fois la composante fondamentale et la composante directe. Le schéma bloc de cette méthode est illustré par la figure (3.4) [2,31]. Les composantes de courant satorique sont transformées du repère fixe (α, β) au repère tournant à la pulsation négative $(-\omega_c)$, on obtient alors :

$$\begin{aligned} i_{\alpha s \beta s}(t) &= \left[I_{cp} e^{j(\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r - \omega_c t + \frac{\pi}{2})} + I_f e^{j\omega_s t} \right] e^{+j\omega_c t} \\ &= I_{cp} e^{j(2\omega_c t - \frac{\pi}{2})} + I_{cn} e^{j(2\theta_r + \frac{\pi}{2})} + I_f e^{j(\omega_s + \omega_c)t} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Ainsi, la composante inverse se retrouve dans le domaine des basses fréquences et les composantes fondamentale et directe passent en haute fréquence. Ce signal est ensuite envoyé à traiter sur un filtre passe bas, seule la séquence négative sera retenue (les composantes fondamentale, directe et les harmoniques de la SVPWM seront éliminées), qui est donnée par :

$$i_{\alpha \beta dem-s}(t) = I_{cn} e^{j(2\theta_r + \frac{\pi}{2})} \quad (3.8)$$

Dont les composantes sont :

$$i_{\alpha\beta\text{ dem-s}}(t) = I_{cn} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Bien que ce démodulateur soit indépendant de la commande et ne nécessite qu'une seule étape pour l'extraction de la composante inverse, par conséquent il est facile à mettre en œuvre, néanmoins, il a été écarté à son utilisation dans la littérature [2, 10]. Il nécessite un filtre passe bas d'ordre élevé, (un filtre de Tchebychev d'ordre 6) et une bande passante suffisante afin d'éliminer en une seule opération, les composantes indésirables du courant mesuré (la composante fondamentale, la séquence positive et la fréquence de la MLI) et ne conserver que la composante inverse [2, 10, 31]. Ce filtre introduit alors un déphasage important qui induit une erreur sur la position estimée. Il nécessite un temps de calcul considérable et risque de provoquer la divergence de l'algorithme d'estimation [2, 10].

L'étude de la technique de démodulation classique nous a permis de mettre en évidence sa relative complexité pour l'extraction de la séquence négative compte tenue du nombre d'étapes nécessaires. Il est évident de noter les avantages mentionnés de la dernière approche, qui sont d'un intérêt non négligeable pour réaliser cette fonctionnalité. Cela nous a incité à considérer que cette stratégie est particulièrement intéressante, à condition d'envisager son amélioration et ceci par :

- un choix judicieux du type du filtre et un dimensionnement rigoureux de celui-ci ;
- utilisation d'un filtre passe bas d'ordre moins élevé qui isolera parfaitement la composante utile du courant mesuré et éliminera ou atténuera toutes les composantes perturbatrices ;
- le déphasage introduit par le filtre affecte considérablement la qualité de l'estimation de la position rotorique. Sa compensation devient indispensable pour améliorer la précision d'estimation de la position.

Toutes ces exigences imposées, permettent de s'affranchir des contraintes inhérentes à cette approche dans l'optique d'atteindre le meilleur compromis précision/performances et de garantir la stabilité de fonctionnement du système. C'est dans cette direction que nous avons orienté nos recherches.

3.3 Choix et dimensionnement des filtres

3.3.1 Choix des filtres

Les composantes hautes fréquences du courant statorique ont un environnement fréquentiel proche, mais des amplitudes très différentes. Elles sont de faible amplitude comparativement à la composante fondamentale. Ces contraintes rendent difficile la séparation spectrale de ces différentes composantes. Pour une estimation non biaisée de la position rotorique, les signaux ne doivent pas subir de déformation. Le choix de la nature et des paramètres des filtres se répercute sur la dynamique et sur la qualité de filtrage, par conséquent un choix pertinent s'impose.

Un filtre est un système linéaire dont le rôle est de modifier la composition spectrale d'un signal sans y ajouter de nouvelles composantes. Il permet le renforcement ou l'atténuation d'une ou plusieurs bandes de fréquences.

3.3.2 Représentation d'un signal

Il existe deux représentations d'un signal :

- La représentation temporelle qui consiste à représenter la variation de l'amplitude d'un signal en fonction du temps.
- Une représentation fréquentielle qui consiste à représenter la variation de l'amplitude du signal ainsi que sa phase en fonction de la fréquence. Ces deux représentations nous informent respectivement comment chaque harmonique sera atténué et de combien cet harmonique sera déphasé [12].

La fonction de transfert isochrone est donnée par :

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \quad (3.10)$$

Avec : $Y(j\omega)$ est le signal de sortie et $X(j\omega)$ est le signal d'entrée.

La réponse en amplitude est $A(\omega)$ et la réponse en phase est $\varphi(\omega)$ telle que

$$H(\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \quad (3.11)$$

D'autres caractéristiques d'un filtre peuvent être aussi définies qui sont l'affaiblissement $A_f(\omega)$ mesuré en décibels et le délai de groupe ou retard $\tau(\omega)$ mesuré en secondes [12] tels que :

$$A_f(\omega) = -20 \log(A(\omega)) \quad (3.12)$$

$$\tau(\omega) = \frac{\partial(-\varphi(\omega))}{\partial\omega} \quad (3.13)$$

Le retard de groupe traduit la variation de la phase par rapport à la fréquence. Si la phase n'est pas constante en fonction de la fréquence, cela se traduit par une déformation du signal. En effet, les composantes harmoniques ne subissent pas toutes le même retard. Si la phase est linéaire, $\tau(\omega)$ est constant et le signal ne subit pas de déformation [95].

Dans la méthode de démodulation conventionnelle, les filtres de deuxième ordre peuvent être utilisés avec succès.

La fonction de transfert d'un filtre de deuxième ordre passe bas est donnée par :

$$H(s) = \frac{\omega_b^2}{s^2 + 2m_b\omega_b s + \omega_b^2} \quad (3.14)$$

Avec : $m_b = \frac{1}{2Q}$, $\omega_b = 2\pi(FSF)F_c$,

F_c est la fréquence de coupure du filtre,

FSF est le facteur de fréquence.

ω_b est la pulsation caractéristique du filtre.

Q le facteur de qualité qui permet d'ajuster la bande passante du filtre. Plus sa valeur est grande, plus le filtre est sélectif, autrement dit plus la bande passante est étroite, plus le temps de réponse est grand.

Dans le cadre du projet de fin d'études de Master [15] que j'ai dirigé, une étude comparative par simulation des trois types de filtres passe bas de deuxième ordre à topologies courantes : Butterworth, Bessel et Tchebychev a été faite. Les résultats obtenus sont illustrés par les figures (3.5), (3.6) et (3.7). Les simulations ont été effectuées pour une fréquence de coupure de 100 Hz. Les coefficients FSF et Q correspondants aux trois types de filtres étudiés, sont données dans l'annexe C, relevé d'un document de Texas instruments [56]. La simple observation de ces courbes, nous a conduit à choisir les filtres de Bessel dans le traitement de signal. Le filtre de Bessel est caractérisé par une réponse temporelle rapide comme le montrent les figures (3.5) et

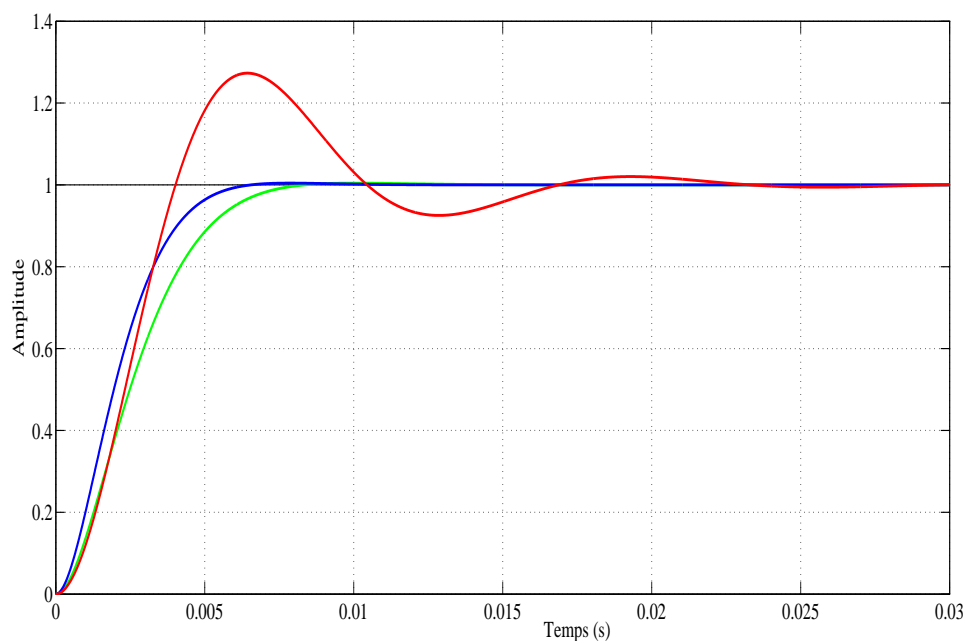


FIGURE 3.5: Réponse temporelle des trois filtres : Butterworth en vert, Bessel en bleu, Tchebychev en rouge.

(3.6), un délai de groupe de valeur faible, qui est montré par la pente à la fréquence de coupure illustrée par la figure (3.7) comparativement à ceux des filtres de Butterworth et de Tchebychev. Par conséquent, sa phase est presque linéaire au voisinage de la fréquence de coupure. Ce qui induit une distorsion de phase très faible. Ces caractéristiques répondent parfaitement à nos exigences pour minimiser l'erreur d'estimation de la position du rotor.

3.3.3 Dimensionnement des filtres utilisés

Les méthodes de démodulation que nous avons prédéfinies pour notre étude, exigent des filtres de nature et de nombre spécifiques à chacune d'elles. Nous allons évoquer ces filtres et le calcul de leurs coefficients dans les paragraphes qui suivent pour chacune des méthodes.

3.3.3.1 Utilisation d'un filtre passe bande suivi d'un filtre synchrone passe haut

Cette technique nécessite deux filtres analogiques : un filtre passe bande et un filtre passe haut.

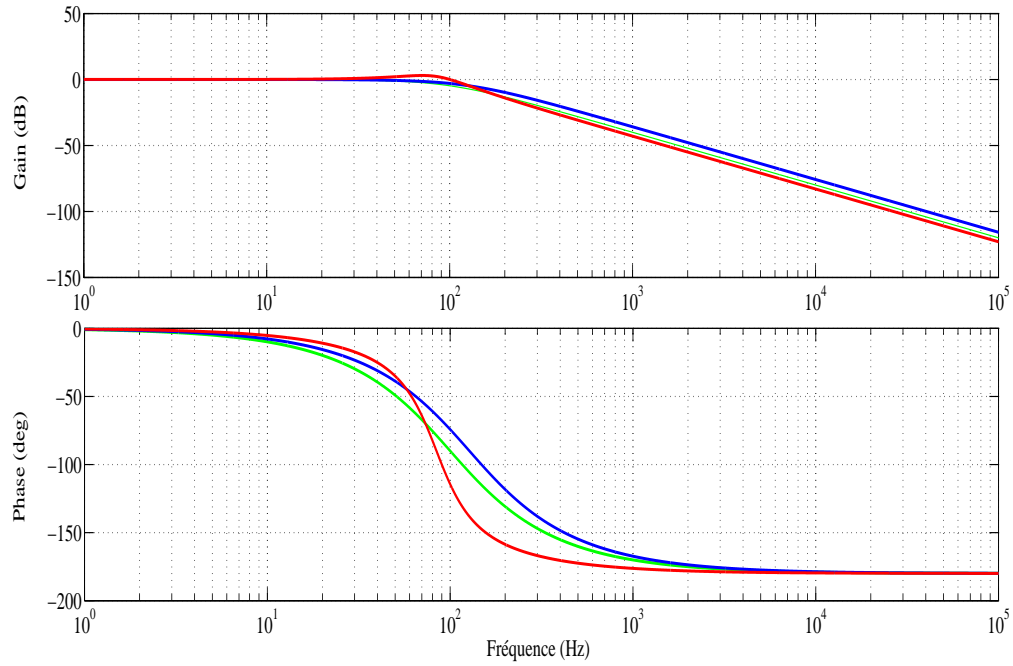


FIGURE 3.6: Réponse de gain et de phase des trois filtres étudiés Butterworth en vert, Bessel en bleu, Tchebychev en rouge.

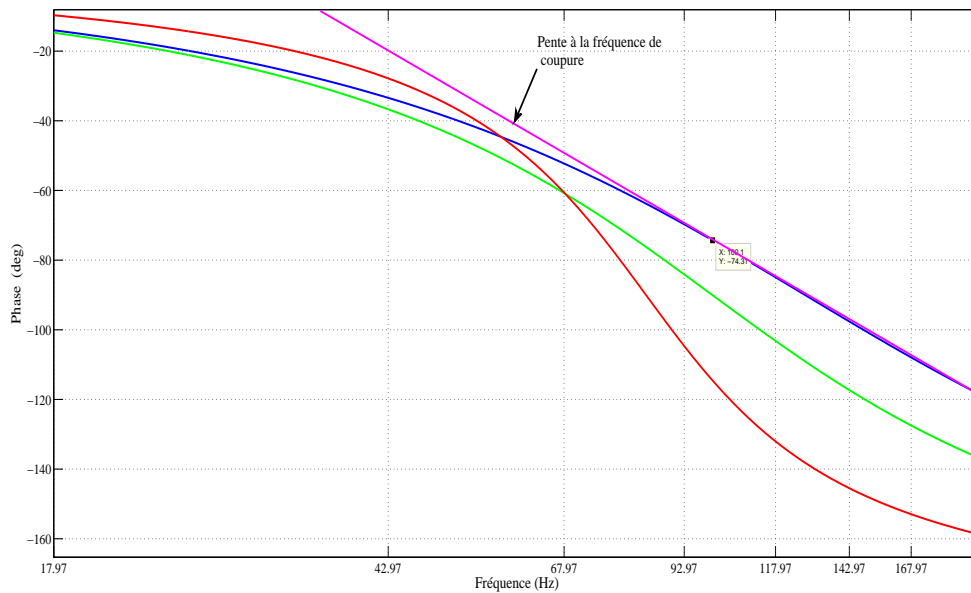


FIGURE 3.7: : Zoom sur la phase des trois filtres étudiés Butterworth en vert, Bessel en bleu, Tchebychev en rouge.

- Le filtre passe bande doit conserver les composantes hautes fréquences du courant statique, celles qui se trouvent proches de $(-1 \text{ kHz}$ et de $+1 \text{ kHz})$, et d'exclure (ou d'atténuer) celles qui se situent en dehors de sa bande passante qui est la composante fondamentale. Ce filtre est centré sur la fréquence $f_c = 1 \text{ kHz}$ et sa largeur de bande a été fixée à 400 Hz [93]. Il est obtenu par une mise en cascade d'un filtre passe bas et d'un filtre passe haut. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$H_{BP}(s) = H_{LPc}(s) H_{HPc}(s) \quad (3.15)$$

avec

$$H_{LPc}(s) = \frac{\omega_{LPc}^2}{s^2 + 2m_{LPc}\omega_{LPc}s + \omega_{LPc}^2} \quad (3.16)$$

et

$$H_{HPc}(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2m_{HPc}\omega_{HPc}s + \omega_{HPc}^2} \quad (3.17)$$

$H_{LPc}(s)$ et $H_{HPc}(s)$ sont respectivement les fonctions de transfert du filtre passe bas et du filtre passe haut.

- Le filtre passe haut dont la fréquence de coupure nécessaire pour éliminer la composante directe a été fixée à 10 Hz [93]. Sa fonction de transfert est donnée par l'expression suivante :

$$H_{HP}(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2m_{HP}\omega_{HP}s + \omega_{HP}^2} \quad (3.18)$$

Il convient de souligner que le signal $i_{\alpha_5\beta_5}(t)$ de l'équation (3.5) est perturbé. Un filtre passe bas du second ordre a été ajouté. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$H_{LP2}(s) = \frac{\omega_{LP}^2}{s^2 + 2m_{LP}\omega_{LP}s + \omega_{LP}^2} \quad (3.19)$$

3.3.3.2 Utilisation d'un filtre synchrone passe bas

Cette technique nécessite un filtre analogique passe bas. Son rôle est d'atténuer toutes les composantes inutiles à l'estimation de la position rotorique (la composante fondamentale, directe et autres harmoniques de courant) qui se trouvent toutes en hautes fréquences afin d'isoler la séquence négative qui est l'image de la position du rotor qui elle est à basse fréquence. Ceci doit se faire en une seule étape. L'observation du spectre théorique de ce courant donné par la figure (3.4), permet de mettre en évidence la nécessité d'un filtrage robuste. En effet, les fréquences des deux séquences positive et négative sont assez proches f_c et $2f_r - f_c$, mais leur amplitudes

semblent assez différentes (l'amplitude de la composante inverse est de 8% par rapport à celle de la composante directe dans notre cas). De plus, le mouvement des raies de la composante inverse lors du changement de la vitesse de rotation, doit être pris en considération lors du choix de la bande passante du filtre [10]. Une bande passante très large risque de ne pas pouvoir atténuer suffisamment la composante d'excitation à basse fréquence. Les composantes dont les fréquences sont supérieures à la fréquence de coupure du filtre sont d'autant mieux atténuées que la pente de la portion rectiligne de sa réponse en amplitude est importante. Une atténuation de -40 dB/décade (c'est le cas d'un filtre passe bas d'ordre 2) n'est pas suffisante pour mieux filtrer les harmoniques situées en dehors de la bande passante. Ceci se traduit par un choix d'un filtre passe bas d'ordre supérieur à 2. En vue des considérations que nous venons d'évoquer et afin de satisfaire les exigences imposées ci-dessus, nous sommes donc contraints de prendre un filtre d'ordre 4. Ce filtre est réalisé avec la mise en série de deux filtres de Bessel passe-bas de deuxième ordre dont la fonction de transfert peut être donnée par :

$$H_{LP4}(s) = \frac{\omega_{LP2}^2}{s^2 + 2m_{LP2}\omega_{LP2}s + \omega_{LP2}^2} \cdot \frac{\omega_{LP1}^2}{s^2 + 2m_{LP1}\omega_{LP1}s + \omega_{LP1}^2} \quad (3.20)$$

Après de nombreux essais de simulation nous avons fixé la fréquence de coupure de tous les filtres passe-bas à 40 Hz.

Il est important de noter que tous les paramètres attribués aux filtres utilisés sont calculés comme indiqué dans [56] selon le tableau (3) de l'annexe C.

La représentation fréquentielle des deux démodulateurs ainsi obtenus par les deux techniques analysées ci-dessus : la méthode conventionnelle et la méthode proposée, est illustrée par la figure (3.8) [70, 93].

La figure 3.8 représente les diagrammes de Bode des transferts des deux démodulateurs étudiés. L'observation de cette courbe montre que les deux démodulateurs utilisés ont approximativement la même largeur de la bande passante (± 40 dB) au voisinage de -1000 Hz. La méthode de démodulation classique possède un parfait rejet au niveau de la composante continue (DC) et à $+1000$ Hz, en revanche la méthode proposée induit partout une grande atténuation. Elle introduit un grand déphasage au alentour de -1000 Hz. Ce déphasage aura un impact non négligeable sur l'erreur d'estimation de la position du rotor [70, 93].

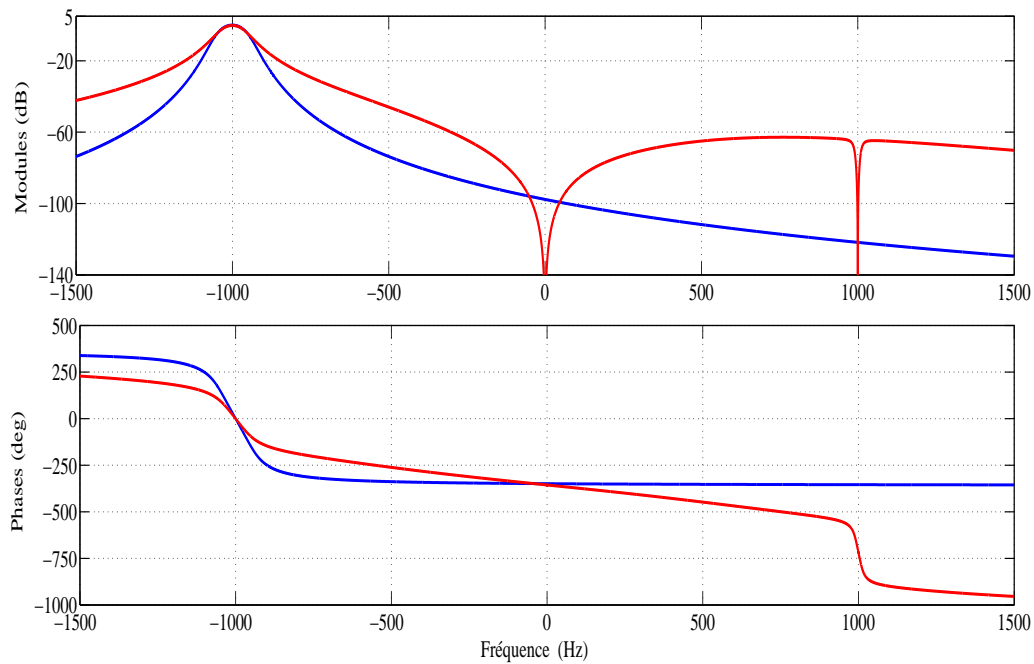


FIGURE 3.8: Réponse fréquentielle des deux démodulateurs étudiés : la méthode classique (ligne rouge) et la méthode simple (ligne bleu).

3.4 Estimation de la position et de la vitesse du rotor

Comme on peut le voir, toutes les techniques d'extraction développées précédemment, aboutissent au vecteur de courant estimé donné par l'équation (3.9). Cette relation est particulièrement intéressante. Elle révèle que les deux composantes de ce courant sont directement liées à la position du rotor. L'estimation de la position permettra donc d'accéder à la vitesse de rotation du rotor. Cela, peut se faire par deux estimateurs à savoir :

- Estimation de la position par la fonction arc-tangente [44, 84, 91].
- Estimation de la position par le processus hétérodyné suivi d'un observateur en boucle fermée ou en boucle à verrouillage de phase (PLL) [29, 31, 49].

3.4.1 Estimation de la position et de la vitesse par la fonction arc-tangente

L'équation (3.9) peut se mettre sous la forme complexe suivante :

$$I_{\alpha\beta\text{ dem-s}} = I_{cn} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{2}\right) + j \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.21)$$

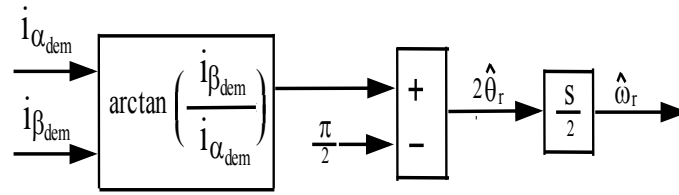


FIGURE 3.9: Estimation de la position du rotor par la fonction arc-tangente.

En posant :

$$I_{\alpha\ dem-s} = I_{cn} \cos\left(2\theta_r + \frac{\pi}{2}\right)$$

et

$$I_{\beta\ dem-s} = I_{cn} \sin\left(2\theta_r + \frac{\pi}{2}\right)$$

On voit que l'extraction de la position rotorique peut se faire en utilisant la fonction arc-tangente. Le schéma bloc est donné par la figure (3.9). La position estimée est exprimée par :

$$2\hat{\theta}_r = \arctan\left(\frac{I_{\beta\ dem-s}}{I_{\alpha\ dem-s}}\right) - \frac{\pi}{2} \quad (3.22)$$

avec $\hat{\theta}_r$ est la position électrique estimée.

Remarque : La fonction arc-tangente utilisée est celle qui calcule l'angle à partir des coordonnées dans le plan euclidien (la fonction atan2 de matlab).

La position ainsi estimée est comprise dans l'intervalle $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$. Pour déduire la vitesse à partir de cette position estimée, il est nécessaire en premier lieu, de faire un déroulement de la phase, ensuite, en lui appliquant la dérivée suivie d'un filtre passe bas, on obtient ainsi la vitesse estimée.

3.4.2 Estimation de la position et de la vitesse du rotor par le processus hétérodyné suivi d'un observateur en boucle fermée

Le principe de cette technique repose sur le procédé hétérodyné, qui consiste à utiliser l'erreur résultant de la multiplication croisée entre un vecteur réel issu de la mesure et un vecteur issu de l'estimation, dans le but de forcer la convergence du vecteur issu de l'estimation vers celle du vecteur réel [29, 31, 49]. La figure (3.10) donne le schéma de principe de cet estimateur. Cette

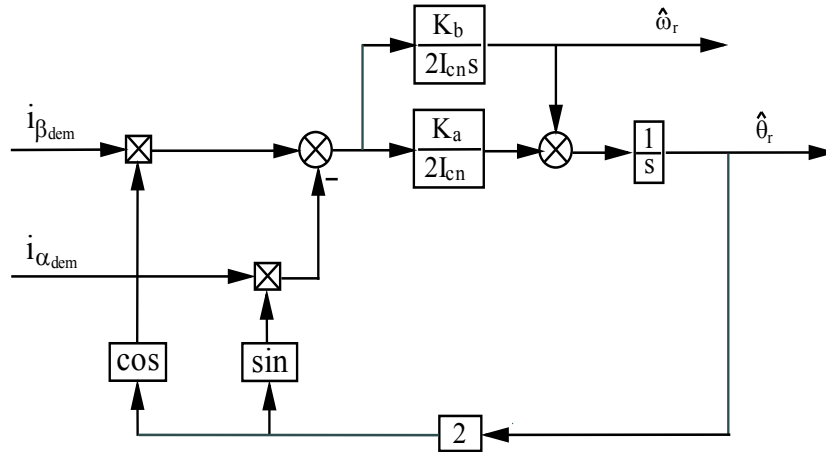


FIGURE 3.10: Schéma fonctionnel du processus hétérodyné suivi d'un observateur linéaire en boucle fermée du second ordre.

erreur peut être exprimée par l'équation suivante :

$$\varepsilon = I_{\alpha_{dem-s}} \sin(2\hat{\theta}_r) - I_{\beta_{dem-s}} \cos(2\hat{\theta}_r) = I_{cn} \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \quad (3.23)$$

L'utilisation d'un observateur linéaire en boucle fermée par l'intermédiaire du régulateur PI, va forcer l'erreur ε à converger vers zéro afin de faire coïncider le vecteur issu de la mesure et celui issu de l'estimation.

Pour des faibles valeurs de l'erreur, l'approximation suivante sur l'expression (3.23) peut être utilisée :

$$\varepsilon = 2 I_{cn} (\theta_r - \hat{\theta}_r) \quad (3.24)$$

Cette erreur converge vers zéro si $\theta_r \rightarrow \hat{\theta}_r$. On peut ainsi estimer la position du rotor.

Le vecteur d'état associé à cet observateur est donné par :

$$X = \begin{pmatrix} \theta_r \\ \omega_r \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

avec :

$$\omega_r = \dot{\theta}_r \quad \text{et} \quad \dot{X} = \begin{pmatrix} \dot{\theta}_r \\ \dot{\omega}_r \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

Cet observateur est équivalent à un intégrateur en boucle fermée avec un régulateur PI dont le gain proportionnel est K_a et le gain intégral est K_b (voir figure la 3.11) [7]. La fonction de transfert de cet observateur pour une position mesurée $2\theta_r$ est représentée par l'expression :

$$H(s) = \frac{\hat{\theta}_r(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_a s + K_b}{s^2 + K_a s + K_b} \quad (3.27)$$

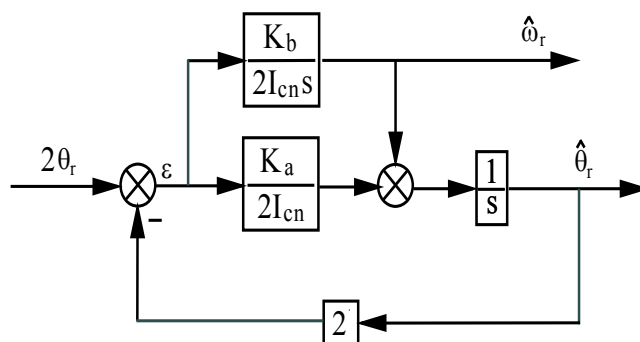


FIGURE 3.11: Schéma fonctionnel de l'observateur linéaire de second ordre.

La position estimée $\hat{\theta}_r(s)$ est donnée par :

$$\hat{\theta}_r(s) = \frac{K_a s + K_b}{s^2 + K_a s + K_b} \theta_r(s) \quad (3.28)$$

La position résulte d'un filtre passe-bas de second ordre avec seulement une pente de -20 dB/décade. L'expression de l'erreur $\varepsilon(s)$ sur la position peut être déduite, elle s'écrit :

$$\varepsilon(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_a s + K_b} \theta_r(s) \quad (3.29)$$

La vitesse estimée $\hat{\omega}_r$ est exprimée par :

$$\hat{\omega}_r(s) = \frac{K_b}{s} \varepsilon(s) = \frac{K_b s}{s^2 + K_a s + K_b} \theta_r(s) \quad (3.30)$$

Cet estimateur a pour particularité de ne pas être biaisé à position ou à vitesse constante [7]. En effet, il peut être démontré en utilisant le théorème de la valeur finale et initiale que pour un signal mesuré $\theta_r(s) = \frac{\omega}{s^2}$, l'erreur d'estimation de la position et de la vitesse est nulle :

Pour la position nous avons :

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{\theta}_r(t) - \theta_r(t)) &= \lim_{s \rightarrow 0} s (\hat{\theta}_r(s) - \theta_r(s)) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{s^2}{s^2 + K_a s + K_b} \frac{\omega}{s^2} \right) = 0 \end{aligned} \quad (3.31)$$

Pour la vitesse on a :

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{\omega}_r(t) - \omega_r(t)) &= \lim_{s \rightarrow 0} s (\hat{\omega}_r(s) - \omega_r(s)) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s (s + K_a) \left(\frac{s^2}{s^2 + K_a s + K_b} \frac{\omega}{s^2} \right) = 0 \end{aligned} \quad (3.32)$$

Par contre, cet estimateur souffre d'un suivi d'erreur lorsque la vitesse est linéairement croissante. En effet, pour un signal mesuré $\theta_r(s) = \frac{\alpha}{s^3}$, l'erreur d'estimation est égale à :

Pour la position :

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{\theta}_r(t) - \theta_r(t)) &= \lim_{s \rightarrow 0} s (\hat{\theta}_r(s) - \theta_r(s)) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{s^2}{s^2 + K_a s + K_b} \frac{\alpha}{s^3} \right) = \frac{\alpha}{K_b} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Et pour la vitesse :

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{\omega}_r(t) - \omega_r(t)) &= \lim_{s \rightarrow 0} s (\hat{\omega}_r(s) - \omega_r(s)) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s (s + K_a) \left(\frac{s^2}{s^2 + K_a s + K_b} \frac{\alpha}{s^3} \right) = \frac{\alpha K_a}{K_b} \end{aligned} \quad (3.34)$$

Les équations (3.28) et (3.30) montrent que cet observateur est capable d'estimer à la fois la position et la vitesse du rotor tout en palliant aux problèmes d'estimation engendrés par l'utilisation de la fonction arc-tangente.

3.4.2.1 Synthèse du régulateur PI de l'observateur

Les paramètres de l'estimateur sont calculés de telle sorte que pour une accélération maximale α_{max} , qui équivaut au rapport entre le couple maximale (C_{em-max}) développé par la machine et son moment d'inertie (J), l'erreur maximale admissible est égale à 1 degré, ce qui se traduit par [7, 28] :

$$K_b = \frac{\alpha_{max}}{\theta - \hat{\theta}} \quad \text{et} \quad K_b = 2 \zeta \sqrt{K_b} \quad (3.35)$$

ζ étant le coefficient d'amortissement.

3.4.2.2 Simulation des deux estimateurs

Nous avons procédé d'abord à la vérification du bon fonctionnement des deux estimateurs cités précédemment, avant de les incorporer dans la chaîne de régulation. Plusieurs tests y compris dans un environnement bruité ont été réalisées sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

Des trajectoires de référence pour la position, la vitesse et l'accélération ont été conçues et données par la figure (3.12). Elles sont injectées en premier lieu à l'estimateur avec la fonction arc-tangente. La figure (3.13) montre l'évolution de la vitesse estimée par la fonction arc-tangente après l'application de la consigne. Nous pouvons remarquer que la vitesse estimée est très bruitée, ce qui nous a incité à ajouter un filtre passe-bas de second ordre. La vitesse filtrée ainsi obtenue

est très voisine de la référence imposée. La figure (3.14) illustre la position estimée qui prend des valeurs comprises entre $(-\frac{\pi}{2}$ et $+\frac{\pi}{2})$ avant le déroulement de phase. Après le déroulement de phase, elle se superpose parfaitement à la référence appliquée.

Pour le choix du coefficient d'amortissement ζ de l'observateur linéaire du second ordre utilisé dans l'extracteur de la position et de la vitesse, une simulation a été effectuée. Un échelon de position passant de 0 degré à 180 degrés est alors injecté. Pour un amortissement de 0.707, on a un dépassement de 20.84% et pour un coefficient d'amortissement $\zeta = 1.945$, un dépassement de 5% est observé (voir la figure 3.15), c'est cette dernière valeur qui sera retenue pour la suite de notre étude [7]. Les figures (3.16) et (3.17) caractérisent respectivement le comportement de l'observateur suite aux trajectoires de la vitesse et de la position conçues (figure 3.12). Nous pouvons observer que les deux courbes (la vitesse et la position estimées) se superposent avec les consignes dans les intervalles où ces dernières sont constantes. En revanche, dans les intervalles où les consignes sont variables, l'estimateur est biaisé et ce biais peut être déduit graphiquement à partir des figures (3.18) et (3.19). Pour la vitesse, il est égal à $(\pm 110 \text{ tr/min})$ lorsque l'accélération est de $(\pm 1570 \text{ rd/s}^2)$ et $(\pm 347.75 \text{ tr/min})$ lorsque l'accélération est égale à $(\pm 5000 \text{ rd/s}^2)$ pour la vitesse ce qui est illustré par la figure (3.18). Pour ce qui concerne la position, l'erreur est de $(\pm 0.31 \text{ degré})$ lorsque l'accélération est de $(\pm 1570 \text{ rd/s}^2)$ et $(\pm 1 \text{ degré})$ lorsque l'accélération est égale à $(\pm 5000 \text{ rd/s}^2)$ (voir figure 3.19), qui correspond à l'erreur maximale fixée au départ. Ces relevés graphiques que nous avons obtenus sont très proches des résultats théoriques qu'on obtiendrait en appliquant les relations (3.33) et (3.34). Ces résultats confirment la théorie mise en œuvre dans le paragraphe (3.4.2).

Les figures (3.18) et (3.19) nous permettent de comparer respectivement l'erreur d'estimation de la vitesse et de la position obtenues avec les deux extracteurs étudiés (par la fonction arc-tangente et par l'observateur). Comme nous pouvons le constater, l'erreur sur la vitesse estimée, en utilisant la fonction arc-tangente est nulle, elle aussi, quand la référence de vitesse est constante, elle est plus petite que celle obtenue avec l'observateur lorsque la consigne varie linéairement (figure 3.18). L'erreur de la position estimée obtenue avec la fonction arc-tangente, est indépendante de l'allure de la consigne, elle est constante et de valeur pratiquement nulle (figure 3.19), contrairement à celle obtenue avec l'observateur qui dépend de l'allure de la consigne.

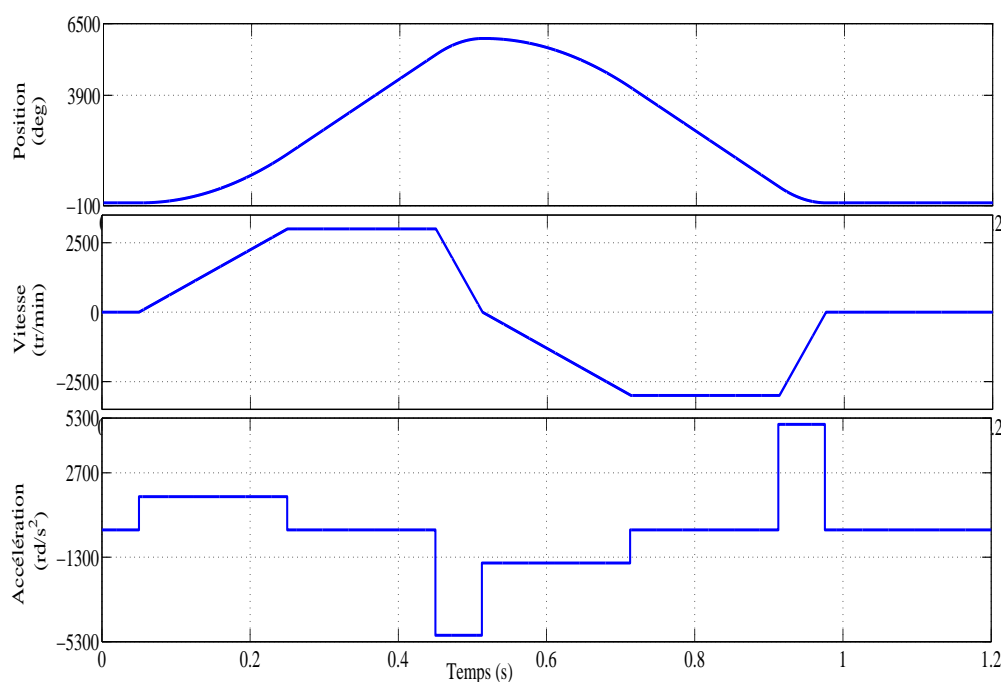


FIGURE 3.12: Trajectoires de référence de la position, vitesse et de l'accélération.

La stratégie de l'estimation de la position et de la vitesse par la fonction arc-tangente a pour avantage sa réponse instantanée. Ceci en raison du fait qu'elle ne se base, ni sur un contrôleur, ni sur un régime en boucle [2, 28]. Cependant, elle dispose de trois inconvénients majeurs qui sont :

- la vitesse estimée ne peut être obtenue directement qu'après le déroulement de phase et elle est très bruitée.
- l'utilisation de la dérivée dans la pratique est d'un emploi délicat, elle peut engendrer une instabilité de la commande.
- elle est valable pour les machines qui présentent une seule saillance.

A partir des résultats obtenus, nous avons opté pour l'utilisation de l'observateur dans le schéma de commande afin de pallier aux problèmes résultant de l'estimation par la fonction arc-tangente [70, 93].

3.5 Compensation de l'erreur d'estimation de la position

Une utilisation intensive de cet estimateur a révélé qu'une estimation biaisée de la position est obtenue lorsque l'observateur de position de la figure (3.10) suit l'extracteur de la composante inverse (figure 3.3) ou (figure 3.4). Cette erreur provient du déphasage $\varphi(\omega)$ des filtres utilisés

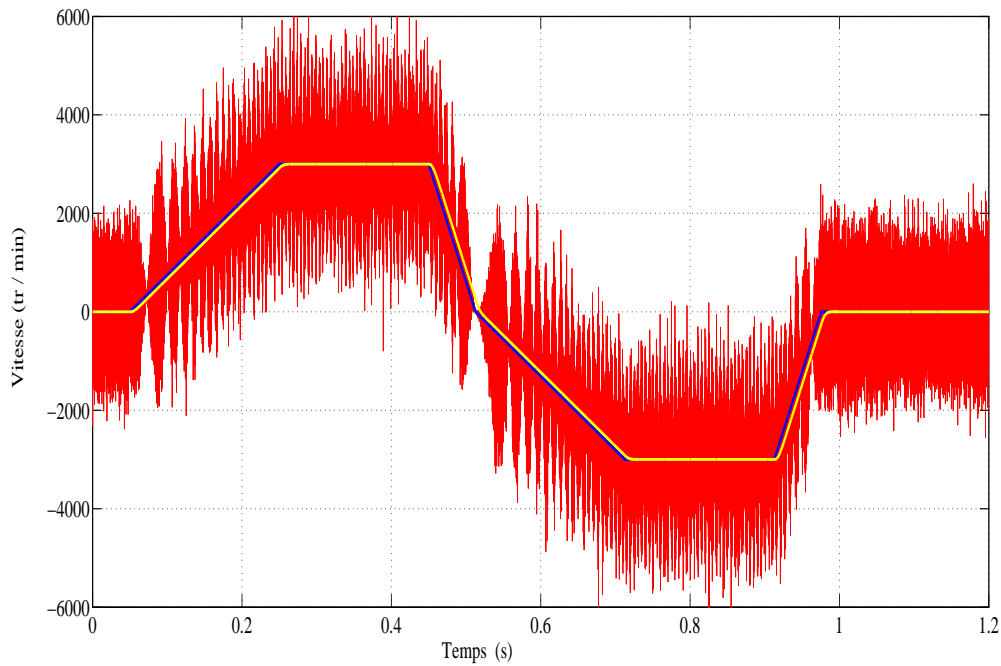


FIGURE 3.13: Vitesse de référence (en noir), estimée avant le filtrage (en rouge) et estimée après le filtrage (en jaune).

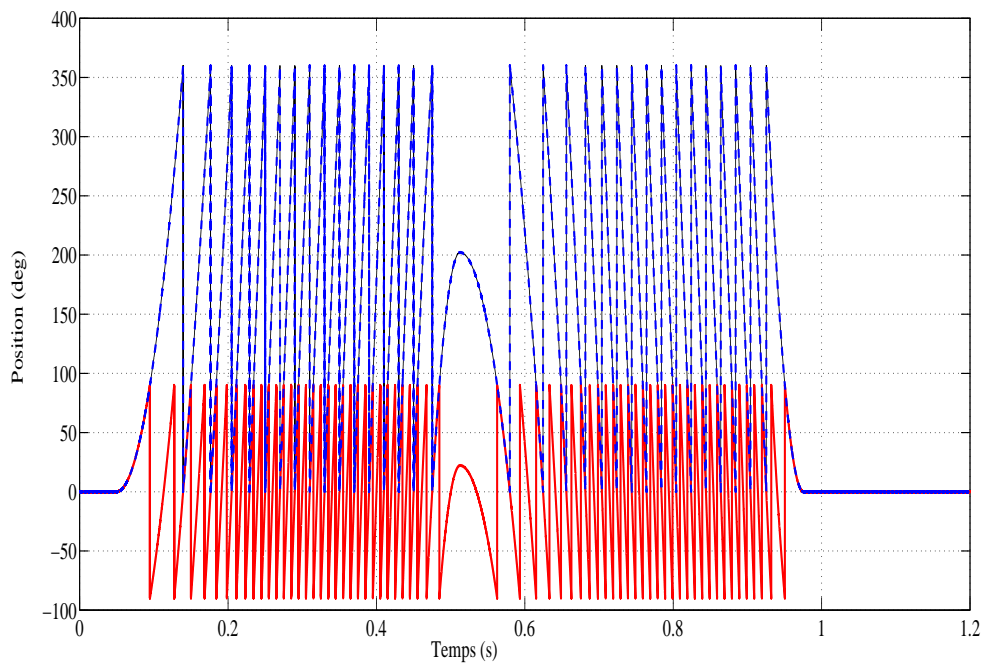


FIGURE 3.14: Position de référence (en noir), estimée avant le déroulement de phase (en rouge) et estimée après le déroulement de phase (en bleu).

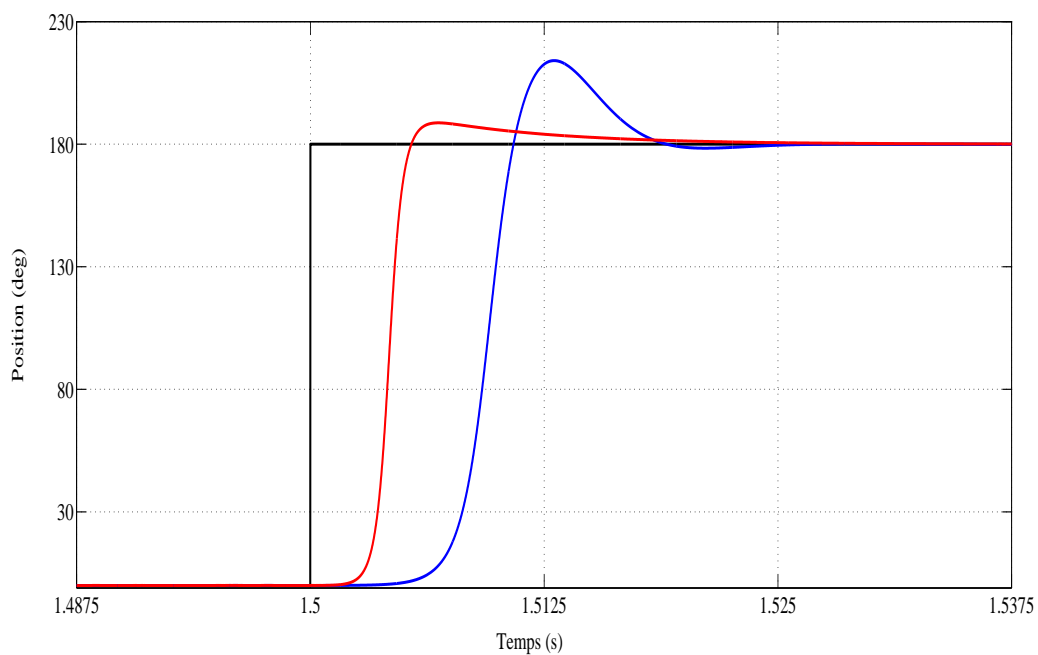


FIGURE 3.15: Réponse de l'observateur à un échelon de position allant de 0 à 180 degrés (en noir) pour des valeurs de l'amortissement $\xi = 0.7$ (en bleu) et $\xi = 1.95$ (en rouge).

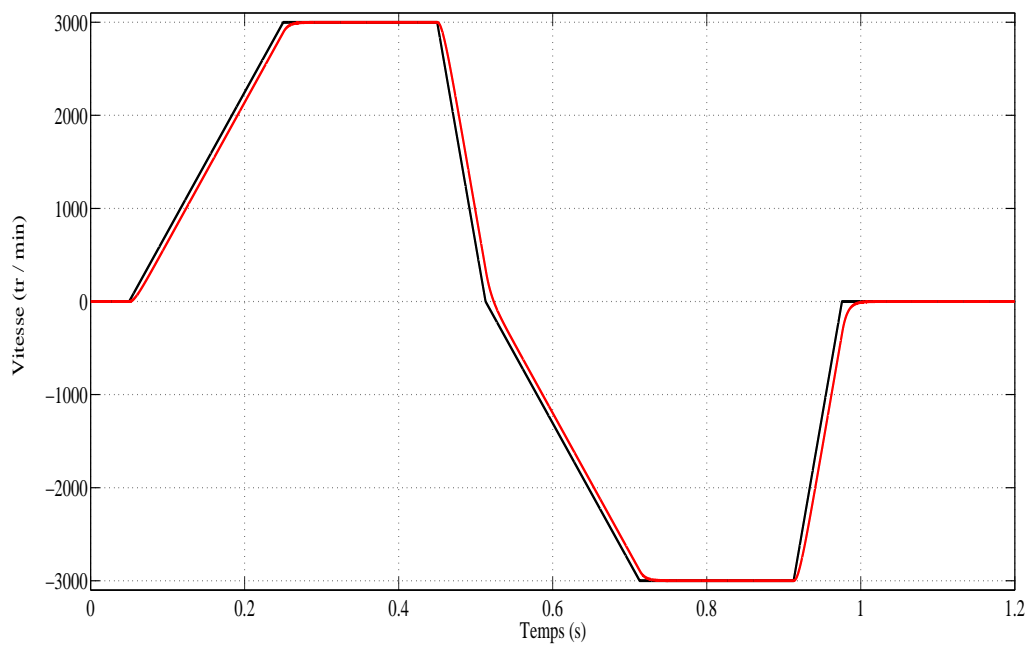


FIGURE 3.16: Vitesse obtenue avec l'observateur (en rouge) et la consigne (en noir).

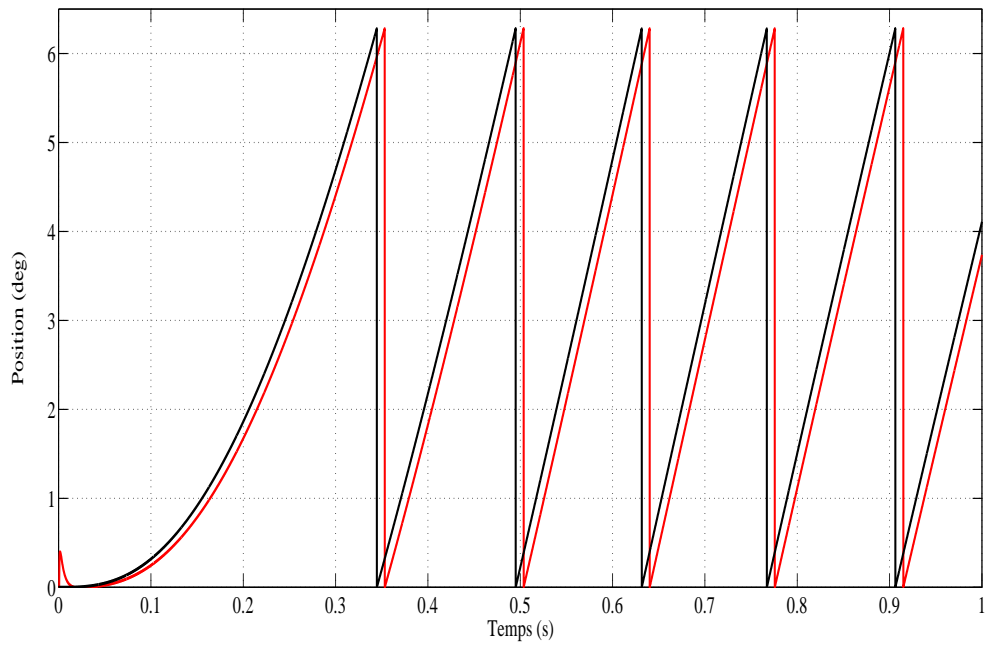


FIGURE 3.17: Position obtenue avec l'observateur (en rouge) et la consigne (en noir).

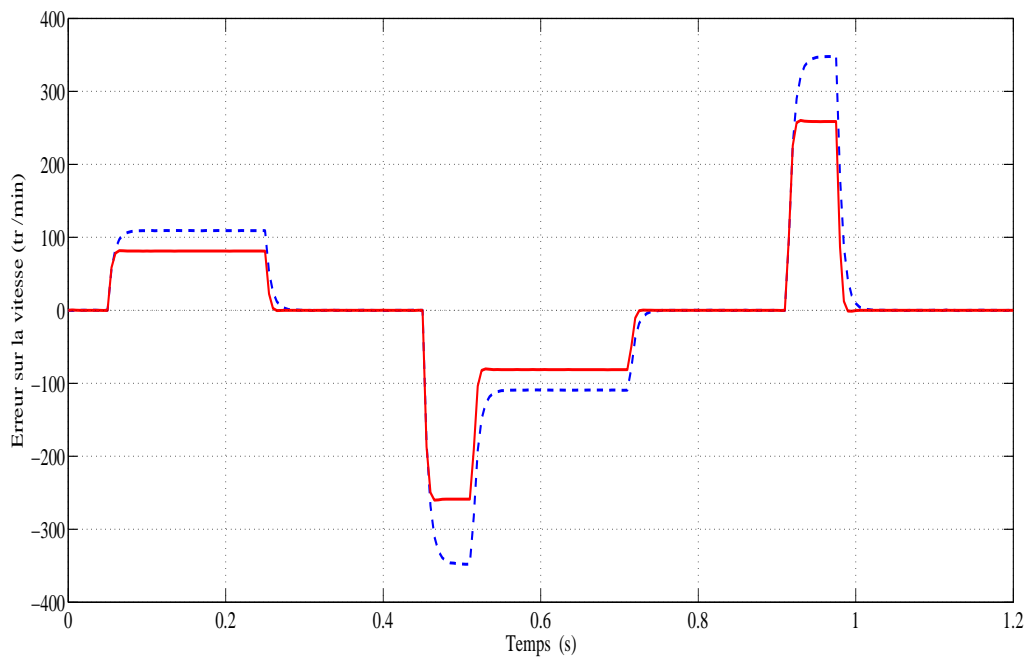


FIGURE 3.18: Erreur d'estimation de la vitesse obtenue avec la fonction arc-tangente (ligne rouge) et avec l'observateur (bleu pointillée).

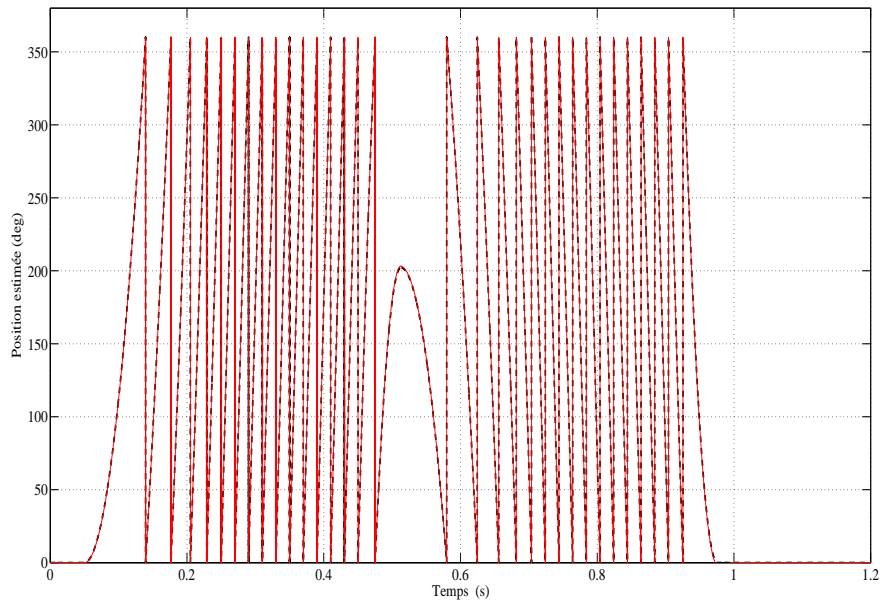


FIGURE 3.19: Erreur d'estimation de la position obtenue avec la fonction arc-tangente (ligne rouge) et avec l'observateur (bleu pointillée).

pendant le processus de démodulation. Ce déphasage augmente considérablement l'erreur d'estimation de la position [70]. Afin d'éliminer l'effet inhérent à l'utilisation de ces filtres, nous sommes contraints de compenser ces déphasages à leurs fréquences correspondantes pour chacun des démodulateurs étudiés. Cette compensation a été introduite au niveau du processus d'estimation. Comme les expressions de ces déphasages sont connues et que l'observateur de poursuite d'angle estime également la vitesse du rotor, on peut tenter d'éliminer cette erreur d'estimation en soustrayant $\varphi(-\omega_c + 2\hat{\omega}_r)$ à $\varphi(-\omega_c + 2\omega_r)$. Ce schéma de compensation est plus précisément décrit par le schéma fonctionnel illustré à la figure (3.20). Dans cette figure, $\varphi_{BP}(\omega)$, $\varphi_{HP}(\omega)$, $\varphi_{LP2}(\omega)$ et $\varphi_{LP4}(\omega)$ sont respectivement les arguments du filtre passe-bande, du filtre passe-haut, du filtre passe-bas de deuxième ordre et du filtre passe-bas de quatrième ordre. L'angle φ est la somme des déphasages des filtres utilisés pour l'extraction de la composante inverse. Ce schéma de compensation peut donc être utilisé pour les deux méthodes de démodulation présentées dans les paragraphes précédents : lorsque la méthode "classique" est utilisée, $K_1 = K_2 = K_3 = 1$ et $K_4 = 0$, alors que lorsque la méthode proposée est utilisée, $K_1 = K_2 = K_3 = 0$ et $K_4 = 1$.

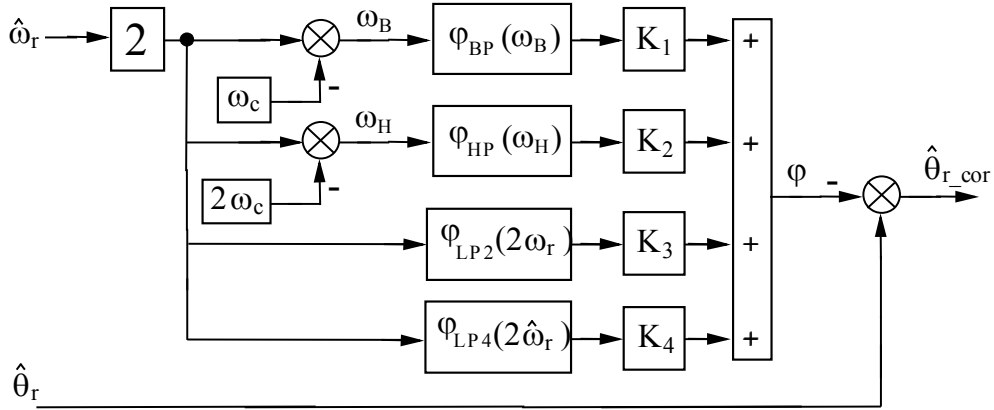


FIGURE 3.20: Schéma de compensation de l'erreur proposé.

Les déphasages introduits par les filtres peuvent être calculés par :

- **Filtre passe bas**

Le déphasage du filtre passe bas s'écrit comme suit :

$$\varphi_{LP2}(\omega) = \arctan\left(\frac{2m_{LP} \omega_{LP} \omega}{\omega^2 - \omega_{LP}^2}\right) \quad (3.36)$$

- **Filtre passe haut**

Le déphasage du filtre passe haut s'écrit comme suit :

$$\varphi_{HP}(\omega) = \arctan\left(\frac{2m_{HP} \omega_{HP} \omega}{\omega_{HP}^2 - \omega^2}\right) \quad (3.37)$$

- **Filtre passe bande**

Le déphasage induit par ce dernier peut être calculé par :

$$\varphi_{BP}(\omega) = \varphi_{LPc}(\omega) \cdot \varphi_{HPc}(\omega) \quad (3.38)$$

avec :

$$\varphi_{LP2}(\omega) = \arctan\left(\frac{2m_{LPc} \omega_{LPc} \omega}{\omega^2 - \omega_{LPc}^2}\right)$$

et

$$\varphi_{HPc}(\omega) = \arctan\left(\frac{2m_{HPc} \omega_{HPc} \omega}{\omega^2 - \omega_{HPc}^2}\right)$$

Le schéma de la figure (3.20) montre le procédé de compensation des déphasages introduits par les filtres, adopté pour les deux méthodes afin de corriger l'erreur sur la position estimée [70,93].

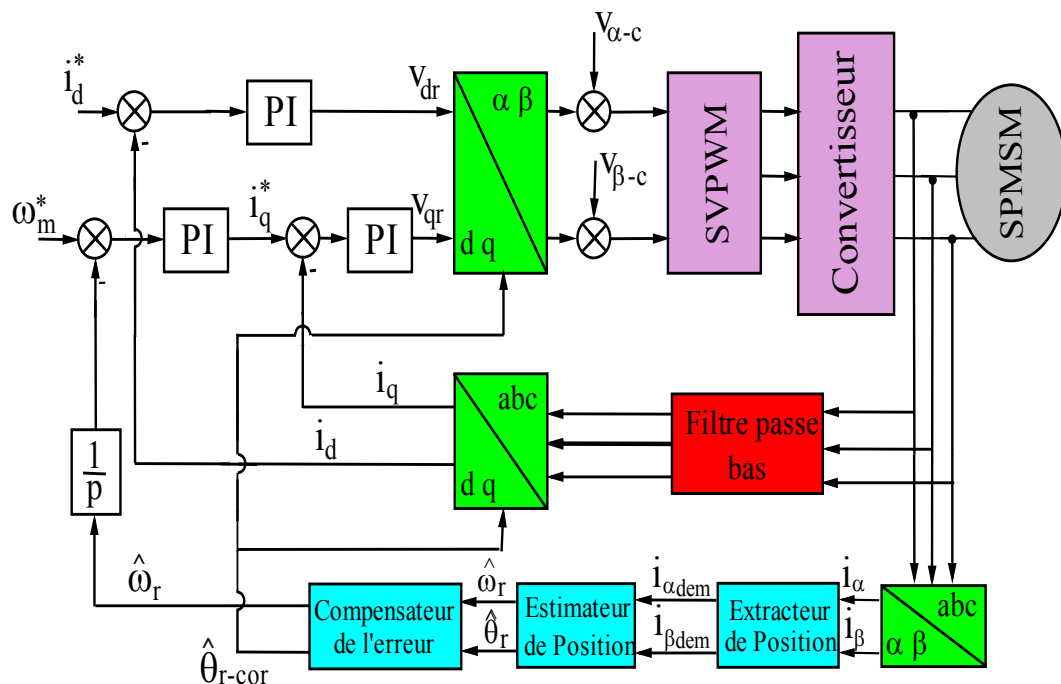


FIGURE 3.21: Schéma fonctionnel de la commande vectorielle sans capteur d'un PMSM saillant utilisant l'injection de signaux à haute fréquence.

3.6 Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique du MSAP

Afin d'évaluer les performances et d'élucider la différence entre les deux démodulateurs, conçus dans les paragraphes précédents, une série de tests a été réalisée par simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique du MSAP. La structure globale de cette commande est schématisée par la figure (3.21). Ce schéma comporte trois blocs supplémentaires par rapport à celui de la figure (1.7) qu'on peut citer :

- Un bloc " Extracteur de position ", qui correspond aux deux démodulateurs conçus relatifs aux deux techniques d'extraction de la composante inverse étudiées ;
- Un bloc " Estimateur de position " qui regroupe le processus hétérodyné et l'observateur, qui permet d'estimer à la fois la position et la vitesse du rotor.
- Un bloc " Compensation de l'erreur " qui permet de corriger pour chacune des méthodes, la position estimée, selon les schémas de compensation des déphasages établis.

Les résultats obtenus montrent le bon fonctionnement des deux estimateurs. Les figures (3.22) et (3.23) représentent l'erreur d'estimation de la position électrique du rotor obtenue avec la mé-

thode "classique" lorsque la référence de la vitesse est constante et respectivement égale à 10 rd/s et 20 rd/s. Cette erreur est de 14 degrés pour une consigne de vitesse de 10 rd/s et de 28 degrés pour une consigne de vitesse de 20 rd/s sans la compensation des déphasages. En utilisant la compensation des déphasages l'erreur devient inférieure à 1 degré.

Les figures (3.24) et (3.25) visualisent la réponse de l'erreur sur la position estimée obtenue pour les mêmes consignes de vitesses (10 rd/s et 20 rd/s) avec le démodulateur proposé. L'erreur est de 20 degrés pour une consigne de vitesse de 10 rd/s et de 39 degrés pour une consigne de vitesse de 20 rd/s et ceci sans la compensation des déphasages. Après la compensation du déphasage introduit par le filtre, l'erreur se réduit à une valeur inférieure à 1 degré. Ces résultats montrent que sans la compensation des déphasages, l'erreur d'estimation augmente avec la vitesse. Cela peut conduire à une commande de vitesse instable, puisque la position estimée est utilisée dans les transformations $(abc/d, q)$ et $(d, q/\alpha, \beta)$ de la commande vectorielle, comme le montre la figure (3.21). En utilisant la compensation des déphasages, l'erreur d'estimation devient inférieure à un degré pour les deux références de vitesse. Sur les figures (3.26) et (3.27) nous mettons en évidence les déphasages introduits par les filtres utilisés pour les deux méthodes. Nous pouvons remarquer que le déphasage introduit varie presque linéairement avec la vitesse dans les deux méthodes, mais celui introduit par la méthode proposée est plus important que la méthode classique, ce qui correspond à ce qui a été déjà affirmé dans le paragraphe (3.3.1). Ces résultats montrent que sans la compensation, l'erreur d'estimation est plus élevée qu'avec la méthode "classique". Mais une fois les déphasages compensés, cette erreur reste inférieure à un degré. Cela signifie qu'avec la méthode proposée, on obtient une commande de vitesse très stable au prix d'un démodulateur moins complexe.

La figure (3.28) montre que la vitesse estimée suit la vitesse mesurée puis elle diminue à l'instant $t = 3$ s où un couple de charge de 1 N.m est appliqué au moteur, puis elle reprend sa valeur imposée (10 rd/s). La figure (3.29) représente la vitesse estimée obtenue pour un profil de consigne de vitesse variable entre -10 rd/s et $+10$ rd/s. Cette figure montre que la vitesse estimée suit de près la vitesse réelle lorsque la référence est constante, elle est légèrement biaisée lors des variations de la référence de vitesse. Ceci est dû à l'observateur utilisé. Sur les figures (3.30) et (3.31) sont visualisées respectivement l'erreur d'estimation de la vitesse et

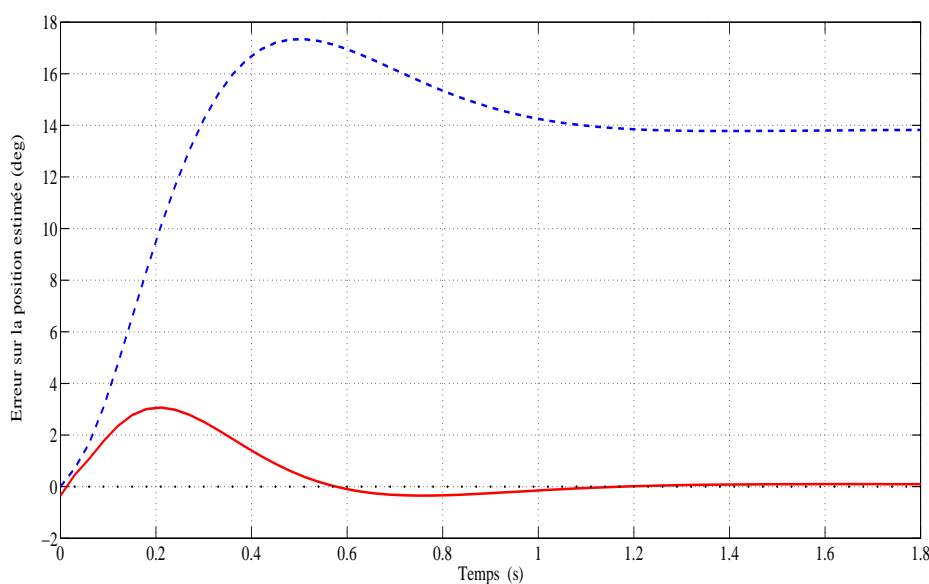


FIGURE 3.22: Erreur de l'estimation de la position avec la méthode classique sans la compensation des déphasages (bleu pointillé) et avec la compensation des déphasages (ligne rouge). La vitesse de référence est constante égale à 10 rd/s.

l'erreur d'estimation de la position obtenues avec le démodulateur classique et le démodulateur proposé, tous deux avec compensation des déphasages pour une référence de vitesse variable. L'erreur sur la vitesse estimée obtenue avec les deux démodulateurs est presque identique car un déphasage d'un signal n'affecte pas sa fréquence. Nous constatons que lorsque les déphasages sont compensés, le démodulateur classique fournit une estimation légèrement plus précise de la position, mais au prix d'un processus d'extraction plus lent.

3.6.1 Analyse spectrale des signaux

Afin de montrer les composantes contenues dans le spectre du courant statorique pour chaque étape d'extraction de la composante inverse, pour les deux méthodes étudiées, nous avons procédé à une analyse spectrale du courant statorique. Un choix de dix périodes au minimum du signal à analyser et une fréquence d'échantillonnage égale ou supérieure au double de la fréquence maximale contenue dans ce signal a été respecté. Nous avons représenté la densité spectrale de puissance des différents signaux relatifs au courant statorique $i_{\alpha\beta}$.

La figure (3.32) montre la densité spectrale de puissance des signaux contenus dans la composante de courant statorique $i_{\alpha\beta}$. Trois composantes sont observées : une composante fonda-

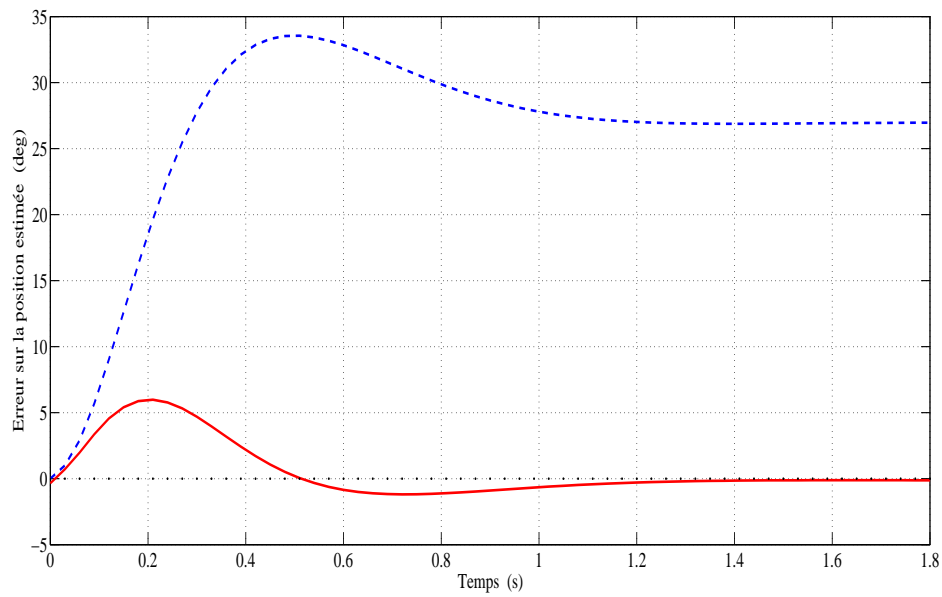


FIGURE 3.23: Erreur de l'estimation de la position avec la méthode classique sans la compensation des déphasages (bleu pointillés) et avec la compensation des déphasages (ligne rouges). La vitesse de référence est constante égale à 20 rd/s.

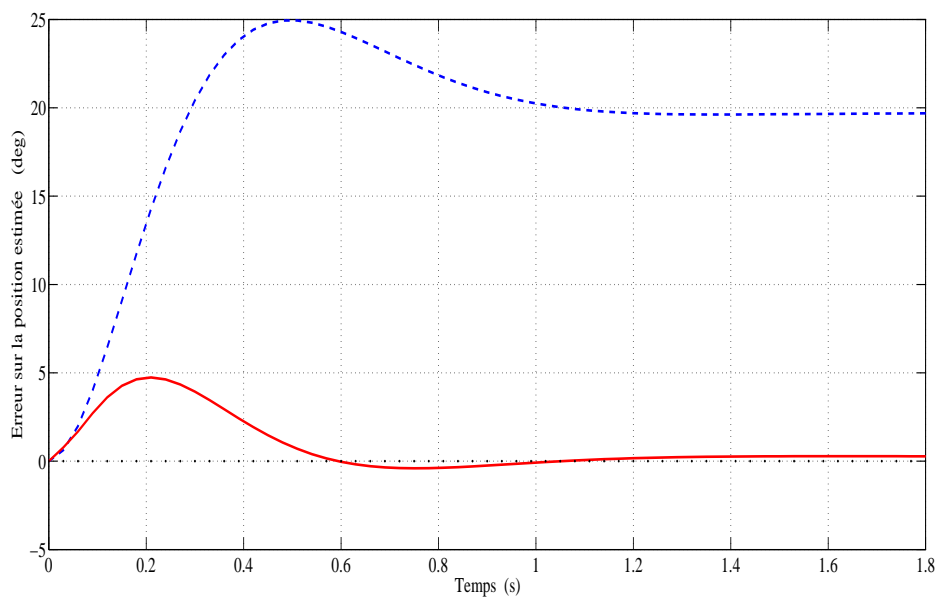


FIGURE 3.24: Erreur de l'estimation de la position avec la méthode proposée sans la compensation des déphasages (bleu pointillés) et avec la compensation des déphasages (ligne rouge). La vitesse de référence est constante égale à 10 rd/s.

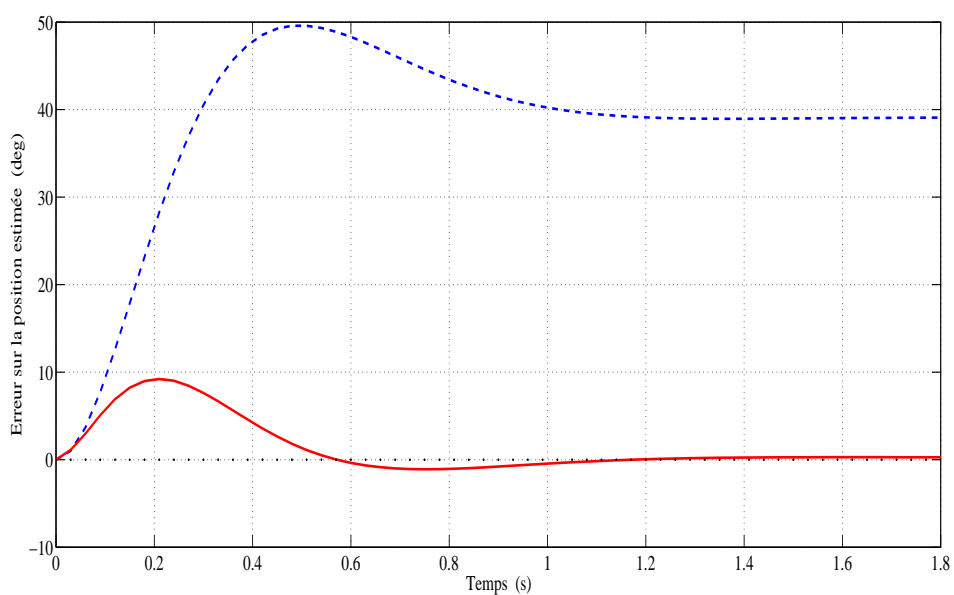


FIGURE 3.25: Erreur de l'estimation de la position avec la méthode classique sans la compensation des déphasages (bleu pointillés) et avec la compensation des déphasages (ligne rouge). La vitesse de référence est constante égale à 20 rd/s.

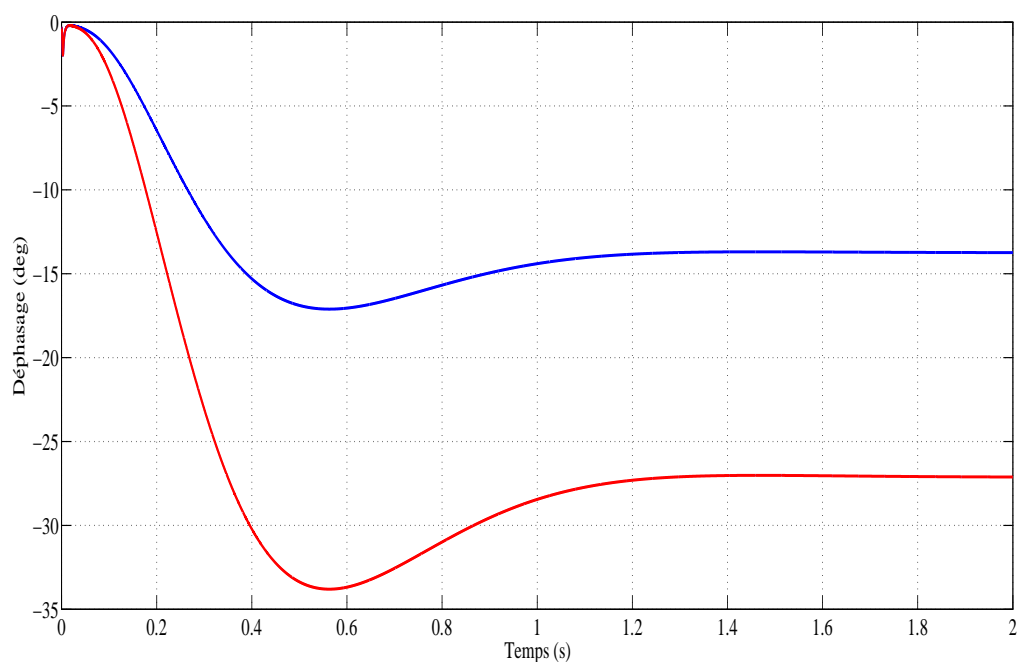


FIGURE 3.26: Déphasage introduits par les filtres avec la méthode classique pour les deux vitesses de référence : 10 rd/s (bleu) et 20 rd/s (rouge).

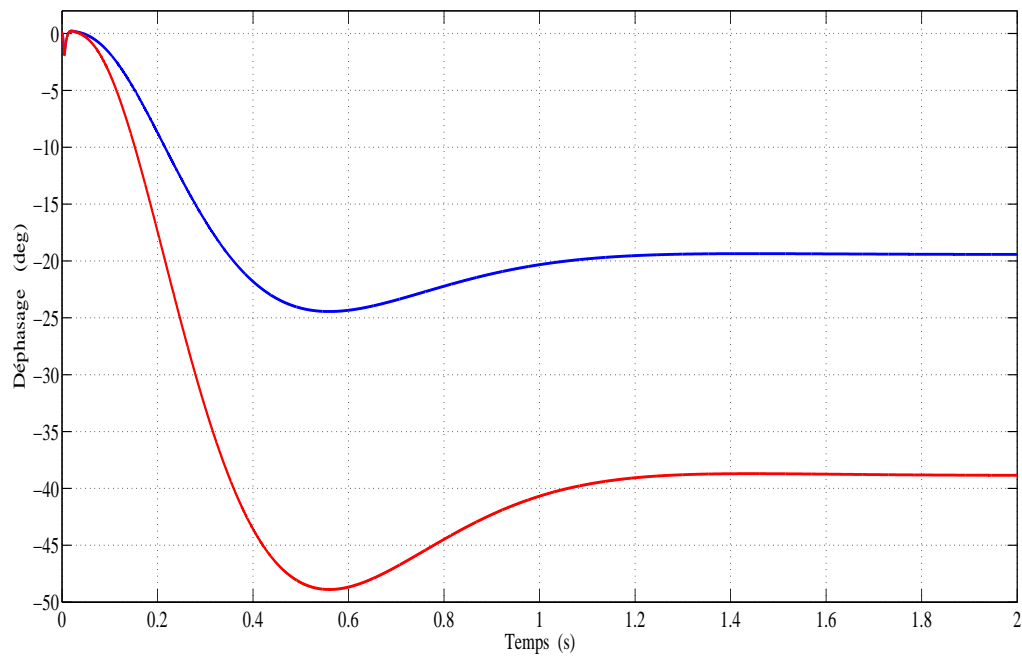


FIGURE 3.27: Déphasage introduits par les filtres avec la méthode proposée pour les deux vitesse de référence : 10 rd/s (bleu) et 20 rd/s (rouge).

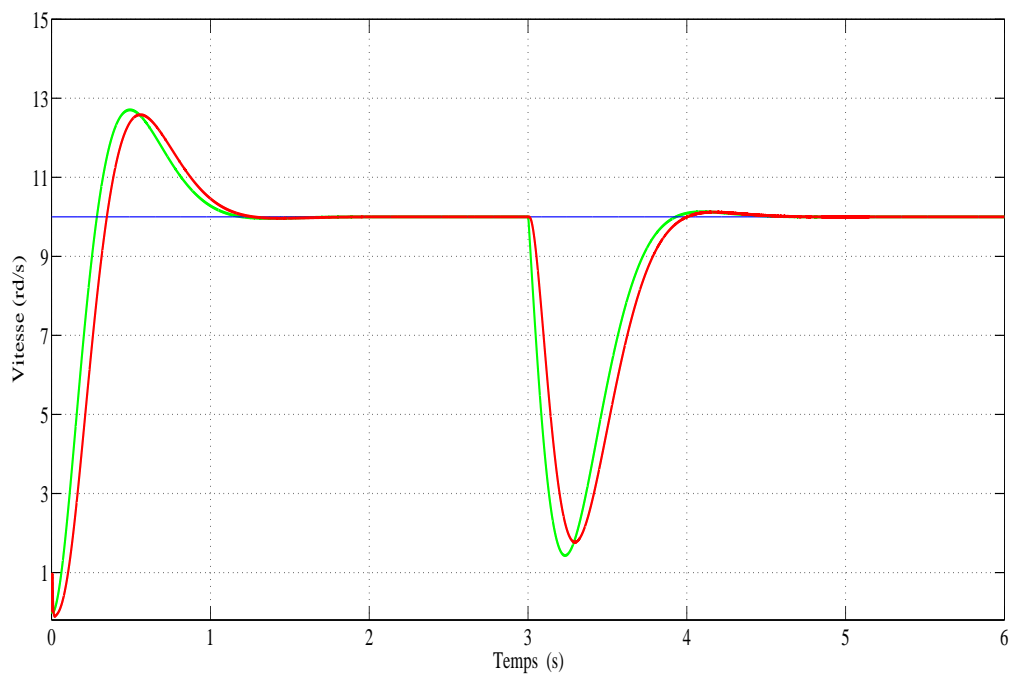


FIGURE 3.28: Réponse à un échelon de vitesse de 10 rd/s, mesurée (ligne verte) et estimée (ligne rouge) lors de l'application d'un couple résistant de 1 N.m à $t = 3$ s.

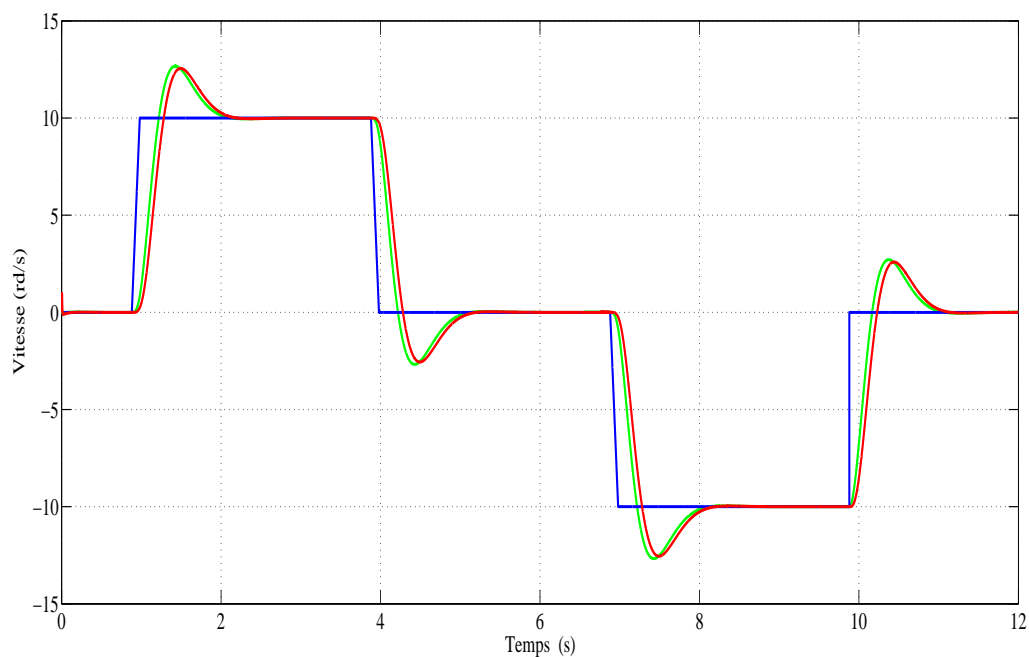


FIGURE 3.29: Réponse à une référence de vitesse variable entre -10 rd/s et $+10$ rd/s : mesurée (ligne verte) et estimée (ligne rouge).

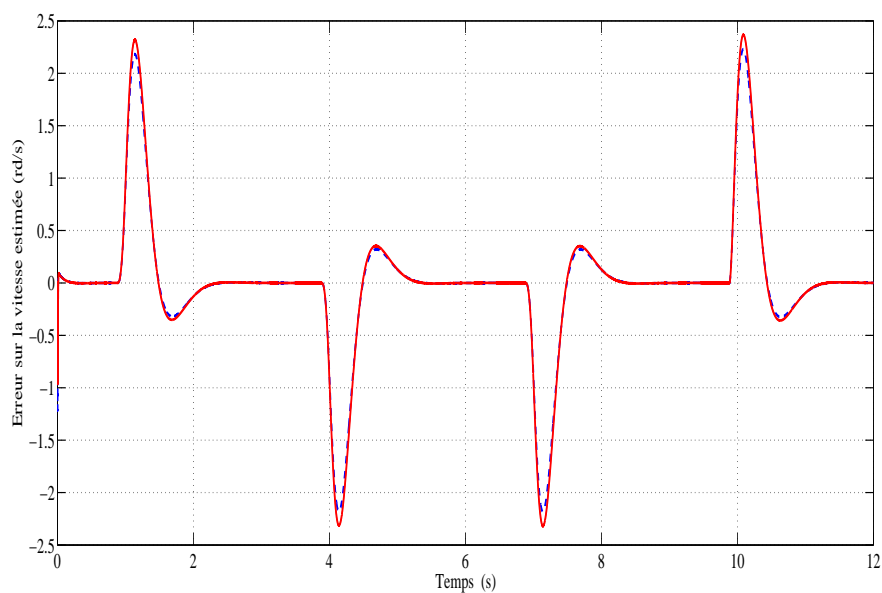


FIGURE 3.30: Erreur d'estimation de la vitesse obtenue avec la méthode classique (bleu pointillés) et avec la méthode proposée (ligne rouge), toutes les deux avec la compensation de phase pour une référence de vitesse variable de -10 rd/s et $+10$ rd/s.

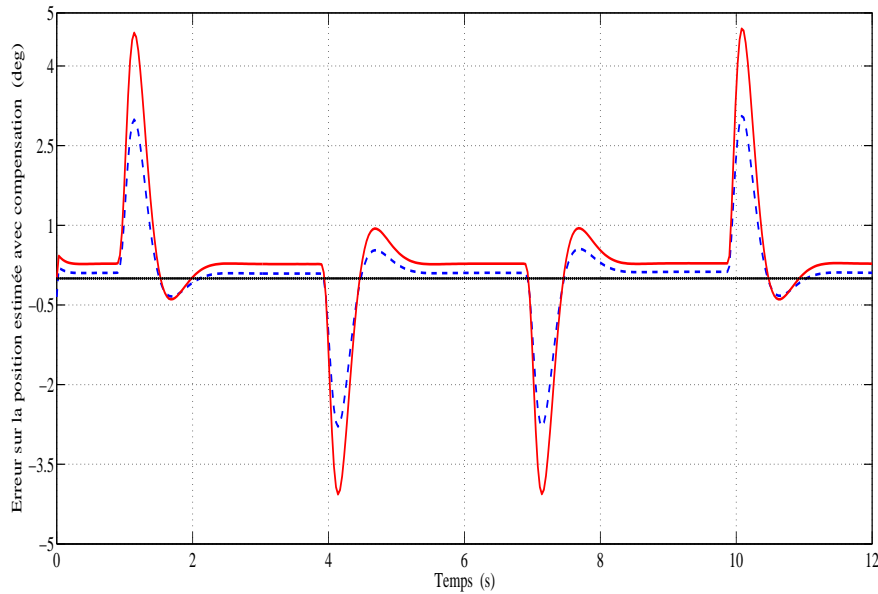


FIGURE 3.31: Erreur d'estimation de la position obtenue avec la méthode classique (bleu pointillés) et avec la méthode proposée (ligne rouges), toutes les deux avec la compensation de phase pour une référence de vitesse variable de -10 rd/s et $+10$ rd/s.

mentale, une composante inverse se trouvant à la fréquence de -1 kHz et une composante directe se trouvant à la fréquence de 1 kHz.

Dans le cas de la méthode classique, la figure (3.33) représente le spectre du courant $i_{\alpha\beta}$ après le filtre passe bande qui est celui de la porteuse. Deux composantes de fréquence ± 1 kHz sont alors observées qui correspondent respectivement aux composantes directe et inverse.

Après la première rotation, nous observons une composante continue (composante directe) et une raie correspondant à $(-2f_c)$ ce qui est visualisé par la figure (3.34). La figure (3.35), illustre les signaux résultant du filtre passe haut. Un signal dominant de fréquence (-2) kHz est observé. Ce signal est ensuite converti à son origine (à la fréquence de 2 kHz) par la deuxième rotation (figure 3.36). Le signal résultant passe à travers un filtre passe bas, une composante de fréquence $2f_r$ apparaît ce qui est montré par la figure (3.37).

Dans la méthode proposée, la figure (3.38) représente le signal résultant de la première rotation, il contient des harmoniques de fréquence $f_c + f_r$, $2f_c$ et $2f_r$. Après le passage de ce signal à travers un filtre passe bas, le signal de fréquence égale à $2f_r$ est représenté par la figure (3.39).

Cette analyse du spectre, nous confirme l'efficacité des deux méthodes pour l'extraction de la composante utile à l'estimation de la position du rotor. Les fréquences obtenues après chaque

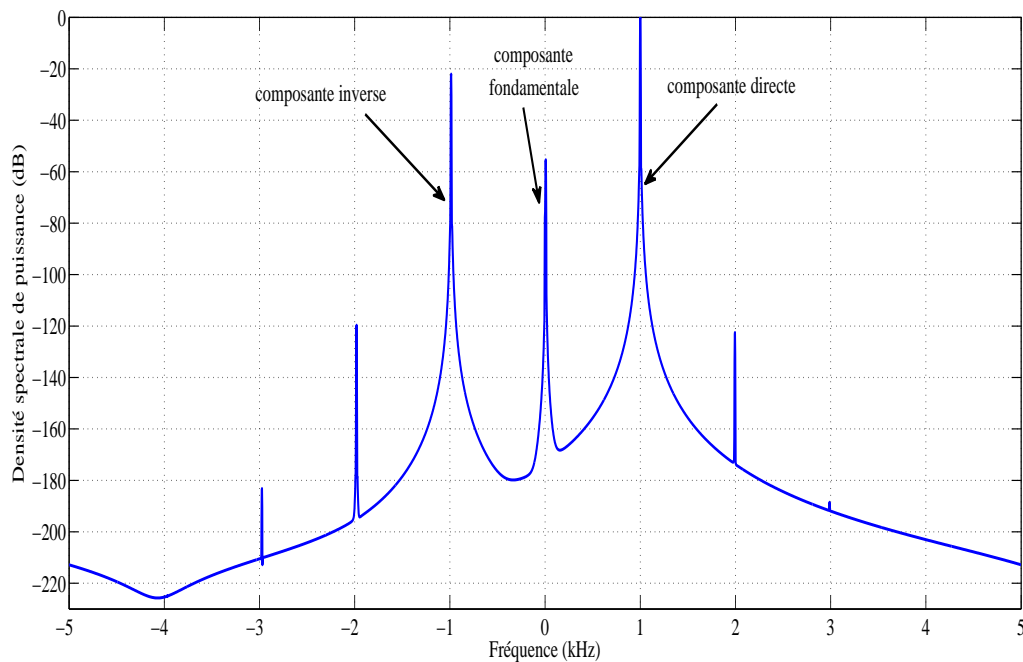


FIGURE 3.32: Spectre du courant statorique $I_{\alpha\beta}$.

transformation du signal illustrées sur les différentes figures correspondent bien aux fréquences attendues, prédéterminées auparavant lors du calcul analytique, donné par les expressions (3.2) jusqu'à (3.9). Il convient tout de même de signaler l'efficacité et surtout la simplicité de la méthode proposée pour l'extraction de la composante souhaitée.

3.7 Conclusion

Ce chapitre a conduit à l'élaboration d'un nouveau capteur "logiciel" de la position et de la vitesse qui permet de substituer le capteur mécanique (physique) pour la commande vectorielle du MSAP par la technique d'injection de signal HF.

En effet, deux méthodes d'extraction de la composante inverse de courant HF qui contient l'information sur la position du rotor sont étudiées : la méthode conventionnelle et la nouvelle méthode proposée. Un estimateur de position et de vitesse a été associé à ces démodulateurs. Il se base sur le processus hétérodyné suivi d'un observateur non linéaire en boucle fermée dont les paramètres ont été rigoureusement calculés.

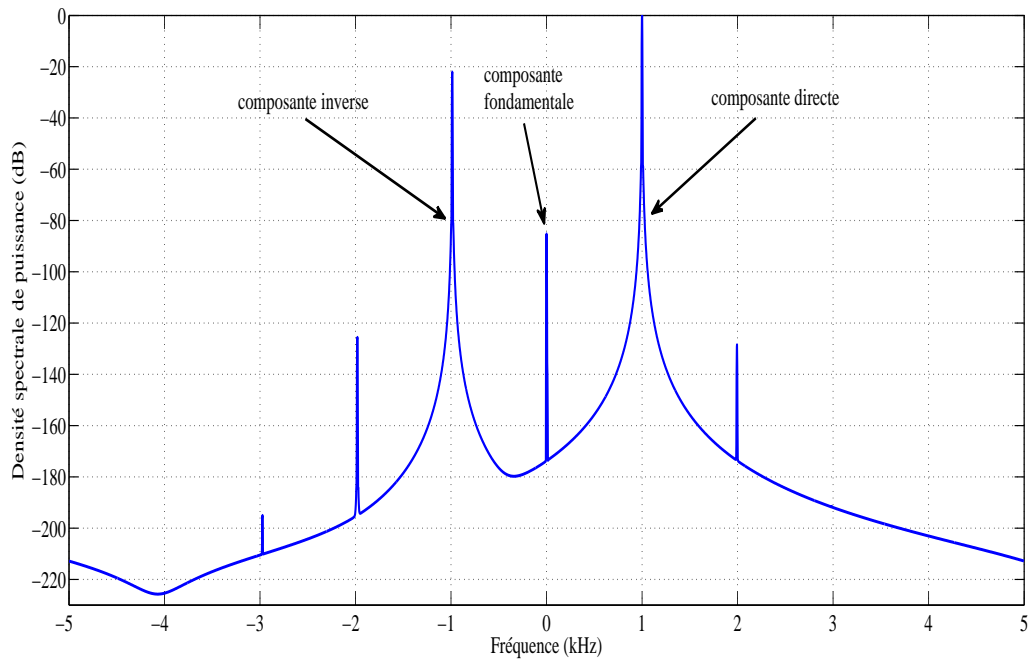


FIGURE 3.33: Spectre du courant statorique après le filtre passe bande $i_{\alpha 1 \beta 1}$ obtenu avec la méthode classique.

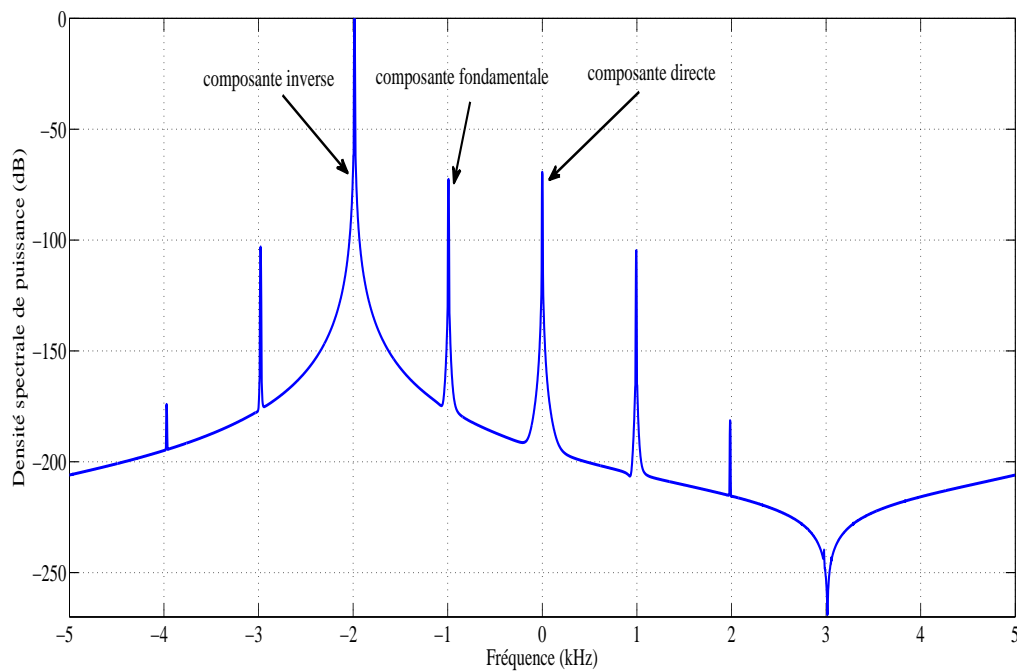


FIGURE 3.34: Spectre du courant statorique après la première rotation $i_{\alpha 2 \beta 2}$ obtenu avec la méthode classique.

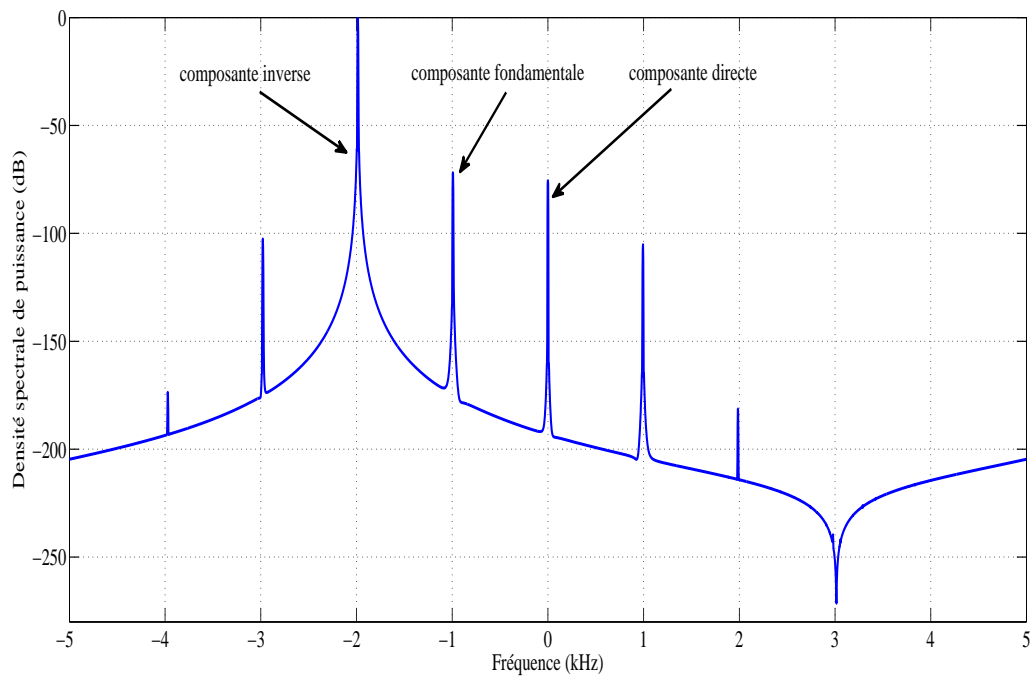


FIGURE 3.35: Spectre du courant statorique après le filtre passe haut $i_{\alpha_3 \beta_3}$ obtenu avec la méthode classique.

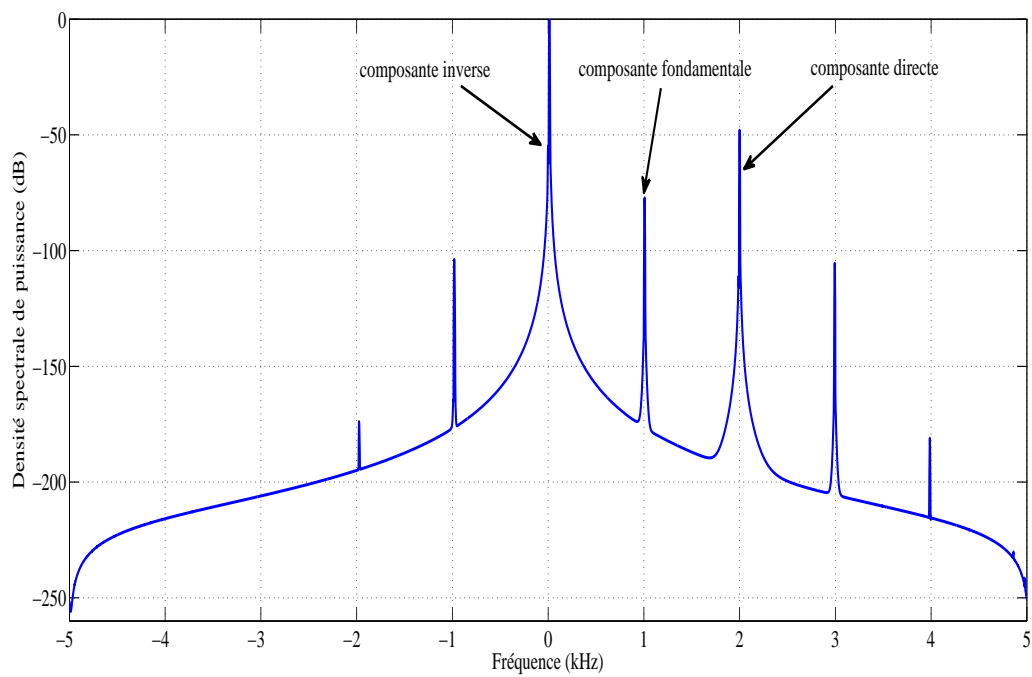


FIGURE 3.36: Spectre du courant statorique après la deuxième rotation $i_{\alpha_4 \beta_4}$ obtenu avec la méthode classique.

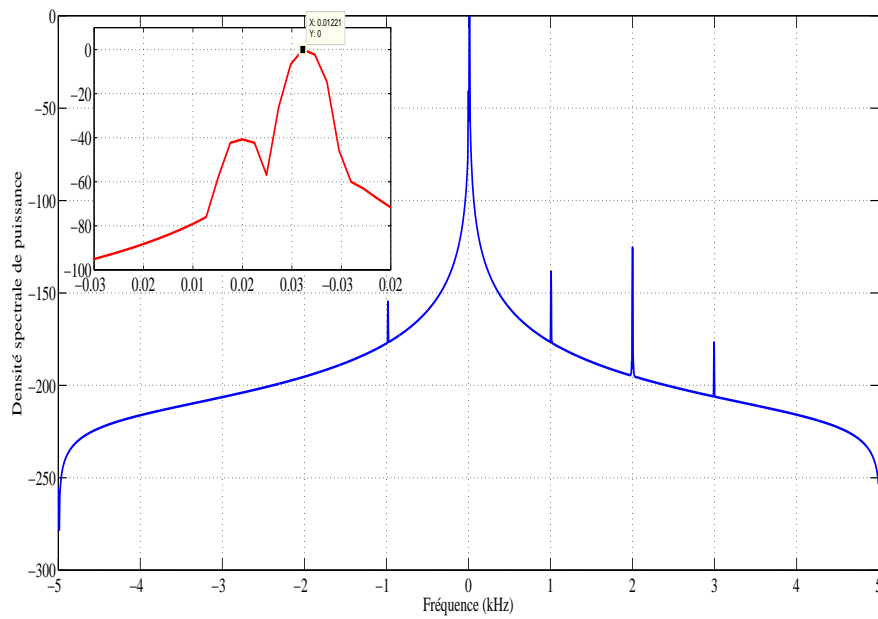


FIGURE 3.37: Spectre du courant statorique après le filtre passe bas $i_{\alpha\beta dem}$ et Zoom de la composante inverse obtenu avec la méthode classique.

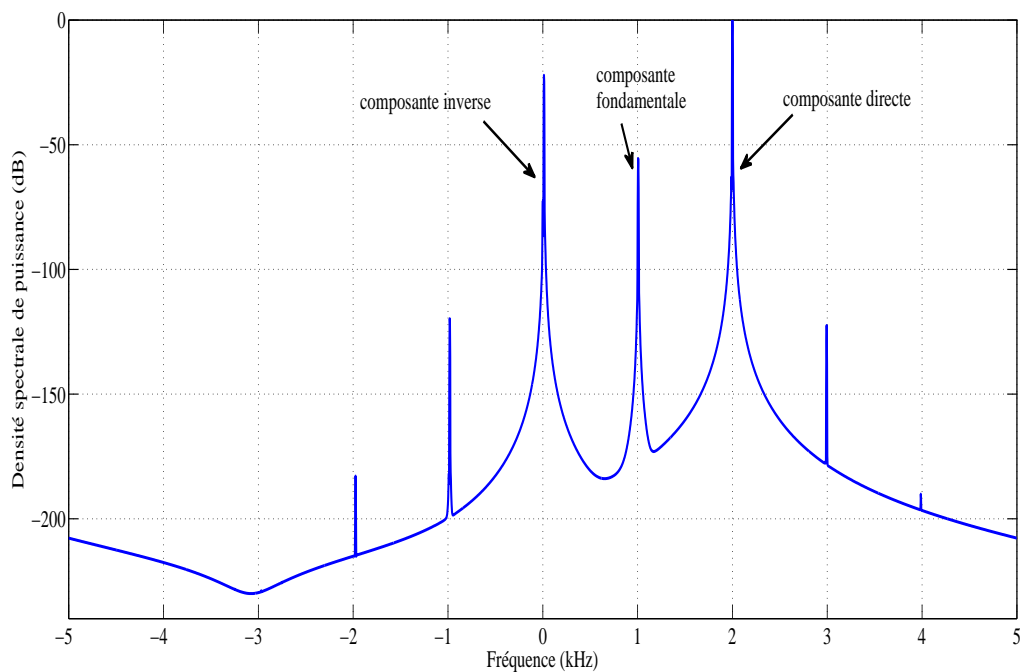


FIGURE 3.38: Spectre du courant statorique après la rotation $i_{\alpha\beta s}$ obtenu avec la méthode proposée.

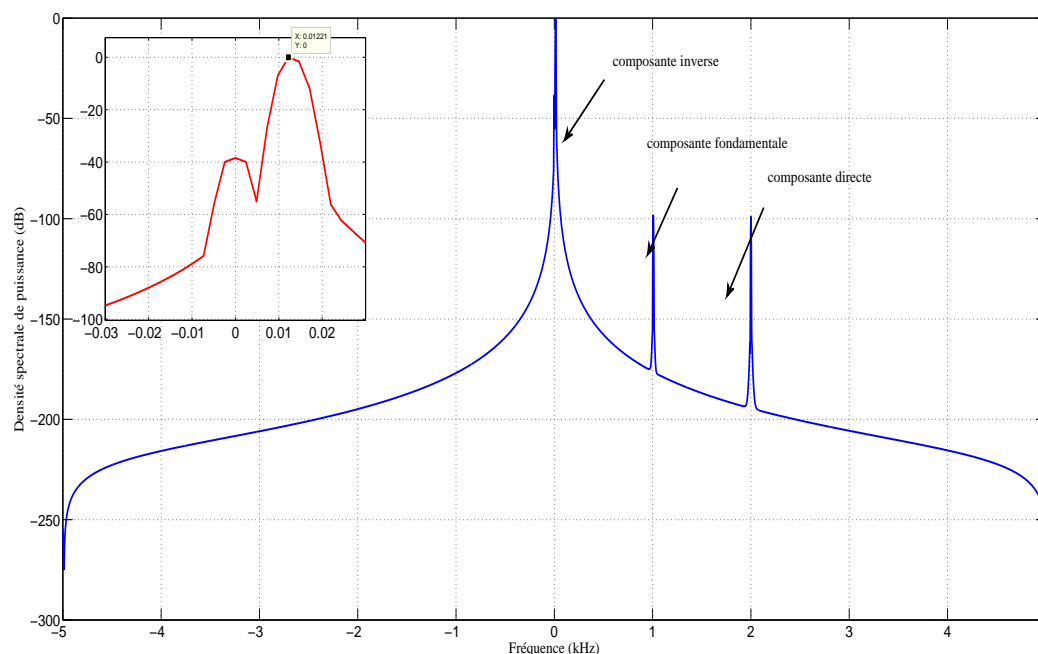


FIGURE 3.39: Spectre du courant statorique après le filtre passe bas $i_{\alpha\beta dem.s}$ et Zoom de la composante inverse obtenue avec la méthode proposée.

Les résultats de simulation présentés et l'analyse spectrale faite sur les différents signaux, montrent l'efficacité des deux méthodes à isoler parfaitement la composante désirée. Ce qui confirme, le bon choix et le calcul convenable des filtres analogiques utilisés. Ils montrent également que l'estimateur proposé présente un fonctionnement assez cohérent bien que l'erreur d'estimation de la position et de la vitesse est légèrement supérieure à celle fournie par l'estimateur classique. En revanche, il a été constaté que cette erreur est nettement améliorée lorsque les déphasages introduits par les filtres sont compensés. Il convient de souligner que le démodulateur classique est généralement utilisé sans la compensation des déphasages.

Les deux méthodes donnent de bons résultats, mais la méthode proposée est simple, elle contient moins d'opérations dans son processus d'extraction de la position, ce qui réduit le temps de calcul qui est avantageux surtout lors d'une implémentation pratique. Nous pouvons conclure que la méthode proposée associée au schéma de compensation présente de bonnes caractéristiques dynamique et une bonne précision sur l'estimation de la position rotorique, elle est de structure plus simple et plus facile à mettre en œuvre que la méthode classique.

L'aspect expérimental revêt une très grande importance pour nous permettre de valider les résultats obtenus par simulation numérique de l'estimateur proposé c'est l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 4

Mise en œuvre de la commande sans capteur par injection de signal HF utilisant un démodulateur simple sur un banc d'essai expérimental

4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'implémentation de la commande sans capteur mécanique du MSAP par injection d'une tension HF qui utilise la nouvelle méthode d'estimateur proposée décrite dans le chapitre précédent. Dans l'objectif d'évaluer les performances de la méthode proposée et l'efficacité de son schéma de compensation du déphasage, élaboré dans le paragraphe précédent, nous l'avons implémenté en environnement temps réel sous Matlab/Simulink. Une série d'expériences a été ainsi réalisée sur un banc d'essai expérimental équipé d'un moteur synchrone à aimants permanents à pôles saillants. L'ensemble de ce banc d'essai se compose de plusieurs éléments, qui seront présenté succinctement dans ce qui suit.

4.2 Présentation du banc d'essai expérimental

Les expériences sont mises en oeuvre sur un banc d'essai expérimental, disponible au laboratoire IREENA de Saint-Nazaire de Nantes. Il est composé d'une machine synchrone à aimants

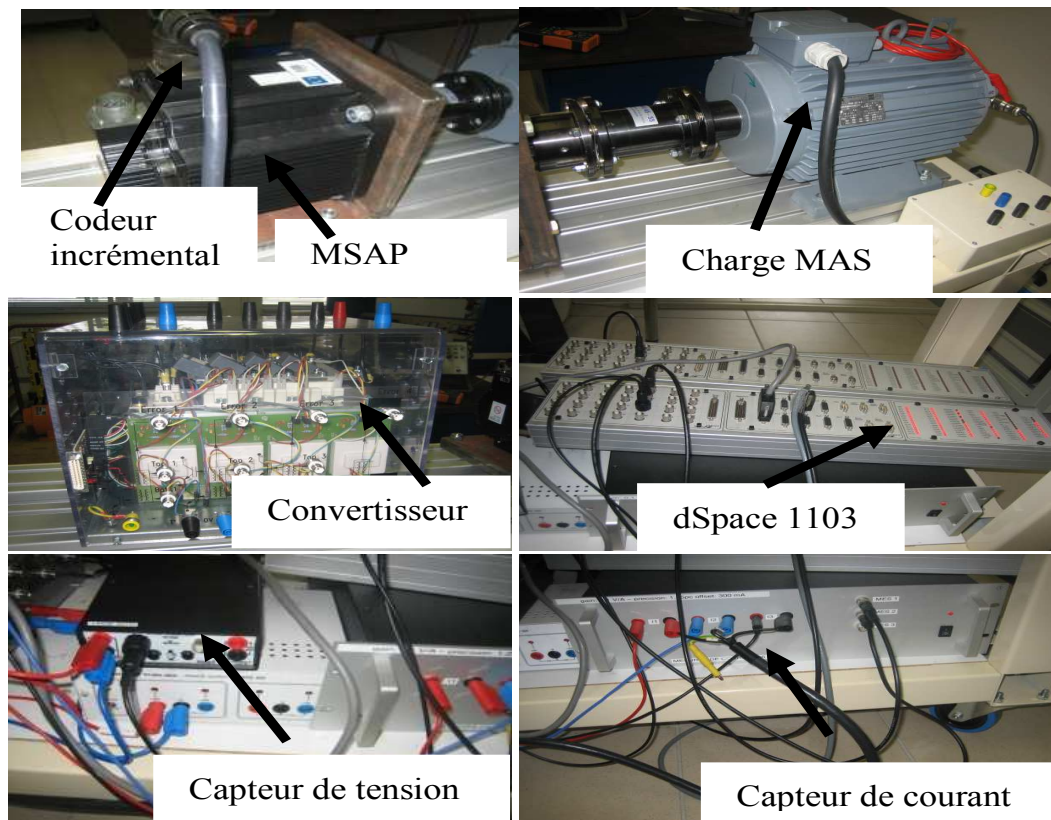


FIGURE 4.1: Photographie du banc d'essai expérimental.

permanents, un onduleur, des capteurs de tension et de courant, un codeur incrémental, une carte Dspace1103, un micro-ordinateur et une charge. La figure (4.1) montre la photographie de ce banc expérimental. Les caractéristiques concernant chaque élément le constituant sont décrites dans le paragraphe suivant.

4.2.1 Le moteur synchrone MSAP

C'est un moteur à aimants permanents, à forces électromotrices sinusoïdales, à pôles saillants (faible saillance), de type MSAP industriel (Yaskawa SGMGH-44DCA61) d'une puissance de 4.4 kW et d'une vitesse de rotation de 1500 tr/min qui est illustré par la figure (4.2). Ses paramètres sont issus d'une identification réalisée par [5] qui sont présentés dans l'annexe A.

Le moteur asynchrone (MAS) : le MAS est un moteur à cage VEM motors, d'une puissance de 4 kW et d'une vitesse de rotation de 1440 tr/min à la fréquence de 50 Hz, montré par la figure (4.3). Il est piloté par un variateur industriel VARISPEED 616G5, accompagné du logiciel



FIGURE 4.2: Machine Synchrone.



FIGURE 4.3: Charge du MSAP (Moteur Asynchrone).

DRIVE WIZARD 6.1. Etant donné que notre application consiste en l'utilisation de la MSAP en fonctionnement moteur, le moteur asynchrone est utilisé pour générer un couple de charge au MSAP.

4.2.2 L'onduleur

La commande du MSAP est assurée par un onduleur de tension triphasé, industriel ARCEL comme le montre la photographie de la figure (4.4). Il est constitué de plusieurs cartes :

- la carte ARCTU31 assure la mesure et la surveillance de plusieurs gardeurs.
- la carte ARCENTR est une interface pour 4 drivers des IGBT.

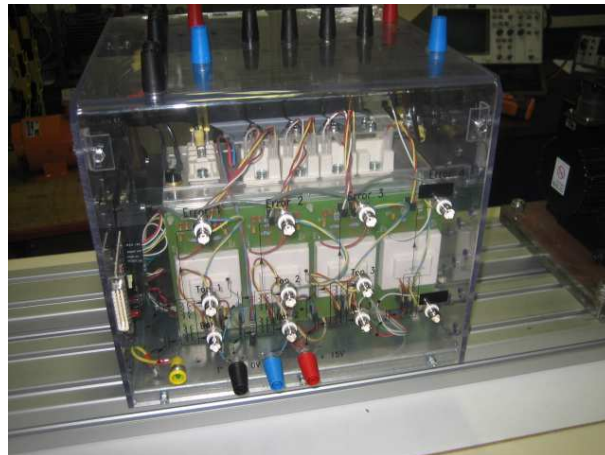


FIGURE 4.4: onduleur.

- trois cartes drivers ARCEL 2016 pour la commande rapprochée des IGBT.
- une carte développée au sein du laboratoire pour le transfert des signaux de commande générée par la carte DSpace vers l'onduleur ainsi que d'autres tâches utiles au bon fonctionnement de ce dernier.

L'onduleur se compose de trois bras de pont à interrupteurs réversibles en courant commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir des transistors IGBT et d'une diode en anti-parallèle. Il est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion vectorielle qui est générée par la carte Dspace1103. La tension du bus continu est obtenue à partir d'un redresseur d'une tension triphasée de fréquence de 50 Hz, suivi d'un filtrage avec des capacités chimiques de valeur de 2000 μ F. La valeur maximale de l'amplitude du bus continu qu'on peut atteindre est de 900 Volts [4]. La fréquence de découpage choisie pour notre expérience est de 10 kHz.

4.2.3 Présentation de la carte d'acquisition Dspace1103

La carte Dspace fait partie de la famille des cartes de commande numériques, permettant la commande et la simulation de processus industriels. Elle emploie plusieurs logiciels externes tel que le logiciel Matlab/Simulink. Elle possède plusieurs périphériques : un calculateur principal Power PC, un processeur de signal numérique DSP esclave de Texas Instruments, des interfaces pour codeurs incrémentaux, des entrées CAN, des sorties CNA et des sorties PWM. La Dspace utilise une boîte à outils (toolbox) nommée Real-Time Interface (RTI), qui permet d'automatiser la construction d'un programme temps réel pour Dspace à partir d'un schéma Simulink. Le logiciel



FIGURE 4.5: Boitier contenant la carte Dspace 1103.

qui fait office d'interface de contrôle et de visualisation des signaux entre le système et l'opérateur est nommée Control Desk. A partir du schéma Simulink/Dspace, cette interface peut visualiser, stocker les signaux accessibles sous l'environnement Simulink, de commander les signaux de contrôle et de changer les paramètres en temps réel [33]. Le module trace permet d'afficher les courbes d'évolution de ces signaux. Les interfaces développées par Dspace permettent une implantation rapide des schémas Simulink sur DSP ainsi une construction facile des applications en temps réel.

4.2.4 Les capteurs

Le banc d'essai contient plusieurs capteurs. Un capteur de courant de gain ($G_i = 100$), visualisé par la photographie donnée par la figure 4.6. Il mesure les courants des deux phases statoriques et celui de la troisième phase est reconstruit à partir des ces deux courants mesurés. Un capteur de tension de gain ($G_v = 1000$), présenté par la photographie de la figure (4.7), permet de mesurer la tension du bus continu E. Un capteur de position, qui dans notre cas, un codeur incrémental de 17 bits et de $N_i = 1024$ impulsions par tour. Il permet un prélèvement de l'information sur la position du rotor en comptant ses impulsions qui est directement lié à la position du rotor du MSAP.



FIGURE 4.6: Capteur de courant.

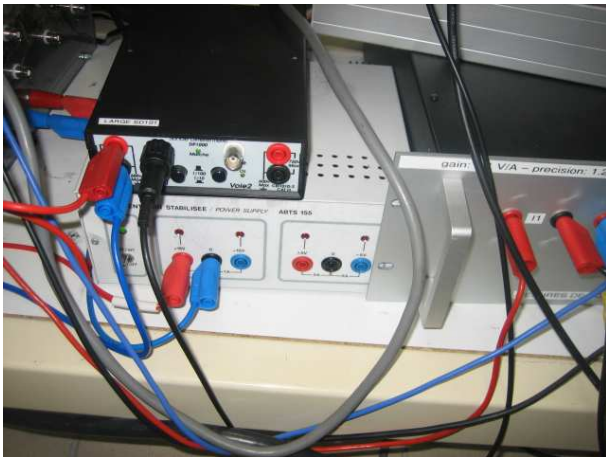


FIGURE 4.7: Capteur de tension.

4.3 Implémentation de la commande sans capteur du MSAP par injection de signal HF en utilisant le démodulateur proposé

Le schéma global implémenté de la commande sans capteur par injection d'une tension HF en utilisant la méthode simple d'extraction de la composante inverse de courant, réalisé avec MATLAB/Simulink-DSPACE RTI1103 est représenté par la figure (4.8). Il contient quatre principaux blocs : le bloc Acquisition, le bloc Calcul des grandeurs mécaniques, le bloc Commande et le bloc Estimation des grandeurs mécaniques.

Le bloc « Acquisition » permet la conversion des signaux issus des capteurs de courants de phase i_a , i_b et i_c et du capteur de tension qui se fait respectivement par les convertisseurs analogiques numériques $DS1103ADC - C17$, $DS1103ADC - C18$ et $DS1103ADC - C19$. Grâce à l'interface encodeur incrémental $DS1103ENC - POS - C3$, le bloc « Calcul des grandeurs mécaniques » permet d'obtenir les grandeurs mécaniques (la position électrique et la vitesse mécanique) du rotor du MSAP. L'utilisation de l'encodeur dans la commande sans capteur mécanique a pour objectif de comparer les valeurs des grandeurs mécaniques issues de la mesure aux valeurs de ces grandeurs qui sont issues de l'estimateur.

La position électrique du rotor est donnée par :

$$\theta_r = \frac{2\pi}{N_i} p \quad (4.1)$$

où : $N_i = 1024$ représente le nombre d'impulsions par tour du codeur incrémental.

La vitesse est évaluée par la dérivée numérique de la position. La vitesse ainsi obtenue contient inévitablement beaucoup de bruits, un filtre numérique d'ordre 2 dont la pulsation de coupure est choisie égale à $w_p = 200$ rad/s est ajouté pour minimiser les oscillations du système aux points de fonctionnement souhaités et évite d'introduire des retards [5].

$$\Omega_r = \frac{2\pi}{N_i} \cdot \frac{s}{2.5 \times 10^{-5} s^2 + 0.01 s + 1} \quad (4.2)$$

Le bloc « Commande » contient les régulateurs de courants et de vitesse, qui permet de calculer les composantes $v_{\alpha 1ref}$ et $v_{\beta 1ref}$ de la tension de référence à leurs sorties. Une tension HF est ensuite ajoutée afin d'obtenir la tension de référence $v_{\alpha ref-HF}$ $v_{\beta ref-HF}$ à l'entrée de l'onduleur. Les instants d'application des vecteurs de commande sont obtenus par l'équation (1.41) et (1.42), utilisé ensuite par le bloc $DS1103SL - DSP - PWMSV$.

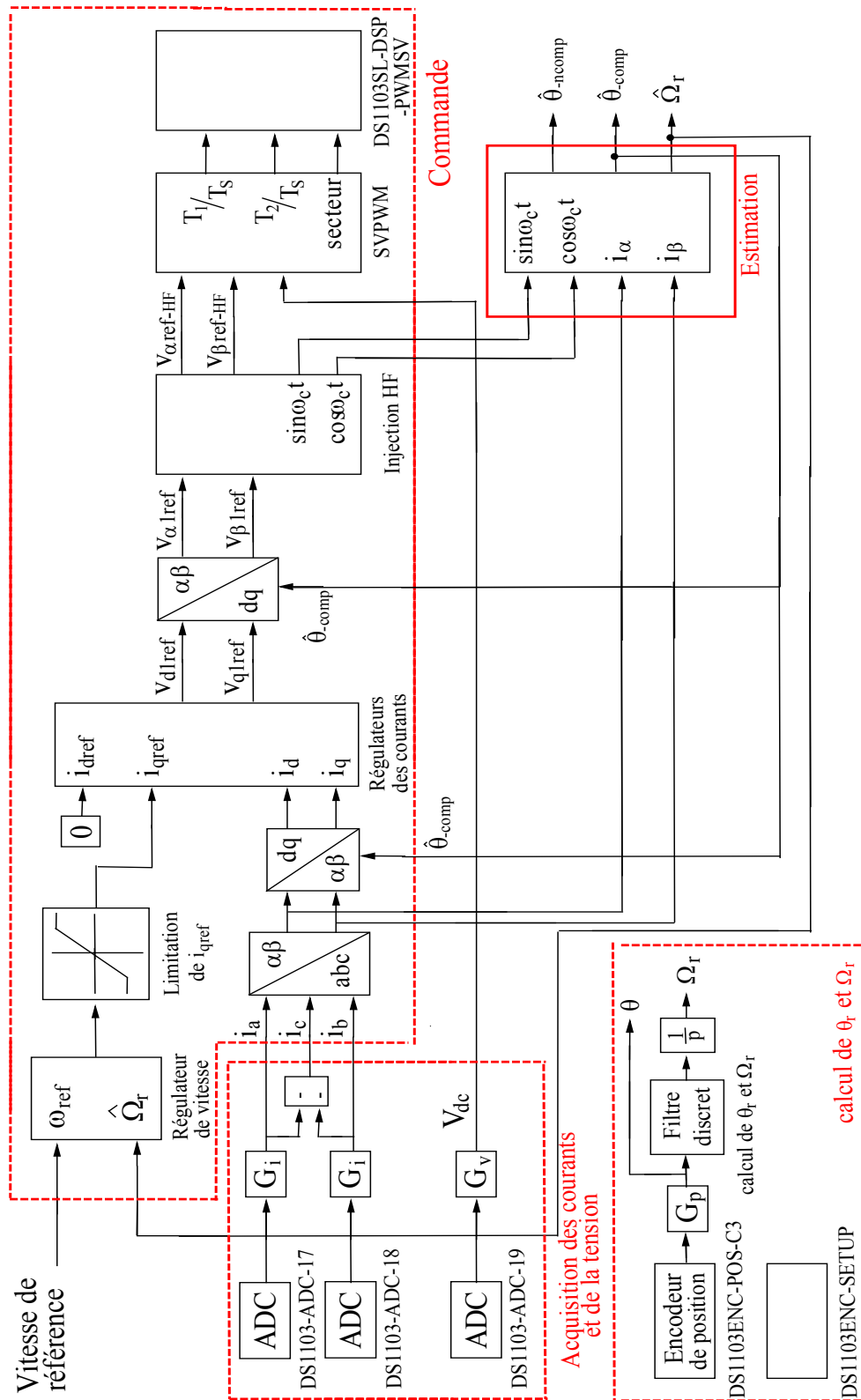


FIGURE 4.8: Synoptique d'implémentation de la commande sans capteur mécanique par injection de signal HF utilisant le démodulateur proposé du MSAP.

Le bloc « Estimation » permet d'estimer la position et la vitesse du rotor en utilisant la méthode simple pour l'extraction de la composante inverse du courant avec compensation du déphasage introduit par le filtre. Ces grandeurs estimées $\hat{\theta}_{comp}$ et $\hat{\Omega}_r$ remplacent les grandeurs réelles θ_{comp} et Ω_r dans le schéma de la commande sans capteur mécanique du MSAP de la figure 4.8.

4.4 Résultats expérimentaux et interprétation

Les tests ont été effectués avec les mêmes paramètres que ceux utilisés en simulation avec un léger ajustement au niveau des paramètres de l'observateur. Nous avons choisi une période d'échantillonnage de $100 \mu s$ et la méthode d'Euler pour la résolution numérique des équations. Avant chaque essai, le rotor est calé sur l'axe d qui correspond à la position ($\theta_0 = 0^\circ$) qui est déjà repérée au préalable et ceci en appliquant à la machine un courant continu ($I_{dref} = 4 \text{ A}$), ensuite on remet à zéro l'encodeur et le courant I_{dref} . Aucun sens de rotation n'est dans ce cas favorisé. La compensation des déphasage est faite en ligne. Les résultats obtenus sont reportés sur les figures de (4.9) à (4.16). Ils sont en très bon accord avec ceux déduits de la simulation malgré la présence de quelques oscillations. Ceci peut être due aux bruits résultants du signal HF injecté, de la MLI et des bruits de mesure.

La figure (4.9), compare les erreurs de l'estimation de la position du rotor expérimentale et celles fournies par simulation sans la compensation du déphasage, à vide et lorsque la référence de vitesse varie en échelon de 10 rd/s puis de 20 rd/s . L'erreur d'estimation moyenne est augmentée par la vitesse. On peut constater que la différence entre les résultats expérimentaux et ceux déduits de la simulation est minime.

Le déphasage introduit par le filtre utilisé dans le processus de démodulation est illustré sur la figure (4.10). Comme on peut le constater, il augmente proportionnellement à la vitesse de référence. Il est en moyenne de -20 degrés pour la vitesse de référence de 10 rd/s et -39 degrés pour la vitesse de référence de $+20 \text{ rd/s}$.

La figure (4.11), représente l'allure de la vitesse mesurée délivrée par le codeur incrémental et de celle estimée fournie par l'estimateur proposé, suite à un profil de vitesse variable entre -10

rd/s et +10 rd/s. La vitesse estimée suit de très près la vitesse mesurée. Cette figure prouve que le régulateur PI a été bien dimensionné pour s'adapter à la vitesse désirée.

La figure(4.12), visualise l'erreur d'estimation de la vitesse. Le biais sur la vitesse augmente lorsque la consigne est variable qui est du à l'observateur.

Sur la figure (4.13) est montré un zoom sur l'évolution de la position du rotor mesurée et estimée avec et sans la compensation du déphasage, pour une référence de vitesse variable entre +10 rd/s et 20 rd/s. Comme le montre la figure (4.14), la position estimée parvient à suivre la position réelle. Avant la compensation du déphasage, l'erreur d'estimation moyenne est de 15 degrés électriques. En revanche, après la compensation, l'erreur d'estimation reste inférieure à $\pm 5^\circ$ électriques lorsque la référence de vitesse est de ± 10 rad/s. Cette erreur est dépendante de la vitesse de rotation du moteur et elle lui est directement proportionnelle. Cela signifie que le démodulateur simple et l'algorithme de compensation proposés permet une régulation très stable de la vitesse.

Les performances dynamiques de l'estimation de la position avec la méthode proposée sont également testées avec un couple de charge d'environ 1 Nm et une vitesse de référence constamment fixée à 15 rad/s. La vitesse et la position estimées sont représentées respectivement sur les figures (4.15) et (4.16). La vitesse et la position estimées suivent celles données par l'encodeur incrémental. La figure (4.16) représente l'erreur d'estimation de la position du rotor. Cette erreur passe de 32 degrés électriques sans la compensation du déphasage à 3 degrés électriques avec la compensation du déphasage en utilisant le schéma de compensation proposé. Nous constatons une dépendance de l'erreur d'estimation de la position au couple de charge lors des essais expérimentaux.

4.5 Conclusion

Une nouvelle technique de démodulation de la position du rotor de la machine synchrone à aimants permanents à faibles saillances, utilisant l'injection d'une tension rotative de haute fréquence est présentée. Pour extraire la séquence négative du courant contenant l'information sur

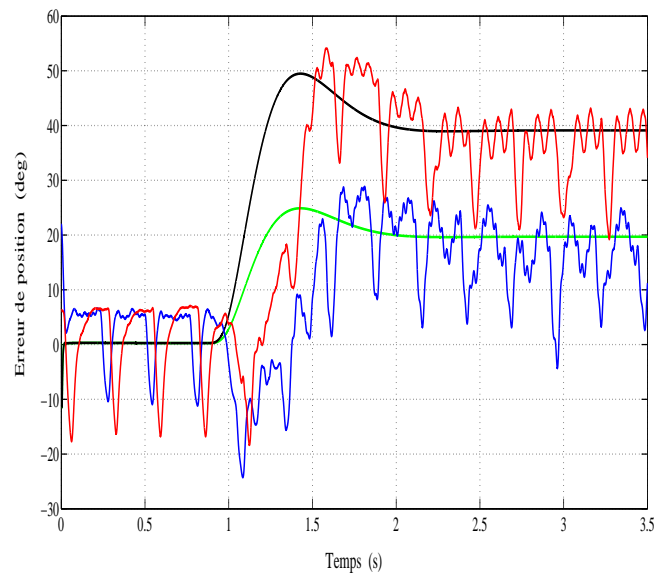


FIGURE 4.9: Erreur d'estimation de la position, sans la compensation pour un échelon de vitesse : courbes expérimentales (en bleu et rouge) pour un échelon de vitesse de 10 rd/s et 20 rd/s et courbes de simulation (en vert et noir) pour un échelon de vitesse de 10 rd/s et 20 rd/s.

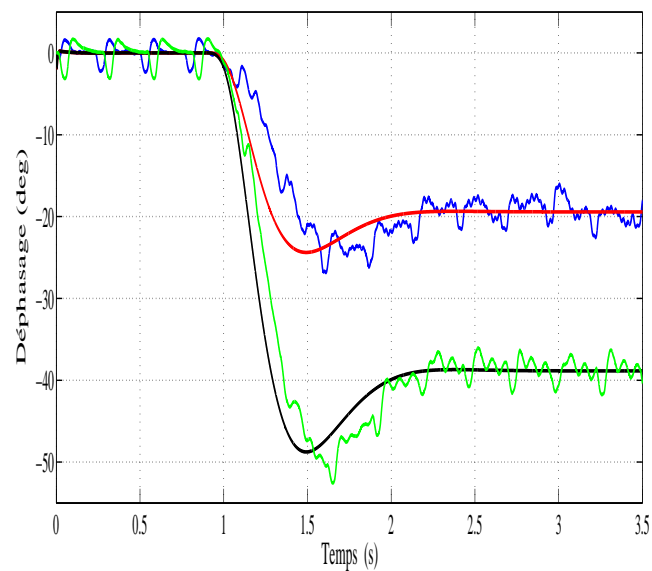


FIGURE 4.10: Déphasage pour un échelon de vitesse de 10 rd/s et 20 rd/s : courbes expérimentales (en bleu et vert) avec un échelon de vitesse de 10 rd/s et 20 rd/s et courbes de simulation (en noir et rouge) pour un échelon de vitesse de 10 rd/s et 20 rd/s.

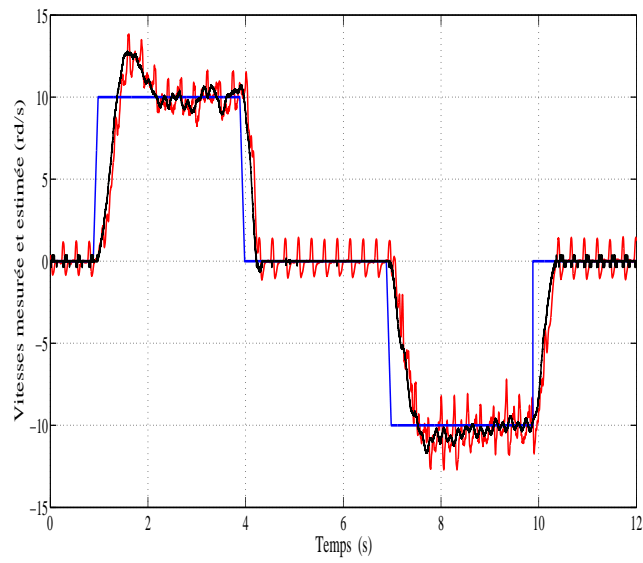


FIGURE 4.11: Réponse à une référence de vitesse variable entre $+10$ rd/s et -10 rd/s : mesurée (en noir) et estimée (en rouge).

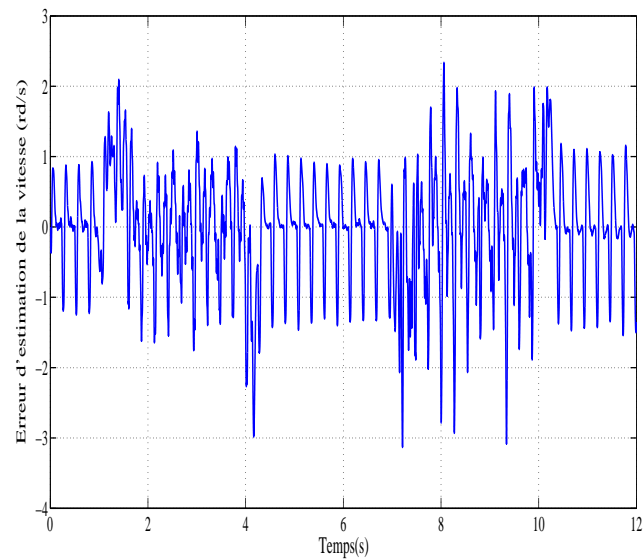


FIGURE 4.12: Erreur d'estimation de la vitesse pour une référence de vitesse variable entre $+10$ rd/s à -10 rd/s.

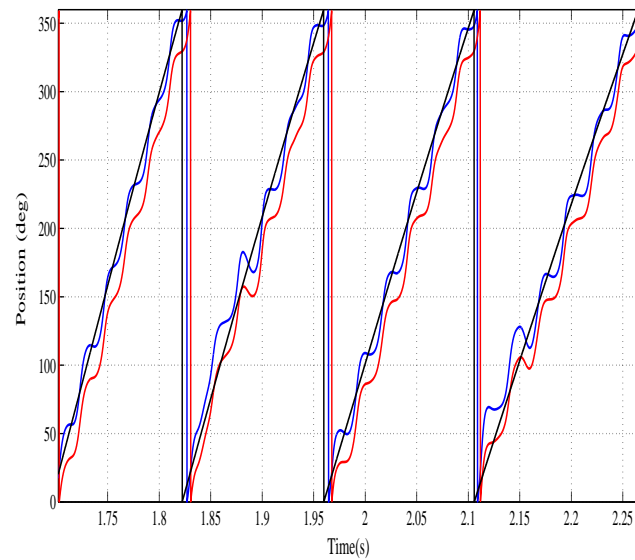


FIGURE 4.13: Zoom sur les positions électriques estimées sans compensation (en rouge), avec compensation (en bleu) et mesurée (en noir) pour une référence de vitesse variable entre $+10$ rd/s et -10 rd/s.

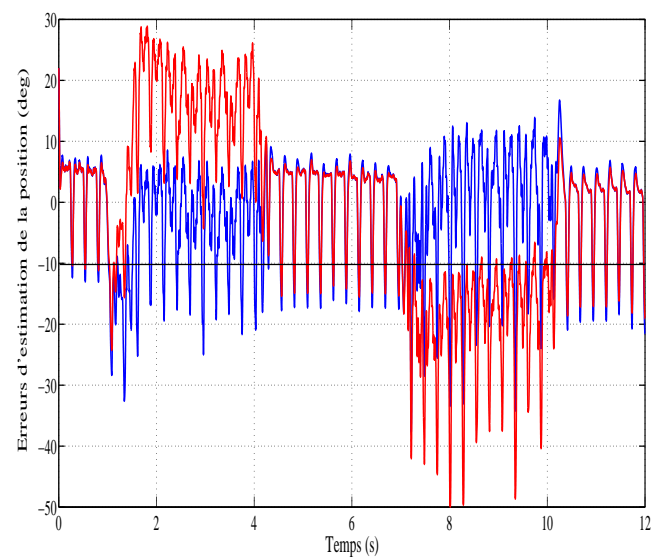


FIGURE 4.14: Erreur d'estimation de la position électrique sans compensation (en rouge), avec compensation (en bleu) pour une référence de vitesse variable entre $+10$ rd/s et -10 rd/s.

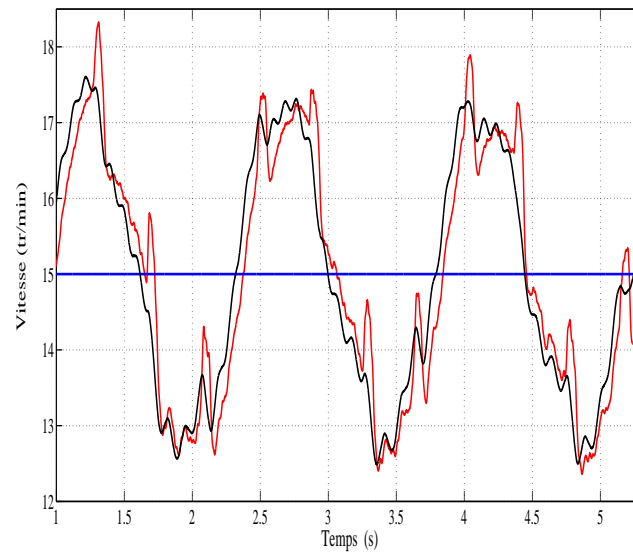


FIGURE 4.15: Réponse à une référence de vitesse constante de 15 rd/s avec un couple de charge de 1 N.m : estimée (en rouge) et mesurée (en noir).

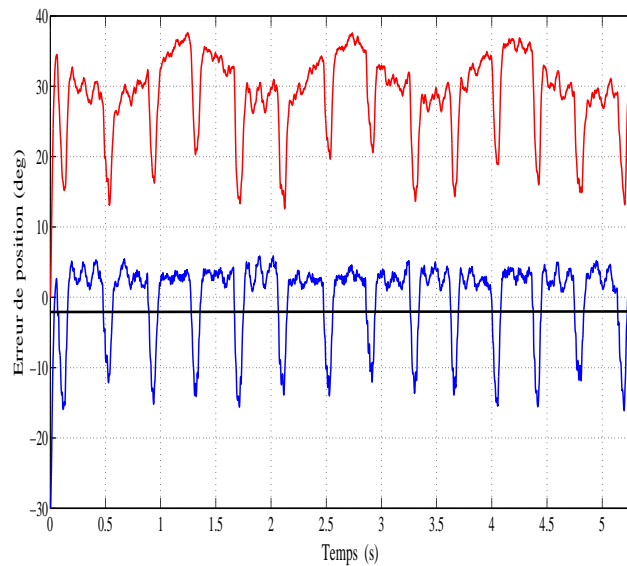


FIGURE 4.16: Erreur d'estimation de la position électrique sans compensation (en rouge), avec compensation (en bleu) pour un échelon de vitesse de 15 rd/s et un couple de charge de 1 N.m.

la position, la méthode couramment utilisée comprend habituellement trois filtres analogiques, la méthode proposée est plus intéressante puisqu'elle n'utilise qu'un seul filtre analogique. Elle est efficace et permet un temps de traitement court. Il a été prouvé que le déphasage du filtre est étroitement lié à la vitesse de rotation. Il diminue considérablement lors de sa compensation, ce qui permet une évaluation précise de la position du rotor. Les résultats expérimentaux présentés dans ce chapitre corroborent les résultats de simulation trouvés dans le chapitre précédent. Ce qui prouvent l'efficacité de la technique proposée pour les faibles vitesses, y compris à l'arrêt et en charge. Malgré la saillance inverse de la machine et son faible rapport de saillance qui est égal seulement à ($\xi = 0,854$), il s'est avéré suffisant pour évaluer la vitesse et la position du MSAP avec précision et de bonnes performances statique et dynamique de la commande.

Conclusion Générale et Perspectives

Le sujet de cette thèse est de contribuer à la mise en œuvre de la commande sans capteur d'un MSAP par injection de signal de haute fréquence. Notre objectif principal est l'extraction de la composante inverse de courant, afin d'estimer la position et par la suite la vitesse, en utilisant une technique d'extraction, moins complexe que la technique conventionnelle en plus d'une estimation non biaisée de la position rotorique. Nous avons parvenu à concevoir un nouvel estimateur de la position du rotor ainsi que des schémas de compensation des retards introduits par les filtres utilisés qui améliorent visiblement la précision d'estimation de la position du rotor.

La première partie concerne la modélisation de l'ensemble Source-Onduleur-Machine-Commande. Les trois modèles du MSAP sont présentés dans : le repère réel(abc), le repère tournant (d,q), adapté à la commande et le repère fixe (α,β) , utilisé par la suite pour l'injection de signal haute fréquence. La simulation de la commande vectorielle de l'actionneur motorisé par le MSAP, exige la connaissance de la position et de la vitesse du moteur données par un capteur mécanique. Ce dernier engendre des coûts supplémentaires au système et des problèmes de fiabilité.

En se référant à une étude bibliographique faite dans la deuxième partie, sur les stratégies de commande sans capteur mécanique les plus répandues, une classification a été réalisée pour les différentes plages de vitesse de fonctionnement. La méthode d'injection de signal de haute fréquence est indépendante des paramètres de la machine et semble la plus appropriée, pour l'estimation de la position, aux basses vitesses et à l'arrêt. Notre choix, d'exciter la machine par une tension rotative directe de haute fréquence selon le repère stationnaire, s'est basé sur sa simplicité d'implantation. Le courant statorique résultant de cette injection, est composé de trois composantes : directe, inverse et fondamentale. Seule la composante inverse de ce courant contient l'information sur la position du rotor. Un traitement de signal approprié doit être

appliqué, afin d'isoler la composante inverse de courant, qui est faible devant les deux autres composantes, qui dépend de la vitesse et qui se situe dans la même plage de fréquence que la composante directe.

Les trois méthodes d'extraction de la composante inverse de courant statorique qui existent dans la littérature utilisant des filtres analogiques, sont développées dans la troisième partie. Une étude comparative de deux de ces méthodes a été alors menée par simulation numérique. La méthode couramment utilisée dite conventionnelle est complexe, elle contient généralement trois filtres analogiques : un filtre passe bande, un filtre passe haut et un filtre passe bas. La méthode proposée que nous avons nommé simple n'utilise qu'un seul filtre analogique passe bas. Dans les deux techniques d'extraction, nous avons utilisé un observateur linéaire du deuxième ordre en boucle fermée, que nous avons dimensionné, permettant d'estimer à la fois la vitesse de rotation du rotor et sa position. Il a été constaté dans les deux méthodes étudiées, une erreur d'estimation de la position, qui est proportionnelle à la vitesse de fonctionnement. Cette erreur est liée aux déphasages introduits par les filtres utilisés. Il a été prouvé alors, que le déphasage du filtre est étroitement lié à la vitesse de fonctionnement. Un schéma de compensation des déphasages des filtres utilisés, est établi pour chacune des deux méthodes étudiées. Les déphasages des filtres diminuent considérablement lorsque la vitesse de fonctionnement est prise en compte dans le schéma de correction pour la méthode d'extraction classique. Ce qui permet une amélioration de la précision d'estimation de la position et de la vitesse du moteur.

La dernière partie est consacrée à l'implémentation de la nouvelle méthode proposée en insérant le schéma de compensation, sur un banc d'essai expérimental utilisant une carte temps réel Dspace 1103. Les résultats des essais expérimentaux présentés, corroborent aux résultats de simulation déjà obtenus au chapitre précédent, ce qui prouve l'efficacité de la méthode suggérée, pour les faibles vitesses, y compris à l'arrêt et en charge. Cette méthode est simple, précise, elle est caractérisée par un temps d'exécution court. De plus, elle est facile à mettre en œuvre. Malgré le faible rapport de saillance du MSAP qui a servi pour faire les essais, il s'est avéré suffisant pour évaluer la position et la vitesse du rotor. Ce qui est avantageux pour l'estimation en temps réel des grandeurs mécaniques en particulier si le système est à dynamique rapide. L'estimateur de position et de vitesse qui en découle est fiable, précis avec une grande résolution aux basses

vitesses, qui sont d'importantes caractéristiques métrologiques d'un capteur de mesure.

Les imperfections de la méthode HF, sont liées aux bruits acoustiques et électromagnétiques et des pertes harmoniques [51,94]. Celles-ci sont causées par la fréquence du signal injecté. Cette méthode perd ses performances aux moyennes et aux grandes vitesses à cause de la prépondérance de la f.é.m.

Les travaux présentés dans cette thèse, ouvre un certain nombre de perspectives. Nous pouvons envisager à court terme :

- Remplacer l'observateur de deuxième ordre utilisé pour l'estimation de la position et de la vitesse par un observateur d'ordre 3 conçu dans [7] afin de réduire l'erreur d'estimation lorsque les consignes sont variables.
- d'inclure des essais à très fort couples de charge ;
- de tenir compte de l'effet de la saturation magnétique dans le modèle de la machine.
- La connaissance de la position initiale du rotor est primordiale pour mettre en rotation le moteur dans le sens souhaité avec un fort couple de démarrage. Au lieu d'utiliser la méthode de pré-calage du rotor avant le démarrage du moteur, il est souhaitable de raffiner l'algorithme de la commande sensorless en lui associant un processus de détection de la position initiale du rotor.

A long terme, utiliser un modèle en haute fréquence sans négliger les termes dépendant de la vitesse ou bien trouver un moyen d'isoler l'influence de la f.é.m à moyenne et haute vitesse pour étendre la validité de la méthode d'injection de signal sur toute la plage de fonctionnement de la machine.

Bibliographie

- [1] Almarhoon A.H. et Zhu Z.Q. (2017) Improved Pulsating Signal Injection Using Zero-sequence Carrier Voltage for Sensorless Control of DualThree-phase PMSM. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. vol. 32, n° 2, pp. 436-446.
- [2] AL-Rouh I. (2004). *Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone*. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I.
- [3] Andreescu G. D., Pitic C. I., Blaabjerg F., et Boldea I. (2008). Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of IPMSM drives. *IEEE Transactions on energy conversion*. vol. 23, n° 2, pp. 393-402.
- [4] Ané T. et Loron T. (2008). Sensorless control of a PMSM using an improved implementation of Matsui's method. *14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON'08)*, 5-7 May, Ajaccio, France, pp. 496-501.
- [5] Ané D. (2008). *Stratégie d'exploitation et architecture de commande du système DEFONTAINE*. Thèse de Doctorat, Université de Nantes.
- [6] Asch, G. et Poussery, B. (2017). *Les capteurs en instrumentation industrielle, 8ème édition*. Editions Dunod.
- [7] Auger F. Mansouri-Toudert O. et Chibah A. (2011). Design of advanced resolver-to-digital converters. *In Proc. Electrimacs*, 6-8 Jun, Cergy-Pontoise, France, pp. 115-121.
- [8] Batzel T.D, Lee K.Y. (2003). An approach to sensorless operation of the permanent-magnet synchronous motor using diagonally recurrent neural networks. *IEEE Trans Power Electron on Energy conversion*. vol. 18, n° 1, pp. 100-106.
- [9] Baghli, L. (1999). *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy I.

-
- [10] Baghli L., Al-Rouh I., et Rezzoug A. (2006). Signal analysis and identification for induction motor sensorless control. *Control engineering practice*. vol. 14, n° 11, pp. 1313-1324.
- [11] Bendjedia M. (2007). *Synthèse d'algorithmes de commande sans capteurs de moteurs pas à pas et implantation sur architecture programmable*. Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comte.
- [12] Benoit A. (2005). *Etude des filtres actifs analogiques micro-ondes transversaux et stop bande*. Thèse de Doctorat, Université de Limoges.
- [13] Boldea I., Paicu M.C., Andreescu G.D. et Blaabjerg F. (2009). Active flux DTFC-SVM sensorless control of IPMSM, IEEE Transactions on Energy Conversion. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. vol. 24, n° 2, pp. 314-322.
- [14] Bolognani S., Calligaro S., Petrella R. et Tursini M. (2010). Sensorless control of IPM motors in the low-speed range and at standstill by HF injection and DFT processing. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 47, n° 1, pp. 96-104.
- [15] Bouhali M.S et Bouzidi F. (2014). *Contribution à l'étude de la commande de la MSAP sans capteur par injection de signal de haute fréquence dimensionnement et choix des filtres utilisés*, Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.
- [16] Boulbair Z. (2002). *Mise en oeuvre d'une commande sans capteur d'une machine synchrone à aimants permanents*. Stage de DEA de l'université de Nantes.
- [17] Boulbair Z. (2012). *Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)*, Thèse de Doctorat, Université d'Aix-Marseille.
- [18] Boussak, M. (2005). Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE transactions on power electronics*. Vol. 02, n° 6, pp. 1413-1422.
- [19] Briz F., Degner M. W., Guerrero J. M., Zamarrón A., et Lorenz R. D. (2001). Implementation issues affecting the performance of carrier signal injection based sensorless controlled AC drives. In *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting*, 30 Sep - 4 Oct 2001, Chicago, USA, pp. 2645-2652.

-
- [20] Briz F., Degner M. W., Garcia, P. et Diez A. B. (2003). Transient operation of carrier signal injection based sensorless techniques. *In the 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'03)*. 2-6 Novembre 2003, Virginia, USA, pp. 314-322.
- [21] Budden A. S., Wrobel R., Holliday D. and Mellor P.H. (2005). Sensorless control of permanent magnet machine drives for aerospace applications. *in Proc. IEEE PEDS*, 28 Nov-1 Dec, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 372-377.
- [22] Caruana C., Asher G. M. et Sumner M. (2006). Performance of HF signal injection techniques for zero-low-frequency vector control of induction machines under sensorless conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 53, n° 1, pp. 225-238.
- [23] Cernat M., Comnac V., Cernat R. M. et Cotorogea M. (2000). Sensorless control of interior permanent magnet synchronous machine using a Kalman filter. *In the Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE-2000)*, 4-8 Décembre, Puebla, Mexico, pp. 401-406.
- [24] Chaigne C., Etien E., Cauët S. et Rambault L. (2005). *Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones*. Hermes-Lavoisier.
- [25] Chatelain J. (1989). *Machines électriques (Vol. 10)*. PPUR Presses polytechniques.
- [26] Chédot L. (2004). *Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur..* Thèse de Doctorat, Université de technologie de Compiègne.
- [27] Chen J. L. et Liu T. H. (2012). An IPMSM position control system using high frequency injection sensorless technique. *In 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON-2012)*, 25-28 October, Montreal, Canada, pp. 3676-3681.
- [28] Chibah A. (2011) *Commande sans capteur de machines synchrones à aimant permanents et à pôles saillants par injection de tension de haute fréquence*. Projet de recherche Master, Université de Nantes.
- [29] Corley M., Lorenz R. D. (1998). Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. *IEEE Transactions on industry applications*. vol. 34, n° 4, pp. 784-789.
- [30] De Fornel B. et Louis, J. P. (2007). *Identification et observation des actionneurs électriques : Exemples d'observateurs*. Editions Hermès Lavoisier.

- [31] Degner M.W. (1998). *Flux, Position, and velocity Estimation In AC Machines Using Carrier Signal Injection*. Thèse de Doctorat, Université de Wisconsin-Madison.
- [32] Degner M. W. et Lorenz R. D. (1998). Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in AC machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 34, n°5, pp. 1097-1104.
- [33] Descoubes H. (2006). *commande scalaire et vectorielle d'une machine asynchrone*. Rapport de stage Master II recherche, école nationale supérieure d'ingénieurs de Caen.
- [34] Ezzat M. (2011). *Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)*. Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Nantes.
- [35] Garcia P., Briz F., Degner M.W., Diaz-Reigosa D. (2007). Accuracy, Bandwidth, and Stability Limits of Carrier-Signal-Injection-Based Sensorless Control Methods. *IEEE Transactions on industry applications*. vol. 43, n° 4, pp. 990-1000.
- [36] Garcia P., Guerrero J. M., El-Sayed I., Briz F., et Reigosa, D. (2010). Carrier Signal Injection Alternatives for Sensorless Control of Active Magnet Bearings. *In 2010 IEEE First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*, pp. 78-85.
- [37] Gomand J. (2005) *Modélisation identification expérimentale et commande d'un moteur linéaire synchrone à aimants permanents* Rapport de Stage, École Nationale des arts et métiers, Lille.
- [38] Grellet G. et Clerc G. (1997). *Actionneurs électriques : Principes, modèles, commande*. Editions Eyrolles.
- [39] Ha J. I. and Sul S. K. (1999). Sensorless field-orientation control of an induction machine by high frequency signal injection. *IEEE Transactions on industry applications*. vol. 35, n° 1, pp. 45-51.
- [40] Hanamoto, T. (2000). Comparison of the control characteristics of sensorless speed control of based on the observer theory. *proceedings of the International Conference on Electrical Machines (ICEM-2000)*, 28-30 August, Espoo, Finland, pp. 1419-1423.
- [41] Hiliaret M. (2001). *Application des outils de traitement de signal à la commande des machines tournantes*. Thèse de Doctorat, Université de Nantes.

-
- [42] Holtz J. (2008). Acquisition of position error and magnet polarity for sensorless control of PM synchronous machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 44, n° 4, pp. 1172-1180.
- [43] Huovila, H., et Karasti, O. (1994). A sensorless SR motor position measurement method. *In International Conference on Machine Automation, Mechatronics Spells Profitability (IC-MA'94)*, 15-18 February, Espoo, Finland, pp. 557-568.
- [44] Hu J. (2007). *Sensorless control of AC machines for integrated started generator application*. Phd Thesis, University of Ohio state, USA.
- [45] Jang, J. H., Ha, J. I., et Sul, S. K. (2001). Vector control of surface mounted permanent magnet motor without any rotational transducer. *In APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 01CH37181)*, Vol. 2, pp. 845-849.
- [46] Jang J. H., Sul S. K., Ha J. I., Ide K., et Sawamura M. (2003). Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 39, n° 4, pp. 1031-1039.
- [47] Jang J. H., Sul S. K. et Son Y. C. (2003). Current measurement issues in sensorless control algorithm using high frequency signal injection method. *In the 38th IEEE IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, 12-16 Octobre, Salt Lake City, USA, pp. 1134-1141.
- [48] Jang J. H., Ha J. I., Ohto M., Ide K., and Sul S. K. (2004). Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 40, n° 6, pp. 1595-1604.
- [49] Jansen P. L., and Lorenz R. D. (1995). Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines. *IEEE Transactions on industry applications*. vol. 31, n°2, pp. 240-247.
- [50] Jansen P. L. et Lorenz R. D. (1996). Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 32, n°6, pp. 1380-1393.
- [51] Jebai, A. K. (2013). *Commande sans capteur des moteurs synchrones á aimants permanents par injection de signaux*. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris.

- [52] Jebai A. K., Malrait F., Martin P. et Rouchon, P. (2016). Sensorless position estimation and control of permanent-magnet synchronous motors using a saturation model. *International Journal of Control*. vol. 89, n° 3, pp. 535-549.
- [53] Jeong Y. S., Lorenz R. D., Jahns T. M. et Sul S. K. (2005). Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods. *IEEE transactions on industry applications* Vol. 41, n° 1, pp. 38-45.
- [54] Kang, J. (2010). Sensorless control of permanent magnet motors. *Control Engineering*. vol. 57, n° 4, M4-+.
- [55] Kang K. L., Kim J. M., Hwang K. B., et Kim K. H. (2004). Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer. *In Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. (APEC'04)*, 22-26 February, Anaheim, CA, USA.
- [56] Karki J. (2000). *Active low-pass filter design*. Texas Instruments application report.
- [57] Khatounian F. (2006). *Contribution à la modélisation, l'identification et à la commande d'une interface haptique à un degré de liberté entraînée par une machine synchrone à aimants permanents* Thèse de Doctorat, Ecole normale supérieure de Cachan-ENS Cachan.
- [58] Kenny B. H. et Kascak P. E. (2002). Sensorless control of permanent magnet machine for Nasa flywheel technology development. *37th Inter society IEEE Energy Conv. Engineering Conf. (IECEC)*, 29-31 July, Washington, DC, USA.
- [59] Khlaief A. (2012). *Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)*. Thèse de Doctorat, Université Aix-Marseille.
- [60] Kim, J. S., et Sul, S. K. (1995). High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer. *In IAS'95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, 8-12 Octobre, Orlando, FL, USA, vol. 1, pp. 75-82.
- [61] Kim H., Harke M. C. et Lorenz R. D. (2003). Sensorless control of interior permanent-magnet machine drives with zero-phase lag position estimation. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 39, n° 6, pp. 1726-1733.

-
- [62] Kim H. et Lorenz R. D. (2004). Carrier signal injection based sensorless control methods for IPM synchronous machine drives. *In Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting*, 03-07 Octobre, Seattle, USA, pp. 977-984.
- [63] Kim S. I., Im J. H., Song E. Y. et Kim R. Y. (2016). A new rotor position estimation method of IPMSM using all-pass filter on high-frequency rotating voltage signal injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol. 63, n° 10, pp. 6499-6509.
- [64] Li J., Zhou B., Liu B., Wang L., et Ni T. (2014). A novel strategy of initial rotor position detection for surface mounted permanent magnet synchronous machines. *In the 17th IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS'2014)*, 22-25 Octobre, Hangzhou, China, pp. 733-737.
- [65] Linke, M., Kennel, R., et Holtz, J. (2003). Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection. *In the IEEE International Electric Machines and Drives Conference, (IEMDC'03)*, 1-4 June, Madison, Wisconsin, USA, pp. 1211-1217.
- [66] J. Liu J., Li H., et Deng Y. (2018) Torque Ripple Minimization of PMSM based on Robust ILC via Adaptive Sliding Mode control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. vol. 33, n° 4, pp. 3655-3671.
- [67] Loron L. (1997). Tuning of PID controllers by Non-symmetrical Optimum Method. *Automatica*. Vol. 33, n° 1, pp. 103-107.
- [68] Luo X., Tang Q., Shen A. et Zhang Q. (2015). PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into estimated fixed-frequency rotating reference frame. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 63, n° 4, pp. 2294-2303.
- [69] Mamo M., Ide K., Sawamura M., Oyama J.O. (2001). Encoderless position estimation for symmetric cage induction machine. *IEEE Transactions on industry applications*. vol. 37, n° 6, pp. 1793-1800.
- [70] Mansouri-Toudert O., Zeroug H., Auger F., et Chibah A. (2013). Improved rotor position estimation of salient-pole PMSM using high frequency carrier signal injection. *In the IEEE International Conference on Mechatronics (ICM-2013)*, 15-18 Décembre, Vicenza, Italy, pp. 1211-1217.

- [71] Mazumdar J., Harley R. G., et Venayagamoorthy G. K. (2006). Synchronous reference frame based active filter current reference generation using neural networks. *In IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 7-10 Novembre, Paris, France, pp. 4404-4409.
- [72] Medjmadj S., Diallo D., Mostefai M., Delpha C. et Arias, A. (2014). PMSM drive position estimation : Contribution to the high-frequency injection voltage selection issue. *IEEE Transactions on energy conversion*. vol. 30, n° 1, pp. 349-358.
- [73] Mehrizi-Sani A., et Filizadeh S. (2006). Digital implementation and transient simulation of space-vector modulated converters. *In 2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Date et Lieu, pp. 7-13.
- [74] Morand A. (2005). *Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones*. Thèse de Doctorat, Institut national des sciences appliquées de Lyon.
- [75] Mutasim N., Ee N. Y. et Eyad R. (2009). Sensorless speed and position control of permanent magnet synchronous motor using hybrid high frequency signal injection method. *In Proc. third int. conf. on modeling, simulation and applied optimization (ICMSAO)*, 20-22 January, Sharjah, UAE.
- [76] Nahid Mobarakeh B. (2001). *Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents : Méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres*. Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Lorraine.
- [77] Neumann J. (2022). *Modélisation et conception optimale d'une machine syncro-réductante assistée d'aimants permanents intégrant les contraintes du pilotage sans capteur de position*. Thèse de Doctorat, Université de Nantes.
- [78] Nguyen T.D., Patin N. et Friedrich G. (2011). *Etude de stratégies de modulation pour onduleur triphasé dédiées à la réduction des perturbations du bus continu en environnement embarqué*. Thèse de Doctorat, Université de Compiègne.
- [79] Ni R., Xu D., Blaabjerg F., Lu K., Wang G., et Zhang G. (2016). Square-wave voltage injection algorithm for PMSM position sensorless control with high robustness to voltage errors. *IEEE Transactions on Power Electronics*. vol. 32, n° 7, pp. 5425-5437.

-
- [80] Ohnuma T. Doki, S. et Okuma S. (2010). Extended EMF observer for wide speed range sensorless control of salient-pole synchronous motor drives. *In The XIX IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM-2010)*, 6-8 Septembre, Rome, Italy, pp. 1-6.
- [81] Omrane I. (2014). *Développement de capteurs logiciels de position de la machine synchrone à aimants permanents*. Thèse de Doctorat, Université de Poitiers.
- [82] Ortega C., Arias A., Caruana C., Staines C., Balcells J. et Cilia J. (2006). Sensorless direct torque control of a surface mounted PMSM using high frequency injection. *In 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, July 9-12, Montreal, Canada, vol. 3, pp. 2332-2337.
- [83] Parasiliti F., Petrela R. and Tursini M. (2002). Sensorless speed control of salient rotor PM synchronous motor based on high frequency signal injection and Kalman filter. *Proc. IEEE int. symp. on Indust. Electronics (ISIE 2002)*, 8-11 Juillet, Aquila, Italy, pp. 623-628.
- [84] Saltiveri D., Arias A., Asher G., Sumner M., Wheeler P., Empringham L. et Silva C. (2006). Sensorless control of surface mounted permanent magnet synchronous motors using matrix converters. *Journal of Electrical Power Quality and Utilisation*. vol. 12, n° 1, pp. 59-67.
- [85] Sarikhani A. et Mohammed O.A. (2012). Sensorless control of PM synchronous machines by physics-based EMF observer. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. vol. 27, n° 4, pp. 1009-1017.
- [86] Shinnaka S. (2008). A new speed-varying ellipse voltage injection method for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors with pole saliency - New PLL method using high-frequency current component multiplied signal. *IEEE Transactions on industry applications*. vol. 44, n° 3, pp. 777-788.
- [87] Schroedl M. (1996). Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method. *in Industry Application Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96', Conference Record of the 1996 IEEE*, 6-10 Octobre, San Diego, California, USA, France, pp. 270-277.
- [88] Sicot L. (1997). *Contribution à l'introduction de limitation dans les lois de commande machine synchrone à aimants permanents : Approche théorique et réalisations expérimentales*. Thèse de Doctorat, Ecole doctorale sciences pour l'ingénieur de Nantes.

- [89] Silva C., Asher G. Sumner M. (2006). Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. vol. 53, n° 2, pp. 373-378.
- [90] Theodora Z. (1998). *Théorie de la commande par mode glissement*. Thèse de Doctorat, LESIA-INSA Toulouse.
- [91] Teske N., Asher G. M., Sumner M. et Bradley K. J. (2001). Encoderless position estimation for symmetric cage induction machines under loaded conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 37, n° 6, pp. 1793-1800.
- [92] Toudert O., Houcine L. et Zeroug H. (2009). Contribution à la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants surfaciques par injection de signal à haute fréquence. *In the International Conference on Electrotechnics (ICEL 2009)*. 10-11 Novembre, Oran.
- [93] Toudert O. M., Auger F., Houari A., et Laghrouche, M. (2023). *Novel rotor position extraction based on rotating high-frequency voltage injection for permanent magnet synchronous machine drives at low or zero speeds*. Revue Roumaine des Sciences Techniques. Serie électrotechnique et énergétique, vol. 68, n° 2, pp. 188-193.
- [94] Wang X., Kennel R., Xie W. et Gerling D. (2013). Analysis of losses in a novel IPMSM resulting from high-frequency injection for sensorless control. *In the 2013 IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE)*. 17-19 Octobre, Munich, Germany, pp. 1-5.
- [95] Williams, A. B., et Taylor, F. J. (2006). *Electronic filter design handbook*. McGraw-Hill Education.
- [96] Wu S., Li Y. et Miao X. (2007). Comparison of signal injection methods for sensorless control of PMSM at very low speeds. *In 2007 IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*, 02-05 Septembre, Aalborg, Denmark, pp. 1-6.
- [97] Wu X., Feng Y., Liu X., Huang S., Yuan X., Gao J. et Zheng J. (2017). Initial rotor position detection for sensorless interior PMSM with square-wave voltage injection. *IEEE transactions on magnetics*. Vol. 53, n° 11, pp. 1-4.

-
- [98] Xiang X., et He Y. (2007). Sensorless vector control operation of a PMSM by rotating high-frequency voltage injection approach. *In 2007 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 8-11 Octobre, Seoul, Korea, pp. 752-756.
- [99] Xu P.L. et Zhu Z.Q. (2016) Novel Square-Wave Signal Injection Method Using Zero Sequence Voltage for Sensorless Control of PMSM Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. vol. 63, n° 12, pp. 7444-7454.
- [100] Yoon Y. D., Sul S. K., Morimoto S. et Ide K. (2011). High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 47, n° 3, pp. 1361-1370.
- [101] Yoon Y. D. et Sul S. K. (2013). Sensorless control for induction machines based on square-wave voltage injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 29, n° 7, pp. 3637-3645.
- [102] Yunxiang X., Ping Z. et Haiqing N. (2005). A study on high frequency signal injection method of aiming at detecting the rotor position of the salient-pole brushless DC motor. *In 2005 IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS'05)*, 27-29 Septembre, Nanjing, China, pp. pp. 2369-2372.
- [103] Zaim S. (2013). *Contribution à la commande sans capteur mécanique d'actionneurs électriques motorisés par des machines à aimants permanents*. Thèse de doctorat de l'université de Lorraine.
- [104] Zhang X., Li H., Yang S. et Ma M. (2017). Improved initial rotor position estimation for PMSM drives based on HF pulsating voltage signal injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 65, n° 6, pp. 4702-4713.
- [105] Zheng, Z. (2008). *Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents*. Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [106] Zeroug, H. et Hocine L. (2009). Sensorless control of a surface mounted permanent magnet motor by signal injection associated with space vector modulation technique. *In 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 3-6 May, Miami, Florida, USA, pp. 1573-1580.

Annexe A

Annexe A : Paramètres de la machine

TABLE A.1: Paramètres du moteur industriel 4.4 Kw SM-PMSM (Yaskawa SGMGH-44DCA6F).

Paramètre	Signification	Unité	Valeur
N	Vitesse nominale	tr/min	1500
R_s	Résistance statorique	Ω	0.25
P	Nombre de paires de pôles	-	4
L_d	Inductance d'axe d	mH	4.8
L_q	Inductance d'axe q	mH	4.1
V_{bus}	Tension du bus continu	V	400
J	Inertie de la machine	$Kg.m^2$	0,0067
Φ_m	Flux rotorique	Wb	0,32
f	Coefficient de frottement	$Nm.s/rad$	0.001
C_{em-nom}	Couple électromagnétique nominal	$N.m$	28.4
I_n	Courant nominal	A	16.5
P_u	Puissance de la machine	KW	4
f	Fréquence de synchronisme	Hz	100

Annexe B : Matrices de transformation

.1 Transformation de Park

La transformation de Park permet le passage d'un repère triphasé (a,b,c) fixe à un repère diphasé (d-q) tournant lié au rotor :

$$X_{dqo} = T_{abc \rightarrow dqo} \quad (1)$$

Le vecteur X peut être une tension, un courant ou un flux. Cette transformation se fait à travers la matrice de Park notée $P(\theta)$ donnée par :

$$P(\theta) = T_{abc \rightarrow dqo} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Cette matrice admet une matrice inverse $P(\theta)^{-1}$ telle que :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

On peut écrire alors :

$$X_{abc} = P(\theta)^{-1} X_{dqo} \quad (4)$$

.2 Transformation de Concordia

la transformation de Concordia permet le passage d'un repère triphasé fixe (a, b, c) à un repère biphasé fixe également (α, β) telle que :

$$X_{\alpha\beta o} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta o} \quad (5)$$

Cette transformation se fait à travers la matrice de Concordia notée \mathcal{C} donnée par :

$$\mathcal{C} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta o} = P(0) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

La matrice de Concordia inverse est donnée par :

$$\mathcal{C}^{-1} = T_{\alpha\beta o \rightarrow abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

La matrice de rotation $R(\theta)$ est donné par :

$$R(\theta) = T_{\alpha\beta \rightarrow dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Sa matrice inverse est donnée par :

$$R(\theta)^{-1} = T_{dq \rightarrow \alpha\beta}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (9)$$

Il est à noter que toutes ces matrices conservent la puissance.

Annexe C : Document de Texas
instruments pour le dimensionnement
des filtres de Butterworth, de Bessel et
de Tchebetchev.

TABLE 2: Table de filtre Butterworth.

Ordre du filtre	Stage 1		Stage 2		Stage 3		Stage 4		Stage 5	
	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q
2	1.000	0.7071								
3	1.000	1.000	1.000							
4	1.000	0.5412	1.000	1.3065						
5	1.000	0.6180	1.000	1.6181	1.000					
6	1.000	0.5177	1.000	0.7071	1.000	1.9320				
7	1.000	0.5549	1.000	0.8019	1.000	2.2472	1.000			
8	1.000	0.5098	1.000	0.6013	1.000	0.8999	1.000	2.5628		
9	1.000	0.5321	1.000	0.6527	1.000	1.0000	1.000	2.8802	1.000	
10	1.000	0.5062	1.000	0.5612	1.000	0.7071	1.000	1.1013	1.000	3.1969

TABLE 3: Table de filtre Bessel.

Ordre du filtre	Stage 1		Stage 2		Stage 3		Stage 4		Stage 5		
	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	
2	1.2736	0.5773	coefficients utilises pour tous les filtres de Bessel d'ordre 2								
3	1.4524	0.6910	1.3270								
4	1.4192	0.5219	1.5912	0.8055	coefficients utilises pour le filtre passe bas d'ordre 4						
5	1.5611	0.5635	1.7607	0.9165	1.5069						
6	1.6060	0.5103	1.6913	0.6112	1.9071	1.0234					
7	1.7174	0.5310	1.8235	0.6608	2.0507	1.1262	1.6853				
8	1.7837	0.5060	1.1953	0.2258	1.9591	0.7109	1.8376	0.5596			
9	1.8794	0.5197	1.9488	0.5894	2.0815	0.7606	2.3235	1.3220	1.8575		
10	1.9490	0.5040	1.9870	0.5380	2.0680	0.6200	1.2110	0.8100	2.4850	1.4150	

TABLE 4: Table de filtre Tchebychev.

Ordre du filtre	Stage 1		Stage 2		Stage 3		Stage 4		Stage 5	
	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q
2	0.8414	1.3094								
3	0.9160	3.0678	0.2986							
4	0.4426	1.0765	0.9503	5.5770						
5	0.6140	2.1380	0.9675	8.8111	0.1775					
6	0.2980	1.0441	0.7224	3.4597	0.9771	12.7899				
7	0.4519	1.9821	0.7920	5.0193	0.9831	17.4929	0.1265			
8	0.2228	1.0558	0.5665	3.0789	0.8388	6.8302	0.9870	22.8481		
9	0.3559	1.9278	0.6503	4.3179	0.8716	8.8756	0.9897	28.9400	0.0983	
10	0.1796	1.0289	0.4626	2.9350	0.7126	5.7012	0.8954	11.1646	0.9916	35.927

Résumé

L'objectif visé par cette thèse, est d'assurer une commande vectorielle sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), basée sur la technique d'injection de signal à haute fréquence (HF) aux basses vitesses. Un nouvel estimateur de la position du rotor est présenté. Cet estimateur utilise une nouvelle procédure d'extraction de la composante inverse du courant qui contient l'information sur la position du rotor. Par rapport à l'approche conventionnelle, habituellement utilisée, cette méthode est simple, elle nécessite qu'un seul filtre analogique. Une étude comparative par simulation sous Matlab/Simulink de ces deux démodulateurs, montre que les déphasages des filtres utilisés, sont étroitement liés à la vitesse de fonctionnement pour les deux estimateurs. Il a été prouvé que lorsque la vitesse de fonctionnement est prise en compte dans le schéma de compensation des déphasages des filtres utilisés, ces derniers sont nettement réduits ce qui améliore considérablement la précision d'estimation de la position du rotor. Les résultats expérimentaux obtenus confirment l'efficacité de la nouvelle procédure de démodulation proposée aux basses vitesses et pour les différentes conditions de fonctionnement.

Mots-clés : Commande vectorielle sans Capteur ; injection d'un signal rotatif de haute fréquence (HF) ; machine synchrone à aimants permanents (MSAP), Démodulation.

Abstract

The aim of this thesis is to ensure the sensorless vector control of the permanent magnet synchronous motor (PMSM), based on carrier signal injection (HF) at low speed. A new rotor position estimator is presented. This method first uses a new way to extract the negative frequency component of the current which contains the rotor position information. Compared to the classical approach, this method is simple and uses only one analog filter. A comparative study using Matlab/Simulink simulations of these two demodulators, shows that the phase shifts of the filters used are closely linked to the operating speed, for both estimators. It was shown that when the compensation scheme takes into account the operating speed, filter phase shift is greatly reduced, thus leading to an accurate rotor position estimation. Experimental results confirming then the effectiveness of the suggested procedure for low speed under various operating conditions.

Keywords : Sensorless vector control ; High Frequency (HF) Rotating Carrier-signal Injection ; Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM) ; Demodulation.